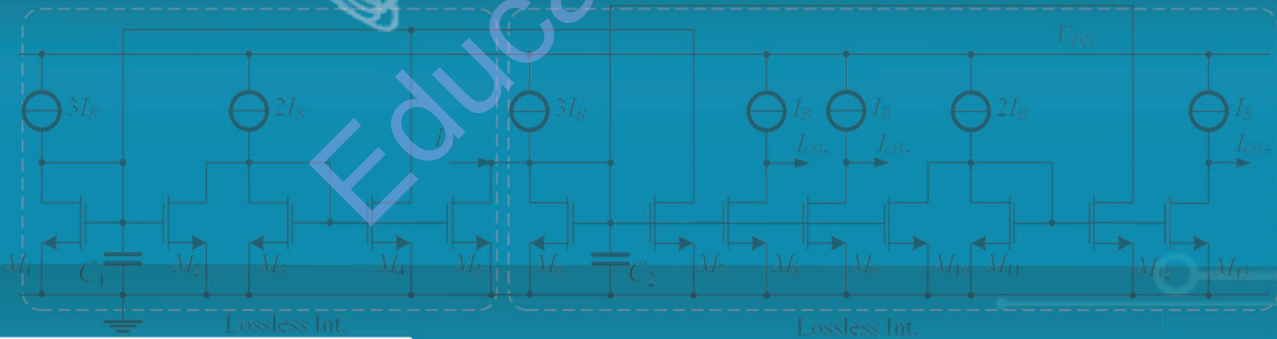


วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร

ANALOG INTEGRATED CIRCUITS FOR COMMUNICATIONS

ฉบับปรับปรุง



พิพัฒน์ พรหมมี

วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร

Analog Integrated Circuits for Communications



สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พิพัฒน์ พรหมมี

ชื่อหนังสือ:

วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร

ผู้แต่ง/จัดทำโดย:

พิพัฒน์ พรหมมี

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขที่ 1 ซอยฉลองกรุง 1 ถนนฉลองกรุง

แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง

กรุงเทพมหานคร 10520

ข้อมูลทางบรรณานุกรมของสำนักงานหอสมุดแห่งชาติ

พิพัฒน์ พรหมมี.

วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร..—กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง..., 2566.

628 หน้า.

1. วงจรรวม. I. ชื่อเรื่อง.

621.3815

ISBN 978-616-604-351-8

พิมพ์และจำหน่ายโดย

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขที่ 1 ถ.ฉลองกรุง 1 เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 105200

คำนำ

เทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวมเป็นศาสตร์ที่มีความสำคัญ และมีอิทธิพลเป็นอย่างมากต่อ

มนุษย์ในยุคปัจจุบัน วงจรรวมมีอยู่ทุกหนทุกแห่งทั้งในผลิตภัณฑ์ และ เครื่องใช้ประจำวันต่างๆ อาทิ อุปกรณ์สื่อสาร เครื่องมือ เครื่องจักร หุ่นยนต์ ยานพาหนะ การแพทย์ ฯลฯ องค์ความรู้ด้านวงจรรวมส่วนใหญ่จะเป็นภาษาต่างประเทศ ความรู้ในด้านวงจรรวมยังจำกัดอยู่ในเฉพาะนักวิจัยส่วนน้อย การเข้าถึงความรู้ในด้านการออกแบบวงจรรวมสำหรับการสื่อสารจึงยังเป็นเรื่องที่ยากขึ้นไปอีก ผู้เขียนจึงมีความประสงค์ที่จะเรียบเรียงตำราภาษาไทยโดยเชื่อมโยงระบบสื่อสารเข้ากับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โดยเฉพาะในด้านวงจรรวมแอนะล็อก (Analog Integrated Circuits) เพื่อเป็นแนวทางให้ผู้อ่านสามารถเข้าใจถึงการทำงานของระบบย่อยในระบบสื่อสาร อาทิการรับ-ส่งสัญญาณข่าวสารระยะไกล ซึ่งระบบสื่อสารดังกล่าวจะประกอบด้วยวงจรรวมแอนะล็อกที่ทำหน้าที่สำคัญต่างๆ เช่น วงจรขยายสัญญาณ วงจรผสมสัญญาณ (Mixer) วงจรมอดูเลเตอร์ วงจรกรองความถี่ วงจรผสมสัญญาณ วงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรดีมอดูเลเตอร์ ระบบอลวนและการเข้ารหัสลับ โดยตำรา “วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร” ฉบับปรับปรุง เล่มนี้มีความประสงค์เพื่อใช้สอนในระดับบัณฑิตศึกษา ในวิชา Analog Integrated Circuits for Communications และ ในบางหัวข้อจะใช้สอนในวิชา Integrated Circuit Techniques ระดับปริญญาโท และ วิชา Integrated Circuits Design ในระดับปริญญาตรี ของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง รวมถึงเพื่อเป็นประโยชน์กับนักวิจัย และ ผู้ที่สนใจด้านการออกแบบวงจรรวมโดยเฉพาะในด้านการสื่อสาร

ผู้เขียนมีความประสงค์ที่จะอธิบายเนื้อหาให้เป็นขั้นเป็นตอนเพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจ ทั้งการวิเคราะห์การออกแบบ การจำลองผลการทำงาน และ ตัวอย่างงานวิจัยที่น่าสนใจ ทั้งของผู้เขียนเองและนักวิจัยอื่นที่เกี่ยวข้อง รวมถึงแบบฝึกหัดท้ายบท เพื่อทดสอบความเข้าใจในเนื้อหาของผู้อ่าน ดังนั้นเพื่อให้ผู้ใช้ตำราเล่มนี้ได้รับประโยชน์สูงสุด ผู้เขียนจึงขอแนะนำว่าอย่างน้อยผู้อ่านควรจะต้องเป็นผู้ที่สนใจในศาสตร์ด้านวงจรรวมหรือ ด้านสื่อสาร และมีพื้นฐานด้านการวิเคราะห์วงจรอิเล็กทรอนิกส์ในระดับหนึ่ง อีกทั้งควรมีพื้นฐานด้านคณิตศาสตร์ที่ดีพอสมควร ผู้เขียนได้จัดแบ่งเนื้อหาของตำราเรื่อง “วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร” ออกเป็น 11 บท โดยในแต่ละบทผู้เขียนมีความตั้งใจจะมีโครงเรื่องให้เชื่อมโยงกันตั้งแต่การนำข่าวสารมาผ่านกระบวนการต่างๆ เพื่อส่งสัญญาณออกไป และ เมื่อรับสัญญาณผ่านกระบวนการต่างๆ ตลอดจนการถอดรหัสจนได้ข่าวสารกลับมา โดยบทที่หนึ่งถึงบทที่สี่นั้น จะเป็นเนื้อหาเกี่ยวกับการทบทวนทฤษฎีพื้นฐานในเรื่องต่างๆ ทั้งในทฤษฎีด้านการสื่อสาร ทฤษฎีด้านวงจรรวม ทฤษฎีด้านวงจรขยาย และ การวิเคราะห์ความเพี้ยนในวงจรขยาย เพื่อที่จะเป็นพื้นฐานสำหรับการอ่านเนื้อหาในบทที่ห้าเป็นต้นไป ซึ่งในบทที่ห้าไปถึงบทที่สิบเอ็ดนั้นผู้เขียนได้บูรณาการความรู้ข้างต้นเป็นกรณีศึกษา โดยสอดแทรกกรณีศึกษาจากงานวิจัยของผู้เขียนและนักวิจัยอื่นๆ ในด้านการออกแบบวงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสารต่างๆ เพื่อเป็นประโยชน์กับผู้อ่านมากที่สุด โดยเนื้อหาทั้งสิบเอ็ดบทสามารถสรุปพอสังเขป ได้ดังต่อไปนี้

บทที่หนึ่ง จะเป็นการทบทวนระบบสื่อสาร องค์ประกอบพื้นฐานของระบบโทรคมนาคมในภาคส่ง และ ภาครับ เช่น วงจรขยาย ตัวกำเนิดความถี่ ตัวกรองความถี่ ตัวผสมสัญญาณ ตัวมอดูเลตสัญญาณ ตัวดีมอดูเลตสัญญาณ การเข้ารหัส/ถอดรหัส ฯลฯ เพื่อการนำพาข้อมูลข่าวสารจากต้นทางไปยังผู้รับปลายทาง รวมถึงความต้องการแบนด์วิธของช่องสัญญาณในการส่งข้อมูลข่าวสารเพื่อปรับความเข้าใจให้ตรงกัน เพื่อจะทำให้อ่านในบทต่อไปได้ง่ายขึ้น

บทที่สอง เป็นการอธิบายพื้นฐานของวงจรรวมในเทคโนโลยีไบโพลาร์ และ ซีมอส การวิเคราะห์วงจรโดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ และ ขนาดเล็ก วงจรจ่ายกระแสคงที่ และ สะท้อนกระแสแบบต่างๆ

บทที่สาม กล่าวถึงวงจขยายในแบบต่างๆ ทั้งในเทคโนโลยีไบโพลาร์ เช่น อิมิตเตอร์ร่วม เบสร์ร่วม คอลเลคเตอร์ร่วม และ เทคโนโลยีซีมอส เช่น ซอสร์ร่วม เกทร่วม เดรนร์ร่วม วงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล วงจรคู่ออสซิลเลเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล วงจขยายเอาต์พุต

บทที่สี่ การวิเคราะห์ความเพี้ยนในวงจขยายแบบต่างๆ ความเพี้ยนที่เกิดจากการมอดูเลตระหว่างกัน เพื่อสามารถอธิบายถึงประสิทธิภาพของวงจขยาย รวมถึงการลดความเพี้ยนโดยการป้อนกลับในแบบต่างๆ เพื่อให้มีคุณสมบัติการถ่ายโอนให้เป็นเชิงเส้นมากขึ้น

บทที่ห้า เป็นการกล่าวถึงวงจรรวมชนิดบล็อกแอกทีฟ ซึ่งวงจรรวมลักษณะนี้สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารได้เช่นกัน โดยจะมีการวิเคราะห์และออกแบบ โดยใช้งานวิจัยที่มีความโดดเด่นทั้งของผู้เขียนเอง และ นักวิจัยที่มีชื่อเสียงอื่นๆ ในอดีตมาเป็นกรณีศึกษา และ เป็นแนวทาง ในการพัฒนางานวิจัยในรูปแบบวงจรรวมชนิดบล็อกแอกทีฟของผู้ที่สนใจได้อีกด้วย

บทที่หก เป็นเนื้อหาด้านการวิเคราะห์ และ ออกแบบวงจรรองสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยี Bipolar ซึ่งโดยหลักการของวงจรรองความถี่สูงจะมีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่ต่างจากวงจรรองความถี่ทั่วไปที่สร้างจากบล็อกแอกทีฟ และ วงจรรองความถี่สูงที่กล่าวถึงในบทนี้จะใช้หลักการของ Log-domain เป็นหลักด้วยข้อได้เปรียบของ Log-domain ทำให้สามารถออกแบบวงจรรองความถี่สูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทั้งวงจรรองแบบไบควอต วงจรรองความถี่อันดับสูง โดยมีคุณสมบัติด้านการปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้าง รวมถึงการนำหลักการของการออกแบบวงจรรองความถี่ไปสร้างเป็นระบบควบคุมอัตโนมัติความเร็วสูงได้อีกด้วย

บทที่เจ็ด เป็นเนื้อหาด้านการวิเคราะห์ และ ออกแบบวงจรรองสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยี CMOS ซึ่งมีข้อดีแตกต่างจากเทคโนโลยี Bipolar เช่น ใช้กำลังงานต่ำ ใช้พื้นที่ชิปน้อยกว่า เป็นต้น แนวทางการออกแบบวงจรรองความถี่ด้วยเทคโนโลยี CMOS นั้นจะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก สร้างเป็นอินทิเกรเตอร์ ซึ่งสามารถสร้างวงจรรองความถี่อันสูงที่มีประสิทธิภาพสูง และ ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้างได้เช่นเดียวกับไบโพลาร์ จึงเป็นแนวทางที่น่าสนใจ เป็นประโยชน์ที่จะศึกษาเรียนรู้เพื่อพัฒนางานวิจัยในด้านนี้ต่อไปได้อีกด้วย

บทที่แปด เป็นเนื้อหาด้านวงจรมกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ จะกล่าวถึงหลักการกำเนิดสัญญาณพื้นฐาน และ อธิบายด้วยวงจรมกำเนิดสัญญาณอย่างง่าย เมื่อสามารถเข้าใจในหลักการเบื้องต้นแล้ว ผู้เขียนได้นำตัวอย่างงานวิจัยของผู้เขียนเอง และ นักวิจัยที่มีชื่อเสียง มาเป็นกรณีศึกษา ในการวิเคราะห์ และ ออกแบบ

รวมถึงผลการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งในบทนี้จะมึ้ทั้งวงจรถ่ายสัญญาณไซน์ โดยใช้บล็อกแอกทีฟ และ วงจรถ่ายสัญญาณไซน์ความถี่สูงโดยใช้เทคนิค Log-domain ด้วย

บทที่เก้า เป็นส่วนที่มีความสำคัญมากโดยเฉพาะในระบบสื่อสารความถี่วิทยุ ซึ่งวงจรมีหน้าที่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) การย้ายความถี่ (Frequency Translation) และ การมอดูเลตสัญญาณ (Modulation) โดยเนื้อหาในบทนี้จะใช้วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกเป็นหลัก และ การใช้เทคนิคต่างๆ เพื่อที่จะแปลงหรือย้ายความถี่ IF การสร้างวงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้เทคโนโลยี CMOS วงจรผสมสัญญาณอย่างง่าย และ แบบประสิทธิภาพสูง และ วงจรมอดูเลเตอร์แบบ AM และ FM

บทที่สิบ เป็นส่วนระบบสื่อสารความถี่วิทยุด้านรับจำเป็นต้องมี คือ วงจรดีมอดูเลเตอร์ และ ตรวจจับสัญญาณ โดยบทนี้จะกล่าวถึงการดีมอดูเลตสัญญาณ AM และ FM โดยใช้เทคนิคต่างๆ เช่นการใช้วงจรถวจจับค่าสูงสุด การใช้วงจรถ่ายสัญญาณ การใช้การตรวจจับแบบซิงโครนัส วงจรดีมอดูเลต FM แบบ off-peak การใช้วงจรรแยกแยะความถี่ (Frequency Discriminator) เพื่อดีมอดูเลตสัญญาณ FM การใช้วงจรถ่ายสัญญาณในการดีมอดูเลตสัญญาณ FM ซึ่งล้วนแล้วแต่ต้องใช้วงจรถ่าย และ วงจรรองความถี่ ทำให้การทำงานเกิดความล่าช้า (delay) ผู้เขียนจึงได้นำเสนอตัวอย่างงานวิจัยของผู้เขียน ในการดีมอดูเลตสัญญาณโดยใช้หลักการตรีโกณมิติ ซึ่งสามารถดีมอดูเลตได้ทั้งสัญญาณแบบ AM และ FM ในตัวเดียวกัน โดยไม่ต้องใช้วงจรถ่าย และ วงจรรองความถี่ ทำให้การดีมอดูเลตทำได้อย่างรวดเร็ว (Instantaneous)

บทที่สิบเอ็ด กล่าวถึงระบบอลวน ซึ่งเป็นพฤติกรรมที่ถูกค้นพบเมื่อต้นศตวรรษที่ 20 และได้มีการวิจัย และ พัฒนา มาอย่างต่อเนื่องในทศวรรษที่ผ่านมา ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ได้เป็นอย่างดีมีประสิทธิภาพในระบบสื่อสาร เช่น การเข้ารหัสลับ เป็นต้น ในบทนี้ได้กล่าวถึงพื้นฐาน แนวคิด การออกแบบ และการวิเคราะห์เชิงปริมาณ รวมถึงการนำงานวิจัยระบบอลวนที่ถูกค้นพบใหม่ของผู้เขียนมาอธิบาย การออกแบบวงจร และ ยกตัวอย่างให้เห็นถึงการนำระบบอลวนมาใช้งานในระบบสื่อสาร

จากเนื้อหาทั้งสิบเอ็ดบทนี้ แม้ว่าผู้เขียนจะมีพยายามรวบรวมทั้งความรู้ ประสบการณ์ งานวิจัยต่างๆ มาเป็นตำราเล่มนี้ โดยมีการอ้างอิงทั้งตำรา และ งานวิจัยเพื่อให้ผู้อ่านสามารถค้นคว้าเพิ่มเติมได้ด้วยตัวเองได้ ด้วย แต่อย่างไรก็ตามยังมีความรู้ที่น่าสนใจอยู่อีกเป็นจำนวนมากที่ผู้เขียนไม่สามารถนำมารวมในตำราเล่มนี้ได้หมด แต่ก็ยังหวังว่าเนื้อหาของตำรากล่าวคร่าวๆ นี้คงจะมีประโยชน์กับผู้อ่าน เป็นแนวทางในการเรียนรู้ ศึกษา วิจัย ต่อไปกับผู้ที่สนใจได้ ทั้งนี้ผู้เขียนใคร่ขอขอบพระคุณผู้ทรงคุณวุฒิที่ได้ประเมินตำราเล่มนี้และให้คำแนะนำ ซึ่งผู้เขียนได้ปรับปรุงตามคำแนะนำแล้ว รวมถึงพยายามใช้คำศัพท์ที่เข้าใจง่าย และ คำศัพท์บัญญัติของสำนักงานราชบัณฑิตยสภา ท้ายที่สุดนี้ ผู้เขียนใคร่ขอกราบสำนึกถึงบุญคุณครูคนแรก คือ บิดา และ มารดา ของผู้เขียนเอง ที่เลี้ยงดู พร่ำสอนให้มีจิตวิญญาณของการให้ และ คุณธรรม จริยธรรม ฯลฯ ครูบา อาจารย์ ที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้ ตั้งแต่วัยเด็ก และ เป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียน และ หากตำราเล่มนี้มีประโยชน์ ผู้เขียนใคร่ขอมอบคุณงามความดีของตำราเล่มนี้ให้กับ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ผู้มอบโอกาสเรียนระดับปริญญาโท และ ปริญญาเอกแก่ผู้เขียน และ ขอขอบคุณลูกศิษย์ใน “ห้องวิจัยวงจรรวมเพื่อการสื่อสาร” ที่ได้ร่วมมือร่วมใจสร้างผลงานวิจัยกันอย่างต่อเนื่อง อีกทั้งยังช่วยตรวจคำผิด และ ด้านกราฟฟิก

อย่างไรก็ตามหากยังมีข้อผิดพลาดในตำราเล่มนี้ในประการใด ผู้เขียนใคร่ขออภัยไว้ล่วงหน้า และ ขอน้อมรับคำ
ติชม เพื่อปรับปรุงให้สมบูรณ์ยิ่งขึ้นในโอกาสต่อไป

พิพัฒน์ พรหมมี

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Email: pipat.pr@kmitl.ac.th

6 สิงหาคม 2566

Education use only

สำหรับกำลังใจที่ได้รับจาก

คุณพ่อพุด และ คุณแม่สมจิตต์ พรหมมี
ผู้ที่มอบความรัก แนวความคิด เอื้อเฟื้อ เรียนรู้อยู่เสมอ และ ถึงพร้อมในความเพียร

สุนิสา พรหมมี ภรรยาผู้เป็นที่รัก อยู่เคียงข้างกันเสมอ
และ ชนกฤต พรหมมี บุตรชาย

☞ *Love will keep us alive* ☛

สารบัญ

เนื้อหา	หน้า
คำนำ	I
บทที่ 1 ทบทวนระบบสื่อสาร	1
1.1 ทบทวนการสื่อสาร	1
1.2 องค์ประกอบในระบบสื่อสาร	2
1.2.1 แหล่งกำเนิดข่าวสาร (Information Source)	2
1.2.2 ภาควิส่ง (Transmitter)	2
1.2.3 ช่องสัญญาณ (Channel)	4
1.2.4 ภาควิรับ (Receiver)	4
1.2.5 ผู้รับปลายทาง (Destination)	5
1.3 ความสำคัญของการมอดูเลตสัญญาณ	5
1.4 สเปกตรัมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และ การใช้งานทั่วไป	6
1.5 พื้นฐานของสัญญาณ และ การวิเคราะห์	8
1.5.1. คลื่นไซน์ และ อนุกรมฟูเรียร์	8
1.5.2. สเปกตรัมความถี่ของคลื่นที่ไม่เป็นรูปไซน์	12
1.6 การมอดูเลตแบบแอนะล็อกและดิจิทัล (Analog and Digital Modulations)	13
1.6.1. การมอดูเลตทางแอนะล็อก (Analog Modulation)	13
1.6.2. การมอดูเลตทางดิจิทัล (Digital Modulations)	16
1.7 เทคโนโลยีการเข้ารหัสลับ (Cryptography)	24
1.7.1. การเข้ารหัสแบบกุญแจสมมาตร (Symmetric Key Cryptosystem)	24
1.7.2. การเข้ารหัสแบบกุญแจแอสสมมาตร (Asymmetric Key Cryptosystem)	24
1.7.3. ทฤษฎีความอลวน	25
1.8 เครื่องรับแบบ Super-heterodyne	26
1.9 บทสรุป	27
บทที่ 2 เทคโนโลยีวงจรรวมพื้นฐาน	33
2.1 ไบโพลาร์เทคโนโลยี	34
2.1.1 สัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	34
2.1.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูปวงจรรวม	35
2.1.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	42

สารบัญ (ต่อ)

2.1.4 การตอบสนองทางความถี่ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	47
2.2 ซีมอสเทคโนโลยี	50
2.2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์	51
2.2.2 เทคโนโลยีของซีมอส	53
2.2.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์	54
2.2.4 แบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold	60
2.2.5 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์	61
2.3 วงจรไบแอสกระแส และ สะท้อนกระแส	66
2.3.1 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย (Simple Current Mirror)	68
2.3.2 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายพร้อมกระแสเสริม (Simple Current Mirror with Beta Helper)	73
2.3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror)	75
2.3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson	82
2.3.5. วงจรจ่ายกระแสต่ำ (Low Output Current Source)	87
2.4 บทสรุป	93
บทที่ 3 วงจรขยายสัญญาณ	101
3.1 วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter)	102
3.2 วงจรขยายแบบซอร์สร่วม (Common-Source)	106
3.3 วงจรขยายแบบเบสร่วม (Common-Base)	110
3.4 วงจรขยายแบบเกตร่วม (Common-Gate)	
3.5 โครงสร้างแบบเบสร่วมและโครงสร้างแบบเกตร่วมที่ r_o ไม่เป็นอนันต์	113
3.5.1 ความต้านทานอินพุตของวงจรขยายแบบเบสร่วม และ เกตร่วม	116
3.5.2 ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรขยายแบบเบสร่วม และ เกตร่วม	118
3.6 วงจรขยายแบบคอลเล็กเตอร์ร่วม หรือ ตามอิมิตเตอร์ (Common Collector or Emitter Follower)	120
3.7 วงจรขยายแบบเดรนร่วมหรือตามซอร์ส (Common Drain or Source Follower)	123
3.8 วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาอิมิตเตอร์ (Emitter Degeneration)	126
3.9 วงจรขยายแบบซอร์สร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาซอร์ส (Source Degeneration)	129
3.10 วงจรอัตราขยายสูงโดยใช้ทรานซิสเตอร์หลายตัว	132
3.10.1 โครงสร้างแบบผสม CC-CE, CC-CC และ Darlington	132

สารบัญ (ต่อ)

3.10.2 วงจรตามซอสแบบพิเศษ (Super Source Follower)	136
3.11 วงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Pairs)	138
3.11.1 คุณสมบัติทางไฟตรงของคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล	139
3.11.2 คุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล	141
3.11.3 คุณสมบัติสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลแบบสมมูล	144
3.12 วงจรขยายเอาต์พุต (Output Stage Amplifier)	151
3.12.1 วงจรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์ (Emitter Follower Output Amplifier)	151
3.12.2 วงจรขยายเอาต์พุตแบบตามซอส (Source Follower Output Amplifier)	160
3.12.3 วงจรขยายเอาต์พุตคลาสบี พูช-พูล (Class B Push-Pull Output Amplifier)	161
3.13 บทสรุป	170
บทที่ 4 ความเพี้ยนในวงจรขยาย	175
4.1 วงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter)	177
4.2 วงจรอิมิตเตอร์ร่วมแบบแรงดันอินพุตขนาดใหญ่	181
4.3 คุณลักษณะของอนุกรมกำลังและอนุกรม Fourier	184
4.4 วงจรขยายสัญญาณแบบซอสร่วม (Common-Source)	188
4.5 ความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation Distortion)	191
4.6 ผลกระทบของตัวป้อนกลับแบบลบ	197
4.7 การป้อนกลับสำหรับวงจรขยายสัญญาณทั่วไป	201
4.8 วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมและตัวป้อนกลับแบบ Shunt	207
4.9 วงจรอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการป้อนกลับอิมิตเตอร์	209
4.10 การคำนวณอัตราขยายรูปแบบอื่น	215
4.11 การป้อนกลับขาอิมิตเตอร์ของวงจร Emitter Couple Pairs (ECP)	216
4.12 ตัวป้อนกลับภายในของ ECP และ SCP	219
4.13 บทสรุป	225
บทที่ 5 วงจรรวมบล็อกแอกทิฟสำหรับประมวลสัญญาณ	233
5.1 วงจรออปแอมป์ (Operational Amplifier: OPAMP)	233
5.1.1 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟตรงของ OPAMP 741	235
5.1.2 การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของออปแอมป์ LM741	240
5.1.3 การวิเคราะห์คุณสมบัติของ 741 ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแบบสมบูรณ์	247

สารบัญ (ต่อ)

5.1.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟตรงของซีมอสออปแอมป์ MC14573	247
5.1.5 การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของซีมอสออปแอมป์ MC14573	249
5.2 โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifiers: OTA)	250
5.2.1 วงจรโอทีเอโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	251
5.2.2 วงจรโอทีเอโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์	252
5.2.3 แบบจำลองของโอทีเอ	254
5.3 วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor)	255
5.3.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First-generation Current Conveyor: CCI)	256
5.3.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second-generation Current Conveyor: CCII)	257
5.3.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแส (Second-generation Current-controlled Current Conveyor: CCCII)	261
5.3.4 วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Difference Current Conveyor: DDCC)	263
5.3.5 วงจรสายพานกระแสผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลปรับค่าได้ด้วยกระแส (Current-controlled Differential Difference Current Conveyor: CCDDCC)	265
5.4 วงจรขยายผลต่างกระแส (Current Differencing Amplifier)	267
5.4.1 วงจรผลต่างกระแสขยายบัฟเฟอร์ (Current Differencing Buffered Amplifier: CDBA)	267
5.4.2 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน (Current Differencing Transconductance Amplifier: CDTA)	270
5.4.3 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน ปรับค่าได้ด้วยกระแส (Current-Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier: CC-CDTA)	272
5.4.4 วงจรสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (Current-controlled Current Differencing Current Copy Conveyor: CC-CDCCC)	273
5.5 การประยุกต์ใช้งานบล็อกแอกทิฟในการประมวลสัญญาณ	275
5.5.1 การประยุกต์ใช้งานโอทีเอ (OTA)	275
5.5.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII)	289
5.5.3 การประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCCII)	292
5.5.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแสผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCDDCC)	293
5.5.5 การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายผลต่างกระแสขยายบัฟเฟอร์ (CDBA)	295
5.5.6 การประยุกต์ใช้งานวงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน (CDTA)	298
5.5.7 การประยุกต์ใช้งานวงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน ปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCCDTA)	300

สารบัญ (ต่อ)

5.5.8	วงจรสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (CC-CDCCC)	302
5.6	บทสรุป	304
บทที่ 6	วงจรรวมสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์	311
6.1	หลักการทรานสลิเนียร์พื้นฐาน	312
6.1.1	วงจรถ่วงสองแบบทรานสลิเนียร์	315
6.1.2	วงจรถ่วงความถี่แบบทรานสลิเนียร์	316
6.2	หลักการ และ แนวคิดของวงจรถ่วง Log-domain	317
6.3	วงจรถ่วงทรานสลิเนียร์แบบ Log-domain	319
6.3.1	วงจรถ่วงขยายกระแสทรานสลิเนียร์	321
6.3.2	วงจรถ่วงอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain	322
6.3.3	วงจรถ่วงอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain	326
6.3.4	วงจรถ่วงจตุรเฟสเอเรชเชอเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain	328
6.3.5	ผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ	330
6.4	วงจรถ่วงความถี่หลายหน้าที่แบบ Log-domain	335
6.5	วงจรถ่วงความถี่อันดับสูงแบบ Log-domain	340
6.5.1	การสังเคราะห์วงจรถ่วงความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev	341
6.5.2	การสังเคราะห์วงจรถ่วงแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev	347
6.5.3	การสังเคราะห์วงจรถ่วงความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic	354
6.5.4	การสังเคราะห์วงจรถ่วงแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic	358
6.6	ตัวควบคุม PID ความเร็วสูงแบบ Log-domain	362
6.6.1	การสังเคราะห์ตัวควบคุม D (Derivative) แบบ Log-domain	363
6.6.2	การสังเคราะห์ตัวควบคุม I (Integral) แบบ Log-domain	363
6.6.3	การสังเคราะห์ตัวควบคุม P (Proportional) แบบ Log-domain	364
6.6.4	การสังเคราะห์ตัวควบคุม PID แบบ Log-domain	364
6.7	บทสรุป	371
บทที่ 7	วงจรรวมสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส	379
7.1	ข้อจำกัดสำหรับวงจรถ่วงความถี่สูงมาก	379
7.1.1	ต้องมีโหมดตัวเก็บประจุแฝงต่อกราวด์น้อยที่สุด	379
7.1.2	ความไว (Sensitivity)	380

สารบัญ (ต่อ)

7.1.3 พิสัยพลวัต (Dynamic Range)	381
7.1.4 วงจรกรองแบบ RLC-Ladder	381
7.2 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่สูง	381
7.2.1 วงจรอินทิเกรเตอร์ความถี่สูง	381
7.2.2 ผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ	386
7.2.3 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Chebyshev	390
7.2.4 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Elliptic	397
7.2.5 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ด้วยฟังก์ชันไบควอด	407
7.2.6 เปรียบเทียบวิธีการสังเคราะห์	421
7.3 ความไวของวงจรกรอง RLC-Ladder	422
7.4 บทสรุป	422
บทที่ 8 วงจรกำเนิดสัญญาณ	429
8.1 การวิเคราะห์ฟังก์ชันโครงข่ายสำหรับการกำเนิดสัญญาณ	430
8.2 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วยวิธีป้อนกลับ	433
8.2.1 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วยพหุนามอันดับสอง	434
8.2.2 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วยพหุนามอันดับสาม	435
8.2.3 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟส n -order	435
8.3 วงจรกำเนิดสัญญาณด้วยออปแอมป์	439
8.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ Wein-Bridge	439
8.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ Phase-shifted Oscillator	440
8.4 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์อันดับสามโดยใช้ OTA	441
8.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์อันดับสามโดยใช้โอทีเอแบบที่หนึ่ง	441
8.4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์อันดับสามโดยใช้โอทีเอแบบที่สอง	445
8.5 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสโดยใช้ CC-CDTA	449
8.6 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CC-CDCCC	453
8.7 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว	456
8.7.1 ผลกระทบของโพลแฝงภายในออปแอมป์	458
8.7.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว	458
8.7.3 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว	459
8.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วยเทคนิค Log-domain	462

สารบัญ (ต่อ)

8.8.1	วงจรถอดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ด้วยเทคนิค Log-domain	462
8.8.2	วงจรถอดสัญญาณแบบหลายเฟสโครงสร้าง Low-pass ด้วยเทคนิค Log-domain	466
8.8.3	วงจรถอดสัญญาณแบบหลายเฟสโครงสร้าง All-pass ด้วยเทคนิค Log-domain	471
8.9	บทสรุป	478
บทที่ 9	วงจรถอดสัญญาณ ผสมสัญญาณ และ มอดูเลเตอร์	483
9.1	ตัวคูณสัญญาณอย่างง่ายด้วยวงจรถอดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล	483
9.2	การใช้เทคนิคดิฟเฟอเรนเชียล	487
9.3	วงจรถอดสัญญาณ Pre-distortion และการปรับปรุงความเป็นเชิงเส้นในวงจรถอดสัญญาณ	489
9.4	วงจรถอดสัญญาณแบบ Gilbert Cell	492
9.5	วงจรถอดสัญญาณด้วยมอดูเลชัน	495
9.5.1	วงจรถอดสัญญาณที่ควอดเรเจอร์ที่ทำงานในย่านไม้อิมพัลส์ไฟเลี้ยงเดี่ยว	496
9.5.2	วงจรถอดสัญญาณที่ควอดเรเจอร์ที่ทำงานในย่านกว้าง	501
9.6	การผสมสัญญาณ (Mixing) การมอดูเลชัน (Modulation) และการย้ายความถี่ (Frequency Translation)	504
9.7	วงจรถอดสัญญาณแบบสมมาตร (Fully Balanced Quad Mixer)	506
9.8	วงจรถอดสัญญาณด้วยอุปกรณ์ตัวเดียว	511
9.8.1	วงจรถอดสัญญาณด้วยทรานซิสเตอร์ BJT ตัวเดียว	511
9.8.2	วงจรถอดสัญญาณด้วยมอดูเลชัน	515
9.9	วงจรถอดสัญญาณ	517
9.9.1	วงจรถอดสัญญาณทางขนาด	520
9.9.2	วงจรถอดสัญญาณทางความถี่	520
9.9.3	วงจรถอดสัญญาณ QPSK มอดูเลชัน	521
9.10	บทสรุป	526
บทที่ 10	วงจรถอดสัญญาณ และ ตรวจจับสนญาณ	535
10.1	AM ตรวจจับสนญาณ โดยใช้วงจรถอดสัญญาณแอนะล็อก	536
10.2	วงจรถอดสัญญาณ AM แบบซิงโครนัส (Synchronous AM Detection)	539
10.3	วงจรถอดสัญญาณค่าสูงสุด (Peak Detector)	540
10.4	ตัวควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	548
10.5	FM ตรวจจับสนญาณ และการตรวจจับสนญาณการลดลงของค่าสูงสุด (Off-peak Detection)	549

สารบัญ (ต่อ)

10.6 วงจรแยกแยะความถี่ (Frequency Discriminator)	552
10.7 วงจร FM ดิมอดูเลเตอร์โดยใช้ตัวคูณสัญญาณ	555
10.8 วงจร AM และ FM ดิมอดูเลเตอร์แบบทันที (Instantaneous AM and FM Demodulator)	556
10.8.1 วงจรดีฟเฟอเรนเชียลเฟอเดอเรเตอร์รูปแบบกระแสโดยใช้ MO-CCII	558
10.8.2 วงจรคูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์รูปแบบกระแสโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส	560
10.8.3 วงจรรากลที่สองรูปแบบกระแส	563
10.8.4 วงจรตรวจจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด	565
10.9 บทสรุป	569
บทที่ 11 ระบบอลวน และ การประยุกต์ด้านการสื่อสาร	577
11.1. แบบจำลองความอลวน	577
11.1.1. แบบจำลองอลวน Lorenz	578
11.1.2. แบบจำลองอลวน Rossler	581
11.1.3. แบบจำลองอลวน Jerk	584
11.2. สัญญาณอลวนรูปแบบใหม่	587
11.2.1. การออกแบบฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น	587
11.2.2. ระบบอลวนแบบสองวงม้วน (Double-scroll chaotic system)	587
11.2.3. ระบบอลวนแบบสี่วงม้วน (Four-scroll chaotic system)	592
11.3. การประยุกต์ในการเข้ารหัสด้านการสื่อสาร	596
11.3.1. การสื่อสารแบบ Chaotic Masking (CM)	598
11.3.2. การสื่อสารแบบ Chaos Shift Keying (CSK) [12]	599
11.3.3. การประยุกต์ใช้ระบบอลวนที่ออกแบบด้วยวิธี Chaotic Masking	604
11.4. บทสรุป	611
ดัชนี	615

บทที่ 1

ทบทวนระบบสื่อสาร

บทนี้จะเป็นการนำผู้อ่านให้เข้าใจในระบบสื่อสารเบื้องต้น เพื่อจะได้มีความรู้ความเข้าใจที่ตรงกัน และเป็นประโยชน์กับผู้อ่านในการอ่านบทถัดไป โดยเนื้อหาจะเป็นการกล่าวถึงองค์ประกอบพื้นฐานของระบบโทรคมนาคมเช่น แหล่งข้อมูลข่าวสาร เครื่องส่ง เครื่องรับ และ สัญญาณรบกวนในระบบ การมอดูเลตเพื่อนำพาข้อมูลข่าวสารไปยังผู้รับ และ ความต้องการแบนด์วิธของช่องสัญญาณในการส่งข้อมูลข่าวสาร

จุดประสงค์ของระบบสื่อสาร (Communication System) คือการส่งผ่านข้อมูลต่าง ๆ (คำพูด, วิดีโอ, ข้อมูลต่าง ๆ) จากต้นทางไปยังปลายทางผ่านช่องทางการสื่อสาร (Channel) หรือตัวกลางการสื่อสาร (Medium) ซึ่งช่องทางการสื่อสารสำหรับส่งผ่านข้อมูลนั้น มีทั้งช่องทางที่ส่งผ่านสายสัญญาณ เรียกว่าการสื่อสารแบบใช้สาย (Wire) (โทรศัพท์บ้าน, เคเบิลทีวี) และส่งผ่านไปในอากาศเรียกว่าการสื่อสารแบบไร้สาย (สัญญาณวิทยุสื่อสาร, สัญญาณโทรทัศน์, สัญญาณโทรศัพท์มือถือ) หนังสือเล่มนี้เน้นไปที่การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวมในระบบสื่อสารแบบไร้สาย เพื่อให้ครอบคลุมเนื้อหาดังต่อไปนี้ ทฤษฎีวงจรรวม (Integrated Circuit) วงจรขยาย (Amplifier) วงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator) วงจรกรองความถี่ (Continuous-time Filter) วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) วงจรผสมสัญญาณ (Mixer) วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) วงจรเข้ารหัสความปลอดภัยด้วยระบบอลวน (Chaotic Encryption) รวมถึงแสดงผลการทำงานของวงจรต่างๆ

เมื่อสัญญาณการสื่อสารหลาย ๆ สัญญาณใช้แถบความถี่ (Frequency Bands) คล้ายๆกัน จะไม่สามารถส่งต่อผ่านทางช่องทางการสื่อสารเดียวได้ถ้าไม่อาศัยการผสมสัญญาณ (Multiplexing) ไม่ว่าจะเป็นในโดเมนเวลา (Time Domain) หรือโดเมนความถี่ (Frequency Domain) ซึ่งเทคนิคทางแอนะล็อกสองอย่างที่ใช้สำหรับการผสมสัญญาณในโดเมนความถี่ ได้แก่การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation: AM) และการมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation: FM) ซึ่งใช้อย่างแพร่หลายในกิจการวิทยุกระจายเสียง ทั้ง AM และ FM ตามลำดับ สัญญาณ Base Band ถูกเปลี่ยนไปยังช่องสัญญาณที่มีความถี่สูงขึ้น โดยใช้เทคนิคมอดูเลต ซึ่งสัญญาณที่นำมาใช้ในการแปลงความถี่เรียกว่าสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier) ประโยชน์อีกอย่างหนึ่งของการมอดูเลชัน คือเมื่อสัญญาณ Base Band ที่มีความถี่ต่ำถูกแปลงให้มีความถี่ที่สูงขึ้นด้วยสัญญาณคลื่นพาห์จะสามารถส่งผ่านอากาศได้ง่ายขึ้น

1.1 ทบทวนการสื่อสาร

ในชีวิตประจำวันของทุกคน คงไม่มีใครปฏิเสธได้เลยว่า “การสื่อสาร” เป็นส่วนหนึ่งในการดำเนินชีวิต ทั้งนี้เพื่อจะถ่ายทอดข้อมูลข่าวสาร พูดคุย หรือ เสร็จธุระกิจ เป็นต้น ในบริบทกว้างๆ ของ “การสื่อสาร” คือ การส่งข้อมูลจากด้านหนึ่งไปยังอีกด้านหนึ่ง อาจรวมถึงการสื่อสารด้วยการพูดกันในหมู่คนที่ร่วมโต๊ะอาหาร ซึ่งแน่นอนว่าข้อจำกัดของการสื่อสารแบบนี้คือ ความดังของเสียง และ ระยะทางของผู้ฟังกับผู้พูดนั่นเอง

ในอดีตที่มนุษย์ยังไม่มีไฟฟ้าใช้ การสื่อสารระยะไกลของมนุษย์นั้น เริ่มต้นด้วยการใช้สัญญาณจากเสียงกลอง ควันไฟ รวมทั้งการส่งข่าวสารโดยคน ม้า และ นกพิราบ แต่เมื่อมนุษย์เริ่มมีไฟฟ้าใช้ การสื่อสารโดยใช้สายโทรเลขจึงเริ่มใช้ในปี 1840 และ อีกไม่กี่สิบปีก็ได้มีการพัฒนามาเป็นโทรศัพท์ ในปี 1870 และ ในศตวรรษที่ 20 ก็ได้มีระบบวิทยุกระจายเสียงเกิดขึ้น ในการสื่อสารด้วยดาวเทียม และ เคเบิลใยแก้วนำแสง เป็นสื่อกลางที่ทำให้การสื่อสารขยายวงกว้างขึ้นทั้งในวงการ การสื่อสารแบบไร้สาย และ การสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์

ในการสื่อสารในยุคศตวรรษที่ 21 เราอยู่ในสังคมยุคใหม่ มีการสื่อสารในรูปแบบไฟฟ้ามากมายที่เกี่ยวข้องกับการใช้ชีวิตของเรา เช่น โทรศัพท์บ้าน แฟกซ์ โทรศัพท์มือถือ คอมพิวเตอร์เชื่อมต่อด้วยอินเทอร์เน็ต หรือ ระบบโซเชี่ยลเน็ตเวิร์กแอปพลิเคชันต่างๆ การสื่อสารในรูปแบบต่างๆ ได้ถูกควบรวม (Bundle) เสมือนทำให้โลกทั้งโลกเชื่อมต่อกันได้ และในขณะเดียวกันเราก็สามารถติดต่อกับโลกได้ง่ายขึ้น การสื่อสารยุคใหม่กลายเป็นเครื่องมือประจำวันของเรา และ หลายคนขาดมันไม่ได้ด้วยซ้ำ เสมือนในยุคนี้คือ การปฏิวัติของการสื่อสาร

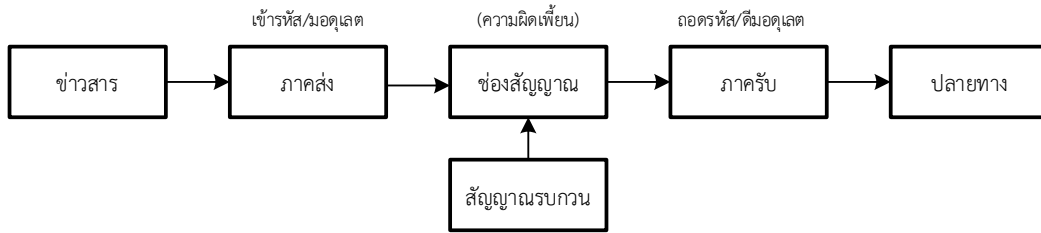
เทคโนโลยีการสื่อสารยุคใหม่ถูกค้นพบ และ พัฒนายู่ตลอดเวลาเช่น ยุคของโทรศัพท์แบบใช้สายก็พัฒนาเป็นโทรศัพท์ไร้สาย แม้ว่าจะมีการพัฒนาไปอย่างไรก็ตาม บริบทของการสื่อสารทางไฟฟ้าก็ยังต้องใช้ระบบสื่อสารสัญญาณข่าวสารจากด้านหนึ่งไปอีกด้านหนึ่งเสมอ โดยขั้นตอนในการส่งข่าวสารสามารถสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังต่อไปนี้

- แหล่งกำเนิดข่าวสารคือจากความคิดของผู้ใช้ต้นทาง
- ระบบต้นทางสร้างข้อมูลข่าวสารเพื่อใช้มีการติดต่อประสานงานกัน
- ระบบต้นทางเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารดังกล่าวให้อยู่ในรูปสัญญาณไฟฟ้า
- ระบบประมวลสัญญาณข้อมูลข่าวสารดังกล่าว เช่น เป็นการติดต่อทางไกลหรือไม่
- ระบบทำการส่งข้อมูลข่าวสารดังกล่าวไปยังระบบปลายทางที่ต้องการ
- ระบบปลายทางรับข้อมูลข่าวสารดังกล่าว
- ระบบปลายทางนำข้อมูลข่าวสารดังกล่าวมาประมวลและดำเนินการทางเชื่อมต่อช่องสัญญาณกับผู้รับปลายทาง
- ข่าวสารส่งไปยังผู้ใช้ปลายทางผ่านช่องสัญญาณที่เชื่อมต่อไว้

กระบวนการของการสื่อสารที่กล่าวมาข้างต้น ทุกขั้นตอนล้วนเกี่ยวข้องกับสัญญาณทางไฟฟ้า โดยจะมีความแตกต่างกันออกไปในรายละเอียดของชนิดการสื่อสารไม่ว่าจะเป็น โทรศัพท์ วิทยุกระจายเสียง โทรศัพท์ เรดาร์ การสื่อสารทางดาวเทียม ใยแก้วนำแสง สื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์ หรือ การสื่อสารไร้สาย ซึ่งในหนังสือเล่มนี้จะเป็นการกล่าวถึงระบบสื่อสารที่จำเป็นในมุมมองของวงจรอิเล็กทรอนิกส์เชิงจรรวม โดยในบทแรกนี้จะกล่าวถึงภาพรวมพื้นฐานของระบบสื่อสาร ทั้งในภาครับและภาคส่ง เพื่อที่จะนำความรู้เบื้องต้นเหล่านี้ไปใช้ในบทต่อๆ ไปในหนังสือเล่มนี้

1.2 องค์ประกอบในระบบสื่อสาร

ระบบของการสื่อสารแบบทั่วไปแสดงดังรูปที่ 1.1 โดยจะรวมถึงบล็อกแหล่งกำเนิดข่าวสาร (Information Source) และ ปลายทาง (Destination) แต่อย่างไรมุมมองในการออกแบบเชิงปฏิบัติจะให้ความสนใจเพียง 3 บล็อกเท่านั้น คือ ภาคส่ง (Transmitter) ช่องสัญญาณ และ ภาครับ (Receiver) เนื่องจากทั้ง 3 บล็อกจะเกี่ยวข้องกับสัญญาณทางไฟฟ้า [1] ตามระบบสื่อสารที่กล่าวมาข้างต้น โดยแต่ละบล็อกจะสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารทั่วไป

1.2.1 แหล่งกำเนิดข่าวสาร (Information Source)

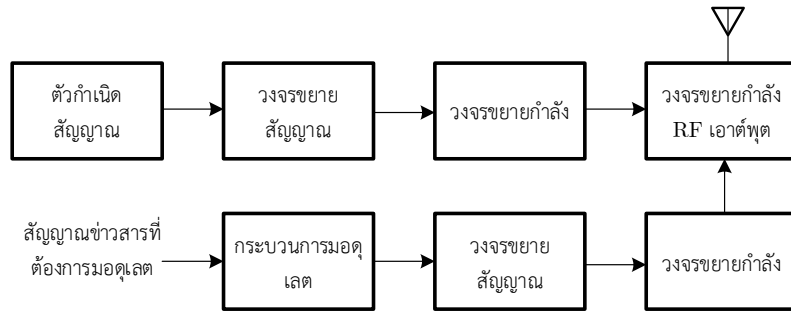
จากที่กล่าวไว้ข้างต้นว่าระบบสื่อสารจะทำการลำเลียงข่าวสารจากจุดหนึ่งไปยังจุดต่างๆ โดยข่าวสารจะได้อาจมาจากแหล่งกำเนิดซึ่งในที่นี้จะมีหลายรูปแบบไม่ว่าจะเป็น ข่าว ข้อมูลข่าวสาร ความรู้สึก ภาพ เสียง เป็นต้น โดยแหล่งกำเนิดข่าวสารจะทำการแปลงข้อมูลข่าวสารเป็นข้อมูลเชิงปริมาณ เช่น การจะส่งข่าวสารไปยังเพื่อนๆ ให้เข้าใจนั้นสามารถทำได้ด้วยการพูด เขียน หรือการวาดรูป ในการส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ในเชิงกายภาพของระบบสื่อสารก็จะมีกำหนดการแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารระหว่างกัน (Protocol) เพื่อให้สามารถเข้าใจในกันและกันได้

ในระบบสื่อสารด้วยสัญญาณไฟฟ้า จะให้ความสนใจในการส่งข่าวสารในรูปสัญญาณไฟฟ้าไปยังด้านรับเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดเท่าที่จะทำได้ โดยภาครับจะทำการแปลงเป็นพลังงานอีกรูปแบบหนึ่ง เช่นในการสื่อสารในรูปแบบของเสียงว่า “วันนี้ที่บ้านฉันฝนตก” เสียงจะถูกแปลงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าด้วยไมโครโฟน และ ส่งสัญญาณไฟฟ้านั้นไปยังอินพุตของภาคส่ง

1.2.2 ภาคส่ง (Transmitter)

จากรูปที่ 1.1 ภาคส่งมีหน้าที่ทำการรับสัญญาณไฟฟ้าและทำการปรับแต่งด้วยการมอดูเลชัน (Modulation) แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณเพื่อไปยังภาครับ โดยที่ช่องสัญญาณคือตัวกลางทางกายภาพเชื่อมระหว่างภาคส่งและ ภาครับ หน้าที่หลักของภาคส่งคือการเลือกชนิดของช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารให้เหมาะสม เช่น ถ้าการติดต่อกับเพื่อนที่อยู่ข้างห้อง ภาคส่งควรเลือกใช้อินเตอร์คอมร่วมกับสายทองแดงเป็นช่องสัญญาณ แต่ถ้าเพื่อนอยู่ไกลออกไป ภาคส่งก็ควรเลือกช่องสัญญาณเป็นโทรศัพท์มือถือ เป็นต้น

บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งวิทยุแสดงไว้ในรูปที่ 1.2 โดยเครื่องส่งจะประกอบด้วยภาคขยายสัญญาณ ภาคกำเนิดคลื่นพาห้ความถี่สูง การมอดูเลชัน และการกระจายคลื่นโดยมอดูเลตออกอากาศ ซึ่งการขยายสัญญาณในส่วนต่างๆ นั้นเป็นองค์ประกอบสำคัญเพื่อให้ได้ขนาดกำลังส่งตามต้องการ สัญญาณความถี่สูงมีหน้าที่สำคัญมากคือใช้ในการ “มอดูเลชัน” โดยสัญญาณความถี่สูงถูกสร้างขึ้นจากวงจรกำเนิดสัญญาณเพื่อทำหน้าที่เป็นคลื่นพาห้ โดยคลื่นพาห้ดังกล่าวจะมีตัวแปรที่สำคัญอยู่ 3 ตัว ได้แก่ ขนาด ความถี่ และ เฟส โดยกระบวนการมอดูเลตจะเป็นการทำให้ตัวแปรดังกล่าวเปลี่ยนแปลงไปตามข้อมูลข่าวสาร ซึ่งเราจะได้การมอดูเลต 3 แบบคือ AM, FM และ PM (Phase Modulation) ซึ่งการมอดูเลตทั้งสามแบบ จัดเป็นรูปแบบการมอดูเลตแบบทั่วไป ยังมีรายละเอียดเฉพาะของการมอดูเลตในแต่ละแบบอีกด้วย สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วจะส่งออกอากาศผ่านทางสายอากาศ ทำหน้าที่แปลงพลังงานไฟฟ้า ไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และ ในทางกลับกันที่ด้านรับด้วย



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบเครื่องส่งวิทยุทั่วไป

1.2.3 ช่องสัญญาณ (Channel)

ช่องสัญญาณคือสื่อกลางทางกายภาพที่เชื่อมระหว่างภาคส่งและภาครับ โดยรวมทั้ง สายทองแดง สายโคแอกเซียลเคเบิล ใยแก้วนำแสง ท่อนำสัญญาณ อากาศ หรือ ชั้นบรรยากาศ ซึ่งตัวเลือกของช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ และ ความเป็นไปได้ของระบบสื่อสาร ตัวอย่างเช่น การเชื่อมต่อผู้ใช้หลายๆ คนที่อยู่ในพื้นที่เดียวกันทางกายภาพ การใช้สายทองแดงเป็นทางเลือกที่เหมาะสมที่สุด ถ้าเป็นกรณีที่ต้องการส่งข่าวสารให้กับประชาชนจำนวนมากหลายล้านคนในหลากหลายพื้นที่ ดังนั้นการสื่อสารทางวิทยุ และ โทรทัศน์ โดยใช้การกระจายคลื่นทางอากาศจึงเป็นทางเลือกที่ดีที่สุด ด้วยสัญญาณข้อมูลข่าวสารจะได้รับการการดัดแปลง (มอดูเลต) ในภาคส่งขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่ใช้สื่อสาร และจะต้องเดินทางผ่านช่องสัญญาณไปยังภาครับได้อย่างสะดวก

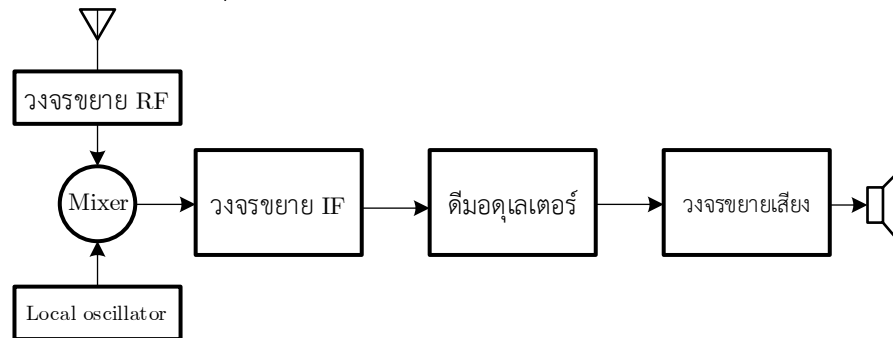
เพื่อความเข้าใจเรื่องช่องสัญญาณที่ชัดเจนขึ้น อาจพิจารณาโดยใช้ตัวอย่างนี้ สมมติว่าเรามีบ่อน้ำหลายบ่ออยู่ห่างกัน โดยแต่ละบ่อจะสามารถถ่ายเทน้ำระหว่างกันได้ โดยการลำเลียงน้ำทำได้โดยผ่านระบบกลไกคลองส่งน้ำ ซึ่งคลองดังกล่าวใช้เฉพาะการลำเลียงน้ำระหว่างบ่อเพียงอย่างเดียว เช่นเดียวกับช่องสัญญาณในระบบสื่อสาร จะทำหน้าที่ลำเลียงสัญญาณข้อมูลข่าวสารจากภาคส่งไปยังภาครับเพียงอย่างเดียว ด้วยเหตุนี้ปริมาณน้ำจะถูกลำเลียงไปถึงอีกบ่อหนึ่งจะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการเปิด/ปิดของคลอง เมื่อเทียบกับในระบบสื่อสาร สัญญาณข้อมูลข่าวสารจะส่งถึงภาครับนั้นขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของช่องสัญญาณได้แก่ย่านความถี่ บริการที่ใช้ และ เทคนิคการมอดูเลต โดยที่ช่องสัญญาณโทรทัศน์ หรือ วิทยุ ก็จะมีย่านความถี่ และ การมอดูเลตที่แตกต่างกัน

1.2.4 ภาครับ (Receiver)

ภาครับจะทำหน้าที่รับสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ผ่านการดัดแปลง (มอดูเลต) จากช่องสัญญาณ มาทำการประมวลผล และ นำมาแปลงกลับ สร้างเป็นสัญญาณเหมือนกับที่ส่งมาจากต้นทางอีกครั้ง ภาครับที่ใช้ในระบบสื่อสารมีหลากหลาย ขึ้นอยู่กับกระบวนการเพื่อสร้างสัญญาณต้นทางกลับมาใหม่ให้กับผู้ใช้ปลายทางเข้าใจได้ ภาครับส่วนมากจะใช้เทคนิคแบบ Superheterodyne ซึ่งเป็นเครื่องรับที่ค่อนข้างง่าย ดังแสดงในรูปที่ 1.3 ภาครับแบบ Superheterodyne จะประกอบด้วย วงจรขยายภาครับ (Receiver Amplifier) ตัวผสมสัญญาณ ดิมอดูเลเตอร์ และ การกู้สัญญาณต้นทางกลับมา ด้วยกระบวนการดิมอดูเลตนี้จัดว่าเป็นส่วนที่สำคัญมาก โดยการดิมอดูเลตจะรับสัญญาณที่ดัดแปลง (มอดูเลต) และสร้างสัญญาณกลับมาให้เหมือนกับสัญญาณต้นทาง เปรียบเสมือนการดิมอดูเลตเป็นการกระทำย้อนกลับกับการมอดูเลตนั่นเอง

วัตถุประสงค์ของภาครับและเอด์พุตจะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของระบบ และ ชนิดของการมอดูเลต โดยภาครับอย่างง่ายสามารถทำได้ไม่ยุ่งยากตั้งแต่ เครื่องรับแบบวิทยุแร่ (Crystal Receiver) ต่อร่วมกับ

หูฟัง หรือ แบบซับซ้อนเช่นเครื่องรับเรดาร์ ซึ่งจะมีทั้งระบบสายอากาศ และ ระบบแสดงผล เอาต์พุตของเครื่องรับอาจจะแสดงในรูปของเสียงโดยใช้ลำโพง หรือ ภาพโดยผ่านจอภาพ เครื่องพิมพ์ และ จอเรดาร์ หลอดภาพ หรือ คอมพิวเตอร์ ในเครื่องรับแต่ละแบบจะมีความซับซ้อนที่แตกต่างกัน ซึ่งภาครับและภาคส่งจะต้องใช้เทคนิคการมอดูเลตที่สอดคล้องกัน



รูปที่ 1.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ AM แบบ Superheterodyne

1.2.5 ผู้รับปลายทาง (Destination)

ผู้รับปลายทางเป็นหน่วยสุดท้ายของระบบสื่อสาร ซึ่งจะรับสัญญาณข้อมูลข่าวสารมาประมวลและแสดงผลเพื่อให้ผู้รับปลายทางเข้าใจ ซึ่งโดยปกติผู้รับปลายทางจะเป็นมนุษย์ ข้อมูลเสียงที่รับเข้ามาจะถูกปรับให้สามารถเข้าใจได้โดยใช้ลำโพง เป็นต้น ในทำนองเดียวกันหากข้อมูลเป็นวิดีโอ หรือ ภาพนิ่งระบบก็ต้องมีหน่วยแสดงผลในรูปของจอภาพนิ่ง และ ภาพเคลื่อนไหว เพื่อให้เข้าใจได้เช่นกัน เห็นได้ว่าหน่วยปลายทางอาจจะเกี่ยวข้องกับทฤษฎีต่างๆ และ ต้องทนทานต่อผลกระทบเช่น สัญญาณรบกวน เพื่อให้ผลของข้อมูลข่าวสารยังคงสภาพที่มนุษย์เข้าใจได้อยู่

1.3 ความสำคัญของการมอดูเลตสัญญาณ

การมอดูเลต (Modulate) มีความหมายคล้ายกับการกำกับ (Regulate) ซึ่งในหลักการของการกำกับนั้น จะมีกลุ่มหนึ่งเป็นผู้ถูกกำกับ และ อีกกลุ่มหนึ่งเป็นผู้กำกับ ส่วนในระบบสื่อสาร สัญญาณที่ถูกกำกับคือ คลื่นพาห้ ส่วนสัญญาณที่เป็นผู้กำกับคือ สัญญาณที่นำมามอดูเลต (Modulating Signal) กระบวนการมอดูเลตนั้นจัดว่าเป็นส่วนสำคัญมากในการสื่อสารยุคใหม่ ซึ่งก่อนจะศึกษาการมอดูเลตจึงควรจะต้องรู้เสียก่อนว่าการมอดูเลตสำคัญอย่างไร

ตัวอย่างเพื่อจะเสริมความเข้าใจความจำเป็นของการมอดูเลตจากเรื่องสมมติต่อไปนี้ สมมติมีคนต้องการไปเยี่ยมชมเมืองที่อยู่ต่างจังหวัด ซึ่งอยู่ไกลมากไม่สามารถเดินทางด้วยเท้า มีทางออกเดียวคือต้องเดินทางด้วยยานพาหนะจากเมืองหลวงไปยังที่นั่น เมื่อพิจารณาในเรื่องนี้ อาจเปรียบเทียบกับระบบสื่อสารได้ว่าคนคือข้อมูลข่าวสาร และ พาหนะที่พาคนเดินทางถึงเมืองปลายทาง ก็คือคลื่นพาห้ เมื่อการสื่อสารทางไฟฟ้าก็เช่นเดียวกัน ข้อมูลข่าวสาร จะไม่สามารถถูกส่งไปยังเครื่องรับที่อยู่ห่างไกลได้ด้วยตัวเอง แต่หากจะไปส่งข้อมูลข่าวสารให้ได้ไกลจำเป็นต้องมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้) เช่นเดียวกับคุณต้องใช้พาหนะนั้นเอง

ในการอธิบายเชิงวิชาการว่าการมอดูเลตนั้นจำเป็นอย่างไร สามารถใช้ตัวอย่างนี้ได้ เช่น ระยะทางของสัญญาณที่เดินทางผ่านชั้นบรรยากาศนั้นแปรผันตรงกับความถี่ หรือ แปรผกผันกับความยาวคลื่น (λ) ซึ่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารเช่น เสียงพูด หรือ เสียงเพลง จะอยู่ในย่านความถี่ Audio (20Hz-20kHz) ซึ่งการเดินทางของคลื่นในย่านความถี่นี้จะเดินทางได้ไม่ไกล โดยทั่วไปการแพร่กระจายคลื่นทั้งด้านรับและ

ด้านส่งมักจะใช้สายอากาศที่มีความยาวเท่ากับ $\frac{1}{4}$ ของความยาวคลื่น ถ้ากรณีที่สัญญาณข้อมูลข่าวสารมีความถี่เป็น 1MHz ความยาวคลื่นจะเท่ากับ 300 เมตร $300 \times 10^6 / 1 \times 10^6$ สายอากาศจะมีความยาว 75 เมตร แต่ถ้าใช้สัญญาณข้อมูลข่าวสารความถี่ 15kHz สายอากาศจะมีความยาวถึง 5,000 เมตร ซึ่งเป็นไปไม่ได้ในทางปฏิบัติ

ในอีกกรณีหนึ่ง หากทำการส่งสัญญาณข่าวสารในหลายความถี่โดยตรง ทำให้ข้อมูลข่าวสารต่างๆ จะผสมรวมอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน (20Hz – 20kHz สำหรับย่านเสียงพูดและดนตรี และ จะเป็นระดับ MHz เมื่อข่าวสารเป็นภาพเคลื่อนไหว) ในกรณีนี้จะมีปัญหาในการแยกแยะสัญญาณที่ผสมกันมานั้น ในทางเทคนิคการที่จะแยกแยะสัญญาณออกจากกันนั้น จะต้องทำการกำหนดความถี่คลื่นพาห้ที่ต่างกัน โดยดูจากตารางสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีผลให้การกระจายคลื่นทำได้ไกลขึ้น และ ลดการรบกวนซึ่งกันและกัน การรับสัญญาณและแปลค่าสัญญาณ จะใช้วงจรจูนในภาครับส่วนหน้าซึ่งจะรับเฉพาะความถี่ที่ต้องการเท่านั้น และ กันความถี่ที่ไม่ต้องการไม่ให้เข้ามา โดยปกติแล้ววงจรจูนก็สามารถควบคุมได้ เพื่อให้ภาครับสามารถเลือกรับความถี่อื่น ที่ภาคส่งอีกช่องความถี่หนึ่งส่งมาในย่านความถี่เดียวกันได้ด้วย

การมอดูเลตเป็นกระบวนการที่ทำให้ความถี่ของข้อมูลข่าวสาร ย้ายหรือเลื่อนไปยังที่ความถี่สูงมาก ตัวอย่างเช่น ที่ความถี่ 1MHz มีแถบแบนด์วิดท์เป็น 10kHz ซึ่งพบว่าใช้สเปกตรัมความถี่ไป 1% แต่ถ้าใช้ความถี่ 1GHz แถบแบนด์วิดท์เป็น 10kHz เท่าเดิม จึงพบว่าใช้สเปกตรัมความถี่ไปเพียง 0.001% เท่านั้น ซึ่งก็หมายถึงเราสามารถใส่ข้อมูลข่าวสารลงไปได้หลายสัญญาณเมื่อใช้คลื่นพาห้ที่ความถี่สูง

คลื่นพาห้ที่ไม่ได้มอดูเลตและไม่สามารถใช้ส่งข่าวสารได้ ความถี่คลื่นพาห้ที่ไม่ได้มอดูเลตจะมีคุณลักษณะคือ มีแอมพลิจูด ความถี่ และ เฟสคงที่ ซึ่งข้อมูลข่าวสารที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาเช่น เสียง จะไม่สามารถบอกถึงค่าแอมพลิจูด และ ความถี่สูง-ต่ำที่แน่นอนได้ ซึ่งเป็นไปไม่ได้เลยที่จะระบุค่าแอมพลิจูดและความถี่ให้เป็นค่าคงที่ได้ ทำให้คลื่นพาห้เดี่ยวๆ ที่ไม่ได้ทำการมอดูเลตจะไม่สามารถใช้ลำเลียงข่าวสารได้ ในการมอดูเลตแบบต่อเนื่องทางเวลา เช่น AM และ FM (ไม่รวมถึง PM) จะมีตัวแปรตัวหนึ่งที่ปรับเปลี่ยนตามข้อมูลข่าวสาร ซึ่งจะทำให้คลื่นพาห้ที่มอดูเลตแล้วเกิดการเบี่ยงเบนไปจากเดิมตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันของสัญญาณข่าวสารที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งอัตราการเบี่ยงเบนจะเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณ ด้วยเงื่อนไขนี้ก็เพียงพอที่ภาครับจะตรวจจับและสร้างสัญญาณข่าวสารกลับมาได้ เหมือนกับสัญญาณต้นทาง

1.4 สเปกตรัมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และ การใช้งานทั่วไป

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic wave: EM wave) คือสัญญาณที่เกิดจากการออสซิลเลต (Oscillate) ทางไฟฟ้าและสนามไฟฟ้า ซึ่งในที่นี้สัญญาณข่าวสารจะเป็นการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้า และความเข้มข้นของสนามไฟฟ้าในหน่วยวินาที การออสซิลเลตของสัญญาณไซน์ในธรรมชาติ จะวัดได้ในหน่วยรอบต่อวินาที หรือ Hertz (Hz) ในการกำหนดย่านของความถี่สามารถดูตามสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังต่อไปนี้

ตารางที่ 1.1 สเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งแยกตามย่านความถี่ ความยาวคลื่น และ การใช้งาน

Frequency (f) range	Wavelength (λ) range	EM Spectrum Nomenclature	Typical Application
30-300Hz	10^7 - 10^6 m	Extremely low frequency (ELF)	Power line communication
0.3-3kHz	10^6 - 10^5 m	Voice frequency (VF)	Speech Intercom
3-30kHz	10^5 - 10^4 m	Very low frequency (VLF)	Submarine Communication
30-300kHz	10^4 - 10^3 m	Low frequency (LF)	Marine Communication
0.3-3MHz	10^3 - 10^2 m	Medium frequency (MF)	AM Broadcasting
3-30MHz	10^2 -10 m	High frequency (HF)	Landline Telephony
30-300MHz	10-1 m	Very-high frequency (VHF)	FM Broadcasting, TV
0.3-3GHz	1 - 10^{-1} m	Ultra-high frequency (UHF)	TV Mobile Telephony
3-30GHz	10^{-1} - 10^{-2} m	Super- high frequency (SHF)	Microwave oven, radar
30-300GHz	10-1 mm	Extremely-high frequency (EHF)	Satellite communication, radar
0.3-3THz	1-0.1 mm	Experimental	For all new explorations
43-430THz	7-0.7 μ m	Infrared	LED, Laser, TV remote
43-750THz	0.7-0.4 μ m	Visible light	Optical communication
750-3000THz	0.4-0.1 μ m	Ultraviolet	Medical application
>3000THz	<0.1 μ m	X-rays, gamma rays, cosmic rays	Medical application

หมายเหตุ $1kHz = 1 \times 10^3 Hz$, $1MHz = 1 \times 10^6 Hz$, $1GHz = 1 \times 10^9 Hz$, $1THz = 1 \times 10^{12} Hz$, $1mm = 1 \times 10^{-3} m$
และ $1\mu m = 1 \times 10^{-6} m$

ตารางที่ 1.1 แสดงสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแบ่งตามวัตถุประสงค์ โดยแบ่งเป็นชื่อเฉพาะในแต่ละย่าน โดยจะจำแนกตามความถี่ หรือ ความยาวคลื่นหารด้วย 10 ซึ่งในระบบโทรคมนาคมก็ได้ยอมรับเงื่อนไขการแบ่งแบบนี้ เพื่อให้เกิดความสะดวกในการพูดถึงในบทต่อๆ ไปด้วย โดยในแต่ละย่านจะยกตัวอย่างการนำไปใช้ที่เกี่ยวข้องพอเข้าใจ ในบางกรณีแล้วสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าอาจจะแบ่งย่อยๆ เป็นสองกลุ่มคือ ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency: AF) คือช่วงความถี่ $20Hz$ - $20kHz$ และ ย่านความถี่วิทยุ (Radio Frequency: RF) สำหรับความถี่ที่สูงกว่า $20kHz$ ด้วย

คำจำกัดความในระบบสื่อสาร

- **เวลา (t)** คือตัวแปรที่ต้องใช้ในระบบโทรคมนาคมทุกชนิด โดยเวลา (Time) มีหน่วยเป็นวินาที (sec) ตัวอย่างเช่นค่าใช้จ่ายในการพูดคุยกับเพื่อนโดยระบบโทรศัพท์มือถือ จะถูกเรียกเก็บเป็นวินาที ขึ้นอยู่กับเวลาที่ใช้จริง
- **ความถี่ (f)** คือตัวแปรพื้นฐานเชิงปริมาณอีกตัวหนึ่ง ใช้กับสัญญาณทั้งหมดในระบบสื่อสาร ความถี่ (Frequency) จะถูกกำเนิดขึ้นจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ มีหน่วยวัดเป็น Hz โดยสัญญาณข่าวสารในระบบสื่อสารวัดเป็นย่านความถี่ แต่ในสัญญาณคลื่นพาห้จะวัดเป็นความถี่เดียว
- **ความยาวคลื่น (λ)** เป็นตัวแปรพื้นฐานเชิงปริมาณที่เกี่ยวข้องในมุมกลับกับความถี่ โดยความยาวคลื่นจะเป็นตัวกำหนดระยะทางในการเดินทางของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าใน 1 รอบคลื่น โดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเดินทางเท่ากับความเร็วแสงในอวกาศหรือสุญญากาศเท่ากับ $300 \times 10^6 m/s$ โดยความยาวคลื่น (Wavelength) ของสัญญาณจะเขียนเป็นสมการ

ความสัมพันธ์ได้ดังนี้ $\lambda = c/f = 300 \times 10^6 / f$ ตัวอย่างเช่น ถ้าความถี่สัญญาณคือ 30MHz จะมีความยาวคลื่นเท่ากับ $\lambda = 10$ เมตร

- **สเปกตรัม** ค่าของสัญญาณใน Domain ความถี่
- **แบนด์วิธ (Bandwidth: BW)** เป็นส่วนหนึ่งในแถบของสเปกตรัมสัญญาณ มากกว่านั้นยังเป็นย่านของความถี่ซึ่งข่าวสาร ซึ่งเรียกว่า “แบนด์วิธของสัญญาณ”
- **แบนด์วิธช่องสัญญาณ (Channel Bandwidth)** เป็นย่านความถี่ที่ระบบสื่อสารใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ
- **การมอดูเลต (Modulation)** คือกระบวนการของการแปลงแบนด์วิธของสัญญาณไปยังแบนด์วิธช่องสัญญาณ
- **การดีมอดูเลต (Demodulation)** คือกระบวนการของการแปลงกลับของการมอดูเลต โดยทำการแปลงแบนด์วิธช่องสัญญาณไปยังแบนด์วิธของสัญญาณ
- **สัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Signal)** สัญญาณข่าวสารในรูปแบบย่านความถี่ปกติ
- **ส่งสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Transmission)** ส่งสัญญาณของข่าวสารในย่านความถี่ปกติ
- **สัญญาณบรอดแบนด์ (Broadband Signal)** สัญญาณข่าวสารที่มอดูเลตกับความถี่ใหม่แล้ว
- **ส่งสัญญาณบรอดแบนด์ (Broadband Transmission)** ส่งสัญญาณของข่าวสารที่มอดูเลตกับความถี่ใหม่แล้ว

1.5 พื้นฐานของสัญญาณ และการวิเคราะห์

การกำหนดย่านความถี่ (หรือ แบนด์วิธ) ในระบบสื่อสาร (Transmission) จะขึ้นอยู่กับแบนด์วิธของสัญญาณที่นำมามอดูเลต เช่นในสัญญาณเสียงแบบ HI-FI จะมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 50 ถึง 15,000Hz แต่แบนด์วิธของโทรศัพท์มีเพียง 300-3,300Hz ก็เพียงพอที่จะใช้สนทนากันรู้เรื่องแบบแบนด์แคบ สำหรับย่านเสียงแบนด์กว้างจะใช้ตั้งแต่ 0-8,000 Hz ถ้าทำการมอดูเลตสัญญาณที่กล่าวมาจะพบว่าการที่เป็นแบบ HI-FI จะใช้แบนด์วิธในการส่งกว้างที่สุด [2]

ก่อนจะทำการประมาณค่าแบนด์วิธของระบบสื่อสาร จะพิจารณาจากแบนด์วิธของสัญญาณที่จะนำมามอดูเลต ถ้าเป็นสัญญาณไซน์ก็จะมีปัญหา เพราะสามารถกำหนดแบนด์วิธได้จากความถี่สูง-ต่ำของสัญญาณไซน์ได้โดยตรง แต่ถ้าความถี่ที่จะนำมามอดูเลตไม่ใช่สัญญาณไซน์ การพิจารณาจะมีความยุ่งยากขึ้น เนื่องจากองค์ประกอบของความถี่จะมีจำนวนมากกว่าหนึ่ง ดังจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

1.5.1. คลื่นไซน์ และ อนุกรมฟูเรียร์

การทำความเข้าใจเรื่องสัญญาณไซน์มีความสำคัญมากในระบบสื่อสาร โดยเมื่อทำการพิจารณาในโดเมนเวลา และ ความถี่ เราสามารถเขียนสมการได้ในรูป

$$v(t) = E_m \sin(2\pi ft + \phi) = E_m \sin(\omega t + \phi) \quad (1.1)$$

โดยที่ $v(t) =$ แรงดันในรูปฟังก์ชันของเวลา

E_m = แรงแดันสูงสุด (Peak Voltage)

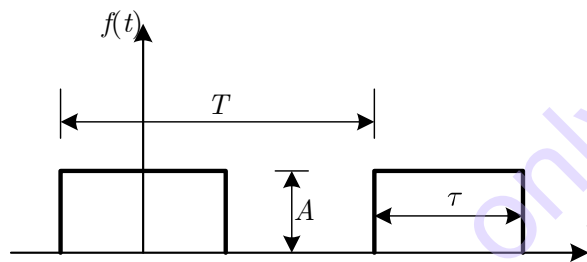
f = ความถี่ (Hz)

ω = ความถี่ในหน่วยเรเดียน ($\omega = 2\pi f$)

t = เวลา

ϕ = เฟส

ถ้าพิจารณาสัญญาณดังสมการที่ (1.1) ตัวแปร f แสดงถึงความถี่ของสัญญาณไซน์ ซึ่งจะนำไปใช้วิเคราะห์ในอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier series) เมื่อเราพิจารณาฟังก์ชันแบบซ้ำคาบ (Periodic) ในโดเมนความถี่ และการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) จะใช้อธิบายฟังก์ชันที่ไม่ซ้ำคาบ (Non-periodic) ในโดเมนความถี่ด้วย



รูปที่ 1.4 สัญญาณสี่เหลี่ยมแบบซ้ำคาบ

สัญญาณแบบซ้ำคาบ เป็นสัญญาณที่มีรูปแบบและแอมพลิจูดเกิดขึ้นซ้ำเดิมในคาบเวลา T เช่นในสัญญาณรูปไซน์ สี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม หรือ ฟันเลื่อย เป็นต้น รูปที่ 1.4 แสดงตัวอย่างของสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ A และมีคาบเวลา T โดยมีความกว้างพัลส์เท่ากับ τ เมื่อเขียนในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \quad (1.2)$$

โดยแต่ละส่วนของสมการสามารถอธิบายได้ดังนี้

$\sum_{n=1}^{\infty}$ = ผลรวมจำนวน n พจน์ ในกรณีตั้งแต่ 1 จนถึงอนันต์ โดยที่ n จะมีค่าเท่ากับ 1, 2, 3, 4, ...

a_0, a_n, b_n = สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ ขึ้นอยู่กับชนิดของสัญญาณ

T = คาบเวลาของรูปคลื่นสัญญาณ

$f(t)$ = อนุกรมฟูเรียร์ ในรูปของฟังก์ชันของเวลา

จากฟังก์ชันข้างต้นเมื่อนำมาอธิบายให้ง่ายขึ้น ในเฉพาะ 4 พจน์แรกจะได้เป็น

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \left[a_1 \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) + b_1 \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \right] + \left[a_2 \cos\left(\frac{4\pi t}{T}\right) + b_2 \sin\left(\frac{4\pi t}{T}\right) \right] + \left[a_3 \cos\left(\frac{6\pi t}{T}\right) + b_3 \sin\left(\frac{6\pi t}{T}\right) \right] + \dots \quad (1.3)$$

ถ้าเราแทนค่า ω_0 ด้วย $2\pi/T$ หรือ $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T$ ทำให้สามารถเขียนอนุกรมฟูเรียร์ ในหน่วยเรเดียน (Radian) ได้ดังสมการที่ 1.4

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + [a_1 \cos \omega_0 t + b_1 \sin \omega_0 t] + [a_2 \cos 2\omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t] + [a_3 \cos 3\omega_0 t + b_3 \sin 3\omega_0 t] + \dots \quad (1.4)$$

สมการที่ (1.4) เป็นการยืนยันว่า สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคือผลรวมของสัญญาณไซน์หลายๆ ความถี่ (ฮาร์โมนิกส์) ที่มีแอมพลิจูดต่างกัน โดยสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ ของสัญญาณรูปที่ 1.4 เท่ากับ

$$a_0 = \frac{2A\tau}{T}$$

$$a_n = \frac{2A\tau \sin(\pi n\tau/T)}{T(\pi n\tau/T)}$$

$b_n = 0$ เนื่องจาก $t=0$ (รูปคลื่นสมมาตรหรือเป็นฟังก์ชันคู่)

ฟังก์ชันสี่พจน์แรกของอนุกรมฟูเรียร์ของสัญญาณสี่เหลี่ยมจะเท่ากับ

$$f(t) = \frac{A\tau}{T} + \left[\frac{2A\tau}{T} \frac{\sin(\pi\tau/T)}{(\pi\tau/T)} \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \right] + \left[\frac{2A\tau}{T} \frac{\sin(2\pi\tau/T)}{(2\pi\tau/T)} \cos\left(\frac{4\pi t}{T}\right) \right] + \left[\frac{2A\tau}{T} \frac{\sin(3\pi\tau/T)}{(3\pi\tau/T)} \cos\left(\frac{6\pi t}{T}\right) \right] + \dots \quad (1.5)$$

เพื่อความเข้าใจมากยิ่งขึ้น สามารถศึกษาได้จากตัวอย่างการหาอนุกรมฟูเรียร์ ดังต่อไปนี้

ตัวอย่างที่ 1.1 จงคำนวณหาอนุกรมฟูเรียร์ ของสัญญาณสี่เหลี่ยม 1kHz ที่มีความกว้างพัลส์ (Pulse width) เท่ากับ 500 μ s และมีแอมพลิจูดเท่ากับ 10V

วิธีทำ

$$T = \text{time} = 1 \times 10^{-3} = 1/\text{kHz}$$

$$\tau = \text{Pulse width} = 500 \times 10^{-6}$$

$$A = 10\text{V}$$

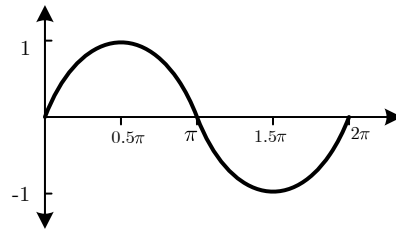
$$\frac{\tau}{T} = \frac{500 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-3}} = 0.5$$

จากสมการที่ (1.5) จะได้

$$f(t) = [(10)(0.5)] + \left[(2)(10)(0.5) \frac{\sin(0.5\pi)}{(0.5\pi)} \cos 2\pi \times 10^3 t \right] + \left[(2)(10)(0.5) \frac{\sin(\pi)}{\pi} \cos 4\pi \times 10^3 t \right] + \left[(2)(10)(0.5) \frac{\sin(1.5\pi)}{(1.5\pi)} \cos 6\pi \times 10^3 t \right] + \dots$$

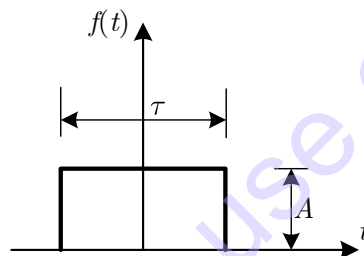
$$f(t) = 5 + \left[6.366 \cos 2\pi \times 10^3 t \right] + 0 + \left[-2.122 \cos 6\pi \times 10^3 t \right] + \dots$$

เนื่องจากเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมแบบสมมาตร ทำให้ค่าขององค์ประกอบมีเพียงสัญญาณ DC, ฮาร์โมนิกส์ เฉพาะที่เป็นเลขที่ 1, 3, 5,... เพราะสัญญาณไซน์ในแต่ละช่วงคาบมีค่าเป็นดังรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 สัญญาณไซน์ในหน่วยเรเดียน

สำหรับการแปลงฟูรีเยร์นั้น มักใช้ในการอธิบายเฉพาะสัญญาณที่ไม่ซ้ำคาบ ซึ่งในทางการสื่อสารให้ความสนใจมาก พิจารณาได้จากรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.6 สัญญาณพัลส์เดี่ยวแบบไม่ซ้ำคาบ

รูปที่ 1.6 แสดงสัญญาณพัลส์เดี่ยวแบบไม่ซ้ำคาบ ซึ่งการแปลงฟูรีเยร์ ของพัลส์นี้จะเท่ากับ

$$F(\omega) = \frac{A\tau \sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \quad (1.6)$$

โดยที่

$F(\omega)$ = การแปลงฟูรีเยร์

τ = ความกว้างพัลส์ (Pulse width)

ω = ความถี่ในหน่วยเรเดียน

A = แอมพลิจูดในหน่วย โวลต์

ตัวอย่างที่ 1.2 พิจารณารูปคลื่นพัลส์เดี่ยวที่มีแรงดัน 8mV และ จุดตัดศูนย์แรก (First zero crossing) ที่ 0.5kHz

วิธีทำ

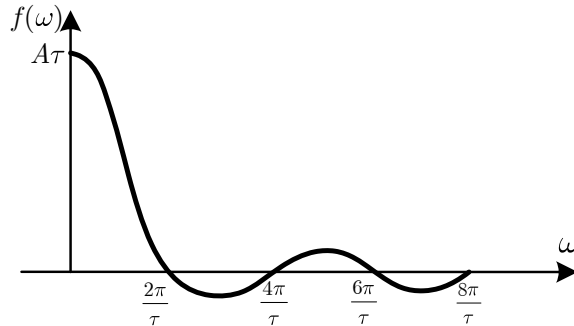
$$\text{จุดตัดศูนย์แรก} = \omega = 2\pi f = 2\pi/\tau$$

$$\tau = 1/f = \frac{1}{0.5 \times 10^{-3}} = 2 \times 10^{-3}$$

$$\text{แรงดันสูงสุด (} V_{max} \text{ Transform) } = F(\omega)_{\max} = A\tau$$

$$A = \frac{F(\omega)_{\max}}{\tau} = \frac{8 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-3}} = 4$$

ดังนั้น สัญญาณพัลส์เดี่ยวจากตัวอย่างจะมีแรงดันสูงสุดมีค่าเท่ากับ 4V และมีคาบเวลา 2s ดังรูปที่ 1.7



รูปที่ 1.7 การแปลงฟูรีเยร์ของสัญญาณพัลส์เดี่ยว

1.5.2. สเปกตรัมความถี่ของคลื่นที่ไม่เป็นรูปไซน์

ถ้ากรณีของคลื่นที่ไม่เป็นรูปไซน์เช่น สัญญาณสี่เหลี่ยมถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร สิ่งสำคัญที่จะต้องคำนึงถึงคือ การส่งสัญญาณสี่เหลี่ยมนี้เท่ากับเราส่งสัญญาณไซน์หลายๆ ความถี่ไปพร้อมกัน ซึ่งแบนด์วิธของระบบสื่อสาร และ ช่องสัญญาณ จะต้องครอบคลุมความถี่ของสัญญาณไซน์เหล่านั้นด้วย เพื่อที่ด้านรับสามารถรับสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมนี้กลับมาได้เหมือนเดิม

ในที่นี้อาจจะกล่าวได้ว่า สัญญาณที่ไม่เป็นรูปไซน์จะประกอบไปด้วยสัญญาณไซน์ และ โคไซน์ โดยความถี่ที่ต่ำที่สุดจะเท่ากับความถี่มูลฐานของสัญญาณที่ไม่เป็นรูปไซน์นั้นๆ โดยสัญญาณที่เหลือจะเป็นฮาร์มอนิกส์ (จำนวนมากเข้าสู่อนันต์) ของความถี่มูลฐานนั้น เช่นในสัญญาณที่ไม่เป็นรูปไซน์มีความถี่ 200Hz จะมีสัญญาณไซน์ความถี่มูลฐานเท่ากับ 200Hz และมีฮาร์มอนิกส์ที่ 400, 600, 800, ...Hz นั้นเอง สำหรับสัญญาณบางรูป อาจมีเฉพาะฮาร์มอนิกส์เลขคู่ (หรือ อาจจะเป็นเลขคี่ก็ได้) โดยที่ฮาร์มอนิกส์สูงขึ้นไปจะมีพลังงานต่ำลง ซึ่งในทางคำนวณค่าแบนด์วิธนั้นมักจะไม่นับฮาร์มอนิกส์สูงๆ

สัญญาณไซน์ที่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆ สามารถแสดงให้เห็นโดยใช้เครื่องมือวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) หรือ ออสซิลเลสโคปสมัยใหม่ โดยจะทำหน้าที่คล้ายกับในวงจรจูนแบบกรองแถบความถี่ผ่านแบนด์แคปที่จะยอมให้สัญญาณไซน์แต่ละความถี่ผ่าน ซึ่งสัญญาณที่ไม่เป็นรูปไซน์สามารถเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ ตัวอย่างสัญญาณไม่เป็นรูปไซน์สามแบบที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ A และ คาบเวลาเท่ากับ $\omega/2\pi$ วินาที ในแต่ละรูปสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

สัญญาณสี่เหลี่ยม

$$e = \frac{4A}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right) \quad (1.7)$$

สัญญาณสามเหลี่ยม

$$e = \frac{4A}{\pi^2} \left(\cos \omega t - \frac{1}{9} \cos 3\omega t + \frac{1}{25} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (1.8)$$

สัญญาณฟันเลื่อย

$$e = \frac{4A}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \frac{1}{4} \sin 4\omega t + \dots \right) \quad (1.9)$$

ในแต่ละกรณีพบว่า ถ้าต้องการให้สัญญาณที่รับมามีความถูกต้อง จะต้องประกอบด้วย องค์ประกอบความถี่มูลฐาน และ องค์ประกอบฮาร์มอนิกจำนวนหนึ่ง (ระบบมีความเพี้ยนต่ำในระดับที่ยอมรับได้) ซึ่งจะทำให้ได้โดยการเพิ่มแบนด์วิธของระบบ และช่องสัญญาณ

1.6 การมอดูเลตแบบแอนะล็อกและดิจิทัล (Analog and Digital Modulations)

1.6.1. การมอดูเลตทางแอนะล็อก (Analog Modulation)

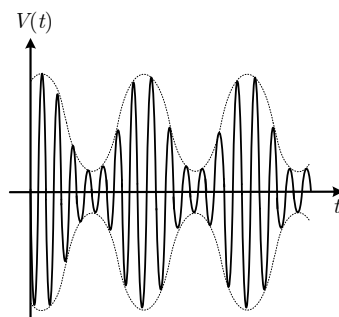
กระบวนการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติหรือลักษณะเฉพาะของสัญญาณคลื่นพาร่ากับสัญญาณข้อมูล ข่าวนั้นเรียกว่าการมอดูเลต และสัญญาณคลื่นพาร่าที่ถูกเปลี่ยนแปลงไปแล้วนั้นเรียกว่าสัญญาณมอดูเลต ส่วนกระบวนการที่ใช้ในการนำสัญญาณข้อมูลกลับมา นั้น เราจะเรียกว่าการดีมอดูเลต ซึ่งรายละเอียดของเทคนิคการทำมอดูเลตและดีมอดูเลต จะกล่าวถึงใน [3], [4] เมื่อพิจารณาสัญญาณคลื่นพาร่าเป็นสัญญาณไซน์ มีแอมพลิจูดเท่ากับ V_c และมีความถี่เชิงมุม (Radian Frequency) เท่ากับ ω_c ได้สมการของสัญญาณคลื่นพาร่าดังสมการที่ (1.10)

$$v(t) = V_c \cos \omega_c t \quad (1.10)$$

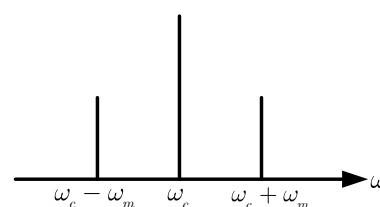
เมื่อสัญญาณคลื่นพาร่ามอดูเลตโดยการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด คือ การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (AM) เช่นเดียวกับเมื่อเราเปลี่ยนแปลงความถี่เราก็จะเรียกว่าการมอดูเลตความถี่ (FM) เมื่อเราพิจารณา AM จะได้สมการ

$$v(t) = V_c [1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t \quad (1.11)$$

จากสมการที่ (1.11) เมื่อสัญญาณคลื่นพาร่าถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณไซน์หนึ่งความถี่ (Single-tone Sinusoid) ที่มีความถี่เท่ากับ ω_m โดยที่ m หมายถึง ดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) ซึ่งก็คืออัตราส่วนระหว่างสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาร่า (ในกรณีทั่วไปค่าดัชนีการมอดูเลตจะต้องน้อยกว่า 1 เสมอ) แอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาร่าจะเปลี่ยนแปลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์ในโดเมนเวลาแสดงไว้ดังรูปที่ 1.8(ก)



(ก)



(ข)

รูปที่ 1.8 (ก) แอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตบนโดเมนเวลาและ (ข) สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ

นำเอกลักษณ์ตรีโกณมิติมาประยุกต์ใช้กับสมการที่ (1.11) สามารถเขียนสมการในอีกรูปแบบหนึ่งได้ดังนี้

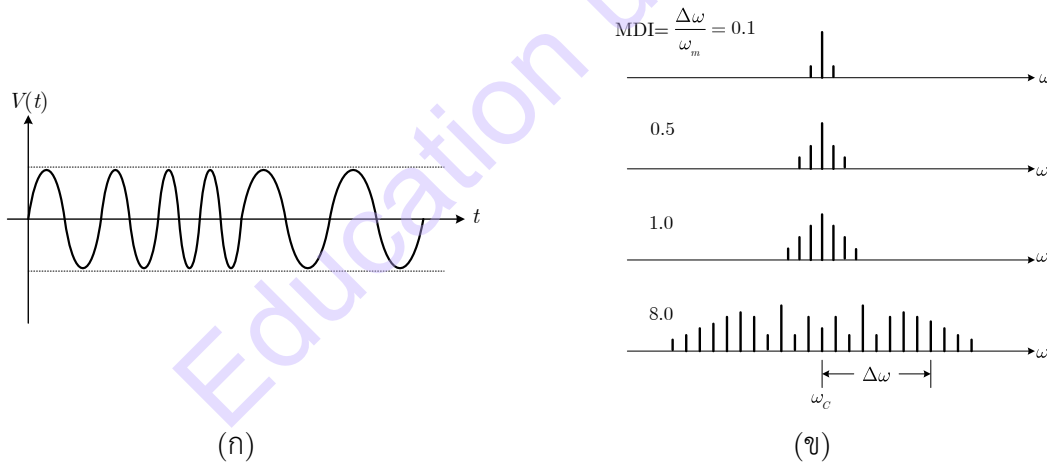
$$v_i = V_c \cos \omega_c t + \frac{mV_c}{2} \cos \omega_c - \omega_m t + \frac{mV_c}{2} \cos \omega_c + \omega_m t \quad (1.12)$$

จากสมการที่ (1.12) จะเห็นได้ว่ามี AM Sideband เกิดขึ้น 2 Sidebands ในสเปกตรัมความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 1.8(ข) โดยเราจะเรียก Sideband ที่ตำแหน่ง $\omega_m - \omega_c$ ว่า Lower Sideband และจะเรียกที่ตำแหน่ง $\omega_m + \omega_c$ ว่า Upper Sideband การมอดูเลตแอมพลิจูด ดังสมการที่ (1.11) นั้น จำเป็นต้องมีตัวคูณสัญญาณ และ วงจรที่ใช้ในการคูณจะถูกกล่าวถึงและอธิบายอยู่ในบทที่ 9

ในส่วนของ FM นั้น ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ถูกมอดูเลตและสัญญาณมอดูเลตแสดงดังสมการที่ (1.13)

$$v(t) = V_c \cos \left(\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \cos \omega_m t \right) \quad (1.13)$$

โดยที่ $\Delta\omega/\omega_m$ คือ Modulation Index (MDI) และ $\Delta\omega$ คือความเบี่ยงเบนของความถี่ (Frequency Deviation) สูงสุด ในรูปที่ 1.9(ก) และ 1.9(ข) แสดง สัญญาณ FM ในรูปแบบโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ตามลำดับ จากรูปที่ 1.9(ข) เมื่อพิจารณาสเปกตรัมความถี่เห็นได้ว่าแบนด์วิธของสัญญาณเพิ่มขึ้นเมื่อ Modulation Index เพิ่มขึ้น [5]



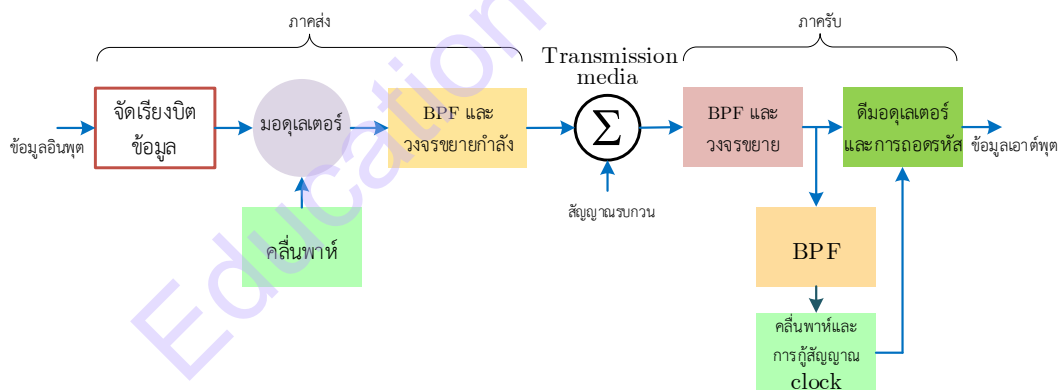
รูปที่ 1.9 (ก) แสดงสัญญาณ FM บนโดเมนเวลา (ข) แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ

สำหรับการส่งสัญญาณ FM นั้น หน่วยงาน FCC (Federal Communications Commission) ได้กำหนดช่องสัญญาณ FM รวมทั้งหมดเท่ากับ 20 MHz โดยมีความถี่ตั้งแต่ 88 MHz จนถึง 108 MHz และ แยกช่องสัญญาณเป็น 100 ช่องสัญญาณ ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะมีแบนด์วิธจริงที่ 200 kHz แต่ในทางปฏิบัติจะให้ Frequency Deviation มากที่สุด Δf เท่ากับ 75 kHz และ ความถี่มอดูเลตสูงที่สุดคือ 15 kHz คิดเป็นค่า Modulation index เท่ากับ 5 ทำให้แบนด์วิธของ Angle-modulated Signal สามารถประมาณได้จากกฎของ Carson คือ $2(\Delta f + f_m)$ ซึ่ง FCC ได้กำหนดแบนด์วิธสูงสุดสำหรับการส่งสัญญาณไว้ที่ 180 kHz เท่ากับยังเหลือความถี่อีก 20kHz เป็นความถี่ป้องกัน (Guard Band) แต่ใน

ประเทศไทยนั้น หน่วยงาน กสทช. ได้นำความถี่ความถี่ป้องกันนี้มาให้บริการเป็นวิทยุชุมชน [6] ซึ่งเป็นปัญหาרבבבבבבבבבבבבב และ เกิดสัญญาณรบกวนคลื่นวิทยุของสายการบินอีกด้วย [7]

1.6.2. การมอดูเลตทางดิจิทัล (Digital Modulations)

ในปัจจุบัน ความต้องการด้านการสื่อสารเพิ่มขึ้นอย่างมากทั้งในเชิงปริมาณ และ คุณภาพ การมอดูเลตในแบบแอมพลิจูดแบบดั้งเดิม (AM และ FM) นั้นไม่สามารถตอบโจทย์ความต้องการช่องสัญญาณในรูปแบบเดิม ที่ใช้หนึ่งความถี่ในการส่งข่าวสารหนึ่งช่อง และ ความถี่ช่องสัญญาณก็ยังเป็นตัวจำกัดความเร็วในการส่งข่าวสาร อีกทั้งช่องความถี่แต่ละช่องนับว่าเป็นทรัพยากรที่มีอยู่จำกัด จึงต้องมีการบริหารจัดการให้มีประสิทธิภาพสูงสุด สามารถรองรับปริมาณการส่งข่าวสารได้มากขึ้นในช่องสัญญาณที่มีอยู่อย่างจำกัด และมีคุณภาพที่สูงกว่าการส่งสัญญาณในแบบแอมพลิจูดดั้งเดิม จึงได้มีการพัฒนารูปแบบการมอดูเลตเพื่อให้สามารถส่งข่าวสารได้มากขึ้น และ เร็วขึ้น ด้วยการมอดูเลตแบบดิจิทัล ซึ่งสัญญาณข่าวสารจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปสัญญาณดิจิทัล และ มอดูเลตร่วมกับสัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นอนาล็อก โดยเทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้น มีหลายแบบด้วยกัน ทั้งในรูปความเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ความถี่ และ เฟส หรือ แบบผสมผสาน ทั้งนี้สามารถสรุปเป็นภาพรวมของการมอดูเลตแบบดิจิทัลได้ดังรูปที่ 1.10 โดยจะมีการแปลงสัญญาณข่าวสารให้เป็นข้อมูลดิจิทัลด้วยสัญญาณนาฬิกา (Clock) และ ตัวจัดเรียงข้อมูล (Precoder) และ ผ่านเข้าไปมอดูเลตด้วยเทคนิคทางดิจิทัล และ ด้านรับก็จะทำแปลงสัญญาณข่าวสารกลับคืน (Decoder) ด้วยสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากการกู้คืนสัญญาณเพื่อให้สัญญาณนาฬิกา ด้านรับและด้านส่งสอดรับกัน (Synchronized) [8]



รูปที่ 1.10 แสดงการมอดูเลตแบบดิจิทัล

ในการส่งข่าวสารดิจิทัลนั้น จะต้องเข้าใจถึงกรอบของมาตรฐาน เช่น หน่วยของข้อมูล ขีดจำกัดของระบบ ซึ่งสามารถระบุถึงประสิทธิภาพของการส่งข่าวสารดิจิทัล โดยในปี 1948, C. E. Shannon ได้อธิบายความจุช่องสัญญาณ (Channel Capacity) ที่มีสัญญาณรบกวน (Noisy) ไว้ดังนี้

$$C = B \log_2(1 + S/N) \tag{1.14ก}$$

หรือ

$$C = 3.32B \log_{10}(1 + S/N) \tag{1.14ข}$$

โดยที่ C คือความจุช่องสัญญาณ Noisy (Bit per second/bps), B คือแบนด์วิธช่องสัญญาณ (Hz) และ S/N คืออัตราส่วนสัญญาณและสัญญาณรบกวน (ไม่มีหน่วย) แต่ถ้าหน่วยเป็น dB ต้องแปลงก่อน

ตัวอย่างที่ 1.3 ช่องสัญญาณโทรศัพท์มี Bandwidth=2,700Hz และ มีค่า S/N Ratio เท่ากับ 100 (20dB) จงคำนวณหาขีดจำกัดของช่องสัญญาณโทรศัพท์ในการส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสาร

วิธีทำ

จากทฤษฎีของ Shannon ในสมการที่ (1.14)

$$C = 3.32(2.7kHz) \log_{10}(1 + 100) = 17.9kbps$$

ในกรณีที่ช่องสัญญาณเป็นอุดมคติ หรือ ไร้สัญญาณรบกวน (Noiseless) ค่าความจุช่องสัญญาณ จะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบนด์วิธช่องสัญญาณ ซึ่งกรณีนี้ Harry Nyquist ได้นิยามค่าแบนด์วิธต่ำสุดที่จะสามารถส่งสัญญาณทั้งหมดผ่านไปได้เรียกว่า Nyquist Bandwidth ซึ่งในบางครั้งเรียกว่า Nyquist Frequency (B) อยู่ในรูป $f_b = 2B$ การส่งสัญญาณดิจิทัลจะสามารถส่งระดับสัญญาณในแต่ละครั้งจะมีค่ามากกว่า 2 ระดับเสมอ (Binary Encoding) หากจะทำการมอดูเลตสัญญาณแบบดิจิทัลจะทำให้มีหลายระดับสัญญาณ ดังนั้นในการส่งสัญญาณ 1 ครั้ง และ แชนข่าวสารได้มากกว่า 1 บิต ซึ่งสามารถเขียนสมการความจุช่องสัญญาณอุดมคติ ที่มีหลายระดับสัญญาณได้เป็น

$$f_b = 2B \log_2(M) \quad (1.15ก)$$

หรือ

$$f_b = 2Bn \quad (1.15ข)$$

โดยที่ f_b คือความจุช่องสัญญาณ Noiseless (bps) และ M คือจำนวนระดับสัญญาณในการส่งข้อมูลขนาด n บิต ($2^n = M$)

ตัวอย่างที่ 1.4 ถ้าจะส่งข่าวสาร 256kbps ในช่องสัญญาณ Noiseless ที่มี Bandwidth=20kHz จะต้องมอดูเลตแบบดิจิทัลมีความละเอียดอย่างน้อยกี่ระดับ

วิธีทำ

จากทฤษฎีของ Nyquist bandwidth ในสมการที่ (1.15)

และ $f_b = 256000$ bps, $B = 20kHz$

$$256,000 = 2(20kHz) \log_2(M)$$

ดังนั้น

$$\log_2(M) = n = 6.4 \approx 7 \text{ บิต}$$

$$\therefore M = 2^n = 2^7 = 128 \text{ ระดับ}$$

ในการอธิบายเรื่องช่องสัญญาณดิจิทัลอีกค่าหนึ่งคือ อัตราบอด (Buad Rate) ซึ่งหลายคนเข้าใจสับสนกับคำว่าความจุข้อมูลข่าวสาร หรือ อัตราบิต (bps) ซึ่งหากกล่าวโดยย่ออัตราบอดก็คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงเชิงสัญลักษณ์หลังจากการมอดูเลตแล้ว ซึ่งจะอยู่ในรูป Symbol per second ดังสมการที่

(1.16) หรือ เรียกสั้นๆ ว่า Baud ซึ่งหากกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณหลังการมอดูเลตมีค่าเท่ากับสัญญาณ Binary เช่นกรณีการมอดูเลตแบบ ASK (Amplitude-shift keying) และ FSK (Frequency-shift keying) ค่าของ Baud และ bps จะมีค่าเท่ากัน

$$Baud\ rate = \frac{f_b}{n} \tag{1.16}$$

โดยที่ n คือ จำนวนบิตต่อสัญลักษณ์ที่ใช้ในการมอดูเลต (bit per symbol) $2^n = M$

ตัวอย่างที่ 1.5 จากตัวอย่างที่ 1.4 จงคำนวณอัตรา Baud

วิธีทำ

จำนวนบิตที่ใช้ $n=7$ ดังนั้น Baud rate = $256000/7 = 36.571\ k\text{-Symbols/sec}$.

ก) การมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงขนาด (Amplitude-shift keying: ASK)

การมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงขนาด หรือ ASK นั้นเป็นการมอดูเลตแบบดิจิทัลแบบง่ายที่สุด แต่ก็มีประสิทธิภาพต่ำที่สุดด้วย ทั้งในด้านคุณภาพและปริมาณ ซึ่งในด้านคุณภาพก็จะมีจุดอ่อนคล้ายกับการมอดูเลตแบบ AM ดังแสดงในรูปที่ 1.11 ที่จะมีการรบกวนทางแอมพลิจูดจากสัญญาณภายนอกได้ง่าย ส่วนด้านปริมาณนั้นมีข้อด้อยคือ มีอัตราการส่งข้อมูลที่จำกัด เนื่องจากอัตราการส่งข่าวสารของ ASK มีค่าเทียบเท่ากับการส่งข่าวสารแบบไบนารี เพราะมีบิตข้อมูลเท่ากับสัญลักษณ์ ($n=1$) การออกแบบวงจรมอดูเลต ASK สามารถสร้างได้ง่ายจากวงจร Analog Switch เปิด/ปิดตามสัญญาณลอจิกอินพุต ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

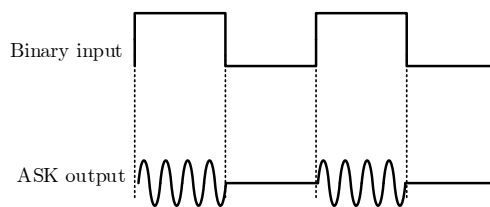
$$v_{ask}(t) = [1 + v_m(t)] \left[\frac{A}{2} \cos(\omega_c)t \right] \tag{1.17}$$

โดยที่ $v_{ask}(t)$ คือแรงดันเอาต์พุตของการมอดูเลตแบบ ASK

$v_m(t)$ คือสัญญาณแรงดันมอดูเลตโดยจะมีค่าเป็นลอจิก 0 หรือ 1

$A/2$ คือแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห์

ω_c คือความถี่ของคลื่นพาห์มีค่าเท่ากับ $2\pi f_c$



รูปที่ 1.11 แสดงการมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงขนาด (ASK)

ข) การมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงความถี่ (Frequency-shift keying: FSK)

การมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงความถี่ หรือ FSK นั้นเป็นการมอดูเลตแบบดิจิทัลที่ค่อนข้างง่าย และมีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ แต่ยังสูงกว่าแบบ ASK เพราะทนต่อการรบกวนจากสัญญาณภายนอกได้

ดีกว่า อัตราการส่งข้อมูลที่จำกัด เนื่องจากอัตราการส่งข่าวสารของ FSK มีค่าเทียบเท่ากับการส่งข่าวสารแบบไบนารี เพราะมีบิตข้อมูลเท่ากับสัญลักษณ์ ($n=1$) การออกแบบวงจร FSK สามารถสร้างได้ไม่ยากนักโดยใช้วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-Controlled Oscillator: VCO) และในการดีมอดูเลตก็สามารถนำวงจร Phase-lock loop มาประยุกต์ใช้ได้ หลักการทำงานจะคล้ายกับ ASK แต่ใน FSK จะให้ความเบี่ยงเบนของเอาต์พุต ซึ่งสามารถสรุปเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{fsk}(t) = V_c \cos 2\pi [f_c + v_m(t)\Delta f]t \quad (1.18)$$

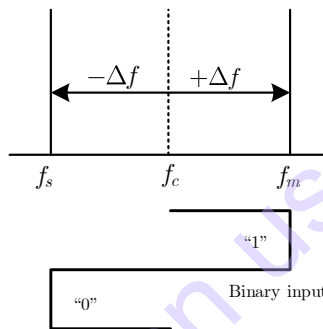
โดยที่ $v_{fsk}(t)$ คือแรงดันเอาต์พุตของการมอดูเลตแบบ FSK

$V_c(t)$ คือแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห์

f_c คือความถี่คลื่นพาห์

Δf คือความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาห์

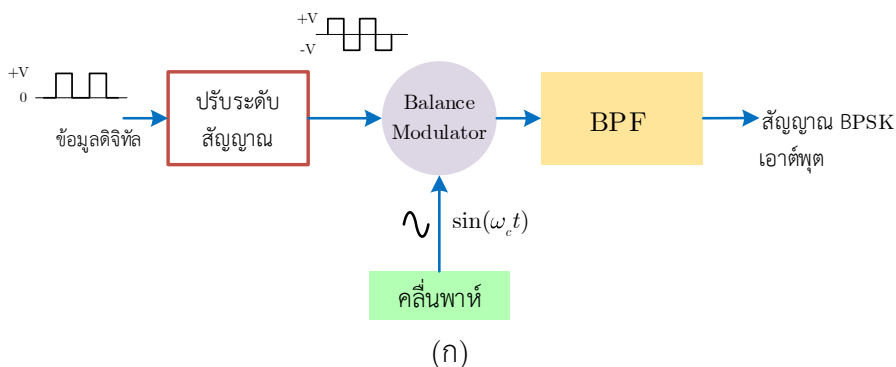
$v_m(t)$ คือสัญญาณแรงดันมอดูเลตโดยจะมีค่าเป็นลอจิก 0 หรือ 1

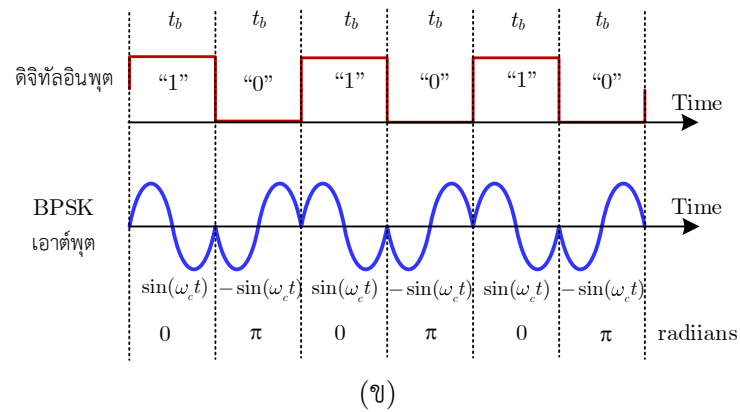


รูปที่ 1.12 แสดงการมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงความถี่ (FSK)

ค) การมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงเฟส (Phase-shift keying: PSK)

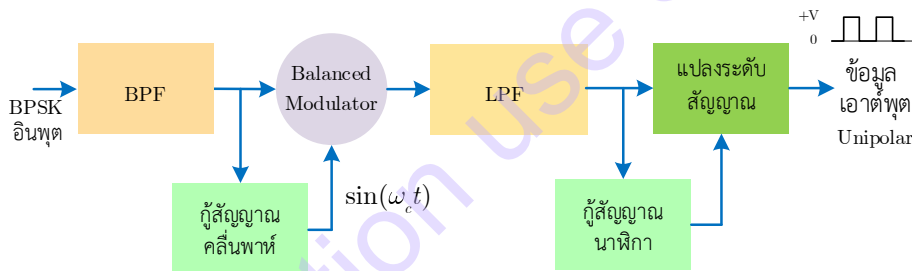
ด้วยข้อจำกัดเชิงปริมาณและประสิทธิภาพของดิจิทัลมอดูเลตทั้ง ASK และ PSK ได้มีเทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิทัลโดยใช้การเลื่อนเฟสของสัญญาณ มาแทนสัญลักษณ์ไบนารีของข่าวสาร โดยในเบื้องต้นจะเป็นการใช้ลอจิกของข่าวสารและเปลี่ยนเฟส 180 องศาซึ่งจะเรียกวิธีนี้ว่า Binary Phase-shift keying: BPSK ซึ่งมีอัตราการส่งข้อมูลที่จำกัด เนื่องจากอัตราการส่งข่าวสารของ BPSK มีค่าเทียบเท่ากับการส่งข่าวสารแบบไบนารี เพราะมีบิตข้อมูลเท่ากับสัญลักษณ์ ($n=1$) โดยสัญญาณไบนารี "0" จะถูกแทนที่ด้วยระดับแรงดันลบ และ "1" จะถูกแทนที่ด้วยระดับแรงดันบวก และ ป้อนเข้าวงจรคูณสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 1.13 (ก) และ รูปร่างสัญญาณเป็นดังรูปที่ 1.13 (ข)





รูปที่ 1.13 การมอดูเลตเชิงเฟสไบนารี (BPSK) (ก) บล็อกไดอะแกรม (ข) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

ในการตีมอดูเลตแบบ BPSK ทำได้โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Filter) เพื่อเลือกย่านความถี่ที่ต้องการ และนำมาคูณกับสัญญาณนาฬิกา และ สัญญาณทั้งสองไปเข้าวงจรคูณและกรองความถี่สูงออกไปด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Filter: LPF) จะได้สัญญาณ บวกและลบผ่านวงจรสร้างสัญญาณ Binary กลับด้วยวงจร Schmitt Trigger และสามารถอธิบายสัญญาณแต่ละขั้นตอนด้วยสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 1.14 บล็อกไดอะแกรมการตีมอดูเลตเชิงเฟสไบนารี (BPSK)

เมื่อสัญญาณข่าวสารมีค่าเป็น "1" สัญญาณเอาต์พุตของ Balance Mod จะมีค่าเท่ากับ

$$BM = \sin^2(\omega_c t) = \frac{1}{2} - \left(\frac{\cos(2\omega_c t)}{2} \right) \quad (1.19)$$

เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น

$$Output = \frac{1}{2} \rightarrow "1" \quad (1.20)$$

เมื่อสัญญาณข่าวสารมีค่าเป็น "0" สัญญาณเอาต์พุตของ Balance Mod จะมีค่าเท่ากับ

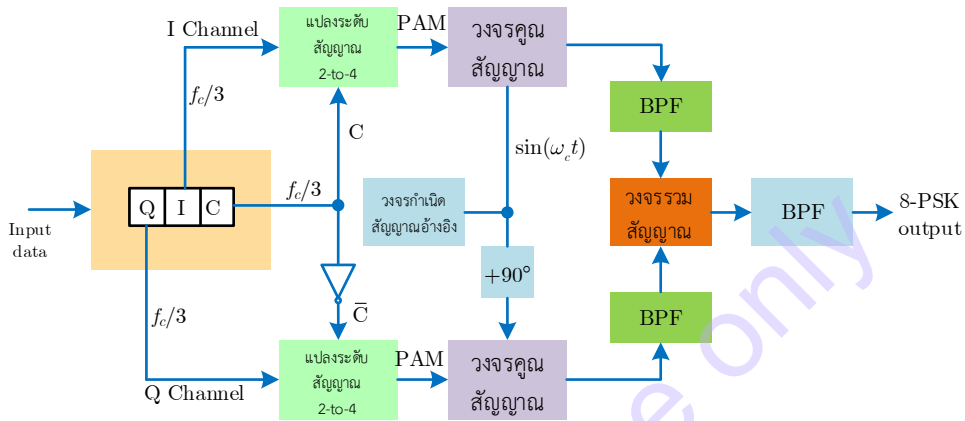
$$BM = -\sin^2(\omega_c t) = -\frac{1}{2} + \left(\frac{\cos(2\omega_c t)}{2} \right) \quad (1.21)$$

เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น

$$Output = -\frac{1}{2} \rightarrow "0" \quad (1.22)$$

จากข้อด้อยในด้านอัตราการส่งข้อมูลยังไม่สูงมาก จึงได้มีการพัฒนาการมอดูเลตแบบ BPSK ปกติไปเป็นการมอดูเลตแบบต่างเฟส 90 องศา (Quaternary Phase-shift Keying: QPSK) จะทำให้ได้สัญลักษณ์เพิ่มขึ้น 4 สัญลักษณ์ ซึ่งอาจจะเรียกการมอดูเลต QPSK ว่า 4-PSK ก็ได้ และ ยังสามารถ

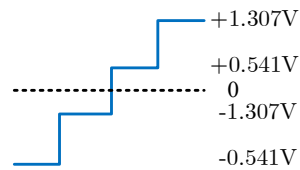
พัฒนาไปเป็น 8-PSK และ 16-PSK ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นได้ แต่ในที่นี้เพื่อให้การอธิบายได้อย่างเหมาะสมจะยกตัวอย่างการมอดูเลตแบบ 8-PSK แต่ละสัญลักษณ์จะแทนด้วยบิตข้อมูล 3 บิต เพื่อเพิ่มสัญลักษณ์ในแต่ละเฟสโดยจำนวนบิตข้อมูลต่อสัญลักษณ์จะเท่ากับ 3 ($n=3$) ซึ่งหมายความว่าด้วยอัตราบอดเท่าเดิมสามารถส่งข้อมูลได้มากเป็นสามเท่า จากบล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ 8-PSK ดังรูปที่ 1.15 โดยหลักการนั้นข่าวสารที่อยู่ในรูปดิจิทัล จะถูกแบ่งเป็นชุดๆ ละ 3 บิต Q, I และ C โดยมีการจัดระดับของสัญญาณเป็น 4 ระดับ 2 ชุด ดังรูปที่ 1.16 เพื่อไปเข้าวงจรคูณสัญญาณตัวบน และ ตัวล่างตามลำดับ



รูปที่ 1.15 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตแบบ 8-PSK

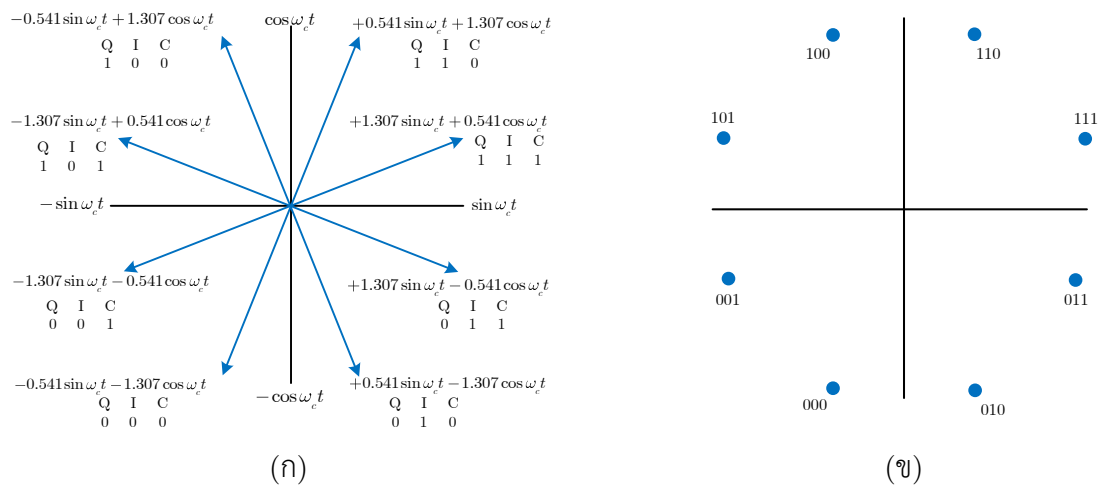
I	C	output
0	0	-0.541V
0	1	-1.307V
1	0	+0.541V
1	1	+1.307V

I	\bar{C}	output
0	0	-1.307V
0	1	-0.541V
1	0	+1.307V
1	1	+0.541V



รูปที่ 1.16 สัญญาณ I และ Q ในการแบ่งแรงดัน 4 ระดับ (ก) ตารางความจริง (ข) ระดับสัญญาณ PAM

โดยสัญญาณที่ได้จากวงจรคูณสัญญาณ จะถูกกรองเฉพาะความถี่ที่ต้องการด้วยวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Filter) และ นำสัญญาณดังกล่าวมาเข้าวงจรบวก (Summing) จะได้สัญญาณไซน์ที่มีเฟสใน 4 ควอดแดรนต์ ตามความสัมพันธ์ตรีโกณมิติ และ เมื่อนำมาพล็อตตำแหน่งเฟส (Phase Diagram) และ ตำแหน่งสัญลักษณ์ (Constellation Diagram) ได้ดังรูปที่ 1.16 (ก) และ (ข) อย่างไรก็ตามการมอดูเลตแบบ 8-PSK ยังสามารถเพิ่มอัตราบอดได้อีกด้วยการเพิ่มสัญลักษณ์ในแต่ละ Quadrant ให้มากขึ้นเป็น 16-PSK ได้เช่นกันแต่จะไม่ขอกล่าวในที่นี้ ผู้อ่านสามารถไปค้นคว้าเพิ่มเติมได้ในเอกสารอ้างอิงท้ายบท

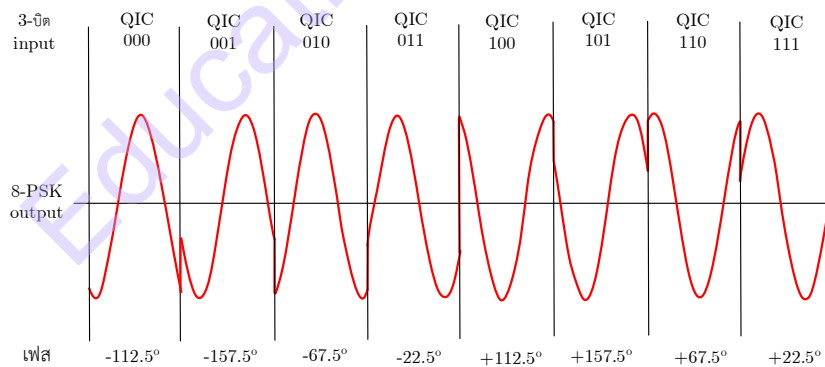


Binary input			8-PSK output phase
Q	I	C	phase
0	0	0	-112.5°
0	0	1	-157.5°
0	1	0	-67.5°
0	1	1	-22.5°
1	0	0	+112.5°
1	0	1	+157.5°
1	1	0	+67.5°
1	1	1	+22.5°

(ค)

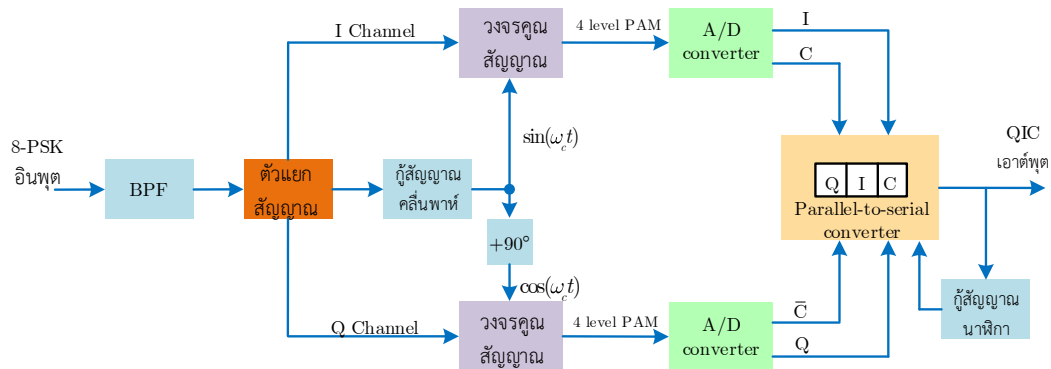
รูปที่ 1.17 (ก) Phase Diagram และ (ข) Constellation Diagram (ค) ตารางความจริงของ 8-PSK

เมื่อนำตำแหน่งสัญลักษณ์ในรูปที่ 1.17 มาแสดงในรูปสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับบิตข้อมูลจะแสดงได้ดังรูปที่ 1.18



รูปที่ 1.18 สัญญาณเอาต์พุตของการมอดูเลต 8-PSK

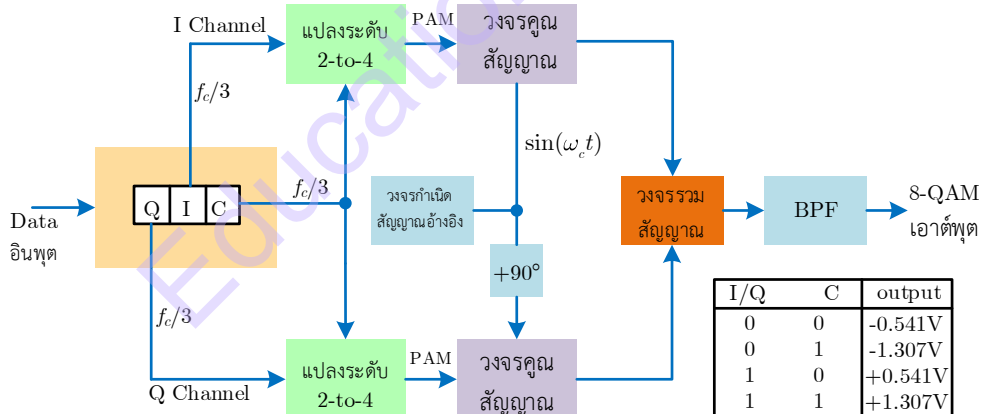
ในการตีมอดูเลตแบบ 8-PSK สามารถทำได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1.19 ทำได้โดยการกู้สัญญาณคลื่นพาห้จากสัญญาณที่รับมา เพื่อให้ได้คลื่นพาห้อ้างอิงที่มีความถี่และเฟสสอดคล้องกับคลื่นพาห้ในการมอดูเลต และนำมาเข้ากระบวนการย้อนกลับเพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสาร ซึ่งประกอบด้วยการคูณสัญญาณ ก็จะได้เป็นระดับสัญญาณ 4 ระดับ และนำมาแปลงสัญญาณกลับเป็นดิจิทัลด้วยวงจรแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และนำบิตข้อมูลไปเรียงกลับเป็นข้อมูลเหมือนกับที่ส่งมา



รูปที่ 1.19 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตแบบ 8-PSK

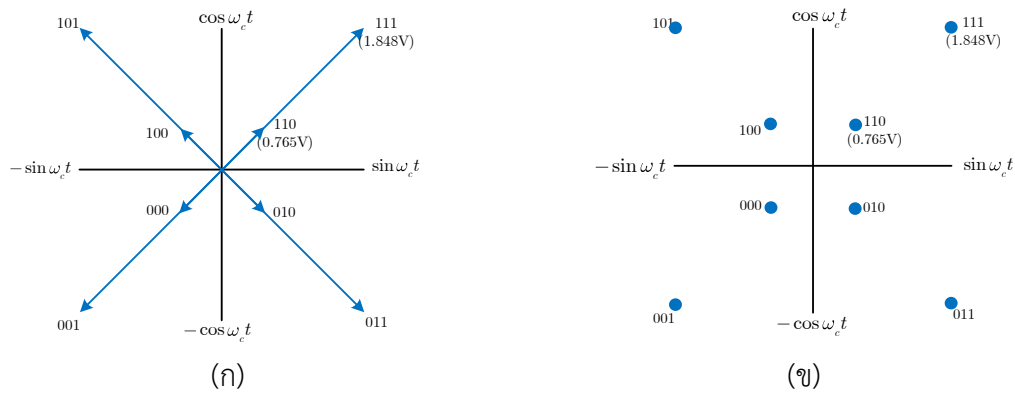
ง) การมอดูเลตแบบดิจิทัลเชิงควอดแดรนต์และขนาด (Quardrature Amplitude Modulation: QAM)

แม้ว่าในช่องสัญญาณที่ Bandwidth จำกัดที่เท่ากัน การมอดูเลตแบบ 8-PSK จะให้ประสิทธิภาพสูงกว่าในการมอดูเลตแบบ ASK, FSK และ BPSK แต่ก็ยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการมอดูเลตได้อีกโดยใช้การผสมผสานระหว่าง ASK และ QPSK ซึ่งทำให้สามารถเพิ่มสัญลักษณ์ในแต่ละ Quadrant มากขึ้นโดยจัดให้สัญลักษณ์อยู่ในตำแหน่งที่กระจายในแต่ละ Quadrant ซึ่งการกระจายของ Constellation Diagram จะสามารถทำได้สูงมาก ตั้งแต่ 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM ไปจนถึงปัจจุบันที่สูงถึง 4096-QAM แต่อย่างไรก็ตามเมื่อการมอดูเลตที่มีสัญลักษณ์เพิ่มขึ้นเท่าใด การดีมอดูเลตก็จะต้องแม่นยำมากขึ้น และ ต้องแลกมาด้วยความซับซ้อนที่มากขึ้น เพื่อจะทำได้สามารถแปลค่าสัญญาณข่าวสารได้ถูกต้อง และ มีความผิดพลาดน้อยที่สุด



รูปที่ 1.20 บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลต 8-QAM

เพื่อความเหมาะสมในการอธิบาย จะกล่าวถึงเฉพาะการมอดูเลตแบบ 8-QAM โดยรูปที่ 1.20 จะแสดงบล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลต 8-QAM ซึ่งเมื่อสังเกตการณ์ทำงานจะมีความคล้ายกับ 8-PSK และจะต่างกันในระบบ 8-QAM ข่าวสารจะถูกแบ่งเป็นชุดละ 3 บิต Q, I และ C ไม่ใช่สัญญาณ \bar{C} ทำให้เมื่อนำสัญญาณที่ได้จากการจัดระดับ 4 ระดับ มาบวกกันตามความสัมพันธ์ตรีโกณมิติ สัญลักษณ์ จะมีทั้งเฟส และ ขนาดที่ต่างกัน 8 สัญลักษณ์ ดังแสดงในรูปที่ 1.21 จะแสดง Phase Diagram และ Constellation Diagram ของ 8-QAM



Binary input			8-QAM output	
Q	I	C	Amplitude	Phase
0	0	0	0.765V	-135°
0	0	1	1.848V	-135°
0	1	0	0.765V	-45°
0	1	1	1.848V	-45°
1	0	0	0.765V	+135°
1	0	1	1.848V	+135°
1	1	0	0.765V	+45°
1	1	1	1.848V	+45°

(ค)

รูปที่ 1.21 (ก) Phase Diagram (ข) Constellation Diagram และ (ค) ตารางความจริงของ 8-QAM

ในการตีมอดูเลตแบบ 8-QAM นั้นจะมีความคล้ายกับการตีมอดูเลตแบบ 8-PSK มาก โดยในเทคนิคและบล็อกไดอะแกรมสามารถใช้แทนกันได้ แต่ต้องมีการปรับแต่งเล็กน้อย เนื่องจากการจัดระดับของสัญญาณ PAM ของการมอดูเลต 8-QAM และ 8-PSK ไม่เหมือนกัน (จากตารางความจริง) ดังนั้นการวางจรรยาบรรณสัญญาณ A/D จะต้องปรับค่าใหม่ให้สอดคล้องกับระดับสัญญาณของ 8-QAM

ด้วยเทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิทัลที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปเป็นคุณสมบัติเปรียบเทียบเพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพ ทั้งในเชิงปริมาณการส่งข่าวสาร แบนด์วิธ และ อัตราบอด จะพบว่าเมื่อใช้การมอดูเลตแบบ 128-QAM จะได้สัญลักษณ์ทั้งหมด 128 ตำแหน่ง และสามารถส่งข้อมูลได้ครั้งละ 7 บิต เท่ากับสามารถลดแบนด์วิธลง 7 เท่า เมื่อเทียบกับการส่ง ASK, FSK หรือ BPSK ดังตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติพื้นฐานของ ASK, FSK, PSK และ QAM

Modulation	Encoding System	Outputs possible	Minimum bandwidth	Baud
ASK	Single bit	2	f_b	f_b
FSK	Single bit	2	f_b	f_b
BPSK	Single bit	2	f_b	f_b
QPSK	Dibits	4	$f_b/2$	$f_b/2$
8-PSK	Tribits	8	$f_b/3$	$f_b/3$
8-QAM	Tribits	8	$f_b/3$	$f_b/3$
16-QAM	Quadbits	16	$f_b/4$	$f_b/4$
32-QAM	5 bits	32	$f_b/5$	$f_b/5$
64-QAM	6 bits	64	$f_b/6$	$f_b/6$
128-QAM	7 bits	128	$f_b/7$	$f_b/7$

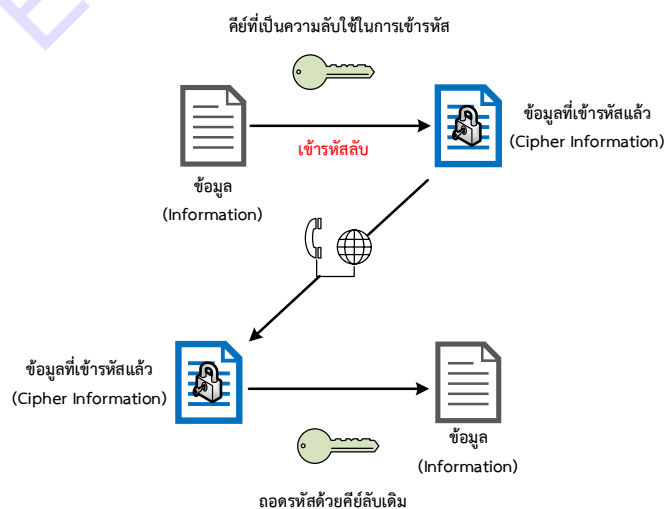
1.7 เทคโนโลยีการเข้ารหัสลับ (Cryptography)

การสื่อสารที่ในรูปแบบของการกระจายคลื่นวิทยุ นั้น ปกติแล้วในการส่งสัญญาณจะอยู่ในรูปแบบมาตรฐาน เช่น AM หรือ FM ดังนั้นผู้ใดที่มีเครื่องรับสัญญาณก็สามารถรับข่าวสารของผู้ส่งได้ทันที ในบางกรณีที่ต้องการส่งสัญญาณนั้นต้องการสื่อสารเฉพาะบุคคล ไม่ต้องการให้ผู้ใดที่รับสัญญาณสามารถแปลข้อมูลข่าวสารที่รับนั้นได้ถูกต้อง ระบบสื่อสารจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ด้านการเข้ารหัสลับ (Cryptography) เพื่อป้องกันการรับรู้ข่าวสารนั้นๆ ซึ่งก็มีหลายวิธีด้วยกัน ในหนังสือเล่มนี้จะกล่าวถึงระบบอลวน (Chaotic system) ซึ่งจัดว่าเป็นแนวทางใหม่อีกแนวทางหนึ่งที่ปลอดภัยสูง ถอดรหัสได้ยาก และสามารถนำมาใช้ในระบบสื่อสารได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เทคโนโลยีการเข้ารหัสลับ [9] เป็นพื้นฐานในการรักษาความปลอดภัยของข้อมูลอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเป็นกระบวนการหนึ่งในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ การเข้ารหัสลับมักถูกสร้างให้อยู่ในรูปตัวอักษร ตัวเลข อักขระ หรือสัญลักษณ์ใดๆ และสร้างกุญแจ (key) ขึ้นมาเพื่อใช้ในการ “เข้ารหัส (Encryption)” และ “ถอดรหัส (Decryption)” จากข้อมูลที่สร้างขึ้น ประโยชน์ในการใช้เทคโนโลยีการเข้ารหัสลับ เช่น การระบุตัวบุคคลได้ (Authenticity) คือการระบุตัวตนของผู้ที่ต้องการเข้าถึงข้อมูลภายในระบบได้ การรักษาความลับ (Confidentiality) คือ การรักษาความลับของข้อมูลเพื่อความปลอดภัย ทำให้ผู้ที่ไม่มีความรู้จากภายนอกสามารถเข้าถึงข้อมูลภายในระบบได้ เป็นต้น ประเภทของการเข้ารหัสมีหลายรูปแบบ โดยขึ้นอยู่กับหัวใจหลัก คือ กุญแจ ที่สร้างขึ้น ในการเข้ารหัสสามารถใช้กุญแจเพียงฝั่งเดียวหรือหลายฝั่ง ขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ในการเข้ารหัส ซึ่งสามารถแยกประเภทได้ดังนี้

1.7.1. การเข้ารหัสแบบกุญแจสมมาตร (Symmetric Key Cryptosystem)

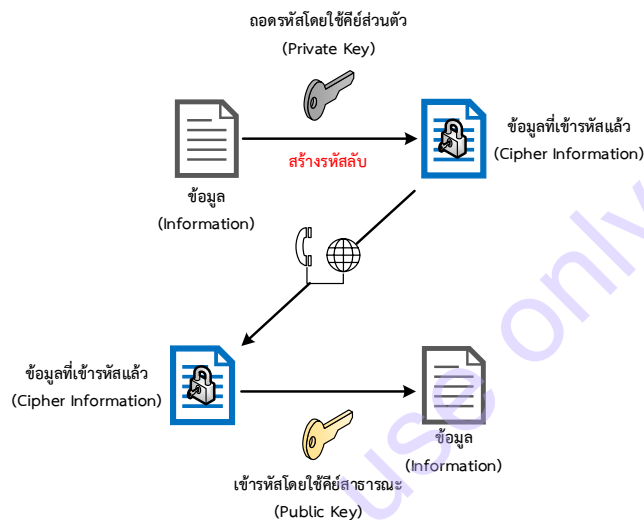
การเข้ารหัสแบบสมมาตร จะเป็นการนำข้อมูลอิเล็กทรอนิกส์แบบธรรมดาเข้ารหัสโดยการแปลงข้อมูลนั้นให้อยู่ในรูปแบบที่ไม่สามารถอ่านได้ โดยใช้กุญแจดอกเดียวกันหรือสูตรเดียวกันด้วยกระบวนการทางคณิตศาสตร์ในการเข้าและถอดรหัส ดังนั้นเมื่อจะทำการถอดรหัสจากอีกฝั่งต้องมอกุญแจหรือสูตรในการเข้ารหัสให้ เพื่อแปลงข้อมูลกลับมาเหมือนเดิม ข้อดีของการเข้ารหัสแบบสมมาตร คือมีรูปแบบที่ง่าย และเมื่อมีการใช้เทคโนโลยีที่ซับซ้อนในการรับ-ส่งข้อมูลจะสามารถเข้าและถอดรหัสได้อย่างรวดเร็ว แสดงรูปแบบการเข้ารหัสแบบสมมาตรดังรูปที่ 1.22



รูปที่ 1.22 การเข้ารหัสแบบ Secret Key encryption

1.7.2. การเข้ารหัสแบบกุญแจสมมาตร (Asymmetric Key Cryptosystem)

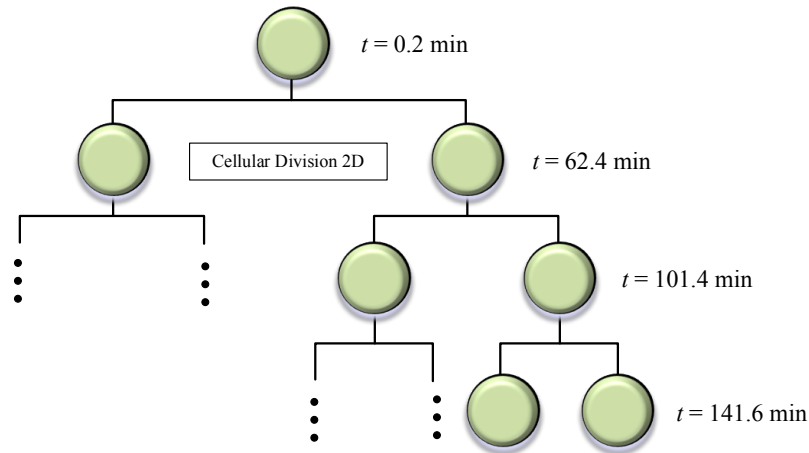
การเข้ารหัสแบบอสมมาตรเป็นการเข้าและถอดรหัสโดยใช้กุญแจสองฝั่ง กุญแจฝั่งหนึ่งใช้ในการเข้ารหัสโดยเฉพาะ ส่วนอีกฝั่งใช้สำหรับถอดรหัส กุญแจฝั่งที่ใช้ในการเข้ารหัสต้องเก็บไว้เป็นความลับ เรียกว่า กุญแจส่วนตัว (Private Key) ส่วนข้างที่ใช้ในการถอดรหัส เรียกว่า กุญแจสาธารณะ (Public Key) กุญแจทั้งสองสามารถใช้สลับฝั่งกันได้ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ ในการเข้ารหัสแบบอสมมาตรกุญแจทั้งสองจะถูกสร้างขึ้นพร้อมกัน เรียกว่า กุญแจคู่ (Key Pair) ซึ่งในการเข้ารหัสและถอดรหัสรูปแบบนี้ จำเป็นต้องใช้กุญแจทั้งสองคู่กันเท่านั้น จึงจะสามารถบรรลุวัตถุประสงค์ในการนำไปใช้ได้ แสดงรูปแบบการเข้ารหัสแบบอสมมาตรดังรูปที่ 1.23



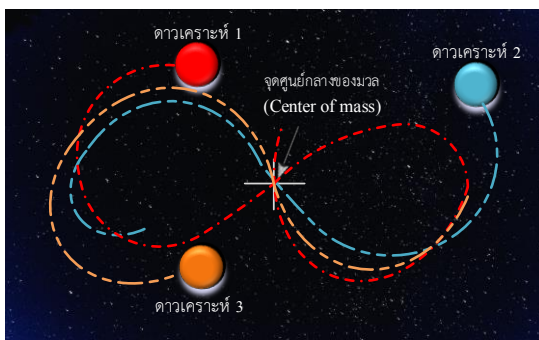
รูปที่ 1.23 การเข้ารหัสแบบ Public Key encryption

1.7.3. ทฤษฎีความอลวน

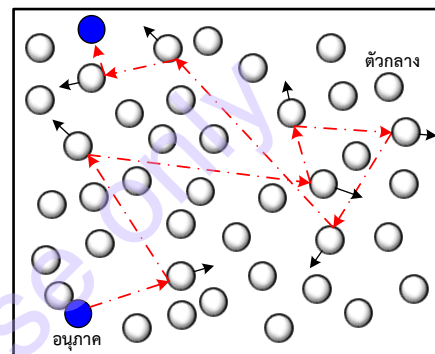
ความอลวน (Chaos) เป็นสาขาวิชาหนึ่งที่อยู่ในระบบพลวัตแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear dynamic) พฤติกรรมที่ซับซ้อนของความอลวนสามารถประยุกต์ใช้ได้เป็นอย่างดีกับหลายสาขาวิชา เช่น ดาราศาสตร์ ชีววิทยา ธรณีวิทยา และความปลอดภัยด้านการสื่อสาร [10] เป็นต้น ซึ่งจุดเด่นของพฤติกรรมอลวน คือ ระบบมีการเปลี่ยนแปลงในรูปแบบไม่เป็นเชิงเส้น สามารถคาดเดาได้ยากเมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงที่ขึ้นอยู่กับเวลา และมีความไวต่อสถานะเริ่มต้น [11] โดยตัวอย่างของระบบพลวัตที่มีการเคลื่อนที่แบบอลวน ได้แก่ การเคลื่อนที่ของวงโคจรดาวเคราะห์ การเคลื่อนที่ของบรรยากาศ การเปลี่ยนแปลงสภาพอากาศ การเคลื่อนที่ของอิเล็กทรอนิกส์ในอะตอม การลู่ลามของไฟฟ้า การแบ่งตัวของเซลล์ (Cell division) การเพิ่มจำนวนประชากรของสิ่งมีชีวิต การแพร่กระจายของแผ่นดินไหว และการจราจรบนพื้นดินและทางอากาศ [12] ตัวอย่างพฤติกรรมอลวนบางส่วนแสดงดังรูปที่ 1.24



การแบ่งตัวของเซลล์เมื่อเวลาผ่านไป



วิถีวงโคจรดาวเคราะห์สำหรับปัญหาสามวัตถุรูปแบบอลวน (Planet trajectory for three-body problem chaos)



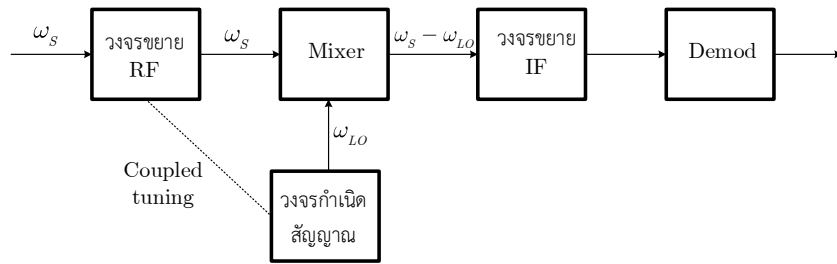
การเคลื่อนที่ของอนุภาคไม่เป็นระเบียบแบบบราวเนียน (Brownian motion of particle)

รูปที่ 1.24 ตัวอย่างของพฤติกรรมอลวนในสาขาต่างๆ

1.8 เครื่องรับแบบ Superheterodyne

เครื่องรับสัญญาณสามารถทำได้ในหลายๆ วิธีด้วยกัน แต่ที่มีความเหมาะสม และเป็นระบบที่ดีที่สุดเห็นจะเป็นวิธี Superheterodyne ซึ่งถูกค้นพบโดย Reginald Fessenden นักประดิษฐ์ชาวแคนาดา เป็นหลักการที่นำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบสื่อสาร เพื่อจัดการแปลงความถี่สูงที่รับมาให้ต่ำลง (Down Converter) เพื่อสามารถประมวลผลและออกแบบวงจรได้ง่ายขึ้น โดยยังมีองค์ประกอบของข่าวสารอยู่ครบถ้วน บล็อกไดอะแกรมของวิธี Superheterodyne แสดงไว้ดังรูปที่ 1.25 โดยเมื่อมีสัญญาณอินพุตที่มีความถี่เท่ากับ ω_s จะถูกขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Amplifier) ที่ปรับค่าได้ โดยเราจะเรียกว่าวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (Radio-frequency : RF) หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกป้อนไปสู่ตัวแปลงความถี่ในนี้คือวงจรผสมสัญญาณ พร้อมกับสัญญาณออสซิลเลตที่มีความถี่ ω_{LO} เป็นความถี่เฉพาะของเครื่องรับ (Local Oscillator) นั้น ๆ

ตัว Local Oscillator ปรับค่า (Ganged Tuned) ได้นั้นทำงานร่วมกับวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่ผ่าน ซึ่งทำให้ผลต่างของความถี่สัญญาณอินพุตกับ Local Oscillator มีค่าคงที่ค่าหนึ่งโดยประมาณ



รูปที่ 1.25 ส่วนประกอบของเครื่องรับแบบ Superheterodyne

ในการทำงานวงจรผสมสัญญาณ จะให้เอาต์พุตเป็นผลรวมและผลต่างขององค์ประกอบความถี่ของสัญญาณ ($\omega_s \pm \omega_{LO}$). (โดยจะอธิบายในบทที่ 9) โดยทั่วไปแล้วผลรวมองค์ประกอบความถี่ถูกตัดทิ้งด้วยวงจรจูนที่คมมาก (Sharply Tuned) ผลต่างของความถี่ที่ได้จะถูกขยายโดย วงจรขยายสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่านคงที่ (Fixed-tuned Bandpass Amplifier) ผลต่างของความถี่ดังกล่าวเรียกว่าความถี่กลาง IF (Intermediate Frequency) และ วงจรขยายสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่านคงที่เรียกว่าวงจรขยายสัญญาณ IF ข้อดีของการใช้ส่วนประกอบเครื่องรับแบบ Super-heterodyne คือทำให้อัตราขยายมีค่าสูงขึ้นและตัดความถี่ที่ไม่สนใจ (Outband) ได้มากขึ้น โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่านคงที่ ส่วนข้อดีอีกข้อคือวงจรขยายสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่านคงที่ สามารถควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-Controlled Gain) เพื่อทำให้ปรับค่าเกนได้อย่างอัตโนมัติ (Automatic Gain Control: AGC) ด้วยระดับสัญญาณอินพุต

การส่งสัญญาณ AM ในสหรัฐอเมริกาใช้ Band ตั้งแต่ 535 kHz - 1605 kHz (ซึ่ง AM Expanded band ตั้งแต่ 1605kHz ถึง 1705kHz) มีแบนด์วิธของช่องสัญญาณคือ 10kHz ความถี่ IF เท่ากับ 455 kHz สำหรับสถานีวิทยุ AM ที่ความถี่ 770 kHz จะใช้ ความถี่ LO ในเครื่องรับแบบ Superheterodyne เท่ากับ $770+455=1255$ kHz โดยเป็นที่เข้าใจตรงกันว่า LO จะมีค่าเท่ากับความถี่ IF บวกกับความถี่ช่องสัญญาณ (โดยพิจารณาเฉพาะด้าน High-side Injection)

1.9 บทสรุป

บทแรกนี้เป็นการกล่าวถึงพื้นฐานระบบสื่อสารในภาพกว้างๆ ไป เพื่อความเข้าใจให้ตรงกันว่า การส่งข่าวสารในระยะไกลจะต้องทำอะไร การส่งข่าวสารแบบแอนะล็อก และ ดิจิทัลต่างกันอย่างไร ทำอย่างไรส่งข่าวสารได้ครั้งละมากๆ ทำอย่างไรจึงสามารถใช้ช่องสัญญาณอย่างมีประสิทธิภาพ เสมือนเป็นการทบทวนความรู้เก่าซึ่งอาจจะลืมไปแล้ว ทั้งนี้ก็เพื่อปูทางเข้าไปสู่นเนื้อหาในบทต่อไป ได้ดียิ่งขึ้น อีกทั้งยังเป็นการกล่าวถึงระบบสื่อสารต่างๆไป ไม่ว่าจะเป็ระบบสื่อสารในแบบแอนะล็อกหรือดิจิทัลล้วนจำเป็นต้องมีการใช้บล็อกสื่อสารย่อย เพื่อประมวลสัญญาณในรูปแบบต่างๆ ซึ่งปัจจุบันมักจะอยู่ในรูปของวงจรรวม เช่น วงจรขยาย วงจรกรองความถี่ วงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรคูณสัญญาณ วงจรจัดระดับสัญญาณ วงจรมอดูเลเตอร์ และ ดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไปด้วย อย่างไรก็ตามในเนื้อหาบทนี้ไม่ได้กล่าวถึงในทุกะบบสื่อสาร แต่เป็นการอธิบายในมุมมองของผู้เขียนที่คิดว่าจำเป็น ซึ่งหากผู้อ่านต้องการเนื้อหาที่มากกว่านี้อาจจะเข้าไปอ่านจากเอกสารอ้างอิง [1]-[3] ของบทที่หนึ่งได้

แบบฝึกหัดท้ายบท

- 1.1. ในระบบสื่อสาร สัญญาณรบกวนแบบใดที่ส่งผลโดยตรงกับสัญญาณ
 - ก. ที่ภาคส่ง
 - ข. ที่ช่องสัญญาณ
 - ค. ที่ข่าวสารต้นทาง
 - ง. ที่ปลายทาง

- 1.2. ข้อใดกล่าว “ไม่ถูกต้อง” จากกรณีการวิเคราะห์ด้วย Fourier ในสัญญาณพัวเลี่ย
 - ก. ที่ความถี่มูลฐานและฮาร์มอนิกส์จะเป็นสัญญาณไซน์
 - ข. มีความถี่มูลฐานเป็นสัญญาณไซน์ และ จำนวนของฮาร์มอนิกส์เป็นอนันต์
 - ค. ความถี่มูลฐานและ ฮาร์มอนิกส์เป็นสัญญาณไซน์และมีแอมป์จูดลดลงเรื่อยๆ
 - ง. แร่งต้นของสัญญาณไซน์ที่มีค่าต่ำ สามารถละลายได้ในทางปฏิบัติ

- 1.3. ข้อใดกล่าว “ไม่ถูกต้อง” การมอดูเลชันใช้สำหรับ?
 - ก. ลดแบนด์วิทที่ใช้ส่ง
 - ข. แยกการส่งสัญญาณ
 - ค. เพื่อให้สามารถส่งไปได้ไกลขึ้น
 - ง. ต้องใช้สายอากาศที่เหมาะสม

- 1.4. ข้อใดกล่าว “ไม่ถูกต้อง” สัญญาณที่ภาคส่งแย่ง เนื่องจากสัญญาณรบกวน (Noise) สัญญาณรบกวนคืออะไร
 - ก. เป็นพลังงานที่ไม่ต้องการ
 - ข. สัญญาณมีคุณสมบัติที่คาดการณ์ได้
 - ค. สัญญาณที่เกิดในภาคส่ง
 - ง. สัญญาณที่เกิดได้ในทุกส่วน

- 1.5. ข้อใดกล่าว “ถูกต้อง” เครื่องรับโดยส่วนใหญ่จะใช้หลักการใด
 - ก. AM
 - ข. FM
 - ค. Superhetrodyne
 - ง. การจูนค่าความถี่วิทยุ

- 1.6. ข้อใดกล่าว “ไม่ถูกต้อง” ความจำเป็นของการมอดูเลตสามารถยกตัวอย่างได้โดย
- สายอากาศมีความยาวประมาณ $\lambda/4$
 - สายอากาศในระบบออกอากาศแบบ AM มาตรฐานคือ มีความยาวประมาณ 16000 ฟุต
 - สัญญาณเสียงทั้งหมดจะสนใจเฉพาะความถี่ที่ 20-20kHz
 - ข่าวสารเป็นตัวแปรที่ไม่สามารถกำหนดได้ทั้งแอมพลิจูดและความถี่
- 1.7. ข้อใดกล่าว “ถูกต้อง” กระบวนการส่งและรับเริ่มต้นตั้งแต่
- กลางปี 1930
 - ปี 1850
 - ต้นศตวรรษที่ 20
 - ในช่วงปี 1840
- 1.8. สิ่งทีกล่าวต่อไปนี้ ข้อใดไม่ได้อยู่ในกระบวนการภาครับ
- Decoding
 - Encoding
 - การเก็บข้อมูล
 - การแปลค่าของข้อมูล
- 1.9. ช่องสัญญาณแบบอะคูสติก สมควรใช้ข้อใด
- สื่อสารแบบ UHF
 - ใช้การสื่อสารแบบ Single-Sideband
 - ใช้สื่อสารด้วยโทรทัศน์
 - สื่อสารแบบบุคคลต่อบุคคล
- 1.10. การมอดูเลตทางขนาดเป็นกระบวนการของ
- การนำสัญญาณความถี่ต่ำไปอยู่ที่ความถี่สูง
 - การนำสัญญาณความถี่สูงไปอยู่ที่ความถี่ต่ำ
 - การขัดจังหวะของคลื่นพาห์
 - การเลื่อนความถี่และเฟส
- 1.11. จงอธิบายปัญหาของความถี่เงา (Image Frequency) ของโครงสร้างเครื่องรับแบบ Superheterodyne

- 1.12. กำหนดให้สัญญาณอินพุตมีความถี่ 800 kHz และความถี่ Intermediate เท่ากับ 455 kHz ค่าของความถี่ LO และ Image Frequency เป็นเท่าไร
- 1.13. บอกรายชื่อโครงสร้างเครื่องรับ 2 โครงสร้างที่ไม่ได้รับผลจากปัญหา Image
- 1.14. จงหาค่าที่ Bandwidth ที่สามารถส่งข่าวสารจากการมอดูเลตต่อไปนี้
- QPSK, $f_b = 10$ Mbps
 - 8-PSK, $f_b = 21$ Mbps
 - 16-QAM, $f_b = 20$ Mbps
- 1.15. ในการมอดูเลตแบบ 8-PSK ด้วยความเร็ว $f_b = 10$ Mbps และ ความถี่คลื่นพาห์ 80 MHz, จงคำนวณหา Nyquist bandwidth และ อัตราบิด
- 1.16. จงอธิบายคำจำกัดความของระบบบอลวน (Chaotic system) และ สามารถนำมาประยุกต์กับระบบสื่อสารได้อย่างไร
- 1.17. วงจรผสมสัญญาณในเครื่องรับแบบ Superheterodyne สามารถมีความถี่ LO ได้ 2 แบบคือ $f_{RF} + f_{IF}$ (High-side Injection) หรือ $f_{RF} - f_{IF}$ (Low-side Injection) คลื่นวิทยุ AM ที่มีความถี่ตั้งแต่ 530 kHz ถึง 1610 kHz และ IF เท่ากับ 455 kHz จงคำนวณช่วงที่ปรับค่าได้ของความถี่ LO ทั้งแบบ High-side และ Low-side Injection
- 1.18. ระบบ GSM (European cellular system) มีมาตรฐาน receive band เท่ากับ 925-960 MHz ช่วงที่ปรับค่าได้ของความถี่ LO จะมีค่าเท่าไร เมื่อ
- มี IF ค่า เท่ากับ 71 MHz
 - มี IF 2 ค่า คือ 250 MHz และ 10.7 MHz

เอกสารอ้างอิง

- [1] W. Tomasi, “Electronic Communications Systems: Fundamentals Through Advanced,” 5th edition, Prentice Hall, 2004.
- [2] G. Kennedy, B. Davis and S R M Prasanna “Electronic Communication Systems,” 5th edition, McGraw Hill Education India, 2011.
- [3] S. Haykin, “Communication Systems,” 4th edition, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [4] B. P. Lathi, Modern Digital and Analog Communication Systems, 3rd edition, Oxford University Press, 1998.
- [5] D.O. Pederson and K. Mayaram, “Analog Integrated Circuits for Communication Principles, Simulation and Design,” 2nd edition, Springer Science, 2008.
- [6] <https://broadcast.nbtc.go.th/radio/>
- [7] <http://www.manager.co.th/CyberBiz/ViewNews.aspx?NewsID=9500000115877>
- [8] W. Tomasi, “Advanced Electronic Communications Systems,” 6th edition, Pearson, 2014.
- [9] J. Katz, and Y. Lindell, “Introduction to modern cryptography,” New York, Taylor & Francis Group, 2008.
- [10] C. Pak, L. Huang, “A new color image encryption using combination of the 1D chaotic map,” *Signal Process*, vol.138, pp.129–37, 2017.
- [11] S.H. Strogatz, “Nonlinear dynamics and chaos,” Taylor & Francis Group, 1994.
- [12] J.C. Sprott, “Chaos and Time-series Analysis,” New York: Oxford Univ. Press., 2003.

Education use only

บทที่ 2

เทคโนโลยีวงจรรวมพื้นฐาน

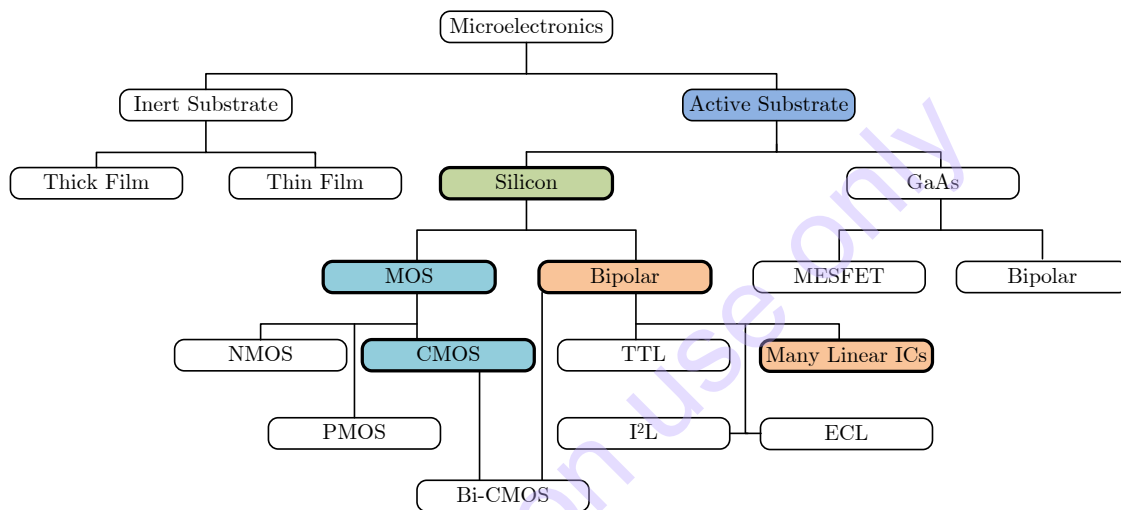
ระบบสื่อสารยุคใหม่ ล้วนแล้วแต่มีความต้องการให้ระบบมีประสิทธิภาพสูง ทั้งในเรื่องการใช้ไฟเลี้ยงต่ำ กินกำลังไฟฟ้าต่ำ ทำงานได้รวดเร็ว และมีขนาดเล็ก โดยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ในระบบสื่อสารทั้งในภาคส่ง หรือ ภาครับ ที่ออกแบบนั้น จะมีหลายส่วนที่รองรับการทำงานในย่านความถี่ที่แตกต่างกัน ตั้งแต่ความถี่ย่านเสียง (Audio Frequency: AF) ย่านความถี่สูง (High Frequency: HF) ตลอดจนถึงย่านความถี่สูงมาก (Very-High Frequency: VHF) ทั้งนี้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์แบบดิสคริตไม่สามารถตอบโจทย่วงจรในระบบสื่อสารยุคใหม่ได้อีกต่อไป วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ขนาดเล็ก (Microelectronic Circuits) ได้นำมาใช้กับระบบสื่อสารอย่างแพร่หลายในรูปของวงจรรวม (Integrated Circuits) ซึ่งมีกระบวนการผลิตหลายแบบ โดยกระบวนการผลิตไมโครอิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วๆ ไปแสดงดังรูปที่ 2.1

ในการสร้างวงจรรวมขึ้นต้นแบ่งตามฐานรองได้ 2 รูปแบบคือ ฐานรองแบบแอคทีฟ (Active Substrate) และ แบบไม่ทำปฏิกิริยา (Inert) ในการสร้างวงจรรวมจำนวนมากๆ โดยทั่วไปจะใช้ฐานรองแบบแอคทีฟ ส่วนการทำวงจรรีเลย์ทรอนิกส์หรือทำตามความต้องการเฉพาะหรือใช้งานจำนวนน้อย โดยมากจะใช้ฐานรองแบบ Inert ส่วนมากฐานรองแบบ Inert จะถูกใช้ในการผลิต Hybrid ไอซี แต่ต้นทุนในการผลิต Hybrid ไอซีนั้นยังต้องการงบประมาณค่อนข้างสูง มีกระบวนการ 2 ชนิดที่ใช้ฐานรอง Inert คือ กระบวนการแบบฟิล์มบางและฟิล์มหนา ซึ่งมีข้อดีในการสร้างตัวต้านทานที่มีคุณสมบัติทางอุณหภูมิที่ดี ซึ่งในกระบวนการฐานรองแบบแอคทีฟนั้นทำได้ยากกว่า

โดยทั่วไปฐานรองแอคทีฟจะใช้สารซิลิกอนหรือเจอร์เมเนียม แม้ว่างานวิจัยในช่วงทศวรรษที่ผ่านมาจะพยายามใช้แกเลียมแอสเซนไนต์ (GaAs) ก็ยังไม่เป็นที่แพร่หลายมากนัก กระบวนการซิลิกอนได้ถูกจำแนกออกเป็น 2 ประเภทด้วยกัน คือ กระบวนการแบบไบโพลาร์จะใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ (BJT) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟพื้นฐาน ส่วนกระบวนการแบบมอสจะใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์มอสเฟต (MOSFET) ซึ่งบางครั้งอาจเรียกว่า IGFET (Insulated gate FET) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟพื้นฐาน

กระบวนการไบโพลาร์เป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลายตั้งแต่ช่วงทศวรรษ 1960 จนถึงระยะต้นๆ ของทศวรรษ 1970 เนื่องจากกระบวนการไบโพลาร์มีศักยภาพในการทำงานที่ความถี่สูงและมีข้อได้เปรียบหลายประการเช่น มีค่าความนำถ่ายโอนสูง ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบในการประยุกต์ใช้งานเชิงเส้น อย่างไรก็ตามวงจรรวมที่สร้างจากไบโพลาร์ใช้พลังงานค่อนข้างสูง และ ใช้เนื้อที่ในการวางอุปกรณ์ได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ เมื่อเปรียบเทียบกับกระบวนการแบบ MOS อุปกรณ์ที่ผลิตด้วยไบโพลาร์ได้แก่ อุปกรณ์ลอจิกประเภท TTL (Transistor-transistor logic), ELC (Emitter-coupled logic) และ I²L (Integrated injection logic) ไอซีที่ทำงานแบบเชิงเส้นหลายชนิดก็ถูกผลิตด้วยไบโพลาร์ แม้ว่าจะมีงานวิจัยจำนวนหนึ่งพยายามลดพื้นที่ชิปในกระบวนการไบโพลาร์ก็ตาม แต่เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกระบวนการแบบ MOS กระบวนการผลิตไอซีด้วยไบโพลาร์นั้นก็ยิ่งถือว่ามีความใหญ่กว่ามาก อย่างไรก็ตามการวิจัย พัฒนา และ ออกแบบโดยใช้ไบโพลาร์เป็นทรานซิสเตอร์กำลังและอุปกรณ์ควบคุมกำลังยังคงมีอยู่

กระบวนการแบบ MOS แบ่งออกเป็น 3 ประเภทได้แก่ NMOS, PMOS และ CMOS พื้นฐานในกระบวนการแบบ PMOS เป็นการสร้างวงจรรวมด้วย P-channel MOSFETs เท่านั้น [1] โดยที่กระบวนการแบบ PMOS เป็นกระบวนการออกแบบ MOS ที่ใช้มาในอดีต แต่ในปัจจุบันหาพบได้ยากเนื่องจากคุณสมบัติของ N-channel MOSFET มีคุณสมบัติที่ดีกว่า ดังนั้น NMOS จึงเป็นการใช้การสร้างวงจรรวมด้วย N-channel MOSFETs เท่านั้น ส่วน CMOS เป็นการใช้ทั้ง N-channel และ P-channel จึงทำให้ CMOS มีความยืดหยุ่นกว่า NMOS และ PMOS อีกทั้งการทำงานยังใช้พลังงานน้อยมากจึงเหมาะสมในการประยุกต์ใช้ทางดิจิทัล เพียงแต่ต้นทุนในการผลิตก็จะสูงกว่า NMOS และ PMOS ส่วนใหญ่การผลิตวงจรรวมด้วย MOS จะถูกใช้ในการออกแบบวงจรรวมในแบบ VLSI เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่าง ๆ



รูปที่ 2.1 กระบวนการผลิตวงจรรวมแบบต่าง ๆ [6]

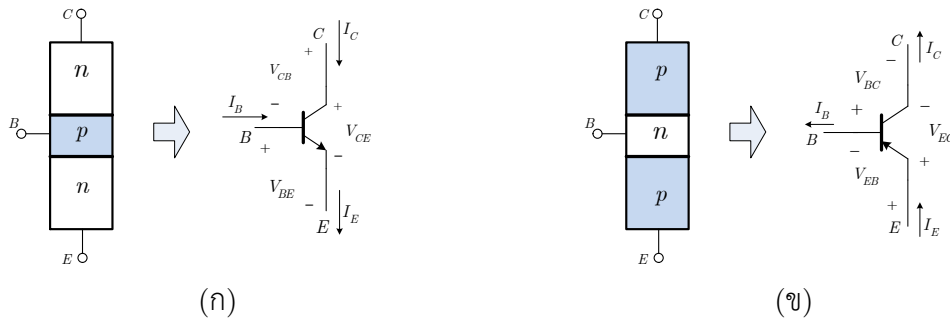
การรวมอุปกรณ์ไบโพลาร์และ MOS เข้าด้วยกันนั้น สามารถทำได้แต่จะส่งผลให้มีโครงสร้างที่ซับซ้อนและมีต้นทุนสูงกว่า ซึ่งจะเรียกว่า Bi-CMOS โดยอุปกรณ์ชนิดนี้มีความยืดหยุ่นในการทำงานมากกว่า บางอุปกรณ์มีการรวมแผ่นฟิล์มบางเข้าด้วยกันกับ MOS หรือไบโพลาร์ทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้น ซึ่งกระบวนการผลิตโดยรวมชั้นแผ่นฟิล์มบางเข้ามานั้นจะใช้งานที่เฉพาะเจาะจงเท่านั้น แม้ว่ากระบวนการแบบ MOS จะมีข้อดีทั้งในเรื่องของขนาดของชิปและการใช้พลังงานต่ำ แต่ก็ยังมีข้อเสียคือมีข้อจำกัดของแรงดันขีดเริ่ม ในตำราเล่มนี้ใช้คุณสมบัติทรานซิสเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งไม่มีข้อจำกัดด้านแรงดันขีดเริ่ม ถึงแม้ว่าในมอสทรานซิสเตอร์จะสามารถทำงานในย่านก่อนแรงดันขีดเริ่ม (Subthreshold) ได้ แต่การออกแบบนั้นทำได้ค่อนข้างยาก และการตอบสนองทางความถี่จะไม่สูงมาก

2.1 ไบโพลาร์เทคโนโลยี

2.1.1 สัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

โครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์นั้นประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำ 2 ชนิดคือ p และ n ต่อกัน โดยการเจือสาร (Doping) จำนวนสามชั้นทำให้เกิดรอยต่อ (Junction) ขึ้นจำนวนสองรอยต่อ การสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จึงสร้างได้สองชนิด คือ ชนิดที่มีสารชนิด n สองชั้นเรียกว่าชนิด NPN และ

ชนิดที่มีสารชนิด p สองชั้นเรียกว่าชนิด PNP โครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP แสดงดังรูปที่ 2.2 (ก) และ (ข) ตามลำดับซึ่งคล้ายกับการต่อไดโอดชนิด $p-n$ สองตัวซึ่งต่อหันหลังชนกัน [2], [3]



รูปที่ 2.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด (ก) NPN (ข) PNP

การพิจารณาทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดมีลักษณะคล้ายคลึงกัน แต่กลับทิศทางทั้งการไบแอส และ ทิศทางกระแส เพื่อให้สะดวกในความเข้าใจ จะพิจารณาเฉพาะทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ดังแสดงรูปที่ 2.2(ก) ด้านซ้ายมือจะเห็นว่าโครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีสารกึ่งตัวนำสามชั้น โดยแต่ละชั้นจะ ต่อลวดตัวนำจากเนื้อสารกึ่งตัวนำไปใช้งาน เรียกว่า เบส (B) คอลเล็กเตอร์ (C) และ อิมิตเตอร์ (E) ใน วงจรอิเล็กทรอนิกส์นิยมเขียนทรานซิสเตอร์แทนด้วยสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.2(ก) ด้านขวามือ โดยในรูปแสดง จะให้เห็นทิศทางของแรงดันในการทำงานแบบปกติของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เรียกว่าแอกทิฟโหมด ใน ที่นี้ $V_{BE} = V_B - V_E$ เป็นแรงดันที่ตกคร่อมขาเบสและอิมิตเตอร์และ $V_{CB} = V_C - V_B$ เป็นแรงดันที่ตกคร่อม ขาคอลเล็กเตอร์และเบส ส่วนทิศทางการของกระแสถูกแทนด้วย I_B , I_C และ I_E การทำงานภายใต้ฟอร์ เวอร์ตแอกทิฟโหมดรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสต้องถูกไบแอสแบบฟอร์เวิร์ตและรอยต่อคอลเล็กเตอร์-เบสต้อง ถูกไบแอสแบบรีเวิร์ส การไบแอสแบบฟอร์เวิร์ตที่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสมี $v_{BE} \approx 0.7V$ สำหรับสารกึ่ง ตัวนำชนิดซิลิกอน

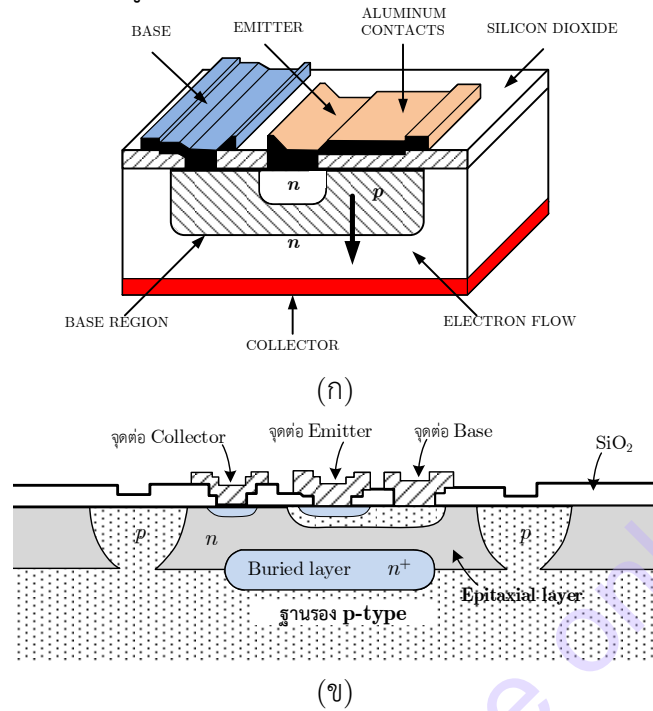
เมื่อรอยต่อทั้งสองรอยต่อของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ถูกไบแอสแบบฟอร์เวิร์ต ไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์นี้ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) โดยมี $v_{CE} \approx 0.2V$ สำหรับสารกึ่งตัวนำชนิด ซิลิกอน ถ้ารอยต่อทั้งสองรอยต่อถูกไบแอสแบบรีเวิร์ส ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นี้ทำงานในช่วงหยุดทำงาน (Cut-off Region) โดยมี $I_E = 0$ ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงรีเวิร์สแอกทิฟโหมด เมื่อรอยต่ออิมิตเตอร์- เบสถูกไบแอสแบบรีเวิร์สและรอยต่อคอลเล็กเตอร์-เบสถูกไบแอสแบบฟอร์เวิร์ต จากกฎของเคอร์ชอฟ (KCL) กระแสทั้งหมด คือ

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.1)$$

2.1.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูปวงจรรวม

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูปแบบวงจรรวมนั้น มีความแตกต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ใน รูปแบบของอุปกรณ์ดีสครีตอยู่เล็กน้อย ดังแสดงในรูปที่ 2.3 โดยในดีสครีตทรานซิสเตอร์จะสร้างโดยใช้ คอนแทคเชื่อมโดยตรงกับขาคอลเล็กเตอร์ ในด้านข้างของชิป แต่ในทรานซิสเตอร์ในรูปแบบวงจรรวมจะมีการล้อมรอบด้วยการไบแอสกลับ (Reverse bias) ด้วยรอยต่อ $p-n$ โดยใช้ฐานรองชนิด p (p -Substrate) สร้างเป็นกำแพง เพื่อเป็นฉนวนทางไฟฟ้ากั้นระหว่างอุปกรณ์ตัวอื่นๆ ในชิปเดียวกัน และ เชื่อมขา

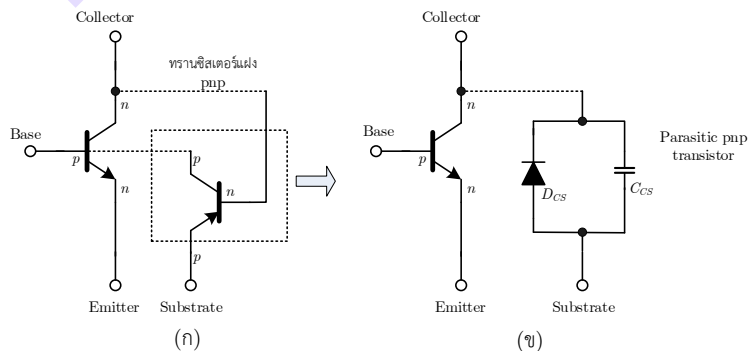
คอลเล็กเตอร์ด้วยคอนแทกด้านบนของอุปกรณ์ ซึ่งเป็นที่มาของค่าความต้านทานแฝง r_{cs} ที่ขา
 คอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ในรูปแบบวงจรรวม



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Transistor) [3]

(ก) แบบดีสครีต (ข) แบบวงจรรวม

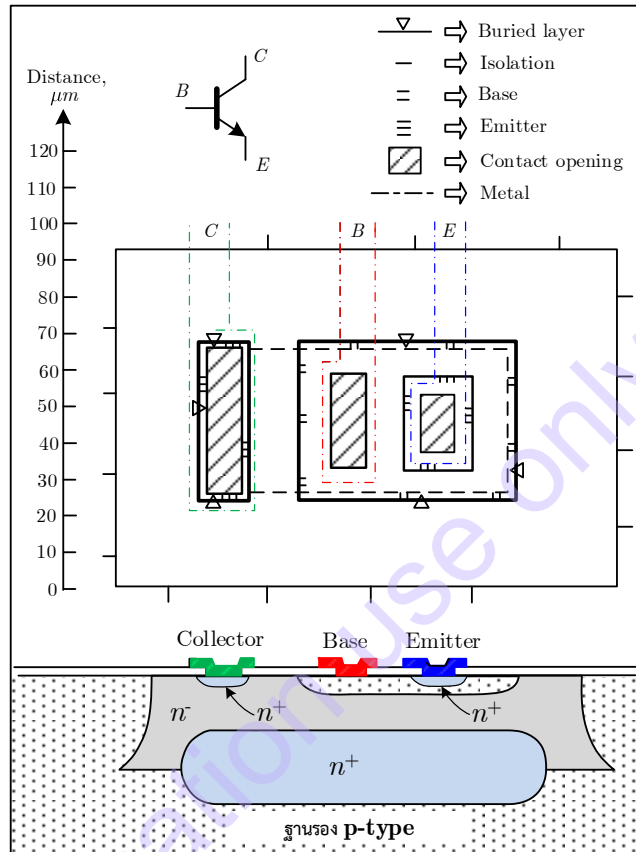
ผลของฉนวนรอยต่อไบแอสย้อนกลับที่กั้นรอบบริเวณขาคอลเล็กเตอร์ ยังทำให้เกิดทรานซิสเตอร์
 เสมือนชนิด PNP แฝงภายในอุปกรณ์ดังรูปที่ 2.4(ก) ทรานซิสเตอร์ PNP นี้จะเชื่อม p-type ไปที่ขาเบส
 ของ NPN ทรานซิสเตอร์ และ n-type ไปที่ขาคอลเล็กเตอร์ และ p-type ที่เหลือเป็นฉนวนกัน และเป็น
 ฐานรองด้วย ในการทำงานปกตินี้ ฐานรองจะมีการไบแอสแรงดันเป็นลบมากกว่าที่ขาคอลเล็กเตอร์ n-
 type ของทรานซิสเตอร์ NPN เสมอ ดังนั้นที่ทรานซิสเตอร์ PNP แฝง จะอยู่ในสภาวะไบแอสกลับ ซึ่งจะ
 ไม่นำกระแส ภายใต้เงื่อนไขการทำงานที่ฉนวนจึงทำงานเหมือนการไบแอสกลับไดโอด D_{CS} และ ขนาน
 ด้วยตัวเก็บประจุแฝง C_{CS} ดังแสดงในรูปที่ 2.4(ข)



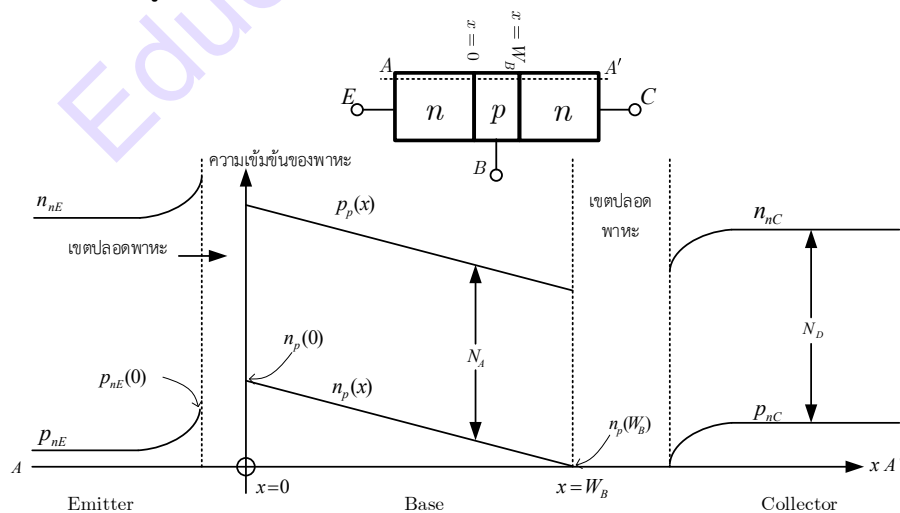
รูปที่ 2.4 อุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นในรอยต่อของ NPN ทรานซิสเตอร์

(ก) ทรานซิสเตอร์ PNP แฝงในฐานรอง (ข) วงจรเสมือนที่เกิดจากการไบแอสกลับ

รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างโครงสร้างกายภาพในด้านบน และ ด้านข้างของ NPN ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรรวมที่ใช้กับแรงดันต่ำ โดยรูปทรานซิสเตอร์ตัวอย่างนี้มีความลึกของการปลูกสารกึ่งตัวนำ (Epitaxial Layer) เท่ากับ $17\mu\text{m}$ ขนาดของการแพร่ (Diffusion) ของขามิตเตอร์ $20\mu\text{m} \times 25\mu\text{m}$ ขาเบส $45\mu\text{m} \times 60\mu\text{m}$ และ ฉนวนกั้นขาเบสมีระยะห่าง $25\mu\text{m}$ ซึ่งขนาดของทรานซิสเตอร์รวมเท่ากับ $140\mu\text{m} \times 95\mu\text{m}$



รูปที่ 2.5 ขนาดของ NPN ทรานซิสเตอร์ในวงจรรวม [3]



รูปที่ 2.6 ภาพตัดขวางของของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ NPN แสดงความเข้มข้นของพาหะ (Carrier concentration) ตั้งแต่จุด A ถึง A' [3]

จากรูปที่ 2.6 พิจารณาภาพตัดขวางที่ส่วน $A - A'$ และความเข้มของพาหะ โดยความเข้มข้นของโฮลถูกแทนค่าด้วย p และความเข้มข้นของอิเล็กตรอนถูกแทนค่าด้วย n ซึ่งมีตัวห้อยต่อท้าย p หรือ n เพื่อแสดงถึงบริเวณพื้นที่ของ p หรือสาร n เนื่องจากช่วงที่มีการเจือสาร n มีสองส่วน คือ ส่วนคอลเล็กเตอร์และ อิมิตเตอร์ จะมีใช้การตัวห้อย C และ E ให้กับตัวห้อยตัวที่สองด้วย ความเข้มข้นของพาหะในรูปที่ 2.6 เป็นแบบฟอร์เวิร์ดแอกทิฟโหมด ซึ่งรอยต่อ B-E จะเป็นไบแอสตรง และ รอยต่อ B-C จะเป็นไบแอสกลับ ดังนั้นความเข้มข้นส่วนน้อย (Minority-carrier Concentration) ที่ขาเบสในขอบของช่องปลอดพาหะ (Depletion) สามารถคำนวณได้จากการประมาณค่าของ Boltzmann ให้อยู่ในฟังก์ชันการกระจายของ Fermi-Dirac ได้ดังสมการ

$$n_p(0) = n_{p0} \exp \frac{V_{BE}}{V_t} \quad (2.2)$$

$$n_p(W_B) = n_{p0} \exp \frac{V_{BC}}{V_t} \approx 0 \quad (2.3)$$

กำหนดให้ W_B เป็นความกว้างของชั้นเบสตั้งแต่ขอบของช่องปลอดพาหะของชั้นเบส-อิมิตเตอร์ถึงขอบของช่องปลอดพาหะของชั้นเบส-คอลเล็กเตอร์ และ n_{p0} เป็นความเข้มข้นสมดุล (Equilibrium Concentration) ของอิเล็กตรอนในขาเบส สังเกต V_{BC} มีค่าเป็นลบสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ในการใช้งานแบบฟอร์เวิร์ดแอกทิฟโหมด $n_p(W_B)$ มีค่าน้อยมาก ดังแสดงในสมการที่ (2.3) ดังนั้นความเข้มข้นส่วนน้อยของพาหะจะประมาณให้มีค่าน้อยกว่าความเข้มข้นส่วนมากของพาหะ (Majority-carrier Concentration) มากๆ เสมอ

การรวมของโฮลและอิเล็กตรอนในขาเบสมีค่าน้อย สามารถบอกได้ว่าความเข้มข้นส่วนน้อยของพาหะ $n_p(x)$ ในขาเบสมีค่าแปรผันแบบเส้นตรงตามความระยะห่าง ความสัมพันธ์นี้แสดงในรูปที่ 2.6 ระหว่างความเข้มข้น $x = 0$ และ $x = W_B$ และ สำหรับประจุที่เป็นกลางในขาเบสจำเป็นต้องให้

$$N_A + n_p(x) = p_p(x) \quad (2.4)$$

ดังนั้น

$$p_p(x) - n_p(x) = N_A \quad (2.5)$$

เมื่อ $p_p(x)$ เป็นค่าความเข้มข้นของโฮลที่ขาเบสและ N_A เป็นค่าความเข้มข้นการเจือสาร (Doping Density) ที่ขาเบสกำหนดให้เป็นค่าเป็นค่าคงที่ จากสมการที่ (2.5) แสดงให้เห็นว่าความเข้มข้นของโฮลและอิเล็กตรอนถูกแยกจากกันด้วยค่าคงที่ และ $p_p(x)$ แปรผันแบบเส้นตรงตามระยะห่าง

กระแสคอลเล็กเตอร์ถูกสร้างโดยพาหะส่วนน้อยของอิเล็กตรอนบนขาเบส แพร่กระจายในทิศทางของความเข้มข้นที่ค่อยๆ จางลง และ ถูกกวาดข้ามช่องปลอดพาหะคอลเล็กเตอร์-เบสด้วยสนามไฟฟ้า ความหนาแน่นกระแสเนื่องจากอิเล็กตรอนที่ขาเบสคือ

$$J_n = qD_n \frac{dn_p(x)}{dx} \quad (2.6)$$

เมื่อ D_n เป็นค่าคงที่การแพร่ของอิเล็กตรอนจากรูปที่ 2.5

$$J_n = -qD_n \frac{n_p(0)}{W_B} \quad (2.7)$$

ถ้า I_C เป็นกระแสที่ขาคอลเล็กเตอร์และเป็นบวกไหลเข้าคอลเล็กเตอร์ตามสมการที่ (2.7) ดังนั้น

$$I_C = qAD_n \frac{n_p(0)}{W_B} \quad (2.8)$$

เมื่อ A เป็นพื้นที่ตัดขวางของอิมิตเตอร์ แทนสมการที่ (2.2) ลงในสมการที่ (2.8) ได้สมการ

$$I_C = \frac{qAD_n n_{p0}}{W_B} \exp \frac{V_{BE}}{V_t} \quad (2.9)$$

เมื่อ I_S มีค่าเท่ากับ

$$I_S = \frac{qAD_n n_{p0}}{W_B} = \frac{qAD_n n_i^2}{W_B N_A} = \frac{qAD_n n_i^2}{Q_B} \quad (2.10)$$

โดยที่ $Q_B = W_B N_A$ เป็นจำนวนอะตอมจากการโด๊ปในขาเบสต่อหน่วยพื้นที่ของอิมิตเตอร์ และ n_i คือความเข้มข้นของพาหะแฝงในซิลิกอน จากสมการที่ (2.10) แสดงทั้งกรณีขาเบสของทรานซิสเตอร์เป็น Uniform และ Non-uniform ซึ่งแทนที่ด้วย D_n และ \bar{D}_n ซึ่งเป็นค่าคงที่การแพร่อิเล็กตรอนในขาเบสตามลำดับ และจากสมการที่ (2.9) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_C = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_t} \quad (2.11)$$

โดยที่กระแสอิ่มตัวคือ I_S ซึ่งปกติแล้วจะมีค่าอยู่ระหว่าง 10^{-14} ถึง 10^{-16} และ แรงดันอุณหภูมิคือ V_t ซึ่งหาได้จาก

$$V_t = \frac{kT}{q} \quad (2.12)$$

โดยอุณหภูมิห้องคือ $T=300$ K, $V_t \approx 25.85$ mV และจากสมการที่ (2.12) สามารถหาค่า V_{BE} ได้ดังนี้

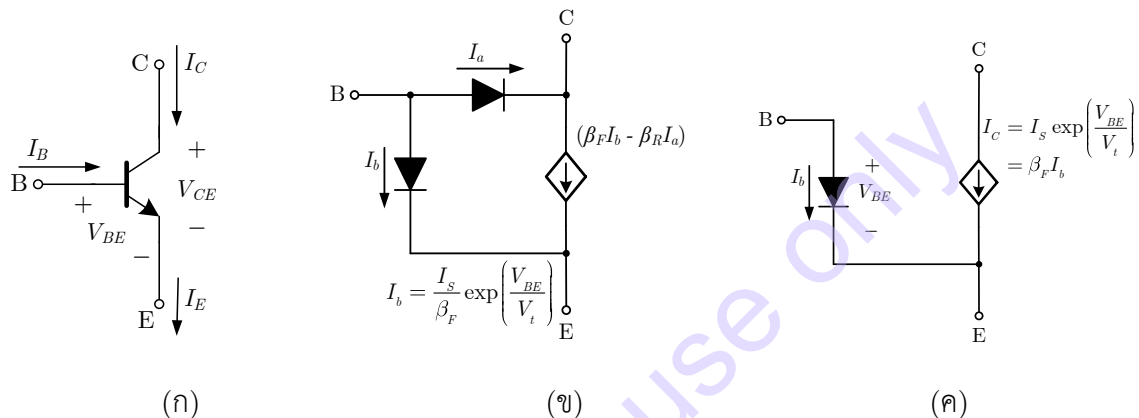
$$V_{BE} = V_t \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (2.13)$$

เพื่อประโยชน์ในการใช้ อาจจ่าว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงในกระแสคอลเล็กเตอร์ 10 เท่าค่าของ V_{BE} จะเปลี่ยนไป $25.85 \text{ mV} \times 2.303 \approx 60 \text{ mV}$. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเบส กระแสคอลเล็กเตอร์และกระแสอิมิตเตอร์นั้นเป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$\frac{I_C}{I_B} = \beta \quad (2.14)$$

$$\frac{I_C}{I_E} = \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (2.15)$$

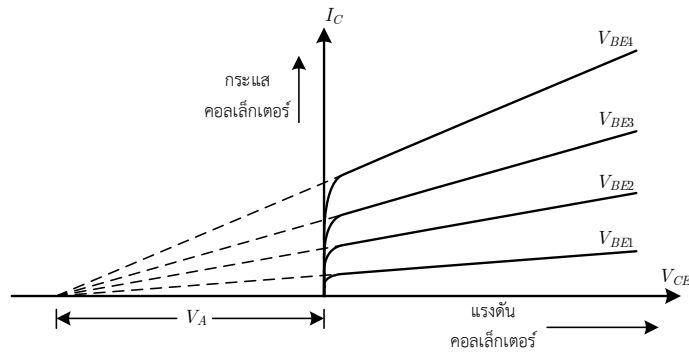
เมื่อ I_E มีค่าเป็นลบสำหรับ NPN ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านแอกทิฟ (Normal Active Region) และ β คือ อัตราขยายกระแสตรง (beta) ในรูปที่ 2.7 (ข) คือ แบบจำลองของ Ebers-Moll ในแบบที่ง่ายที่สุด [4], [5] สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 2.7 (ก) เป็นที่สังเกตว่าตัวต้านทานเบส (Ohmic Base Resistor) r_b (พารามิเตอร์ Spice คือ R_B) ตัวต้านทานคอลเล็กเตอร์ (Ohmic Collector Resistor) r_c (พารามิเตอร์ Spice คือ R_C) และผลกระทบจาก Base-width Modulate (V_A , r_o , และ r_μ) ไม่นำมาพิจารณา โดยในรูปที่ 2.7 (ข) β_F และ β_R คืออัตราขยายกระแสฟอร์เวิร์ดและรีเวิร์สตามลำดับ เมื่อรอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ถูกรีเวิร์สไบแอสในย่านฟอร์เวิร์ดแอกทิฟทำให้ I_a มีค่าน้อยมาก และเพื่อให้สะดวกในการคำนวณ จะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่อย่างง่ายของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 2.7 (ค) แทน



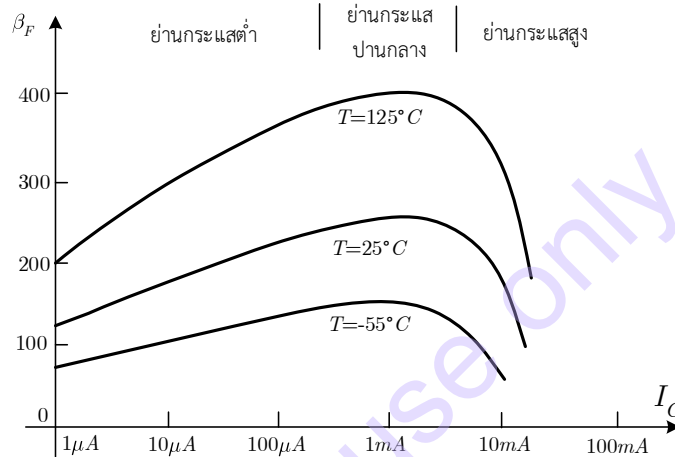
รูปที่ 2.7 (ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของ Ebers-Moll [5] สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (ค) แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่อย่างง่าย

คุณสมบัติทางไฟตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในทางปฏิบัติ จะไม่เป็นไปตามสมการที่ (2.11) เสียทีเดียว แต่จะมีลักษณะเป็นดังรูปที่ 2.8 ซึ่งกระแสคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อการเปลี่ยนแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้น และ พบว่าความชันในกราฟแต่ละเส้นจะชันขึ้น เมื่อแรงดัน V_{BE} มีค่าสูงขึ้น ทั้งนี้เป็นผลมาจาก Base-width Modulate ด้วยชั้นปลอดพาหะ (Depletion Layer) ของคอลเล็กเตอร์-เบสที่กว้างกว่า ทำให้แรงดันคอลเล็กเตอร์-เบสมีค่าสูงขึ้น การมอดูเลตความกว้างของเบสนี้เรียกว่าค่า Early effect ซึ่งจะเพิ่มนัยสำคัญเมื่อค่าความกว้างเบส W_B ลดลง หรือ เปรียบเสมือนกับค่าความต้านทานของเบสจะเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับขาคอลเล็กเตอร์ ในแบบจำลองไฟตรงของทรานซิสเตอร์ ค่าความชันของกระแสเมื่อเราลากเส้นทางไปด้านซ้ายของแกน V_{CE} จะพบว่าจะไปพบกันที่จุดๆ หนึ่ง ซึ่งจุดนั้นจะมีค่าเท่ากับแรงดัน Early (V_A) ซึ่งเขียนสมการกระแสคอลเล็กเตอร์ได้ใหม่ดังสมการที่ (2.16)

$$I_C = I_S \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \exp \left(\frac{V_{BE}}{V_t} \right) \quad (2.16)$$



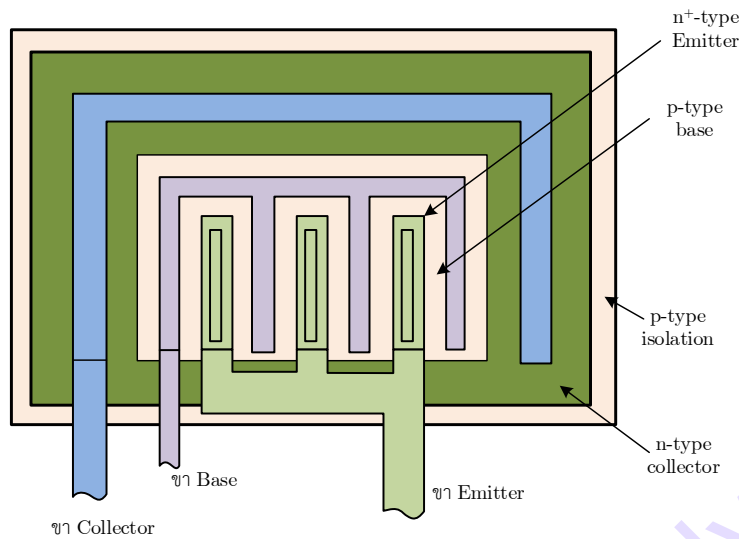
รูปที่ 2.8 กราฟคุณสมบัติทางไฟตรงของทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.9 คุณสมบัติของ β_F เทียบกับ I_C สำหรับทรานซิสเตอร์ NPN ขนาดเล็ก

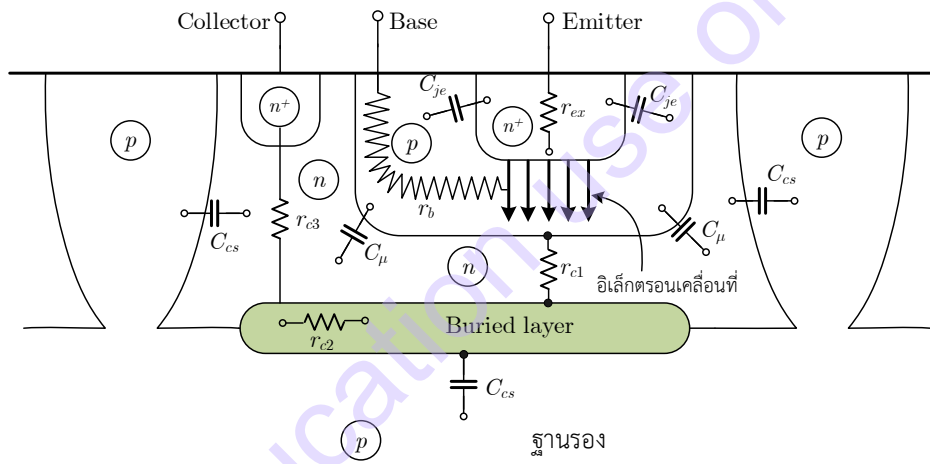
ค่าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ (β_F) จะไม่ใช่ค่าคงที่เสมอไปแต่จะแปรผันตามกระแสคอลลเล็กเตอร และอุณหภูมิ โดยมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวกในช่วง +5000 ถึง +7000 ppm/°C (ppm = parts per million) รูปที่ 2.9 แสดงถึงตัวอย่างของ β_F เทียบกับ I_C ในทรานซิสเตอร์ขนาดเล็ก ในรูปที่ 2.5 โดยเปลี่ยนอุณหภูมิต่างกัน 3 ค่า ซึ่งพบว่าค่า β_F จะแปรผันตาม I_C โดยสามารถแบ่งเป็น 3 ย่านได้แก่ ในย่านกรรณคอลลเล็กเตอรต่ำ ผลกระทบแฝงจากการควมรวมของอิเล็กตรอนพื้นผิวบริเวณขาเบส-อิมิตเตอรเป็นผลให้ β_F ลดต่ำลง สามารถลดการควมรวมอิเล็กตรอนพื้นผิวให้ต่ำลงโดยการปรับพื้นผิวให้เรียบขึ้น และลดขอบนอกของอิมิตเตอรและรอยต่ออิมิตเตอร-เบส ในย่านกรรณคอลลเล็กเตอรปานกลางประมาณ 100 μ A-3mA ค่า β_F จะมีค่าค่อนข้างคงที่

ค่า β_F จะลดต่ำลงเมื่อกรรณคอลลเล็กเตอรสูงขึ้นเนื่องมาจากสองสาเหตุหลักคือ ประสิทธิภาพของอิมิตเตอร (Emitter Efficiency) ลดลง และ ผลกระทบของความอัดแน่นที่อิมิตเตอร (Emitter Crowding Effects) ซึ่งประสิทธิภาพของอิมิตเตอรลดลงนั้นเกิดขึ้นจากกรรณคอลลเล็กเตอรจำนวนมาก ทำให้เกิดพาหะส่วนน้อย (Minority Carriers) ในขาเบสมากเกินไป ทำให้ความเป็นความต้านทานในขาเบส (ρ_B) ที่ใกล้รอยต่อเบส-อิมิตเตอรลดลง ในส่วนของความอัดแน่นที่อิมิตเตอรนั้นมีผลมาจากค่าความต้านทานภายในขาเบสในแต่ละพื้นที่และกรรณคอลลเล็กเตอรที่ไหลในขาเบส เป็นผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ลดหลั่นกันในขาเบส และ เป็นผลให้เกิดไบแอสตรงที่ขอบของอิมิตเตอรมากกว่าด้านลางของอิมิตเตอร ดังนั้นขาอิมิตเตอรจึงฉีกพาหะเฉพาะรอบๆ ตัวเองเท่านั้น จึงทำให้เฉพาะขอบของอิมิตเตอรเท่านั้นที่แยกทิพ การชดเชยผลกระทบของ β_F กรณี

กระแสสูงนั้น ทำได้โดยการเพิ่มพื้นที่ขอบของอิมิตเตอร์ซึ่งจะทำให้ความต้านทานรอยต่อของเบสลดลง ซึ่งพบในทรานซิสเตอร์ขยายกำลังซึ่งสามารถจ่ายกระแสสูงๆ ได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 รูปด้านบนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กระแสสูง



รูปที่ 2.11 ทรานซิสเตอร์ NPN ในวงจรรวมเพื่อแสดงองค์ประกอบแฉง [3]

2.1.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นจากกระบวนการผลิตทรานซิสเตอร์ และ โครงสร้างทางกายภาพ และ ข้อจำกัดของเทคโนโลยีการออกแบบ และ สร้างวงจรรวมก็เป็นอีกปัจจัยหนึ่ง ทำให้เกิดองค์ประกอบแฉงขึ้นมาในทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ซึ่งจะเพิ่มเข้าไปในวงจรรวมทรานซิสเตอร์ ใน โครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบ NPN ดังรูปที่ 2.11 สามารถนำมาเป็นตัวอย่างในการอธิบายการเกิด องค์ประกอบแฉงได้เป็นอย่างดี

โดยปกติแล้วรอยต่อ $p-n$ จะเกิดตัวเก็บประจุแฉงที่แปรผันตามแรงดันบริเวณที่เป็นเขตปลอด พาหะ (Depletion region) จากรูปที่ 2.11 พบว่ามีเขตปลอดพาหะอยู่ 3 แห่งที่ทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฉง ดังกล่าว ที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เกิดตัวเก็บประจุแฉง C_{je} และ ที่รอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ และ เบส- ฐานรองจะเกิด C_{μ} และ C_{cs} ตามลำดับ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการอธิบายผลตอบสนองทาง ความถี่ของทรานซิสเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพได้แก่ แบบจำลอง Hybrid- π ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โดย

วงจรมีอนจะประกอบด้วย $r_b, r_{cs}, r_\pi, r_o, C_\pi, C_\mu,$ และ C_{cs} เป็นองค์ประกอบแฝงในทรานซิสเตอร์ โดยความต้านทาน r_b เป็นความต้านทานที่เกิดขึ้นระหว่างจุดต่อขาเบสกับบริเวณที่เป็นขาเบสจริงที่อยู่ด้านล่าง อิมิตเตอร์ซึ่งทำให้เกิดกระแสเปลี่ยนแปลงที่ขาเบส ตัวเก็บประจุ ที่รอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ และ เบส-ฐานรองจะเกิด C_μ และ C_{cs} ขึ้นอยู่กับพื้นที่บริเวณรอยต่อ และแรงดันตกคร่อม ในทางปฏิบัติค่าของ C_μ และ C_{cs} สามารถเขียนในรูปการประมาณค่าได้ดังสมการที่ (2.17) และ (2.18) ตามลำดับ

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 - \frac{V_{CB}}{\psi_{oc}}\right)^{n_c}} \quad (2.17)$$

$$C_{cs} = \frac{C_{cs 0}}{\left(1 - \frac{V_{CS}}{\psi_{os}}\right)^{n_s}} \quad (2.18)$$

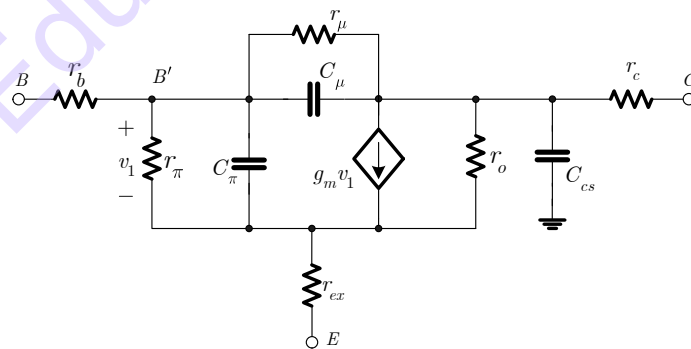
โดยที่ V_{CB} และ V_{CS} คือ แรงดันไบแอสตรงที่รอยต่อ C-B และ C-S ตามลำดับ n คือตัวชี้กำลังมีค่าระหว่าง 0.2-0.5 และ ψ_o คือแรงดันตกคร่อมภายใน (Build-in Potential) ถ้าไม่มีการไบแอสภายนอก ส่วนตัวเก็บประจุ C_π ประกอบด้วยตัวเก็บประจุขาเบส C_b เขตปลอดภัยบริเวณขาเบส-อิมิตเตอร์ C_{je}

$$C_\pi = C_b + C_{je} \quad (2.19)$$

ซึ่งตัวเก็บประจุขาเบสจะมีค่าเท่ากับ

$$C_b = \tau_F \frac{qI_C}{kT} = \tau_F g_m \quad (2.20)$$

โดยที่ τ_F คือค่าคงตัวเวลาในขาเบสเมื่อไบแอสตรงโดยในทรานซิสเตอร์ NPN แบบวงจรรวมจะอยู่ในระหว่าง 10-500 ps ส่วนกรณี PNP จะมีค่าประมาณ 1-40 ns



รูปที่ 2.12 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแบบ Hybrid- π ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [5]

ค่าความนำถ่ายโอน g_m ของอุปกรณ์มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial}{\partial V_{BE}} \left[I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right) \right] = \frac{I_S}{V_t} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right) = \frac{I_C}{V_t} = \frac{qI_C}{kT} \quad (2.21)$$

โดยที่ V_t คือ แรงดันอุณหภูมิคงที่แสดงไว้ในสมการที่ (2.12) อัตราขยายสัญญาณขนาดเล็ก β_0 เป็นอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์กับกระแสเบส โดยสามารถประมาณค่าให้ใกล้เคียงกับอัตราขยายทางไฟตรง β_F เขียนได้เป็น

$$\beta_F \approx \beta_0 = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (2.22)$$

ค่าความต้านทานระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ (r_π) สามารถเขียนในรูปของกระแส I_C ได้เป็น

$$r_\pi = \beta_0 \frac{kT}{qI_C} = \frac{\beta_0}{g_m} \quad (2.23)$$

ค่าความต้านทานเอาต์พุต (r_o) มีความสัมพันธ์กับค่า Early effect (V_A) โดยทั่วไปแล้วทรานซิสเตอร์ในวงจรรวมจะมีค่า r_o อยู่ในช่วง 50-100k Ω โดยสามารถเขียนในรูปสมการได้เป็น

$$r_o = \frac{V_A}{V_i g_m} \quad (2.24)$$

โดยทั่วไปแล้วทรานซิสเตอร์ในวงจรรวมจะมีค่า r_o อยู่ในช่วง 50-100k Ω ซึ่งทำให้เกิดความชันขึ้นในกราฟรูปที่ 2.8 นั่นเอง ส่วนค่าความต้านทานคอลเล็กเตอร์-เบส (r_μ) เกิดจากผลของกระแสเบส ที่มาจากการควบรวม (recombine) ของโฮลและอิเล็กตรอนของขาเบสเท่ากับ

$$r_\mu = \beta_0 r_o \quad (2.25)$$

โดยที่ทรานซิสเตอร์ NPN แบบวงจรรวมนั้นจะมีค่า r_μ มากกว่า $10\beta_0 r_o$ ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อกระแส I_B มีการเปลี่ยนแปลงจะส่งผลกระทบต่อเปลี่ยนแปลงของ V_{CE} และ I_C น้อยมาก ส่วนกรณีทรานซิสเตอร์แบบ PNP ค่าของ r_μ จะอยู่ระหว่าง $2\beta_0 r_o$ ถึง $5\beta_0 r_o$

ในส่วนขององค์ประกอบที่เหลือคือความต้านทานอนุกรมที่ต่ออยู่กับขาเบส คอลเล็กเตอร์ และอิมิตเตอร์ได้แก่ r_b , r_c และ r_{ex} ตามลำดับนั้น โดยความต้านทานเหล่านี้เป็นความต้านทานแฝงระหว่างหน้าสัมผัสกับพื้นที่ซิลิกอนของขา B , C และ E โดยทั่วไปความต้านทานเหล่านี้จะมีค่าไม่สูงมากโดย $r_b=50-500\Omega$, $r_c=20-500\Omega$ และ $r_{ex}=1-3\Omega$ ซึ่ง r_b จะเปลี่ยนตามกระแสคอลเล็กเตอร์จากการเกิดกระแสหนาแน่นเฉพาะจุด (Current Crowding) โดยสรุปถ้าค่า r_b ลดลง 50% กระแส I_C จะเพิ่มขึ้นจาก 0.1mA ไปยัง 10mA

ตัวอย่างที่ 2.1 จงเขียนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่สมบูรณ์ของทรานซิสเตอร์ จากคุณสมบัติดังต่อไปนี้ $I_C=1mA$, $V_{CB}=3V$ และ $V_{CS}=5V$ และมีค่าพารามิเตอร์ดังนี้ $C_{je0}=10fF$, $n_e=0.5$, $\psi_{0e}=0.9V$, $C_{\mu0}=10fF$, $n_c=0.3$, $\psi_{0c}=0.5V$, $C_{cs0}=20fF$, $n_s=0.3$, $\psi_{0s}=0.65V$, $\beta_0=100$, $\tau_F=10ps$, $V_A=20V$, $r_b=300\Omega$, $r_c=10\Omega$, $r_{ex}=5\Omega$, $r_\mu=10\beta_0 r_o$

วิธีทำ

เนื่องจากรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ถูกไบแอสตรง การคำนวณค่า C_{je} นั้นทำได้ยาก ในกรณีนี้จะใช้การประมาณค่าให้เป็น 2 เท่า ของ C_{je0} ทำให้

$$C_{je} = 20 \text{ fF}$$

ใช้สมการที่ (2.17) ตัวเก็บประจุคอลเล็กเตอร์-เบสมีค่าเท่ากับ

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 - \frac{V_{CB}}{\psi_{oc}}\right)^{n_c}} = \frac{10}{\left(1 - \frac{3}{0.5}\right)^{0.3}} = 5.6 \text{ fF}$$

และ ตัวเก็บประจุคอลเล็กเตอร์-ฐานรอง คำนวณได้โดยใช้สมการที่ (2.18)

$$C_{cs} = \frac{C_{cs0}}{\left(1 - \frac{V_{CS}}{\psi_{os}}\right)^{n_s}} = \frac{20}{\left(1 - \frac{5}{0.65}\right)^{0.3}} = 10.5 \text{ fF}$$

จากสมการที่ (2.21) ค่าความนำถ่ายโอนมีค่าเท่ากับ

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = \frac{I_C}{V_t} = \frac{10^{-3}}{26 \times 10^{-3}} = 38 \text{ mA/V}$$

จากสมการที่ (2.20) ตัวเก็บประจุขาเบสเท่ากับ

$$C_b = \tau_F g_m = (10 \times 10^{-12})(38 \times 10^{-3}) = 0.38 \text{ pF}$$

ซึ่งค่าตัวเก็บประจุ C_{π} คำนวณได้จากสมการที่ (2.19)

$$C_{\pi} = C_b + C_{je} = (0.38 + 0.02) \text{ pF} = 0.4 \text{ pF}$$

ซึ่งค่าตัวเก็บประจุ r_{π} คำนวณได้จากสมการที่ (2.23)

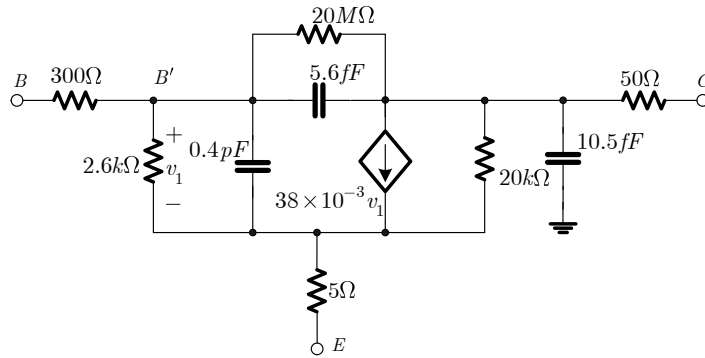
$$r_{\pi} = \frac{\beta_0}{g_m} = 100 \times 26 \Omega = 2.6 \text{ k}\Omega$$

ความต้านทานเอาต์พุตคำนวณได้จากสมการที่ (2.24)

$$r_o = \frac{V_A}{V_t g_m} = \frac{20}{10^{-3}} \Omega = 20 \text{ k}\Omega$$

และ ความต้านทานคอลเล็กเตอร์-เบส มีค่าเท่ากับ

$$r_{\mu} = 10\beta_0 r_o = 10 \times 100 \times 20 \text{ k}\Omega = 20 \text{ M}\Omega$$



รูปที่ 2.13 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก คำตอบของตัวอย่างที่ 2.1

ตัวอย่างองค์ประกอบของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบแรงดันต่ำ ด้วยกระบวนการสร้างแบบ Oxide-isolated และ ion-implanted แสดงไว้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ตัวอย่างองค์ประกอบของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบแรงดันต่ำ

Parameter	Vertical npn	Lateral pnp
	Transistor with $2\mu\text{m}^2$ Emitter Area	Transistor with $2\mu\text{m}^2$ Emitter Area
β_F	120	50
β_R	2	3
V_A	35 V	30 V
I_S	6×10^{-18} A	6×10^{-18} A
I_{CO}	1 pA	1 pA
BV_{CEO}	8 V	14 V
BV_{CBO}	18 V	18 V
BV_{EBO}	6 V	18 V
τ_F	10 ps	650 ps
τ_R	5 ns	5 ns
r_b	400 Ω	200 Ω
r_c	100 Ω	20 Ω
r_{ex}	40 Ω	10 Ω
C_{je0}	5 fF	14 fF
ψ_{0e}	0.8 V	0.7 V
n_e	0.4	0.5
$C_{\mu 0}$	5 fF	15 fF
ψ_{0c}	0.6 V	0.6 V
n_c	0.33	0.33
$C_{cs0} (C_{bs0})$	20 fF	40 fF
ψ_{0s}	0.6 V	0.6 V
n_s	0.33	0.4

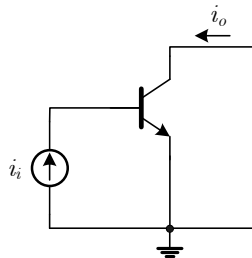
2.1.4 การตอบสนองทางความถี่ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

อัตราขยายความถี่สูงของทรานซิสเตอร์นั้น จะถูกควบคุมโดยองค์ประกอบที่เป็นตัวเก็บประจุจากรูปที่ 2.12 ความสามารถทางความถี่ของทรานซิสเตอร์มักจะพิจารณาโดยใช้วงจรมิติเตอร์ร่วมแบบลัดวงจรให้อัตราขยายเป็นหนึ่งดังรูปที่ 2.14(ก) ความถี่ที่คำนวณได้เรียกว่า “ความถี่เปลี่ยนผ่าน” (Transition Frequency: f_T) โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก โดยป้อนกระแส i_i ที่ขาเบส และมีกระแสเอาต์พุต i_o ออกที่ขาคอลเล็กเตอร์ โดยแบบจำลองที่นำมาใช้จะดัดแปลงมาจากแบบจำลองในรูปที่ 2.12 เป็นดังรูปที่ 2.14(ข) และ เพื่อสะดวกในการคำนวณจะทำให้แบบจำลองง่าย โดยไม่นำ r_{ex} และ r_{μ} มาพิจารณา ทั้งนี้ r_c มีขนาดเล็กมาก ดังนั้นผลกระทบ r_o และ C_{cs} จึงมีอิทธิพลต่อทรานซิสเตอร์น้อยมาก จะได้

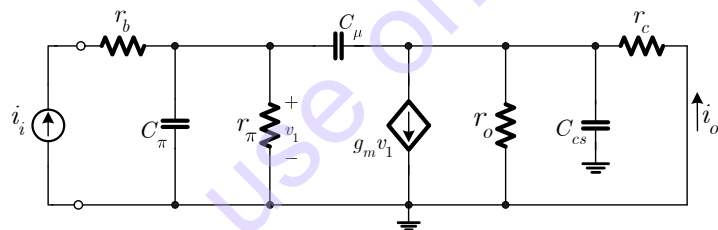
$$v_1 \approx \frac{r_{\pi}}{1 + r_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})s} i_i \quad (2.26)$$

ถ้ามาพิจารณากระแสที่ไหลผ่าน C_{μ} ดังนั้น

$$i_o \approx g_m v_1 \quad (2.27)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.14 (ก) วงจรมิติเตอร์ร่วม และ (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้พิจารณาค่า f_T

แทนสมการที่ (2.26) ในสมการที่ (2.27) ได้เป็น

$$i_o \approx \frac{g_m r_{\pi}}{1 + r_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})s} i_i \quad (2.28ก)$$

จัดสมการให้อยู่รูปสมการถ่ายโอนกระแสได้เป็น

$$\frac{i_o}{i_i} j\omega = \beta j\omega = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 \left(\frac{C_{\pi} + C_{\mu}}{g_m} \right) j\omega} \quad (2.28ข)$$

ที่ความถี่สูง เทอมจินตภาพของผลหารในสมการที่ (2.28) จะมีนัยสำคัญมากกว่า 1 มากๆ จึงสามารถประมาณค่าได้เป็น

$$\beta j\omega \approx \frac{g_m}{j\omega C_{\pi} + C_{\mu}} \quad (2.29)$$

ขนาดของสมการที่ (2.29) จะมีค่า $|\beta j\omega| = 1$ ที่ความถี่

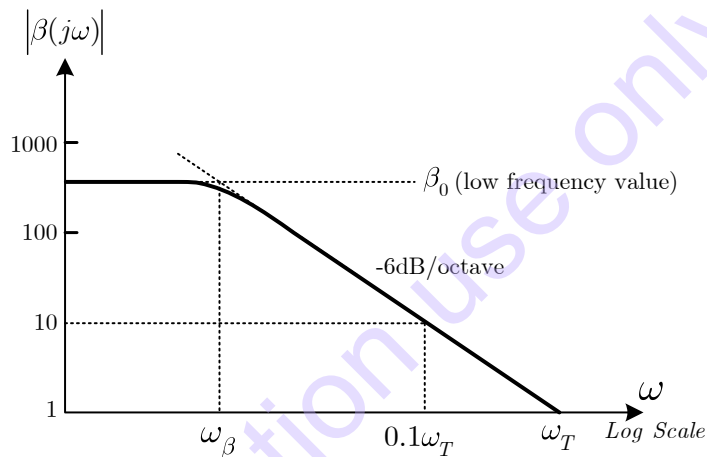
$$\omega = \omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \quad (2.30)$$

ซึ่งค่าความถี่เปลี่ยนแปลงผ่านมีค่าเท่ากับ

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \right) \quad (2.31)$$

อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์สามารถแสดงโดยการพล็อตกราฟ $|\beta(j\omega)|$ จากสมการที่ (2.29) ได้ดังรูปที่ 2.15 ความถี่ ω_β จะเป็นความถี่ที่ทำให้ขนาดของสัญญาณมีค่าเท่ากับ $\beta_0/\sqrt{2}$ (ลดลง 3dB จากขนาดสูงสุดในความถี่ต่ำ) จากสมการที่ (2.28) จะได้

$$\omega_\beta = \frac{1}{\beta_0} \left(\frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \right) = \frac{\omega_T}{\beta_0} \quad (2.32)$$



รูปที่ 2.15 อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไป

จากรูปที่ 2.15 ค่าของ ω_T สามารถวัดได้จากกราฟขนาดของ $|\beta(j\omega)|$ ที่ความถี่ใดๆ ω_x โดยที่ $|\beta(j\omega)|$ จะมีอัตราการลดลงเท่ากับ 6dB/octave โดยใช้

$$\omega_T = \omega_x \left| \beta(j\omega_x) \right| \quad (2.33)$$

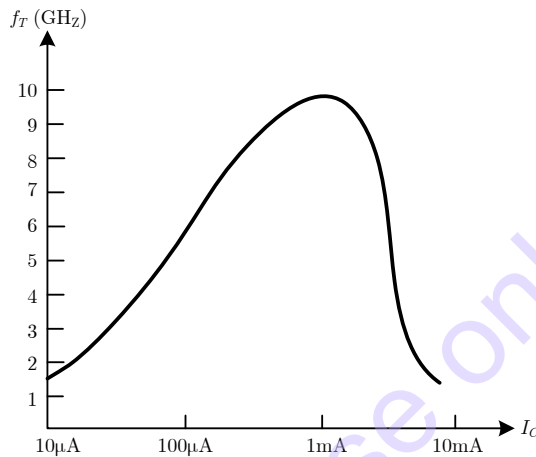
วิธีนี้เป็นวิธีที่ใช้ในทางปฏิบัติ เมื่อเกิดความเบี่ยงเบนจากค่าอุดมคติ โดย $|\beta(j\omega)|$ จะลดลงเข้าสู่หนึ่ง ทั้งนี้ไม่จำเป็นต้องวัดค่า $|\beta(j\omega)|$ ไปจนถึงค่า ω_T จริงก็ได้ โดยทั่วไปจะวัดขนาดที่ความถี่ใดๆ เช่น 5 หรือ 10 และ แทนลงไปนสมการที่ (2.33) ก็จะสามารถหาความถี่ ω_T ได้ ในการหาค่าคงตัวเวลา τ_T ก็สามารถหาได้จาก ω_T และสมการที่ (2.30) ได้เป็น

$$\tau_T = \frac{1}{\omega_T} = \frac{C_\pi}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} \quad (2.34)$$

แทนสมการที่ (2.19) และ (2.20) ลงในสมการที่ (2.34) ได้เป็น

$$\tau_T = \frac{C_b}{g_m} + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} = \tau_F + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.35) พบว่า τ_T จะแปรผันตามกระแส I_C (ผ่านตัวแปร g_m) ซึ่งจะเข้าใกล้ค่าคงตัวเวลา τ_F เมื่อไบแอสกระแส I_C สูงๆ แต่ถ้าไบแอสกระแส I_C ไม่สูง ตัวแปรที่เหลือคือ C_{je} และ C_μ จะส่งผลให้ τ_T จะขึ้นและ f_T จะลงเมื่อ I_C ลดลง พฤติกรรมนี้สามารถอธิบายได้ด้วยกราฟรูปที่ 2.16 ซึ่งเป็นการพล็อต f_T เทียบกับกระแส I_C ของทรานซิสเตอร์ NPN แบบวงจรรวม ส่วนการลดลงของ f_T ที่กระแสคอลเล็กเตอร์สูงนั้นไม่สามารถคาดการณ์ด้วยทฤษฎีที่มีอยู่ได้



รูปที่ 2.16 กราฟแสดงค่า f_T ของทรานซิสเตอร์ NPN แบบความเร็วสูง

ตัวอย่างที่ 2.2 จากแบบจำลองของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบลัตวางจร มีอัตราขยายกระแสที่ 1GHz เท่ากับ 8 เมื่อ $I_C=0.25\text{mA}$ และ เท่ากับ 9 เมื่อ $I_C=1\text{mA}$ โดย C_μ มีค่าเท่ากับ 10fF จงคำนวณหา C_{je} และ τ_F โดยสมมติให้ทั้งสองมีค่าคงที่

วิธีทำ

จากข้อมูลข้างต้นค่า f_T มี 2 ค่าได้แก่

$$f_{T1} = 8 \times 1 = 8\text{GHz} \text{ ที่ } I_C=0.25\text{mA}$$

$$f_{T2} = 9 \times 1 = 9\text{GHz} \text{ ที่ } I_C=1\text{mA}$$

และค่า τ_T ก็มี 2 ค่าเช่นเดียวกันดังนี้

$$\tau_{T1} = \frac{1}{2\pi f_{T1}} = 19.9 \text{ ps}$$

$$\tau_{T2} = \frac{1}{2\pi f_{T2}} = 17.7 \text{ ps}$$

จากสมการที่ (2.35) จะได้

$$19.9 \times 10^{-12} = \tau_F + 104(C_{je} + C_\mu) \quad (2.36)$$

และ ทำนองเดียวกัน

$$17.7 \times 10^{-12} = \tau_F + 26(C_{je} + C_\mu) \quad (2.37)$$

นำสมการที่ (2.37) ลบกับ (2.36) ได้เป็น

$$C_{je} + C_{\mu} = 28.2 \text{ fF}$$

จากโจทย์ให้มา $C_{\mu}=10\text{fF}$ ดังนั้น

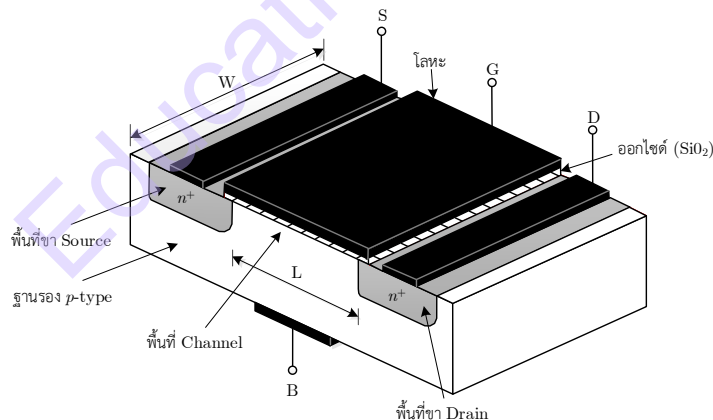
$$C_{je} \approx 18.2 \text{ fF}$$

ซึ่งค่าคงตัวเวลา τ_F หาได้โดยแทนค่า C_{je} กลับไปในสมการที่ (2.36) ได้เป็น $\tau_F=17\text{ps}$

ตัวอย่างดังกล่าวนี้เป็นการอธิบายถึงการหาค่าพารามิเตอร์ของอัตราขยายกระแสในย่านความถี่สูง ซึ่งการสมมติให้ C_{je} มีค่าคงที่นั้นเป็นการประมาณค่าที่นิยมนำมาใช้งานจริง เนื่องจากในทางปฏิบัตินั้นค่าของ V_{BE} จะเปลี่ยนแปลงน้อยมากเมื่อเทียบกับ I_C กล่าวคือ V_{BE} เปลี่ยนแปลงเพียง 36mV เมื่อ I_C เพิ่มขึ้นจาก 0.25mA ไป 1mA

2.2 ซีมอสเทคโนโลยี

มอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) หรือเรียกว่า มอสเฟต (Metal oxide Semiconductor Field Effect Transistor: MOSFET) [6] เป็นทรานซิสเตอร์ประเภทหนึ่งที่มีลักษณะการทำงานแตกต่างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ จะมีลักษณะการทำงานคือใช้กระแสอินพุตเป็นตัวควบคุมกระแสเอาต์พุต แต่มอสเฟต หรือมอสทรานซิสเตอร์จะมีลักษณะการทำงานคือใช้แรงดันเป็นตัวควบคุมปริมาณของสนามไฟฟ้าระหว่างรอยต่อให้เพิ่มขึ้นหรือลดลง เพื่อบังคับปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านรอยต่อ มีลักษณะเด่นคือ การสูญเสียพลังงานต่ำ แต่มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงเมื่อเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทอื่นๆ ที่มีลักษณะการใช้งานแบบเดียวกัน จึงเป็นที่นิยมในการพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวมที่มีจำนวนตัวประกอบ (Component) มากๆ เช่น ไอซีระดับ LSI และ VLSI ทั่วไป โดยโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังที่รูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย ส่วนฐานรองซับสเตรท (Substrate) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-type) โดยมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนฐานรองสารกึ่งตัวนำนี้เรียกว่า ซอส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอสและเดรนจะมีแผ่นฟิล์มบางของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO₂) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์ จะมีโพลีซิลิกอนซึ่งทำหน้าที่เรียกว่า เกท (Gate)

2.2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

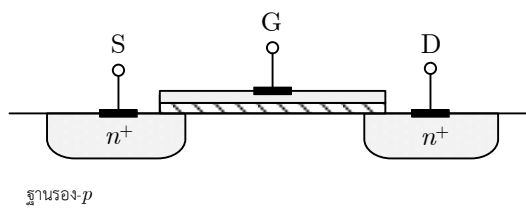
สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์สามารถบอกได้ว่าเป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N หรือ P โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาขอสถาหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) หรือฐานรอง (Substrate) หรือบางที่อาจเรียกว่า Bulk โดยถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS อีกทั้งสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดหรือมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด ดังแสดงในรูปที่ 2.18

	Enhancement	Depletion	Enhancement	Depletion
PMOS				
NMOS				

รูปที่ 2.18 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ

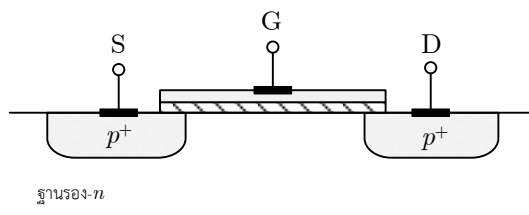
โดยลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ที่บริเวณเกตประกอบไปด้วย Metal-Oxide-Semiconductor ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์จึงมีกระแสไหลได้น้อยมากเนื่องจากมีชั้นของฉนวนกั้นอยู่ ดังนั้นในการใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ต้องการเพียงแหล่งจ่ายความต่างศักย์ที่เกตเท่านั้น ไม่ต้องการแหล่งจ่ายกระแส จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์มีการสูญเสียพลังงาน (Power Consumption) ต่ำนั่นเอง สำหรับเดรน และซอร์ส นั้น ปกติจะมีโครงสร้างเหมือนกันทุกประการจึงสามารถใช้สลับกันได้อันเป็นคุณสมบัติพิเศษอีกประการหนึ่ง

จากรูปที่ 2.18 มอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งตามชนิดของสารกึ่งตัวนำได้ 2 ชนิด คือ ชนิดเอ็นแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ (N-Channel MOS Transistor: NMOS) และ ชนิดพีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ (P-Channel MOS Transistor: PMOS) โดยเอ็นแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ เป็นการใช้ประจุลบ หรืออิเล็กตรอน (Electron) ในการนำกระแสจากเดรนไปยังซอร์ส ผ่านบริเวณช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี โดยเดรนและซอร์สเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น แสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงมอสทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS

พีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ เป็นการใช้ประจุบวก หรือโฮล (Hole) ในการนำกระแสระหว่างเดรนและซอร์ส ผ่านบริเวณช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น โดยเดรนและซอร์สเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี แสดงดังรูปที่ 2.20

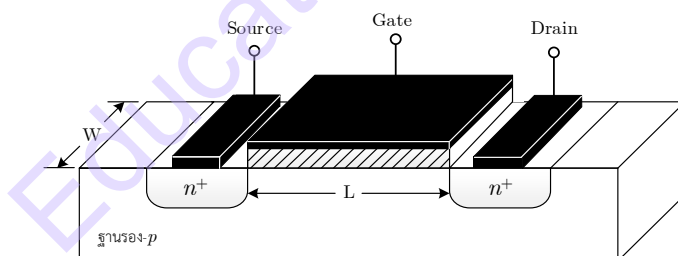


รูปที่ 2.20 แสดงมอสทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS

ชนิดของมอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งได้โดยสารที่ใช้เป็นช่องลำเลียงอิเล็กตรอนคือ เอ็นแซนเนล และพีแซนเนล ตามลักษณะโครงสร้างได้เป็น 2 ประเภทคือ มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแฮนซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode Transistor) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า E-MOSFET และมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode Transistor) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า D-MOSFET ซึ่งในแต่ละแบบมีผลต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าในขณะที่ใช้งานต่างกันไป

ก) มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแฮนซ์เมนต์โหมด

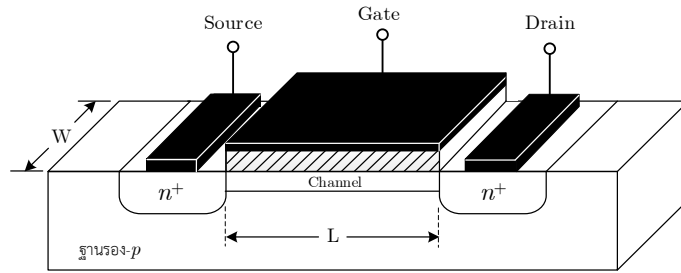
ประกอบด้วยชนิดเอ็นแซนเนล และพีแซนเนล ซึ่งทั้งสองชนิดมีโครงสร้างที่แตกต่างกัน โดยมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแฮนซ์เมนต์โหมดชนิดพีแซนเนล จะเกิดจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นมาสร้างเป็นฐานรอง แต่มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแฮนซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแซนเนล จะเกิดจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำชนิดพีมาสร้างเป็นฐานรอง ซึ่งมีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped p -Type Substrate) ที่มีอิเล็กโตรดบริเวณเดรนและซอร์สที่ต่อกับบริเวณสารกึ่งตัวนำที่ทำการเติมสารเจือชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นสูงเข้าไปที่ฐานรอง แต่บริเวณสารกึ่งตัวนำที่ถูกสารเจือนั้นไม่เชื่อมต่อกันเหมือนในกรณีของ ดีพลีชัน แต่จะเคลือบซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) เป็นฉนวนลงบนฐานรองแล้วทำการต่ออิเล็กโตรดที่เป็นโลหะเข้าที่เกต แสดงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแฮนซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแซนเนล

ข) มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด

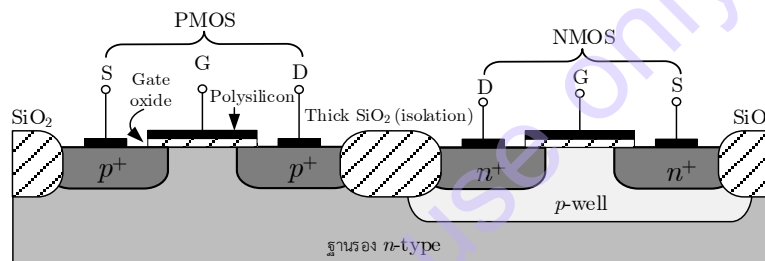
มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด จะมีโครงสร้างคล้ายกับมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแฮนซ์เมนต์โหมด แตกต่างกันที่ช่องระหว่างซอร์ส และเดรนของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด จะมีการแพร่สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped n -Type Region) เรียกว่าแซนเนล โดยด้านบนแซนเนลนั้นมีฉนวนบางๆ ซึ่งทำมาจากซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) จากนั้นจึงวางอิเล็กโตรดเกตซึ่งเป็นโลหะลงบนซิลิกอนไดออกไซด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมดชนิดเอ็นแชนเนล

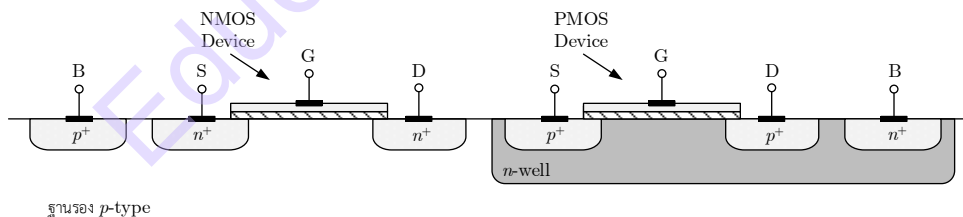
2.2.2 เทคโนโลยีของซีมอส

เทคโนโลยีซีมอส (CMOS: Complementary MOS) [7] เป็นการสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (NMOS) และมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (PMOS) บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเดียวกัน มอสทรานซิสเตอร์ชนิดหนึ่งจะถูกสร้างอยู่ในบ่อฐานรอง (Well) โดยทั่วไปแล้วจะนิยมสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี ในบ่อฐานรองชนิดเอ็น (N-Well)



รูปที่ 2.23 วงจรรวมซีมอสสร้างบนฐานรองชนิดเอ็น [6]

จากรูปที่ 2.23 แสดงให้เห็นในส่วนของ การสร้างซีมอสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS โดยสังเกตได้ว่าทรานซิสเตอร์ PMOS สร้างได้บนฐานรองชนิดเอ็น (n -type body) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ NMOS ต้องสร้างบ่อพี (p -well)



รูปที่ 2.24 วงจรรวมซีมอสสร้างบนฐานรองชนิดพี

จากรูปที่ 2.24 เป็นการสร้างซีมอสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ PMOS ที่ล้อมรอบด้วยบ่อเอ็น (n -well) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ NMOS อยู่บนฐานรองชนิดพี (p -substrate) เมื่อพิจารณา มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาซันเมนท์โหมดทางกายภาพในรูปที่ 2.21 และรูปที่ 2.22 เห็นได้ว่าวงจรรวม ซีมอสประกอบไปด้วยช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นและช่องทางเดินกระแสชนิดพี ซึ่งจำเป็นอย่างมากในการทำให้ฐานรองชนิดเอ็นและชนิดพีในวงจรรวมซีมอสแยกจากกันทางไฟฟ้าดังรูปที่ 2.23 ดังนั้น กระบวนการสร้างบ่อพีแยก (p -well) ถูกใช้เป็นเทคนิคการสร้างวงจรรวมซีมอส โดยเริ่มต้นจากการโดป สารซิลิคอนชนิดเอ็นต่ำๆ ซึ่งช่องทางเดินกระแสชนิดพีของมอสทรานซิสเตอร์ถูกสร้างขึ้น ต่อมาเป็น กระบวนการสร้างบ่อพีแยก โดยมีช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็นของมอสทรานซิสเตอร์

2.2.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์จะมีหลักการทำงานคือ ใช้แรงดันเกตเพื่อควบคุมประจุพาหะ หรือควบคุม แชนเนลระหว่างเดรนและซอส ส่วนแรงดันที่ป้อนให้เดรนนั้น จะทำให้รอยต่อพี-เอ็นเป็นไบแอสย้อนกลับ (Reverse Bias) ดังนั้นในกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนเนลแรงดันที่ขาเกตและเดรนจึงมีค่า เป็นบวก ในทำนองเดียวกันกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนเนล แรงดันที่ขาเกตและเดรนจึงมีค่า เป็นลบ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เป็นลักษณะของการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส โดยสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ หรือ แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสทรานซิสเตอร์ ถูกนำเสนอโดย Sah [8] แสดงดังสมการที่ (2.38)

$$i_D = k' \frac{W}{L} \left(v_{GS} - V_T - \frac{v_{DS}}{2} \right) v_{DS} \quad (2.38)$$

โดยที่ k' = ค่าความนำถ่ายไอออน (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu_o C_{OX}$

μ_o = ค่าความคล่องของโฮล หรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ = ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance per Unit Area of The

Gate Oxide)

W = ความกว้างของแชนแนล (Channel Width)

L = ความยาวของแชนแนล (Channel Length)

v_{GS} = แรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส

$V_T = V_{T0} + \gamma \sqrt{2|\phi_F| + v_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|}$ = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

γ = แรงดันขีดเริ่มของฐานรอง (Bulk threshold voltage) ($V^{1/2}$)

ϕ_F = ศักดาที่พื้นผิวในย่าน Strong inversion = $\frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_{SUB}}{n_i} \right)$ (V)

$\phi_{F(substrate)} = -\frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_{SUB}}{n_i} \right)$ กรณี n-channel เมื่อ p เป็นฐานรอง

$\phi_{F(gate)} = -\frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_{GATE}}{n_i} \right)$ กรณี n-channel เมื่อ n^+ เป็น polysilicon gate

v_{SB} = แรงดันระหว่างซอสกับฐานรอง

v_{DS} = แรงดันระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส

n_i = ความเข้มข้นของพาหะในตัวสารนั้น

k = Boltzmann's constant

T = อุณหภูมิจริงขณะนั้น ($^{\circ}K$)

i_D = กระแสเดรน

ϵ_o = ค่า Permittivity ของ Free space = 8.854×10^{-14} F/cm

ϵ_{Si} = ค่า Permittivity ของ Silicon = $11.7\epsilon_o$ F/cm

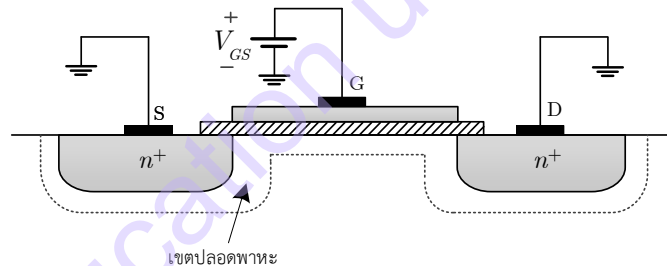
ϵ_{ox} = ค่า Permittivity ของ SiO_2 = $3.9\epsilon_o$ F/cm

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ต่างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ หากพิจารณากรณี NMOS ทรานซิสเตอร์เมื่อแรงดันที่ขาเกตสูงถึงค่าหนึ่ง จะเรียกว่า “แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage: V_T)” ฐานรองที่อยู่ใต้ขาเกตจะเสมือนเป็นการกลับชนิดจาก p-type เป็น n-type (inversion) เป็นผลให้ n-type ที่เกิดขึ้นใหม่ระหว่างขาซอสและเดรนนั้นยอมให้เกิดพาหะเพื่อนำพาอิเล็กตรอนผ่านไปได้ ซึ่งจะเรียกเงื่อนไขนี้ว่า Strong inversion มอสทรานซิสเตอร์ใน Strong inversion จะแบ่งการทำงานหลักเป็น 3 ย่าน (Region) โดยคุณสมบัติและการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งออกเป็นย่านต่างๆ ได้ ดังนี้

ก) ย่านไม่นำกระแส (Cutoff) เมื่อ $v_{GS} - V_T \leq 0$

เมื่อป้อนแรงดัน V_{GS} น้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม (V_T ; Threshold Voltage) หรือ $V_T > V_{GS}$ สนามไฟฟ้าในชั้นออกไซด์ที่เกิดจากแรงดัน V_{GS} จะผลักให้โฮลในสารกึ่งตัวนำที่ผิวสัมผัสเคลื่อนที่ห่างออกไป ทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ขึ้นในสารกึ่งตัวนำที่อยู่ใต้ส่วนเกต ดังรูปที่ 2.25 ดังนั้นในกรณีนี้ เดรนและซอส ยังคงถูกแยกจากกันด้วยชั้นของบริเวณปลอดพาหะ และ เมื่อแรงดัน เดรนซอสเพิ่มขึ้น ส่งผลให้กระแสเดรนเกิดการไหลแต่มีค่าน้อยมากประมาณเป็นศูนย์ $I_D \approx 0$ ในสภาวะนี้ มอสทรานซิสเตอร์ยังคงอยู่ในสภาวะคัตออฟ

$$i_D = 0 ; v_{GS} - V_T \leq 0 \quad (2.39)$$

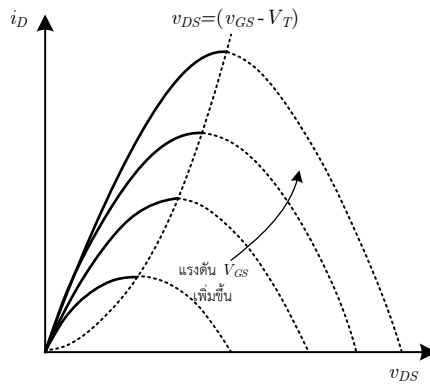


รูปที่ 2.25 การเกิด Channel กรณีไม่นำกระแส ($v_{GS} - V_T < 0$)

ข) ย่านความต้านทานหรือย่านเชิงเส้น (Ohmic Region) กรณีที่ $(v_{GS} - V_T) > v_{DS}$

จากสมการที่ (2.38) เมื่อทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์กระแสเดรนและแรงดันเดรน-ซอส จะได้เป็นรูปพาราโบลา ดังรูปที่ 2.26 และ จะพบว่าที่ค่าสูงสุดของกราฟเมื่อลากเส้นต่อกันจุดที่ทำให้กราฟ สูงสุดมีค่าเท่ากับ แรงดันเดรน-ซอส (v_{DS}) จะมีค่าเท่ากับ $(v_{GS} - V_T)$ ซึ่งจุดนี้ก็คือจุดที่มอสทรานซิสเตอร์จะ เริ่มต้นทำงานในย่านอิมิตัว ซึ่งอาจจะเรียกว่าจุด Pinch-off ซึ่งแรงดันเดรน-ซอส ที่จุดนี้จะเรียกว่าแรงดัน เดรน-ซอสอิมิตัว (Saturation) และ เป็นเส้นขอบกำหนดย่านการทำงานระหว่างย่านไม่อิมิตัวกับย่าน อิมิตัว ซึ่งอาจเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

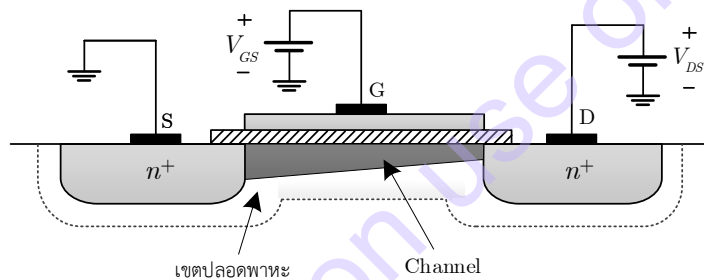
$$v_{DS(sat)D} = v_{GS} - V_T \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.26 กราฟความสัมพันธ์ของแรงดัน-กระแสจากสมการของ Sah

ซึ่งถ้า v_{DS} มีค่าน้อยกว่า $v_{DS(sat)}$ มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ซึ่งสามารถใช้สมการที่ (2.41) ได้ดังนี้

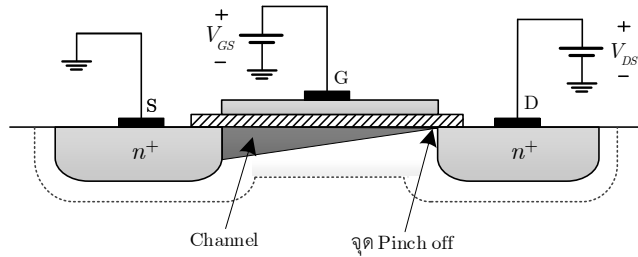
$$i_D = k' \frac{W}{L} \left(v_{GS} - V_T - \frac{v_{DS}}{2} \right) v_{DS} \quad ; \quad (v_{GS} - V_T) > v_{DS} \quad (2.41)$$



รูปที่ 2.27 การเกิด Channel กรณีที่ $(v_{GS} - V_T) > v_{DS}$ ย่านไม่อิ่มตัว

ในย่านการทำงานนี้แรงดัน $v_{GS} - V_T$ ต้องมากกว่าแรงดัน v_{DS} ทำให้สนามไฟฟ้าในชั้นฉนวนออกไซด์ที่เกิดขึ้น มีค่ามากพอที่จะเหนี่ยวนำให้เกิดแชนเนลในสารกึ่งตัวนำบริเวณใต้ส่วนเกต แชนเนลที่เกิดขึ้นนี้เสมือนเป็นแท่งสารกึ่งตัวนำ ที่มีความยาวเท่ากับ L โดยมีปลายทั้งสองด้านเป็นส่วนของซอสและเดรน เมื่อแรงดันเดรนมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย จะทำให้อิเล็กตรอนในแชนเนลเกิดการดริฟท์ (Drift) หรือเคลื่อนที่จากซอสไปยังเดรน ส่งผลให้มีกระแส I_D เกิดขึ้น

เมื่อสังเกตจากกราฟของมอสทรานซิสเตอร์ย่านไม่อิ่มตัวดังรูปที่ 2.19 (ในด้านเส้นทึบ) กราฟจะเหมือนกับคุณสมบัติของความต้านทาน และ ค่อนข้างมีความเป็นเชิงเส้น จึงอาจจะเรียกช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นี้ว่าย่านเชิงเส้น (Linear Region) หรือ Ohmic Region หรือ Triode Region เมื่อ v_{DS} มีค่ามากขึ้น จนทำให้แรงดันที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์ที่บริเวณปลายด้านเดรนมีค่าเท่ากับ V_T ทำให้ขนาดของแชนเนลที่ปลายด้านเดรน มีค่าลดลงเป็นศูนย์ กล่าวคือแชนเนลขาดออกพอดีที่เดรน ดังรูปที่ 2.28 เรียกสภาวะนี้ว่า สภาวะพินช์ออฟ (Pinch off) ค่า v_{DS} ที่ทำให้เริ่มเกิดสภาวะพินช์ออฟ เรียกว่าแรงดันเดรน-ซอสอิ่มตัว ($v_{DS(sat)}$) หรือเรียกว่าแรงดัน Pinch-off (V_P)

รูปที่ 2.28 การเกิด Channel กรณีที่ $(v_{GS} - V_T) = v_{DS}$ หรือ $v_{DS(sat)}$

ในย่านอิมิตัวนั้น ความต้านทานของแชนเนลจะแปรผันตรงกับ v_{DS} โดยเมื่อ v_{DS} เริ่มมีค่าสูงกว่าเงื่อนไข $v_{DS(sat)}$ คุณสมบัติของกระแสจะชะลอตัวลง ซึ่งนั่นหมายถึงมอสทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนย่านการทำงานไปเป็นย่านอิมิตัว ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

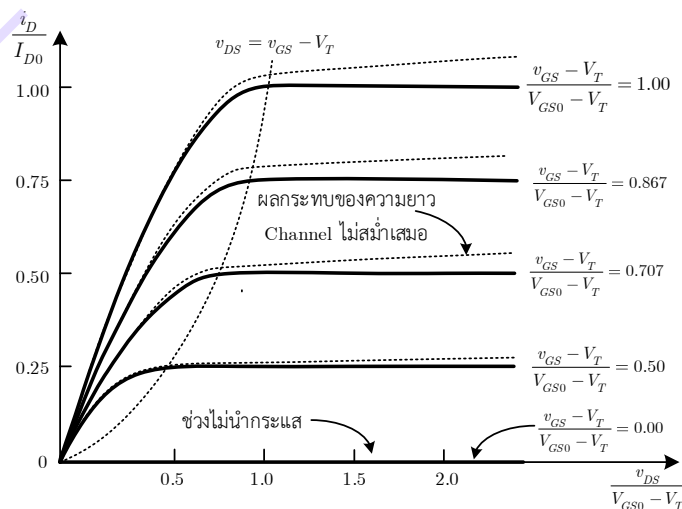
ค) ย่านนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) กรณีที่ $(v_{GS} - V_T) \leq v_{DS}$

เมื่อ v_{DS} มีค่ามากกว่า $(v_{GS} - V_T)$ หรือ $v_{DS(sat)}$ กระแสเดรนจะเป็นอิสระจาก v_{DS} ดังนั้นแทนที่สมการที่ (2.38) ด้วย $v_{DS(sat)}$ จะได้สมการของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิมิตัวเท่ากับ

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (v_{GS} - V_T)^2 \quad ; \quad 0 < (v_{GS} - V_T) \leq v_{DS} \quad (2.42)$$

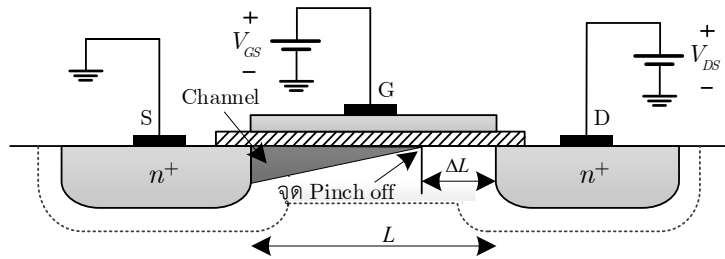
จากสมการที่ (2.42) พบว่ากระแสเดรนจะไม่ขึ้นกับการเพิ่มขึ้นของแรงดัน v_{DS} แต่ในความจริงแล้วไม่ถูกต้อง เพราะในความจริงแล้วเมื่อแรงดัน v_{DS} เพิ่มขึ้นจะพบว่ามีการเพิ่มเล็กน้อย และมีลักษณะเป็นเชิงเส้นคล้ายกับในไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เมื่อ v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น กล่าวคือ ระยะของแชนเนลหรือช่องนำกระแสมีค่าลดลง ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การมอดูเลตความยาวแชนเนล (Channel length modulation: λ) ซึ่งโดยทั่วไป λ จะมีค่าน้อยกว่า 1 มากๆ และแปรผกผันกับค่า L โดยสมการกระแสเดรนของมอสย่านอิมิตัวที่สมบูรณ์จะเพิ่มองค์ประกอบ $(1 + \lambda v_{DS})$ เข้าไป ทำให้สมการที่ (2.42) กลายเป็น

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (v_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad ; \quad 0 < (v_{GS} - V_T) \leq v_{DS} \quad (2.43)$$



รูปที่ 2.29 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรน และแรงดันที่ขาเดรนของ

จากการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ทั้ง 3 ย่านดังสมการที่ (2.39), (2.41) และ (2.43) สามารถนำมาพล็อตเป็นกราฟแบบ Normalized ได้ดังรูปที่ 2.29 โดยกำหนดให้ V_{GS0} กำหนดให้เป็นค่าของ v_{GS} ที่ทำให้เกิดค่ากระแสเดรน I_{D0} ในย่านอิ่มตัว ซึ่งเป็นการขยายกราฟรูปที่ 2.26 ไปทางขวา โดยเส้นทึบแสดงความสัมพันธ์ของกระแส-แรงดันของมอสทรานซิสเตอร์กรณี $\lambda=0$ ส่วนกรณี $\lambda \neq 0$ กราฟจะแสดงด้วยเส้นประ



รูปที่ 2.30 การเกิด Channel กรณีที่ $(v_{GS} - V_T) < v_{DS}$

เมื่อแรงดัน v_{DS} เพิ่มขึ้น ในทางปฏิบัติจุด Pinch-off ทางกายภาพจะมีการเลื่อนไปจากบริเวณขาเดรนเล็กน้อย ซึ่งทำให้ค่า L ในทางปฏิบัติเปลี่ยนไป (สั้นลง) ทำให้เกิดแรงดันระหว่างซอสถึงจุด Pinch-off เปลี่ยนแปลงไปจึงทำให้กระแสเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งถ้าเทียบเคียงกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ก็สามารถเขียนในรูปของแรงดัน Early Voltage ได้เช่นกันดังสมการที่ (2.44)

$$\lambda = \frac{1}{V_A} \quad (2.44)$$

ทำให้สมการที่ (2.43) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (v_{GS} - V_T)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right) \quad (2.45)$$

โดยค่า Channel Length Modulation (λ) ของมอสทรานซิสเตอร์ก็จะเป็นค่าคงที่เช่นเดียวกับกับ Early Voltage (V_A) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับขนาดของ L ตัวอย่างเช่น กรณี $L=1\mu\text{m}$, $\lambda \approx 0.04 \text{ V}^{-1}$ (NMOS), $\lambda \approx 0.05 \text{ V}^{-1}$ (PMOS) และ กรณี $L=2\mu\text{m}$, $\lambda \approx 0.01 \text{ V}^{-1}$ (NMOS), 0.01 V^{-1} (PMOS) ในการออกแบบวงจรมอสทรานซิสเตอร์เพื่อลดผลกระทบของ Channel Length Modulation ทำได้โดยกำหนดให้ L มีขนาดใหญ่ ($>5\mu\text{m}$) เป็นผลให้ $\Delta L \ll L$ ดังนั้นความยาวของแชนเนลจึงมีขนาดสั้นลงจากเดิมน้อยมาก จึงอาจประมาณได้ว่ามีขนาดความยาวเท่าเดิม ดังนั้นแม้ว่า v_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างซอสถึงจุด Pinch-off มีค่าคงที่เสมอ หรือ ไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ v_{DS} และ เมื่อ v_{DS} เพิ่มขึ้นสูงกว่าแรงดันเดรน-ซอสอิ่มตัว กระแสเดรนจะประมาณได้ว่ามีค่าคงที่เท่ากับกระแสเดรนอิ่มตัว $I_{D(\text{sat})}$ ซึ่งหาได้จากสมการที่ (2.42)

ตารางที่ 2.2 ตัวอย่างทรานซิสเตอร์ Parameter อย่างง่ายของ CMOS 0.8 μ m Silicon-gate n-Well Bulk Process ใช้ในการคำนวณด้วยมือ

Parameter Symbol	Parameter Description	Typical Parameter Value		Units
		n-Channel	p-Channel	
V_{T0}	Threshold voltage (VBS 5 0)	0.7 \pm 0.15	0.7 \pm 0.15	V
k'	Transconductance parameter (in saturation)	110 \pm 10%	50 \pm 10%	μ A/V ²
γ	Bulk threshold parameter	0.4	0.57	V ^{1/2}
λ	Channel length modulation parameter	0.04 (L=1 μ m)	0.05 (L=1 μ m)	V ⁻¹
$2 \phi_F $	Surface potential at strong inversion	0.7	0.8	V

ตัวอย่างที่ 2.3 สมมติให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS มี $W/L=5\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ และมีแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ดังตารางที่ 2.2 ถ้าแรงดันขาเดรน เกท ซอส และ ฐานรอง เท่ากับ 3V, 2V, 0V และ 0V ตามลำดับ จงคำนวณหากระแสเดรน และ ทำแบบเดียวกันถ้าทรานซิสเตอร์เป็นชนิด PMOS และ แรงดันขาเดรน เกท ซอส และ ฐานรอง เท่ากับ -3V, -2V, 0V และ 0V ตามลำดับ

วิธีทำ

อันดับแรก พิจารณาย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์ก่อน ซึ่งพบว่า $v_{DS(\text{sat})}=2\text{V}-0.7\text{V}=1.3\text{V}$ ในขณะที่ $v_{DS}=3\text{V}$ ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านอิ่มตัว โดยใช้สมการที่ (2.43) กระแสเดรน

$$\begin{aligned} i_D &= k'_N \frac{W}{2L} (v_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda v_{DS}) \\ &= \frac{110 \times 10^{-6} (5\mu\text{m})}{2(1\mu\text{m})} (2 - 0.7)^2 (1 + 0.04 \times 3) = 520\mu\text{A} \end{aligned}$$

กรณีของทรานซิสเตอร์ PMOS พบว่า

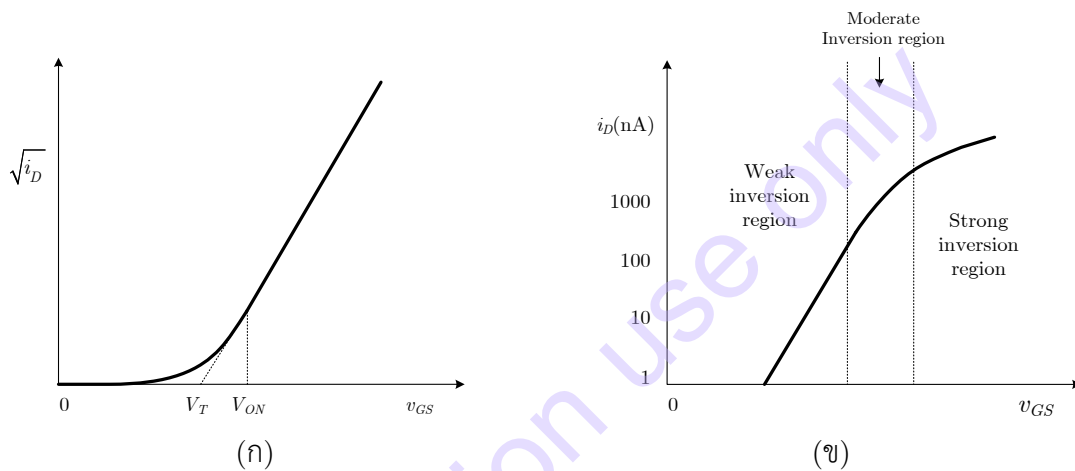
$$v_{SD(\text{sat})} = v_{SG} - |V_{TP}| = 2\text{V} - 0.7\text{V} = 1.3\text{V}$$

เมื่อทรานซิสเตอร์แบบ PMOS มีแรงดัน v_{SD} เท่ากับ 3V ที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิ่มตัวเช่นเดียวกันจากสมการที่ (2.43) กระแสเดรนมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} i_D &= k'_P \frac{W}{2L} (v_{SG} - |V_{TP}|)^2 (1 + \lambda v_{SD}) \\ &= \frac{50 \times 10^{-6} (5\mu\text{m})}{2(1\mu\text{m})} (2 - 0.7)^2 (1 + 0.05 \times 3) = 243\mu\text{A} \end{aligned}$$

2.2.4 แบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold

ในหัวข้อก่อนหน้าได้มีการได้กล่าวไว้ว่า จะไม่มีกระแสไหลถ้าแรงดันเกต-ซอสมีค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ในความจริงแล้วไม่ถูกต้องเสียทีเดียวนัก เนื่องจากเมื่อแรงดัน v_{GS} เข้าใกล้ V_T คุณสมบัติจะเปลี่ยนจากกฎกำลังสอง (Square-law) ไปเป็นฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียล (Exponential) โดยที่ย่านการทำงานเมื่อ v_{GS} มีค่าสูงกว่าแรงดันขีดเริ่ม จะเรียกว่าย่าน Strong Inversion และ ในย่านการทำงานที่ต่ำกว่านั้นเรียกว่าย่าน Subthreshold หรือ Weak Inversion โดยที่คุณสมบัติของกระแส-แรงดันของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิมิตัว และ ทำการขยายด้วยการพล็อตในฟังก์ชันรากที่สองของแรงดันเกต-ซอส ในรูปที่ 2.31(ก) จะพบว่าในช่วงที่แรงดัน v_{GS} มีค่าสูงกว่า V_T กราฟจะเป็นเส้นตรง แต่เมื่อ v_{GS} ต่ำกว่า V_T กราฟจะเป็นดังรูปที่ 2.31(ข) จะมีย่านการทำงานที่อยู่ในช่วง Weak Inversion อย่างถูกต้องเมื่อ i_D ต่ำกว่า 500nA



รูปที่ 2.31 (ก) คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิมิตัว (ข) ย่านการทำงานที่เกิดขึ้นจริง 3 ย่าน

การทำงานในย่าน Subthreshold นี้ แรงดัน v_{GS} จะไม่ถูกจำกัดด้วยแรงดันขีดเริ่มอีกต่อไป จึงเป็นประโยชน์ในการออกแบบ และ นำไปประยุกต์เป็นวงจรรวมที่ใช้ไฟเลี้ยงต่ำๆ ได้ ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะทำงานคล้ายกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยสามารถประมาณค่ากระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold ได้ดังนี้ [9]

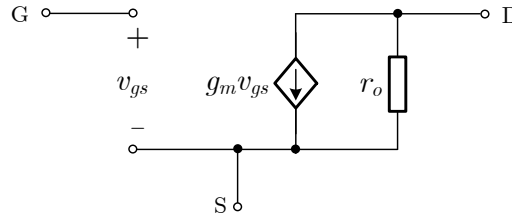
$$i_D \cong \left(\frac{W}{L}\right) I_{DO} \exp\left(\frac{v_{GS}}{nU_T}\right) \quad (2.46)$$

โดยที่ (W/L) คือ ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ n คือ อัตราความชันของ subthreshold ($n = 1 + C_{js}/C_{ox}$) เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นกับเทคโนโลยีที่ใช้ (โดยปกติ $1 < n < 3$) I_{DO} เป็นค่า parameter ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิต และ ขึ้นอยู่กับแรงดันซอส-ฐานรอง (v_{SB}) และ แรงดันขีดเริ่ม (V_T) ด้วย C_{js} คือ ค่าความจุที่บริเวณ depletion-region ส่วน $U_T = kT/q$ คือค่าแรงดันอุณหภูมิมิ (k คือ ค่าคงที่ Boltzmann, T คืออุณหภูมิจริง และ q คือจำนวนประจุ) ซึ่งเป็นที่สังเกตได้จากสมการที่ (2.46) คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ย่าน Subthreshold จะทำงานคล้ายกับทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์

2.2.5 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

ก) แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 2.32 แสดงแบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่ต่ำ (Low-Frequency Small Signal Equivalent Circuit Models) จากรูปเป็นการแทนมอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้า เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ผลของการตอบสนองต่อสัญญาณที่มีขนาดเล็ก (Small Signal Analysis)



รูปที่ 2.32 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่ต่ำ

มอสทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติในการเปลี่ยนแรงดันที่เกต-ซอส (v_{gs}) ให้เป็นกระแสที่เดรน-ซอส ($g_m v_{gs}$) ความต้านทานที่ขาเกตมีค่าสูงมาก ซึ่งในทางอุดมคติ (Ideal) ถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ ความต้านทานที่ขาเดรน (r_o) มีค่าค่อนข้างสูง พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m) สามารถหาได้ตามสมการ

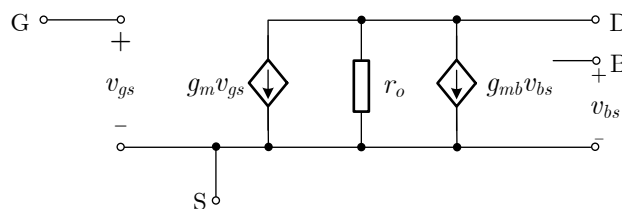
$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.47)$$

กรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัว ค่าของทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m) จะมีค่าเท่ากับ

$$g_m = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \sqrt{2k' \frac{W}{L} I_D} \quad (2.48)$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (2.49)$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น เป็นแบบจำลองที่ยังไม่ได้มีการพิจารณาถึงผลของฐานรอง (Body Effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อฐานรองนั้นไม่ได้ต่อกับขาซอสเมื่อรวมผลของฐานรอง ทำให้ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 แบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ฐานรองไม่ได้ต่อกับขาซอส

จากรูปที่ 2.33 สัญญาณขนาดเล็กที่เกิดขึ้นระหว่างฐานรอกกับขาซอส (v_{bs}) จะทำให้เกิดค่าของกระแสเดรนมีค่าเท่ากับ ($g_m v_{bs}$) โดยที่ค่าของ (g_{mb}) คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ฐานรอก (Body Transconductance) ของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถหาได้ตามสมการ

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = -k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \left(1 + \lambda V_{DS} \right) \frac{\partial V_t}{\partial V_{BS}} \quad (2.50)$$

สำหรับกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัว สามารถหาได้ตามสมการ

$$g_{mb} = \chi g_m \quad (2.51)$$

และ โดยทั่วไปแล้ว χ จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.1-0.3 โดยที่

$$\chi = \frac{\gamma}{2\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}} = \frac{C_{js}}{C_{ox}}$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_0\epsilon_{Si}N_{sub}}}{C_{OX}}$$

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right)$$

ข) แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่สูง

รูปที่ 2.34 แสดงแบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่สูง ซึ่งรวมผลของตัวเก็บประจุแฝง ได้แก่ $C_{gs}, C_{gd}, C_{gb}, C_{sb}$ และ C_{db} ตัวเก็บประจุ C_{sb} และ C_{db} เป็นค่าตัวเก็บประจุแฝงบริเวณรอยต่อ (Junction Capacitance) ระหว่างฐานรอกกับซอสและฐานรอกกับเดรนตามลำดับ สามารถหาได้ตามสมการ

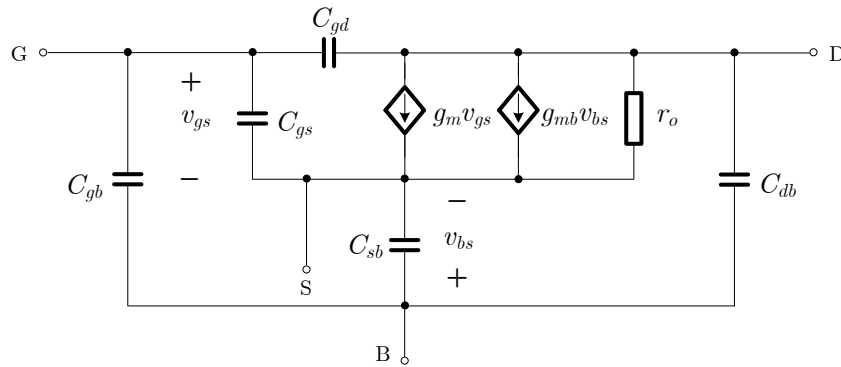
$$C_{sb} = \frac{C_{sb0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{\psi_o}}} \quad (2.52)$$

และ

$$C_{db} = \frac{A_d C_{db0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{DB}}{\psi_o}}} \quad (2.53)$$

โดยที่ C_{sb0} และ C_{db0} เป็นค่าความจุไฟฟ้ากรณี (v_{SB}) และ (v_{DB}) มีค่าเป็นศูนย์ ตามลำดับ
 ψ_o เป็นแรงดันที่รอยต่อพี-เอ็น ขณะที่แรงดันภายนอกเป็นศูนย์ (Built-in Potential)

V_{SB} และ V_{DB} เป็นแรงดันระหว่างขาซอสกับฐานรอกและขาเดรนกับฐานรอก



รูปที่ 2.34 แบบจำลองวงจรรวมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าระหว่างเกตและฐานรอง (C_{gb}) เป็นค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic Oxide Capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชั้นสารทางด้านเกต (โลหะหรือโพลีซิลิคอน) กับฐานรอง ขณะที่มอสเฟตทำงานอยู่ในช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัวและช่วงนำกระแสอิ่มตัว ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C_{gb}) จะมีค่าประมาณศูนย์ ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานหรืออยู่ในช่วงคutoff สามารถหาค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C_{gb}) สามารถหาได้ตามสมการ

$$C_{gb} = C_{OX}WL + 2C_{gbo}L \quad (2.54)$$

ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C_{gd}) ในขณะมอสทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว จะมีค่าเท่ากันสามารถหาได้ตามสมการ

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2}C_{OX}WL \quad (2.55)$$

ในขณะมอสทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในช่วงนำกระแสอิ่มตัว ช่องทางเดินของกระแสจะหดแคบลง แรงดันที่ชาแตรอนจะมีผลเพียงเล็กน้อยต่อช่องทางเดินกระแสและประจุที่ชาเกต ทำให้ค่าของตัวเก็บประจุ (C_{gd}) มีค่าเท่ากับค่าตัวเก็บประจุแฝงที่ออกไซด์ อันเกิดจากส่วนของเกตซ้อนทับกันกับส่วนของแตรอน (Overlap Capacitor) โดยค่า (C_{gd}) มีค่าประมาณอยู่ในระดับ 1 ถึง 10 เฟมโตฟารัด (fF)

ค่าของตัวเก็บประจุระหว่างชาเกตและชาซอส (C_{gs}) ในช่วงนำกระแสอิ่มตัว สามารถหาได้ตามสมการ

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{gs}} = \frac{2}{3}C_{OX}WL \quad (2.56)$$

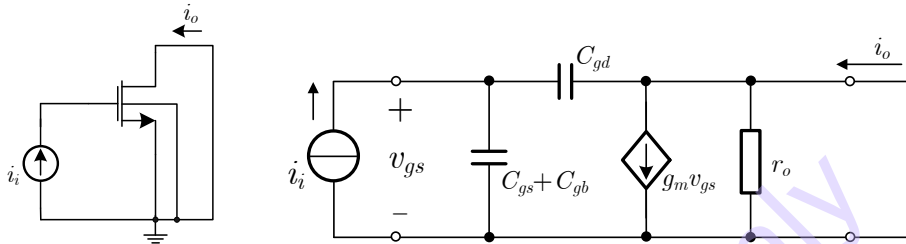
ในทางปฏิบัติค่าตัวเก็บประจุ (C_{gs}) ยังต้องรวมถึงผลของตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่เกิดจากค่า ตัวเก็บประจุออกไซด์แฝง เนื่องจากพื้นที่ของส่วนเกตที่ซ้อนทับกันกับส่วนของแตรอนเช่นเดียวกับ (C_{gd}) ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่งสำหรับในการทำงานที่ย่านความถี่สูงของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็นวงจรรขยาย คือ ความถี่ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง (Unity Gain Frequency: f_T) โดยนิยามว่าอัตราขยายเชิงความถี่ของมอสทรานซิสเตอร์ ขณะต่ออยู่ในรูปแบบของวงจรรวมมอนซอส (Common Source Configuration) ขณะปิดวงจร (Short Circuit) มีค่าเป็นหนึ่ง ดังรูปที่ 2.35 แสดงแบบจำลอง Hybrid- π ของมอสทรานซิสเตอร์ในลักษณะวงจรรวมมอนซอสพร้อมทั้งกระแสอินพุต

(i_i) และกระแสเอาต์พุต (i_o) ในการหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรรอย จะต้องมีการป้อนแหล่งกำเนิดกระแสอินพุต (i_i) ที่ขาเข้า ซึ่งจะได้กระแสที่ขาออก (i_o) สามารถหาได้ตามสมการ

$$i_o = g_m v_{gs} - sC_{gd}v_{gs} \quad (2.57)$$

จากที่กล่าวมาแล้วในข้างต้น (C_{gd}) มีค่าน้อยมาก ทำให้พจน์สุดท้ายในสมการที่ (2.57) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะได้สมการของกระแสที่ขาออกใหม่ มีค่าเท่ากับ

$$i_o \cong g_m v_{gs} \quad (2.58)$$



รูปที่ 2.35 (ก) วงจรขอสร่วม และ (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้พิจารณาค่า f_T

จากรูปที่ 2.35 แสดง (v_{gs}) ในพจน์ของกระแสขาเข้า (i_i) สามารถหาได้ตามสมการ

$$v_{gs} = \frac{i_i}{s C_{gs} + C_{gb} + C_{gd}} \quad (2.59)$$

จากสมการที่ (2.58) และ (2.59) สามารถหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรรอย ได้เป็น

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m}{s C_{gs} + C_{gb} + C_{gd}} \quad (2.60)$$

จากสมการที่ (2.60) สามารถหาความถี่ที่ทำให้อัตราขยายกระแสมีค่าเป็นหนึ่ง ได้เป็น

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gb} + C_{gd}} \quad (2.61)$$

จากสมการที่ (2.60) สามารถหาค่าความถี่ f_T ได้เป็น

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \omega_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs} + C_{gb} + C_{gd}} \quad (2.62)$$

ตัวอย่างที่ 2.4 จงคำนวณค่า Parameter แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ NMOS ทรานซิสเตอร์ เมื่อมีองค์ประกอบภายนอกดังนี้ $I_D=100\mu A$, $V_{SB}=1V$, $V_{DS}=2V$ และ มีองค์ประกอบภายในดังนี้ $\phi_F=0.3V$, $W=10\mu m$, $L=1\mu m$, $\gamma=0.5V^{1/2}$, $k' = 200\mu A/V^2$, $\lambda = 0.02V^{-1}$, $t_{ox}=100\text{ angstroms}$, $\psi_0=0.6V$, $C_{sbo}=C_{dbo}=10fF$ ค่าตัวเก็บประจุทับซ้อน (Overlap) ที่ขาเกต-ซอส และ เกต-เดรนเท่ากับ $1fF$ สมมติให้ $C_{gb}=5fF$

วิธีทำ

แรงดัน Overdrive มีค่าเท่ากับ

$$V_{ov} = v_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D}{k'(W/L)}} = \sqrt{\frac{2(100)}{200(10)}} \simeq 0.316V$$

เมื่อ $v_{DS} > V_{ov}$ ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว โดยความนำถ่ายโอนจะมีค่าเท่ากับ

$$g_m = \sqrt{2k' \frac{W}{L} I_D} = \sqrt{2 \times 200 \times 10 \times 100} \mu A / V \simeq 632 \mu A / V$$

จากสมการที่ (2.50)

$$g_{mb} = g_m \left(\frac{\gamma}{2\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}} \right) = 632 \left(\frac{0.5}{2\sqrt{2(0.3) + 1}} \right) \simeq 125 \mu A / V$$

จากสมการที่ (2.49)

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1000}{0.02 \times 100} k\Omega = 500k\Omega$$

จากสมการที่ (2.52) โดยที่ $V_{SB}=1V$ ได้เป็น

$$C_{sb} = \frac{C_{sb0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{\psi_o}}} = \frac{10}{\sqrt{1 + \frac{1}{0.6}}} \simeq 6 \text{ fF}$$

จากสมการที่ (2.53) โดยที่ $V_{DB}=V_{DS}+V_{SB}=2+1=3V$ ได้เป็น

$$C_{db} = \frac{C_{db0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{DB}}{\psi_o}}} = \frac{10}{\sqrt{1 + \frac{3}{0.6}}} \simeq 4 \text{ fF}$$

จากสมการที่ (2.38) $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ โดยที่ $\epsilon_{ox} = 3.9 \times 8.854 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$ และ $1\text{\AA} = 1 \times 10^{-4} \mu\text{m}$ ดังนั้น

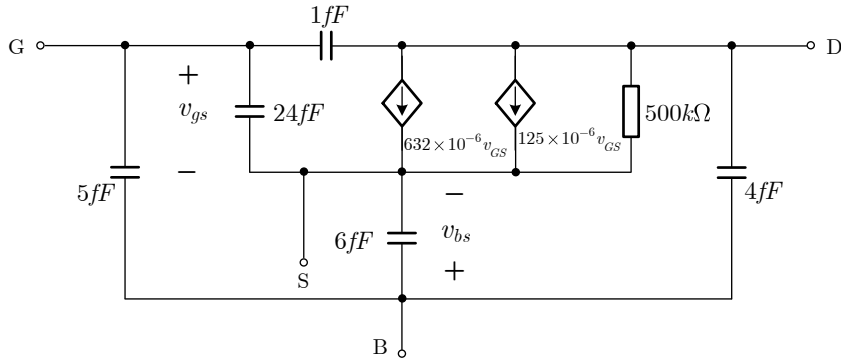
$$C_{ox} = \frac{\left(3.9 \times 8.854 \times 10^{-14} \frac{\text{F}}{\text{cm}} \right) \times \left(\frac{100 \text{ cm}}{10^6 \mu\text{m}} \right)}{100 \times 10^{-4}} \simeq 3.45 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2}$$

ค่าตัวเก็บประจุที่ขาเกต-ซอสคำนวณได้จากสมการที่ (2.56)

$$C_{gs} = \frac{2}{3} (3.45 \text{ fF}) (1 \times 10) = 23 \text{ fF}$$

เมื่อรวมกับค่าตัวเก็บประจุที่ขั้วที่เกต-ซอส $C_{gs} = 23 + 1 = 24 \text{ fF}$ และ เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัวค่าตัวเก็บประจุที่ขาเกต-เดรนจะมีค่าเท่ากับค่าตัวเก็บประจุที่ขั้วที่เกต-เดรนเท่านั้น ดังนั้น $C_{gd} = 1 \text{ fF}$ และ เมื่อพิจารณาค่าความถี่ f_T ของมอสทรานซิสเตอร์ตัวนี้ตามสมการที่ (2.62) ได้เป็น

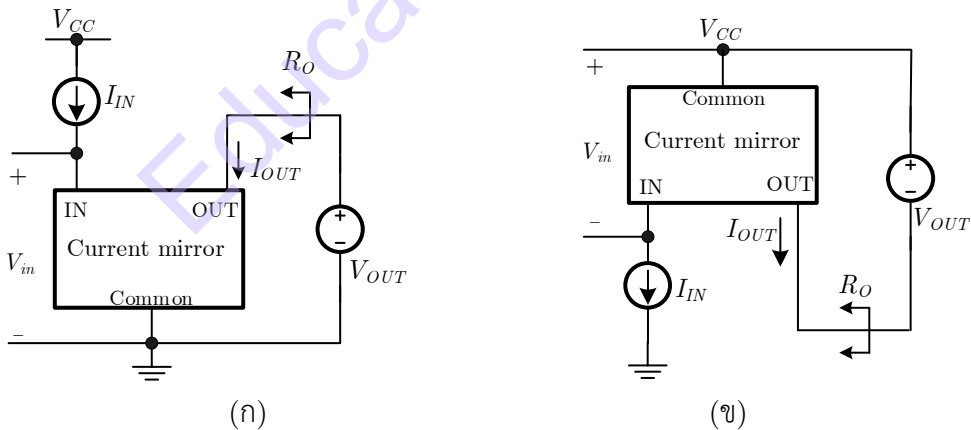
$$f_T = \frac{632 \times 10^{-6}}{2\pi (24 + 5 + 1) \times 10^{-15}} = 3.4 \text{ GHz}$$



รูปที่ 2.36 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่คำนวณได้จากตัวอย่างที่ 2.4

2.3 วงจรไบแอสกระแส และ สะท้อนกระแส

ในวงจรรวมทั่วไป จะต้องมีส่วนหนึ่งที่สำคัญเสมอ วงจรดังกล่าวคือ วงจรไบแอสกระแส หรือ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ ซึ่งในทางปฏิบัติแหล่งจ่ายกระแส ไม่สามารถจัดหาได้เหมือนกับแหล่งจ่ายแรงดัน เช่น แบตเตอรี่ หรือ แหล่งจ่ายแรงดันในแบบต่างๆ ดังนั้นในวงจรรวมจะต้องทำการออกแบบแหล่งจ่ายกระแส ให้เหมาะสมกับวงจรที่ใช้ เช่น ขนาดของกระแส และ การปรับค่าให้เหมาะสม ในหลักการของการจ่ายกระแสคงที่ มักจะไม่ได้ออกแบบแหล่งจ่ายกระแสโดยตรง แต่มักจะออกแบบให้เป็นวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) โดยวงจรสะท้อนกระแสที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมีอยู่ด้วยกันหลายแบบ ซึ่งมีคุณสมบัติแตกต่างกันออกไป โดยทั้งรูปแบบวงจร และ ประสิทธิภาพในด้านต่างๆ ทั้งนี้การออกแบบวงจรรวมโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ และ ซีมอส นั้นก็ยังคงมีความจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายกระแส ซึ่งในโครงสร้างของวงจรสะท้อนกระแสด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์ และ ซีมอส มีความคล้ายคลึงกันมาก สามารถทดแทนกันได้แต่อาจจะไม่ทั้งหมด เพื่อความเข้าใจเชิงเปรียบเทียบ จะอธิบายวงจรสะท้อนกระแสด้วยไบโพลาร์ก่อน และ ตามด้วยแบบซีมอส



รูปที่ 2.37 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสะท้อนกระแส (ก) แบบลบ (ข) แบบบวก

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรที่ต้องมีอย่างน้อย 3 ขา ดังรูปที่ 2.37 มีขาที่ใช้ร่วมกันคือขาไฟเลี้ยง (Power Supply) โดยด้านหนึ่งจะทำงานอินพุตกระแส และ อีกด้านหนึ่งเอาต์พุตกระแส โดยหลักการแล้ว การสะท้อนกระแสที่ดีจะต้องให้กระแสเอาต์พุต เท่ากับกระแสอินพุตมากที่สุดที่จะทำได้ หรืออาจจะเป็นจำนวนอัตราขยายตามที่ต้องการ ในอุดมคติอัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสจะไม่มีผลกระทบจากความถี่ และ แรงดันตกคร่อมที่ขาเอาต์พุตกับขาไฟเลี้ยง อีกทั้งแรงดันระหว่างขาอินพุตกับ

ไฟเลี้ยงก็จะมีค่าต่ำเข้าใกล้ศูนย์ ด้วยเงื่อนไขดังกล่าวจึงสามารถออกแบบวงจรสะท้อนกระแสได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามในบางกรณีวงจรสะท้อนกระแสอาจจะมีอินพุตและเอาต์พุตมากกว่าหนึ่งก็ได้

การสร้างวงจรถัดกระแสด้วยทรานซิสเตอร์ในทางปฏิบัติ มักจะพบกับผลกระทบเบี่ยงเบนไปจากไปจากในอุดมคติ เช่น อัตราการขยายกระแสจะเปลี่ยนในความถี่สูง ซึ่งจะต้องใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแบบความถี่สูงของทรานซิสเตอร์ในการวิเคราะห์ แต่ในที่นี้จะพูดถึงโดยการเบี่ยงเบนในเชิงไฟตรงก่อน

1. ในเรื่องแรกคือความเบี่ยงเบนของกระแสเอาต์พุต ที่เกิดจากแรงดันที่ขาเอาต์พุตเปลี่ยนไป ผลกระทบนี้เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานเอาต์พุต R_O ของวงจรถัดกระแส เมื่อพิจารณา วงจรสมมูลของด้านเอาต์พุตจะพบว่ามีลักษณะเป็นวงจรเสมือน Norton โดยมี R_O ขนานอยู่กับแหล่งจ่ายกระแสที่ปรับค่าได้ตามกระแสอินพุต ดังนั้นค่าความต้านทานเอาต์พุตจะส่งผลกระทบต่อโดยตรงกับประสิทธิภาพของวงจรต่างๆ ที่นำวงจรถัดกระแสไปใช้ ตัวอย่างเช่น ในค่า CMRR ของวงจรขยายความแตกต่างจะเกี่ยวข้องโดยตรงกับค่าความต้านทานตัวนี้ เพราะอัตราขยายถูกกำหนดจากแอกทิฟโหลด การเพิ่มค่าความต้านทาน R_O เพื่อลดผลกระทบนี้เป็นสิ่งที่ควรทำ ซึ่งวิธีหนึ่งที่ทำให้ได้คือการลดกระแสเอาต์พุตลง แต่การลดกระแสลงก็ทำให้ความเร็วในการทำงานของวงจรลดลงด้วย ดังนั้นการเปรียบเทียบความต้านทานเอาต์พุตของวงจรถัดกระแส จะต้องอยู่บนพื้นฐานของกระแสที่เท่ากันด้วย
2. ความผิดพลาดอีกตัวหนึ่งที่สำคัญคือ ค่าความผิดพลาดทางอัตราขยายที่เพี้ยนไปจากค่าอุดมคติ แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ (1) ความผิดพลาดของอัตราขยายในระบบ และ (2) ความผิดพลาดแบบไม่แน่นอน โดยค่าผิดพลาดของระบบแทนด้วย ϵ ซึ่งจะมีค่าน้อย โดยจะต้องทำการออกแบบให้อंकประกอบของวงจรถัดกระแสสมพงค์กันมากที่สุด โดยจะแสดงในหัวข้อต่อไป ส่วนความผิดพลาดแบบไม่แน่นอน เป็นค่าความผิดพลาดของอัตราขยายเนื่องจากองค์ประกอบอื่นที่ไม่สมพงค์กัน
3. เมื่อป้อนกระแสให้กับอินพุตของวงจรถัดกระแส จะทำให้เกิดแรงดันไฟบวกตกคร่อมเท่ากับ V_{IN} ซึ่งควรจะต้องลดให้มีค่าต่ำที่สุด เพราะยังมีค่าต่ำก็จะมีผลทำให้การใช้ไฟเลี้ยงต่ำลงด้วย ซึ่งจำเป็นมากในวงจรรวมสมัยใหม่ การลด V_{IN} ของวงจรถัดกระแสบางครั้งอาจจะมีมากกว่า 1 ขา ในบางกรณีจะต้องคำนวณแรงดันอินพุตในแต่ละขาด้วย ตัวอย่างเช่น ในวงจรถัดกระแสคาสโคดด้วยซีมอส
4. แรงดันที่เอาต์พุต V_{OUT} จะเกิดขึ้นในทางปฏิบัติเสมอและขึ้นอยู่กับกระแสอินพุต คุณสมบัติที่ดีของวงจรถัดกระแสคือจะต้องลดค่า V_{OUT} ให้ต่ำที่สุด $V_{OUT(\min)}$ เพื่อบังคับให้ทรานซิสเตอร์เอาต์พุตทำงานในย่านแอกทิฟ การลดค่า $V_{OUT(\min)}$ ให้ต่ำนั้น จะเป็นการเพิ่มช่วงการทำงานของกระแสเอาต์พุตให้กว้างขึ้นด้วย (สมมติให้ค่า R_O คงที่) ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญมากในการนำวงจรถัดกระแสไปใช้เป็นแอกทิฟโหลดในวงจรเช่น วงจรขยายที่ใช้ไฟเลี้ยงและ กินกำลังงานต่ำ ถ้าวจรสะท้อนกระแสมีหลายเอาต์พุต แต่ละเอาต์พุตจะต้องทำให้แรงดัน $V_{OUT(\min)}$ ต่ำ เพื่อให้แต่ละเอาต์พุตมีค่าสอดคล้องกับอินพุตมากที่สุด

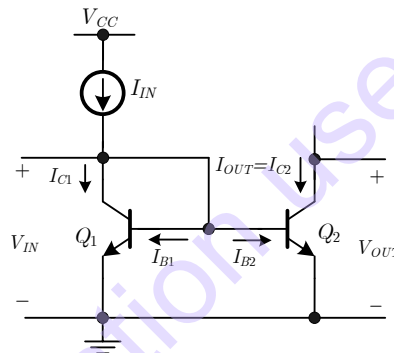
ในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงประสิทธิภาพของวงจรรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ในเชิงเปรียบเทียบ โดยเน้นไปที่ตัวแปรทั้งสิ้น คือ R_o , ε , V_{IN} และ $V_{OUT(\min)}$

2.3.1 วงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่าย (Simple Current Mirror)

ก) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

วงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่ายประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สองตัวดังรูปที่ 2.38 วงจรรสะท้อนอย่างง่ายสร้างด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ โดย Q_1 ต่อแบบไดโอด เพื่อบังคับให้แรงดันคอลเล็กเตอร์-เบส มีค่าเป็นศูนย์ ในรูปแบบนี้รอยต่อคอลเล็กเตอร์-เบสจะปิด เพราะไม่มีกระแสไหล ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานในย่านแอกทิฟ และ สมมติให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำงานในย่านแอกทิฟเช่นกัน และ ความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมาก กระแส I_{OUT} จะถูกควบคุมด้วย V_{BE2} ซึ่งเท่ากับ V_{BE1} โดยสามารถเขียนเป็นสมการโดยใช้ KVL (Kirchhoff's Voltage Law) ได้ดังนี้

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \quad (2.63)$$



รูปที่ 2.38 วงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่ายโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

โดยที่ $V_T = kT/q$ คือแรงดันอุณหภูมิจึง และ I_{S1} และ I_{S2} คือกระแสอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น

$$I_{C2} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} I_{C1} \quad (2.64)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีความสมพงค์กันทุกประการ ($I_{S1} = I_{S2}$) ซึ่งกระแสที่ผ่าน Q_1 จะมีค่าเท่ากับกระแสเอาต์พุตของ Q_2 ซึ่งเมื่อพิจารณา Q_1 ด้วย KCL (Kirchhoff's Current Law) พบว่า

$$I_{IN} - I_{C1} - \frac{I_{C1}}{\beta_F} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} = 0 \quad (2.65)$$

กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$I_{OUT} = I_{C2} = I_{C1} = \frac{I_{IN}}{1 + 2/\beta_F} \quad (2.66)$$

ถ้า β_F มีขนาดใหญ่มาก กระแสเบสก็จะเล็กน้อยดังนั้นจึงสามารถประมาณกระแสเอาต์พุตได้เป็น

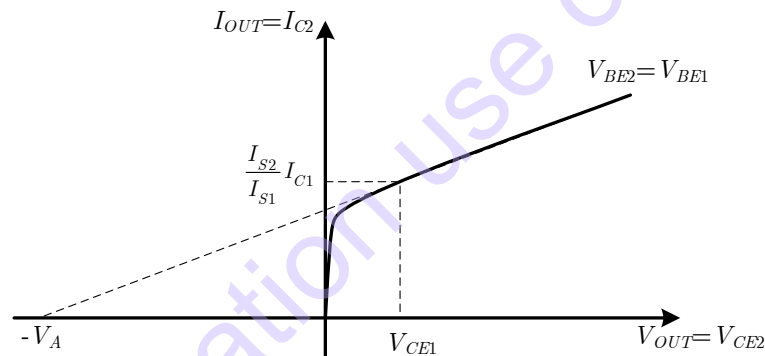
$$I_{OUT} = I_{C1} \simeq I_{IN} \quad (2.67)$$

จากการวิเคราะห์พบว่าถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีความสมพงค์กันเป็นอย่างดี จะทำให้อัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสมีค่าประมาณหนึ่ง ซึ่งทั้งนี้จะใช้ในกรณีที่เป็นสัญญาณ DC และ ในกรณีที่ต่ำเท่านั้น ถ้าในความถี่สูงจะต้องพิจารณาองค์ประกอบแฝงในรูปของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กความถี่สูงด้วย

ในทางปฏิบัติ นั้น ทรานซิสเตอร์ทั้งสองอาจจะไม่สมพงค์กัน ดังนั้นจากสมการที่ (2.65) และ (2.66) สามารถนำมาอธิบายกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$I_{OUT} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} I_{C1} = \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) \left(\frac{I_{IN}}{1 + \frac{1 + I_{S2}/I_{S1}}{\beta_F}} \right) \quad (2.68)$$

จากสมการที่ (2.68) ถ้า $I_{S1} = I_{S2}$ สมการจะกลายเป็นสมการที่ (2.66) โดยที่ค่ากระแสอิมิตตัวของไบโพลาร์จะขึ้นอยู่กับพื้นที่อิมิตเตอร์ ซึ่งถ้าต้องการปรับอัตราส่วน (I_{S2}/I_{S1}) จะมีผลต่ออัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสซึ่งถ้าเพิ่มค่าอัตราส่วน (I_{S2}/I_{S1}) จะทำให้ค่าความผิดพลาดสูงขึ้นด้วย



รูปที่ 2.39 กราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ Q_2

ในทางปฏิบัติ ที่ขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมักจะมีค่าแรงดัน V_{CE} ไม่เท่ากัน ถ้าทรานซิสเตอร์ถูกไบแอสให้ทำงานในย่านแอกทิฟ กระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 จะเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เมื่อแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.39 ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสที่จุดทำงานจะสอดคล้องกับความชันของคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$R_O = r_{o2} = \frac{V_A}{I_{C2}} \quad (2.69)$$

จากรูปที่ 2.36 ที่จุด $V_{CE2} = V_{CE1}$ และ $V_{BE2} = V_{BE1}$ จะมีกระแสคอลเล็กเตอร์ $I_{C2} = (I_{S2}/I_{S1})I_{C1}$ เนื่องจากกระแสคอลเล็กเตอร์ถูกควบคุมด้วยแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ และ แรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ ถ้าความชันของกราฟคุณสมบัติคงที่ การเปลี่ยนแปลงของ I_{C2} สามารถพยากรณ์ได้ด้วย V_{CE2} ตามเส้นที่ลากผ่านจุดนี้ไป และ ถ้าเราลากเส้นประย้อนกลับไปในด้านซ้ายมือจนตัดแกน V_{CE2} ของกราฟที่จุด $-V_A$ (ซึ่ง V_A คือ Early Voltage) ถ้า $V_A \gg V_{CE1}$ ค่าความชันจะมีค่าเท่ากับ $(I_{S2}/I_{S1})(I_{C1}/V_A)$ ดังนั้น

$$I_{OUT} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} I_{C1} \left(1 + \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} \right) = \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) \frac{I_{IN} \left(1 + \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} \right)}{1 + \frac{I_{S2}/I_{S1}}{\beta_F}} \quad (2.70)$$

ถ้ากำหนดให้อัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสเท่ากับ I_{S2}/I_{S1} ดังนั้นค่าความผิดพลาดในระบบ (ε) จะสามารถคำนวณได้จาก

$$\varepsilon = \frac{\left(1 + \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} \right)}{1 + \frac{I_{S2}/I_{S1}}{\beta_F}} - 1 \approx \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} - \frac{1 + I_{S2}/I_{S1}}{\beta_F} \quad (2.71)$$

จากสมการที่ (2.71) เทอมแรกจะเชื่อมโยงมาจากความต้านทานเอาต์พุต ส่วนเทอมที่สองจะเป็นผลมาจากค่า β_F ถ้าแรงดัน $V_{CE2} > V_{CE1}$ เครื่องหมายของทั้งสองเทอมจะกลับกัน เนื่องจากทั้งสองเทอมจะมีความเป็นอิสระต่อกัน อย่างไรก็ตามการหักล้างไม่น่าจะทำได้ในทางปฏิบัติ ทั้งนี้เทอมแรกจะเด่นชัดถ้าแรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมิเตอร์ และ β_F มีค่าสูง ตัวอย่างเช่น ทรานซิสเตอร์มีความสมพงศ์กันเป็นอย่างดี และมี $V_A=130V$ ถ้าแรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมิเตอร์ของ Q_1 มีค่าเท่ากับ $V_{BE(on)}$ และ ถ้าแรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมิเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับ $30V$ ค่าความผิดพลาดของระบบจะมีค่าประมาณ $\varepsilon \approx (30-0.6)/130 - (2/200) \approx 0.22$ เป็นที่น่าสังเกตว่าสำหรับวงจรที่ทำงานด้วยไฟเลี้ยง $30V$ วงจรสะท้อนกระแสให้ค่าความผิดพลาดมากกว่า 20% เลยทีเดียว แม้ว่าค่า β_F จะมีค่าเป็นอนันต์ก็ตาม และ แม้ว่าเทอมแรกของสมการที่ (2.71) จะเชื่อมโยงกับความต้านทานเอาต์พุต แต่ก็ไม่ได้มีผลโดยตรงจาก r_{o2} แต่จะมีผลจากแรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมิเตอร์ และ Early Voltage มากกว่า ซึ่งค่า Early Voltage จะเป็นอิสระจากกระแสไบแอส และ แรงดันอินพุตจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{IN} = V_{CE1} = V_{BE1} = V_{BE(on)} \quad (2.72)$$

เนื่องจาก $V_{BE(on)}$ จะเป็นสัดส่วนในรูปฟังก์ชันลอการิทึมธรรมชาติของกระแสคอลเล็กเตอร์ เมื่อ V_{IN} เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยโดยการเปลี่ยนกระแสไบแอส ซึ่งนั่นก็หมายถึงการเปลี่ยนกระแสไบแอสในวงจรสะท้อนกระแสจะส่งผลกับค่าความผิดพลาดในระบบโดยตรงผ่านการเปลี่ยนแปลงของ V_{CE2} ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำงานในย่านแอกทิฟได้คือ

$$V_{OUT(min)} = V_{CE2(sat)} \quad (2.73)$$

ตัวอย่างที่ 2.5 จากวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายจากรูปที่ 2.38 ถ้าต้องการให้ $I_{OUT}=200\mu A$ โดยเปลี่ยนอินพุตกระแสเป็นใช้เป็นความต้านทาน R_{in} กำหนดให้ $\beta_F=100$, $V_A=130$, $V_{BE(on)}=0.6V$, $V_{CC}=5V$ ทรานซิสเตอร์ทั้งคู่สมพงศ์กันทุกประการ จงคำนวณหาความต้านทาน R_{in} และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ R_O ของวงจร

$$\text{จากสมการที่ (2.66)} \quad I_{IN} = I_{OUT}(1 + 2/\beta_F) = 200 \left(1 + \frac{2}{100} \right) = 204\mu A$$

ดังนั้น

$$R_m = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{I_{IN}} = \frac{5 - 0.6}{0.204} = 21.6k\Omega$$

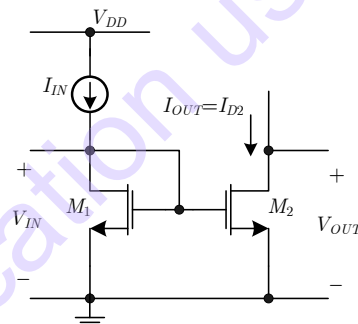
จากสมการที่ (2.69)

$$R_o = \frac{V_A}{I_{C2}} = \frac{130}{200\mu A} = 650k\Omega$$

ข) แบบมอสทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.40 แสดงวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ แรงดันเดรน-เกตของ M_1 จะสมมติให้เท่ากับศูนย์ ซึ่งจะไม่มีเกิด Channel ที่ขาเดรน ทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านอิ่มตัวหรือแอคทิฟ ขณะที่แรงดันเทรชโฮลด์มีค่าเป็นบวก ทรานซิสเตอร์ M_1 เชื่อมต่อเสมือนไดโอดคล้ายกับในกรณีไบโพลาร์ และสมมติให้ทรานซิสเตอร์ M_2 ทำงานในย่านอิ่มตัวเช่นเดียวกัน สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าความต้านทานเอาต์พุตเป็นอนันต์ ซึ่งกระแส I_{D2} ถูกควบคุมจาก V_{GS2} ซึ่งเท่ากับ V_{GS1} โดยปกติแรงดันเกต-ซอสของมอสทรานซิสเตอร์จะแบ่งเป็นสองส่วนคือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage: V_T) และ แรงดันเหนือขีดเริ่ม ($V_{GS} - V_T$) ซึ่งจะใช้ชื่อว่าแรงดัน Overdrive และ จากกฎกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์สามารถเขียนสมการแรงดัน Overdrive ได้เป็น

$$V_{ov2} = V_{GS2} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k' W/L_2}} \quad (2.74)$$



รูปที่ 2.40 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

เนื่องจากความนำถายโอน k' มีค่าความคล่องประกอบอยู่ ซึ่งค่าความคล่องจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น และ ค่าแรงดัน Overdrive จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ และ ขณะเดียวกันแรงดันขีดเริ่มจะลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นอีกด้วย เมื่อพิจารณาแรงดันเกต-ซอสของทรานซิสเตอร์ทั้งสองสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_{GS2} = V_t + \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k' W/L_2}} = V_{GS1} = V_t + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{k' W/L_1}} \quad (2.75)$$

จากสมการที่ (2.75) แสดงให้เห็นว่าแรงดัน Overdrive ของ M_1 เท่ากับ M_2

$$V_{ov2} = V_{ov1} = V_{ov} \quad (2.76)$$

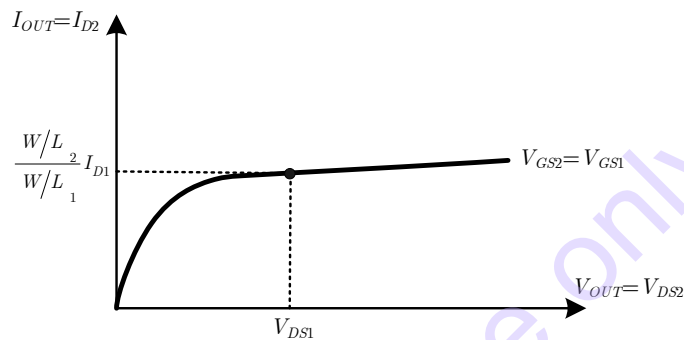
ถ้าขนาดของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเท่ากัน $(W/L)_2 = (W/L)_1$ และ กระแสที่เกตเท่ากับศูนย์ ดังนั้น

$$I_{OUT} = I_{D2} = I_{D1} = I_{IN} \quad (2.77)$$

จากสมการที่ (2.77) จะเป็นจริงเมื่อเป็นไฟตรงหรือในความถี่ต่ำเท่านั้น ถ้าในกรณีความถี่สูงที่ขาเกตจะมีกระแสไหลได้เนื่องจากที่ขาเกต-ซอสของทรานซิสเตอร์จะมีตัวเก็บประจุอยู่ แต่กระแสเหล่านั้นจะไม่ได้เป็นกระแสเกตของ M_1 ที่แท้จริง ดังนั้นจึงไม่สะท้อนไปที่ M_2 ด้วยเหตุนี้จึงทำให้อัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสนี้ลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้นเอง

ในทางปฏิบัตินี้ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองอาจจะไม่สมพงค์กัน ดังนั้นจากสมการที่ (2.75) และ (2.77) สามารถนำมาอธิบายกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$I_{OUT} = \frac{W/L_2}{W/L_1} I_{D1} = \frac{W/L_2}{W/L_1} I_{IN} \quad (2.78)$$



รูปที่ 2.41 กราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ M_2

จากสมการที่ (2.75) และ (2.77) ถ้ากระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าแรงดัน V_{DS} ไม่เท่ากัน ถ้าทรานซิสเตอร์ถูกไบแอสให้ทำงานในย่านแอกทิฟ กระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ M_2 จะเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.41 ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสที่จุดทำงานจะสอดคล้องกับความชันของคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$R_O = r_{o2} = \frac{V_A}{I_{D2}} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} \quad (2.79)$$

จากรูปที่ 2.41 ที่จุด $V_{DS2} = V_{DS1}$ และ $V_{GS2} = V_{GS1}$ เนื่องจากกระแสคอลเล็กเตอร์ถูกควบคุมด้วยแรงดันเกต-ซอส และ แรงดันเดรน-ซอส $I_{D2} = [(W/L)_2 / (W/L)_1] I_{D1}$ ถ้าความชันของกราฟคุณสมบัติในช่วงอิมิตีวามีค่าคงที่ การเปลี่ยนแปลงของ I_{D2} สามารถพยากรณ์ได้ด้วย V_{DS2} ตามเส้นทึบที่ลากผ่านจุดนี้ไป และ ถ้าเราลากเส้นประย้อนกลับไปในด้านซ้ายมือจนตัดแกน V_{DS2} ของกราฟที่จุด $-V_A = 1/\lambda$ (ซึ่ง V_A คือ Early Voltage) ถ้า $V_A \gg V_{DS1}$ ค่าความชันจะมีค่าเท่ากับ $[(W/L)_2 / (W/L)_1] [I_{D1} / V_A]$ ดังนั้น

$$I_{OUT} = \frac{W/L_2}{W/L_1} I_{IN} \left(1 + \frac{V_{DS2} - V_{DS1}}{V_A} \right) \quad (2.80)$$

ถ้ากำหนดให้อัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสเท่ากับ $(W/L)_2 / (W/L)_1$ ดังนั้นค่าความผิดพลาดในระบบ (ϵ) จะสามารถคำนวณได้จาก

$$\varepsilon = \frac{V_{DS2} - V_{DS1}}{V_A} \quad (2.81)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าแรงดันเดรน-ซอสของ M_1 มีค่าเท่ากับ 1.2V และ ถ้าแรงดันเดรน-ซอสของ M_2 มีค่าเท่ากับ 5V และมี $V_A=10V$ ค่าความผิดพลาดของระบบจะมีค่าประมาณ $\varepsilon \approx (5-1.2)/10 \approx 0.38$ เป็นที่น่าสังเกตว่าสำหรับวงจรที่ทำงานด้วยไฟเลี้ยง 5V วงจรสะท้อนกระแสจะให้ค่าความผิดพลาดมากกว่า 35% เลยทีเดียว แม้ว่าในการคำนวณจะสมมติให้ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าเป็นอนันต์ก็ตาม และ แม้ว่า ε จะเชื่อมโยงกับความต้านทานเอาต์พุต แต่ก็ไม่ได้มีผลโดยตรงจาก r_{o2} แต่จะมีผลจากแรงดันเดรน-ซอส และ Early Voltage มากกว่า ซึ่งค่า Early Voltage จะเป็นอิสระจากกระแสไบแอส ซึ่งสังเกตได้จากค่าความผิดพลาดของอัตราขยายไม่เปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอสอินพุตแต่จะขึ้นตรงอยู่กับเฉพาะแรงดันเดรน-ซอส และ สำหรับวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายด้วยมอสทรานซิสเตอร์จะมีแรงดันอินพุตเท่ากับ

$$V_{IN} = V_{GS1} = V_t + V_{ov1} = V_t + V_{ov} \quad (2.82)$$

ด้วยคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์อยู่ในกฎกำลังสอง แรงดัน Overdrive ในสมการที่ (2.82) จะเป็นฟังก์ชันรากที่สองของอินพุตกระแส ซึ่งถ้าเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แรงดัน V_{IN} จะเป็นฟังก์ชันลอการิทึมของกระแสอินพุต ซึ่งเมื่อกระแสอินพุตเปลี่ยนแปลง แรงดัน V_{IN} ของวงจรสะท้อนกระแสด้วยมอสทรานซิสเตอร์จะมีค่าสูงกว่าของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เล็กน้อย

ส่วนแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดที่ทำให้ M_2 อยู่ในย่านแอกทิฟมีค่าเท่ากับ

$$V_{OUT(\min)} = V_{ov2} = V_{ov} = \sqrt{\frac{2I_{OUT}}{k'(W/L)_2}} \quad (2.83)$$

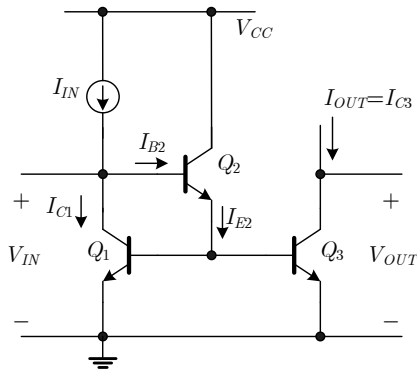
สมการที่ (2.83) สามารถคาดการณ์ $V_{OUT(\min)}$ ขึ้นอยู่กับการออกแบบขนาดของทรานซิสเตอร์ตามต้องการต่างจากกรณีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.3.2 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายพร้อมกระแสเสริม (Simple Current Mirror with Beta Helper)

ก) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

จากในทอมที่ 2 ของสมการที่ (2.71) พบว่าจะมีค่าความผิดพลาดหลักของระบบของวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย มาจากค่า β_F ซึ่งสามารถลดผลกระทบดังกล่าวได้โดยการเพิ่มทรานซิสเตอร์อีกหนึ่งตัวดังแสดงในรูปที่ 2.42 โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 มีความสมพงค์กันทุกประการ และ กระแสอิมิตเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_{E2} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{I_{C3}}{\beta_F} = \frac{2}{\beta_F} I_{C1} \quad (2.84)$$



รูปที่ 2.42 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายพร้อมกระแสเสริม

พิจารณากระแส I_{B2} โดยไม่สนใจความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ ได้เป็น

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_F + 1} = \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)} I_{C1} \quad (2.85)$$

พิจารณากระแสคอลเล็กเตอร์ Q_1 โดย KCL พบว่า

$$I_{IN} - I_{C1} - \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)} I_{C1} = 0 \quad (2.86)$$

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 เท่ากันทุกประการ กระแส I_{C1} และ I_{C3} จึงเท่ากัน ดังนั้น

$$I_{OUT} = I_{C3} = \frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)}} I_{C1} \approx I_{IN} \left(1 - \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)} \right) \quad (2.87)$$

จากสมการที่ (2.87) นั้น พบว่าค่าความผิดพลาดระบบนั้นลดลงด้วยอัตรา $(\beta_F + 1)$ ซึ่งเป็นผลมาจากค่ากระแสเสริมที่มาจากทรานซิสเตอร์ Q_2 นั้นเอง

แม้ว่าวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายพร้อมกระแสเสริมนี้ จะส่งผลกระทบต่อความต้านทานเอาต์พุต และ แรงดันเอาต์พุตน้อยมากก็ตาม แต่จะส่งผลกระทบต่อแรงดันอินพุตโดยตรงทำให้แรงดันอินพุตสูงขึ้นดังสมการที่ (2.88)

$$V_{IN} = V_{BE1(on)} + V_{BE2(on)} \quad (2.88)$$

ข) แบบมอสทรานซิสเตอร์

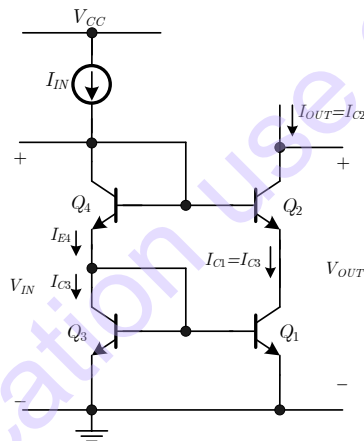
เนื่องจากในทรานซิสเตอร์แบบมอส จะไม่มีกระแสไหลในขาเกต ดังนั้นการการใช้กระแสเสริมสำหรับวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายด้วยมอสทรานซิสเตอร์ จึงไม่ต้องใช้ทรานซิสเตอร์มาสร้างกระแสเสริมเหมือนในกรณีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror)

ก) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การต่อทรานซิสเตอร์แบบคาสโคดเป็นการต่อทรานซิสเตอร์แบบสแต็กในแนวตั้ง เพื่อให้ประสิทธิภาพด้านความต้านทานเอาต์พุตที่สูงขึ้น ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่พึงประสงค์ของแหล่งจ่ายกระแส โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.43 โดยทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_1 ต่อกันในลักษณะวงจรสะท้อนอย่างง่าย ซึ่งสามารถเพิ่มความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ได้เพื่อปรับความสมพงค์กัน ทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำงานในแบบเบสร่วม และส่งผ่านกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 ไปยังเอาต์พุตโดยมีความต้านทานเอาต์พุตที่สูง ทรานซิสเตอร์ Q_4 ทำงานเหมือนไดโอดเลื่อนแรงดันและไบแอสให้ Q_2 และ Q_1 ทำงานในย่านแอกทิฟ ด้วยเงื่อนไข $V_{CE1} \approx V_{CE3} = V_{BE3(\text{on})}$ ความต้านทานของไดโอด Q_3 และ Q_4 มีค่าน้อยมาก ทำให้ค่าความต้านทานเอาต์พุตเท่ากับ

$$R_O = r_{o2} \left(1 + \frac{g_{m2}r_{o1}}{1 + \frac{g_{m2}r_{o1}}{\beta_F}} \right) \approx \beta_0 r_{o2} \quad (2.89)$$



รูปที่ 2.43 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เนื่องจาก $g_{m2}r_{o1} \approx g_{m1}r_{o1} \gg \beta_0$ การคำนวณจะทำการสมมติให้กระแสเกือบทั้งหมดไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 ผ่านไปที่ขาเบสเพราะที่ขาคอลเล็กเตอร์กับขาอิมิตเตอร์มีความต้านทานสูงกว่าที่ขาคอลเล็กเตอร์กับขาเบสมาก นั่นคือปัญหาในการคำนวณ ในที่นี้จะต้องมองข้ามวงจรสะท้อนอย่างง่ายโดยทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_1 ก่อน โดยให้ i_{b2} และ i_{e2} เป็นกระแสเบสและอิมิตเตอร์ของ Q_2 ซึ่งจะเพิ่มขึ้นตามแรงดันเอาต์พุต จากนั้นวงจรสะท้อนอย่างง่ายจะบังคับให้ $i_{b2} \approx i_{e2}$ จากผลลัพธ์พบว่าการปรับค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 จะแยกเป็นสองส่วนเท่าๆกัน โดยผ่าน $r_{\pi 2}$ ดังนั้นค่า R_O ในสมการที่ (2.89) จะลดลงครึ่งหนึ่งเท่ากับ

$$R_O \approx \frac{\beta_F r_{o2}}{2} \quad (2.90)$$

จะเห็นได้ว่าโครงสร้างแบบคาสโคดสามารถเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตได้ถึง $\beta_0/2$ เท่าเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย และ แรงดันอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดเท่ากับ

$$V_{IN} = V_{BE3} + V_{BE4} = 2V_{BE(on)} \quad (2.91)$$

แม้ว่า V_{IN} จะมีค่าสูงมากกว่าวงจระสะท้อนกระแสอย่างง่ายในสมการที่ (2.72) แต่ก็ไม่นับว่าสูงกว่ามากนัก โดยค่านี้จะเป็นตัวบอกข้อจำกัดของไฟเลี้ยง ว่าจะต้องไม่ต่ำกว่าค่าสองเท่าของแรงดันตกคร่อมไดโอด ส่วนกรณีแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำงานในย่านแอกทิฟ ทั้งนี้เนื่องจาก $V_{CE1} \cong V_{CE3} = V_{BE(on)}$ พบว่า

$$V_{OUT(min)} = V_{CE1} + V_{CE2(sat)} \cong V_{BE(on)} + V_{CE2(sat)} \quad (2.92)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.93) เทียบกับกรณีของวงจระสะท้อนกระแสอย่างง่ายในสมการที่ (2.73) พบว่าแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดของวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคด จะสูงมากกว่าของวงจระสะท้อนกระแสอย่างง่ายอยู่เท่ากับค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด ซึ่งนั่นก็หมายถึงหากต้องการใช้วงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดจะต้องใช้แรงดันไฟเลี้ยงสูงกว่าวงจระสะท้อนกระแสอย่างง่ายเล็กน้อยนั่นเอง

เนื่องจาก $V_{CE1} \cong V_{CE}$ และ $I_{C1} \cong I_{C3}$ ค่าความผิดพลาดในระบบซึ่งถ้าพิจารณาในบริบทของการเพิ่มขึ้นของความต้านทานเอาต์พุตนั้นจะมีค่าค่อนข้างต่ำ แต่ข้อจำกัดหลักของวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดจะขึ้นอยู่กับค่า β_F ซึ่งในบริบทนี้จะแยกว่ากรณีของวงจระสะท้อนกระแสอย่างง่าย โดยเมื่อใช้ KCL พิจารณาที่กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_3 พบว่า

$$I_{E4} = I_{C3} + \frac{2I_{C3}}{\beta_F} \quad (2.93)$$

KCL พิจารณาที่กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_4 พบว่า

$$I_{IN} = I_{E4} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} \quad (2.94)$$

กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_{C2} = \left(\frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right) I_{C3} \quad (2.95)$$

แทนสมการที่ (2.93) และ (2.95) ใน (2.94) ได้เป็น

$$I_{IN} = I_{C3} + \frac{2I_{C3}}{\beta_F} + \frac{I_{C3}}{\beta_F + 1} \quad (2.96)$$

จัดสมการที่ (2.96) ใหม่ และ แทนสมการที่ (2.95) ในสมการที่ (2.96)

$$I_{OUT} = I_{C2} = \left(\frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \right) \left(\frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_F + 1}} \right) \quad (2.97)$$

จากสมการที่ (2.97) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{OUT} = I_{C2} = I_{IN} \left(1 - \frac{4\beta_F + 2}{\beta_F^2 + 4\beta_F + 2} \right) \quad (2.98)$$

จากสมการที่ (2.98) ค่าความผิดพลาดในระบบมีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon = -\frac{4\beta_F + 2}{\beta_F^2 + 4\beta_F + 2} \quad (2.99)$$

เนื่องจาก $\beta \gg 1$ สมการที่ (2.99) จึงมีค่าประมาณ

$$\varepsilon \approx -\frac{4}{\beta_F + 4} \quad (2.100)$$

จากค่าความผิดพลาดในระบบของวงจระสะท้อนกระแสอย่างง่ายมีค่าประมาณ $-2/\beta$ เทียบกับของวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดในสมการที่ (2.100) ถ้า $\beta \gg 4$ แล้วพบว่า ในวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดมีความผิดพลาดในระบบที่สูงกว่าประมาณ 2 เท่า เนื่องจากกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว ถูกแบ่งไปจากกระแสอินพุตนั่นเอง

ตัวอย่างที่ 2.6 ออกแบบวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดรูปที่ 2.43 โดยใช้เงื่อนไขเดียวกันกับตัวอย่างที่ 2.5 ($\beta_0=100$, $V_A=130V$ $V_{CC}=5V$ และ $I_{OUT}=200\mu A$) จงคำนวณหาค่าความต้านทาน R_m และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ R_o ของวงจระ

วิธีทำ

$$\text{จากสมการที่ (2.97)} \quad I_{IN} = I_{OUT} \frac{(\beta_F^2 + 4\beta_F + 2)}{\beta_F^2} = 200\mu A \frac{(100^2 + 400 + 2)}{100^2} = 208.04\mu A$$

$$\text{ดังนั้น} \quad R_m = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(on)}}{I_{IN}} = \frac{5 - 1.2}{208.04\mu A} = 18.27k\Omega$$

$$\text{จากสมการที่ (2.69)} \quad R_o \approx \frac{\beta_F r_{o2}}{2} = \frac{100(130)}{2(200\mu A)} = 32.5M\Omega$$

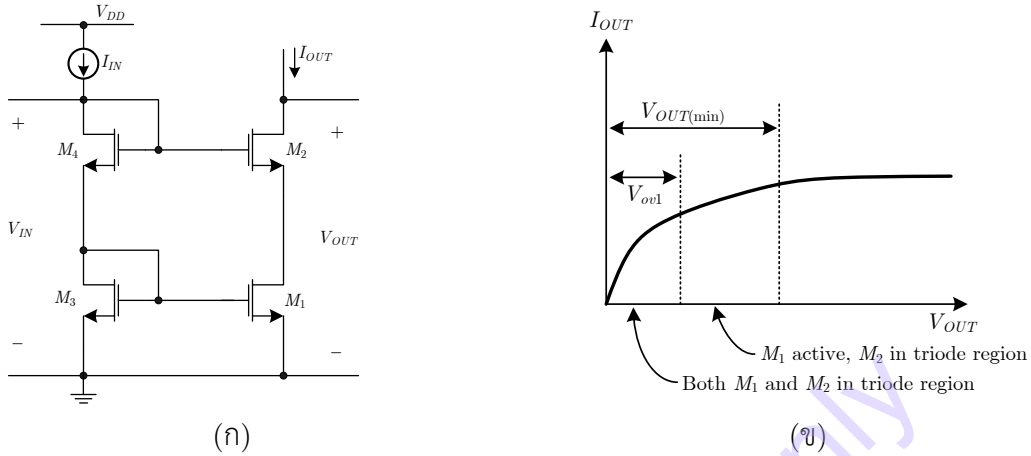
จากตัวอย่างที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดมีทั้งข้อดีและข้อเสีย เมื่อเทียบกับวงจระสะท้อนกระแสอย่างง่าย โดยข้อเสียคือความผิดพลาดทางกระแสของอินพุตและเอาต์พุตมีค่ามากกว่าประมาณ 2 เท่า (2%) แต่มีข้อดีคือมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงกว่าประมาณ 5 เท่า

ข) แบบมอสทรานซิสเตอร์

ในวงจระสะท้อนกระแสแบบคาสโคดด้วยมอสทรานซิสเตอร์นั้น เป็นที่นิยมอย่างกว้างขวาง เนื่องจากไม่มีผลกระทบจากค่า β_F โดยรูปที่ 2.44 แสดงรูปแบบอย่างง่ายโดยค่าความต้านทานเอาต์พุตจากแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ

$$R_o = r_{o2} [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o1}] + r_{o1} \quad (2.101)$$

จากวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดด้วยไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์นั้น ไม่สามารถทำให้ค่าความต้านทานเอาต์พุตสูงกว่า $\beta_0 r_o/2$ ได้ เนื่องจากมีกระแสไหลในกระแสเบส และ ค่า β_0 แต่ในวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดด้วยมอสทรานซิสเตอร์นั้นสามารถเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตได้ เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ จะมี $\beta_0 \rightarrow \infty$ ($I_G \rightarrow 0$) จึงสามารถเพิ่มจำนวนชั้นทรานซิสเตอร์ (Stack) ในแนวตั้งได้ตามต้องการ



รูปที่ 2.44 (ก) วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดด้วยมอสทรานซิสเตอร์ (ข) คุณสมบัติของแรงดันและกระแสที่เอาต์พุต

ตัวอย่างที่ 2.7 จงคำนวณหาความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบคาสโคดสามชั้น ในรูปที่ 2.45 โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทิฟ โดย $I_D=10\mu A$, $V_A=50V$ และ $g_m r_o=50$ โดยไม่ต้องพิจารณา Body Effect

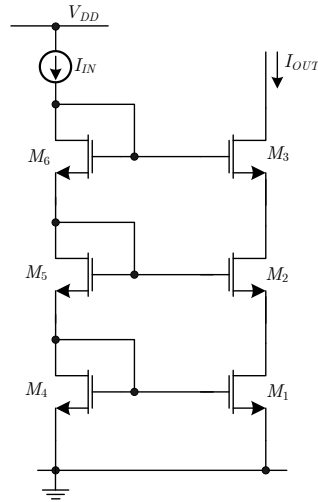
วิธีทำ

ความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์คำนวณได้จาก

$$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{50V}{10\mu A} = 5M\Omega$$

จากสมการที่ (2.101) เมื่อมองเข้าไปที่ทรานซิสเตอร์ M_2 พบว่า

$$R_{O2} = r_{o2}(1 + g_{m2}r_{o1}) + r_{o1} \tag{2.102}$$



รูปที่ 2.45 วงจรสะท้อนกระแสด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบคาสโคดสามชั้น

และ ในทำนองเดียวกันเมื่อมองเข้าไปที่ทรานซิสเตอร์ M_3 พบว่า

$$R_O = r_{o3}(1 + g_{m3}R_{O2}) + R_{O2} \quad (2.103)$$

แต่ละชั้นของทรานซิสเตอร์จะทำให้ความต้านทานเพิ่มขึ้นในอัตรา $(1 + g_m r_o)$ ดังนั้น

$$R_O \approx r_o(1 + g_m r_o)^2 \approx 5(51)^2 M\Omega \approx 13 G\Omega \quad (2.104)$$

พบว่าความความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าสูงมากหากทำการเพิ่มชั้นทรานซิสเตอร์ (Stack) และ กลับมาที่รูปที่ 2.44 และ แรงดัน V_{DS1} โดยใช้ KVL จะมีค่าเท่ากับ

$$V_{DS1} = V_{GS3} + V_{GS4} - V_{GS2} \quad (2.105)$$

เนื่องจาก $V_{DS3} = V_{GS3}$ จากสมการที่ (2.106) แสดงว่า $V_{DS1} = V_{DS3}$ เมื่อ $V_{GS2} = V_{GS4}$ ภายใต้เงื่อนไขนี้ ค่าความผิดพลาดของอัตราขยายกระแสในระบบจะมีค่าเท่ากับ 0 เนื่องจาก M_1 และ M_3 มีกระแสไบแอสเท่ากัน และ มอสทรานซิสเตอร์มี $\beta_F \rightarrow \infty$ ทุกประการ ในทางปฏิบัติ V_{GS2} จะไม่มีทางเท่ากับ V_{GS4} ด้วยเฉพาะการสมพงค์กันของทรานซิสเตอร์ เว้นแต่จะต้องทำให้ $V_{OUT} = V_{IN}$ เนื่องด้วย Channel Length Modulation ซึ่งถ้า $V_{DS1} \cong V_{DS3}$ ค่าความผิดพลาดของระบบจะได้เป็น

$$\varepsilon \approx 0 \quad (2.106)$$

แรงดันอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบคาสโคดในรูปที่ 2.44 จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_{IN} &= V_{GS3} + V_{GS4} \\ &= V_{t3} + V_{ov3} + V_{t4} + V_{ov4} \end{aligned} \quad (2.107)$$

จากสมการที่ (2.107) พบว่าแรงดันอินพุตจะเท่ากับสองเท่าของแรงดันเกต-ซอส ซึ่งแต่ละเทอมจะประกอบด้วยแรงดันขีดเริ่ม และ แรงดัน Overdrive จึงสามารถเขียนแรงดันอินพุตใหม่ได้เป็น

$$V_{IN} = 2 V_t + V_{ov} \quad (2.108)$$

ด้วยโครงสร้างแบบคาสโคด พบว่าแรงดันอินพุตจะขึ้นอยู่กับชั้นของทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้าไป และ ในอีกบริบทหนึ่งค่า Body Effect ที่เกิดจากแรงดัน $V_{SB} > 0$ ทำให้การใช้งานวงจรระง่อนกระแสด้วย มอสทรานซิสเตอร์แบบคาสโคด จะไม่เหมาะกับวงจรที่มีแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

ด้วยทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีเงื่อนไขต้องทำงานในย่านแอกทิฟ กรณี M_1 นั้นพบว่า $V_{DS1} \approx V_{DS3} = V_{GS3}$ ส่วนใน M_2 จะต้องให้ทำงานในย่านแอกทิฟเช่นกันที่ต้องอยู่ในเงื่อนไข $V_{DS2} > V_{ov2}$ ด้วย ซึ่งทำให้สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดได้เป็น

$$\begin{aligned} V_{OUT(\min)} &= V_{DS1} + V_{ov2} \\ &\approx V_{GS3} + V_{ov2} = V_t + V_{ov3} + V_{ov2} \end{aligned} \quad (2.109)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าแรงดัน Overdrive เท่ากัน

$$V_{OUT(\min)} \approx V_t + 2V_{ov} \quad (2.110)$$

เรื่องสำคัญอีกเรื่องหนึ่งที่ต้องพิจารณาคือ ในช่วงหนึ่งเฉพาะ M_2 จะทำงานในย่านไม่อิ่มตัวถ้า $V_{OUT} < V_{OUT(\min)}$ และ ทั้ง M_1 และ M_2 ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว $V_{OUT} < V_{ov1}$ กรณีที่เกิดขึ้นนี้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.44 (ข)

แม้ว่าแรงดัน Overdrive สามารถลดให้มีค่าต่ำโดยกำหนดให้ W มีค่าสูงได้ ค่าของแรงดันขีดเริ่มจะเป็นตัวกำหนดช่วงการแกว่งตัวของแรงดัน เมื่อวงจรระง่อนกระแสถูกนำไปใช้เป็นแอกทิฟโพลด์ในวงจรรขยาย ค่าแรงดันขีดเริ่มในสมการที่ (2.110) เชื่อมโยงกับแรงดันไบแอสเดรน-ซอสของทรานซิสเตอร์ M_1 ดังนี้

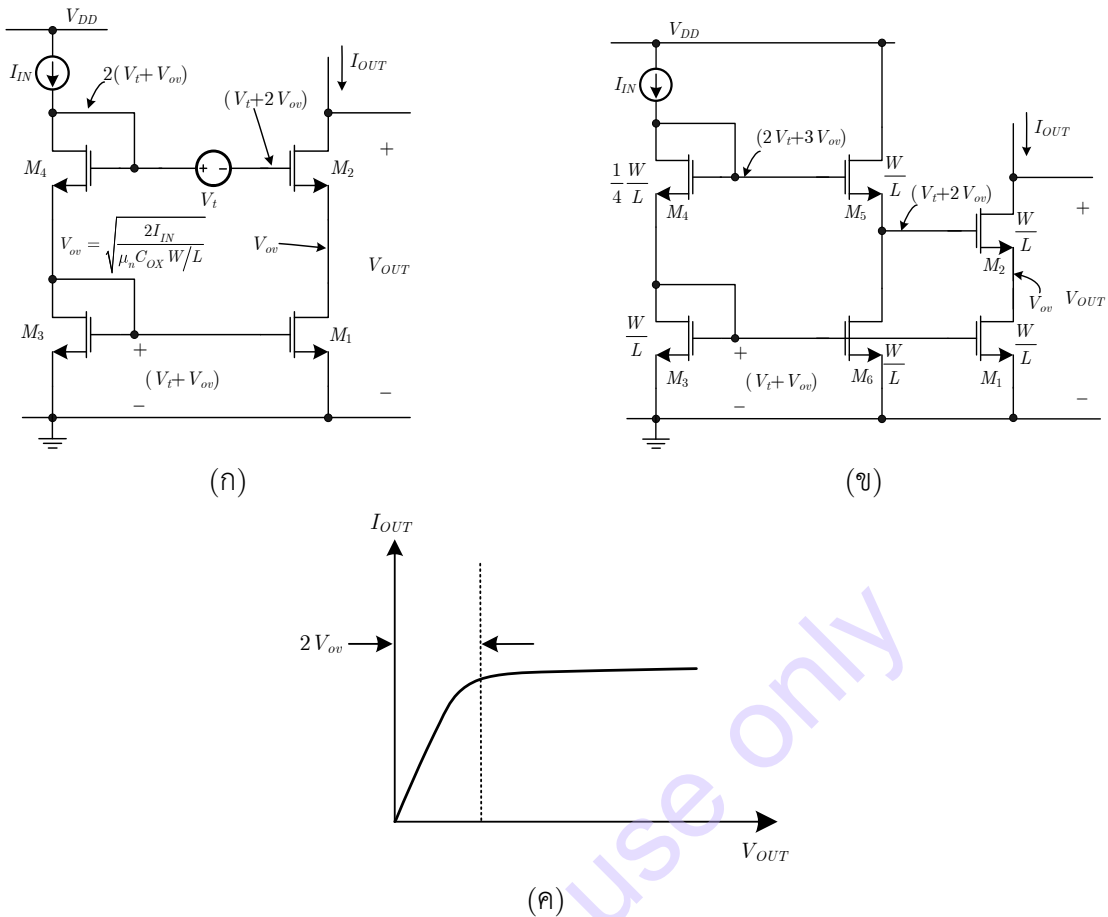
$$V_{DS1} = V_{IN} - V_{GS2} \quad (2.111)$$

ถ้าไม่สนใจ Body Effect และ สมมติให้ M_1 - M_4 ทำงานในย่านแอกทิฟ และมีแรงดัน Overdrive เท่ากันทุกตัว

$$V_{DS1} = V_t + V_{ov} \quad (2.112)$$

ดังนั้นแรงดันเดรน-ซอสของ M_1 จะมีค่าสูงกว่าแรงดันปกติที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทิฟ การที่จะลดแรงดัน V_{DS1} ลงทำได้โดยการเลื่อนแรงดันที่ขาเกตของ M_2 ลดลง ซึ่งอธิบายได้ด้วยหลักการในรูปที่ 2.46(ก) และ ในทางปฏิบัติทำได้โดยใช้วงจรตามซอส (Source Follower) เพื่อสร้างเป็นวงจรรเลื่อนระดับแรงดัน ดังรูปที่ 2.46(ข) โดยทรานซิสเตอร์ M_5 ทำหน้าที่เป็นวงจรรตามซอส ซึ่งถูกไบแอสด้วยวงจรระง่อนกระแสอย่างง่าย M_3 และ M_6 โดยขนาด (W/L) ของ M_4 จะกำหนดให้เป็น 0.25 เท่าของทรานซิสเตอร์ตัวอื่นๆ แรงดันเกตของ M_5 สูงขึ้นเป็น $2V_t + 3V_{ov}$ ทำให้แรงดันเดรน-ซอสของ M_1 ก็จะมีค่าเท่ากับแรงดัน V_{ov} (Overdrive) พอที่ $V_{DS1} = V_{ov}$ เพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ M_1 ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ส่วนแรงดัน $V_{DS2(\min)} \approx V_{ov}$ ก็จะสามารถสรุปแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดเท่ากับ

$$V_{OUT(\min)} \approx 2V_{ov} \quad (2.113)$$



รูปที่ 2.46 วงจรสะท้อนกระแสด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบคาสโคดที่มีการปรับปรุงการแกว่งของแรงดันเอาต์พุต (ก) หลักการ (ข) วงจรที่ใช้งานจริง (ค) กราฟความสัมพันธ์แรงดันและกระแสเอาต์พุต

จากสมการที่ (2.113) พบว่าด้วยหลักการนี้ สามารถทำให้แรงดันเอาต์พุตต่ำสุดสามารถลดลงได้ โดยทรานซิสเตอร์เอาต์พุตทำงานในย่านอิมิตัว เป็นผลให้การการแกว่งตัวของแรงดันเอาต์พุตทำได้กว้างมากขึ้นเมื่อนำมาต่อเป็นแอกทิฟโวลต์ร่วมกับวงจรขยาย ซึ่งวิธีนี้ลดแรงดันเอาต์พุตนี้สามารถนำมาใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ได้ด้วย

เมื่อพิจารณาความต้านทานเอาต์พุตก็พบว่ามีค่าเท่ากับสมการที่ (2.101) เช่นเดิม แต่ถ้าพิจารณาด้านแรงดันอินพุตและความผิดพลาดในระบบ จะพบว่ามีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบคาสโคดที่ไม่มีการใช้วงจรเลื่อนระดับแรงดัน โดยแรงดันอินพุตจะยังคงเป็นสมการที่ (2.107) แต่เมื่อมีการปรับค่า W/L ของทรานซิสเตอร์ M_4 เป็น $(1/4)(W/L)$ ทำให้

$$V_{IN} = 2V_t + 3V_{ov} \quad (2.114)$$

เนื่องจาก M_3 และ M_1 ต่อกันแบบวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายที่แรงดันเดรน-ซอสไม่เท่ากันซึ่งเป็นผลให้เกิดความผิดพลาดในระบบเท่ากับ

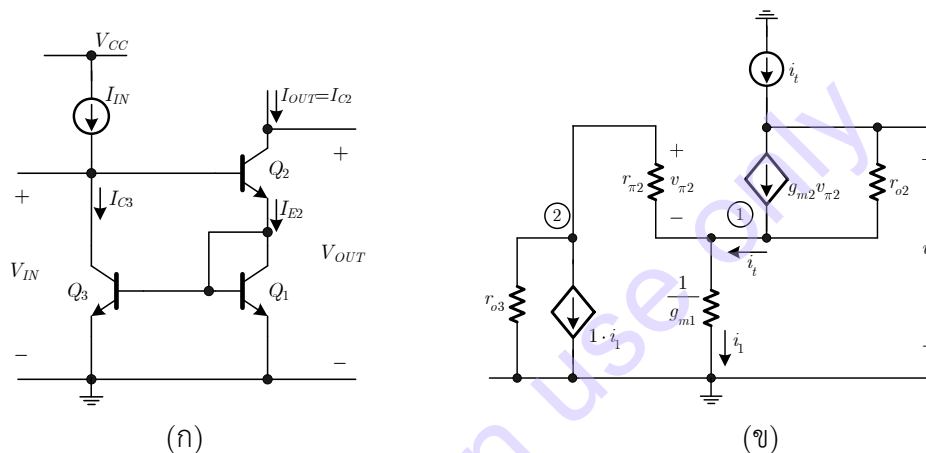
$$\varepsilon = \frac{V_{DS1} - V_{DS3}}{V_A} \approx \frac{V_{ov1} - (V_t - V_{ov1})}{V_A} = -\frac{V_t}{V_A} \quad (2.115)$$

เครื่องหมายลบของสมการที่ (2.115) เป็นตัวชี้ให้เห็นว่า $I_{OUT} < I_{IN}$ เสมอ ตัวอย่างเช่น ถ้า $I_{IN} = 100 \mu A$, $V_t = 1V$ และ $V_A = 10V$ จะได้ค่าความผิดพลาดในระบบประมาณ $\varepsilon \approx -0.1$ ซึ่งหมายถึง $I_{OUT} \approx 90 \mu A$ นั่นเอง

2.3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

ก) แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ข้อจำกัดของวงจรสะท้อนกระแสด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบคาสโคด คือมีความผิดพลาดในระบบที่มีต้นเหตุมาจากค่า β_F มีค่าค่อนข้างสูงดังสมการที่ (2.101) เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจะสามารถใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ดังรูปที่ 2.47(ก) โดยวงจรจะใช้หลักการป้อนกลับแบบลบผ่าน Q_1 และ Q_3 เพื่อลดความผิดพลาดกระแสเบส และ เพิ่มค่าความต้านทานเอาต์พุต



รูปที่ 2.47 (ก) วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

การวิเคราะห์ต่อไปนี้จะทำให้เห็นผลต่างของกระแสอินพุตกับกระแสเบสของ Q_2 โดยกระแสอิมิตเตอร์ Q_2 จะเท่ากับกระแสเบสคูณด้วย $(\beta_F + 1)$ ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 ที่ต่อแบบไดโอด ซึ่งจะมีขนาดเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน Q_3 ซึ่งการป้อนกลับจะทำการบังคับให้ I_{C3} มีค่าใกล้เคียงกับกระแสอินพุตมากที่สุด ซึ่งจะเป็นการลดความผิดพลาดในระบบที่มีสาเหตุมาจาก β_F นั่นเอง ในทำนองเดียวกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้น กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 จะเพิ่มขึ้นด้วย และ กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 ก็เพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้กระแส Q_3 ก็เพิ่มขึ้นทำให้กระแสเบสของ Q_2 ลดลง โดยเป็นผลของการป้อนกลับแบบลบ ซึ่งลดการเปลี่ยนแปลงในกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 และ เพิ่มค่าความต้านทานเอาต์พุต

การวิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านแอกทิฟ ทำได้โดยการวิเคราะห์แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 2.47(ข) โดยป้อนกระแสทดสอบ i_t ที่เอาต์พุต ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ต่อในรูปแบบวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ซึ่ง Q_1 ต่อกันแบบไดโอด ซึ่งค่าความต้านทานระหว่างขาเบสของ Q_1 กับกราวด์มีค่าเท่ากับ $(1/g_{m1}) \parallel r_{\pi1} \parallel r_{\pi3} \parallel r_{o1}$ โดยสมมติให้ i_1 ไหลผ่านความต้านทานนี้เป็นตัวแปรที่ไม่รู้ค่า จากที่ $g_{m1}r_{\pi1} \gg 1$, $g_{m1}r_{\pi3} \gg 1$ และ $g_{m1}r_{o1} \gg 1$ ค่าความต้านทานนี้จึงมีค่าประมาณ $1/g_{m1}$ ในส่วนของทรานซิสเตอร์ Q_3 นั้นสามารถเขียนในรูปของ VCCS (Voltage-Controlled Current Source) ในรูปของ $g_{m3}v_{\pi3}$ ขนานกับความต้านทาน r_{o3} ได้ เนื่องจาก $v_{\pi3} = v_{\pi1} \approx i_1/g_{m1}$ และ VCCS ของทรานซิสเตอร์ Q_3 สามารถแทนได้ด้วย

CCCS (Current-Controlled Current Source) มีค่าเท่ากับ $(g_{m3}/g_{m1})(i_1)=1(i_1)$ ดังแสดงในรูปที่ 2.47 (ข) ซึ่งแบบจำลองนี้เขียนจากคุณสมบัติโดยตรงของวงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่าย โดยอินพุต i_1 จะสะท้อนไปที่เอาต์พุตด้วย CCCS จากแบบจำลองรูปที่ 2.47 (ข) แรงดัน v_t มีค่าเท่ากับ

$$v_t = \frac{i_1}{g_{m1}} + (i_t - g_{m2}v_{\pi 2})r_{o2} \quad (2.116)$$

ทำการหาความสัมพันธ์ระหว่าง i_1 และ $v_{\pi 2}$ สังเกตได้ว่าแรงดันตกคร่อม r_{o3} มีค่าเท่ากับ $(i_1/g_m + v_{\pi 1})$ และ ใช้ KCL ที่โนด (2) ในรูปที่ 2.47(ข) ได้เป็น

$$\frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + i_1 + \frac{\frac{i_1}{g_{m1}} + v_{\pi 2}}{r_{o3}} = 0 \quad (2.117)$$

ปรับสมการที่ (2.117) ได้เป็น

$$v_{\pi 2} = -i_1 r_{\pi 2} \left(\frac{1 + \frac{1}{g_{m1} r_{o3}}}{1 + \frac{r_{\pi 2}}{r_{o3}}} \right) \quad (2.118)$$

พิจารณาค่าความสัมพันธ์ระหว่าง i_1 และ i_t โดยใช้ KCL ที่โนด (1) ในรูปที่ 2.47(ข) ได้เป็น

$$i_t = i_1 - \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} \quad (2.119)$$

แทนสมการที่ (2.118) ใน (2.119) ได้เป็น

$$i_t = \frac{i_1}{1 + \left(\frac{1 + \frac{1}{g_{m1} r_{o3}}}{1 + \frac{r_{\pi 2}}{r_{o3}}} \right)} \quad (2.120)$$

แทนสมการที่ (2.120) ใน (2.118) ได้เป็น

$$v_{\pi 2} = -i_t r_{\pi 2} \left(\frac{1 + \frac{1}{g_{m1} r_{o3}}}{2 + \frac{r_{\pi 2}}{r_{o3}} + \frac{1}{g_{m1} r_{o3}}} \right) \quad (2.121)$$

แทนสมการที่ (2.120) และ (2.121) ใน (2.116) ได้เป็น

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{g_{m1} \left[1 + \frac{1 + 1/g_{m1}r_{o3}}{1 + r_{\pi 2}/r_{o3}} \right]} + r_{o2} + \frac{g_{m2}r_{\pi 2}r_{o2} \left(1 + 1/g_{m1}r_{o3} \right)}{2 + r_{\pi 2}/r_{o3} + 1/g_{m1}r_{o3}} \quad (2.122)$$

ถ้า $r_{o3} \rightarrow \infty$ กระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ของ Q_3 จะเท่ากับ i_t และ สมการที่ (2.123) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{g_{m1}(2)} + r_{o2} + \frac{g_{m2}r_{\pi 2}r_{o2}}{2} \approx \frac{\beta_0 r_{o2}}{2} \quad (2.123)$$

จากสมการที่ (2.123) พบว่าจะมีค่าความต้านทานเอาต์พุตสูงเทียบเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด ซึ่งถือว่าเป็นวงจรที่จ่ายกระแสได้ดี สำหรับแรงดันอินพุตเรสมมติให้แรงดัน $V_A \rightarrow \infty$ และทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงค์กันทุกประการ แรงดันอินพุตมีค่าเป็น

$$V_{IN} = V_{CE3} = V_{BE1} + V_{BE2} = 2V_{BE(on)} \quad (2.124)$$

ทำนองเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด ในสมการที่ (2.92) แรงดันเอาต์พุตต่ำสุดที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ด้านเอาต์พุตทำงานในย่านแอกทิฟคำนวณได้จาก

$$V_{OUT(min)} = V_{CE1} + V_{CE2(sat)} = V_{BE(on)} + V_{CE2(sat)} \quad (2.125)$$

พบว่าในแรงดันเอาต์พุตต่ำสุด วงจรก็จะมีค่าเทียบเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด ส่วนการคำนวณหาค่าความผิดพลาดของระบบ โดยเริ่มจากการใช้ KCL ที่ขาคอลเลคเตอร์ Q_1 ได้เป็น

$$I_{E2} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C1} \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) + \frac{I_{C3}}{\beta_F} \quad (2.126)$$

สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงค์กันทุกประการ และ $V_A \rightarrow \infty$

$$I_{C3} = I_{C1} \quad (2.127)$$

แทนสมการที่ (2.127) ใน (2.126) ได้เป็น

$$I_{E2} = I_{C1} \left(1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \quad (2.128)$$

จากสมการที่ (2.128) กระแสคอลเล็กเตอร์ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_{C2} = I_{E2} \left(\frac{\beta_F}{1 + \beta_F} \right) = I_{C1} \left(1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \left(\frac{\beta_F}{1 + \beta_F} \right) \quad (2.139)$$

ปรับสมการที่ (2.129) ใหม่ได้เป็น

$$I_{C1} = I_{C2} \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta_F}\right) \left(\frac{\beta_F}{1 + \beta_F}\right)} \right] \quad (2.130)$$

จากการวิเคราะห์ด้วย KCL ที่ขาเบสของ Q_2

$$I_{C3} = I_{IN} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} \quad (2.131)$$

แทนสมการที่ (2.130) และ (2.131) ใน (2.129) พบว่า

$$I_{OUT} = I_{C2} = I_{IN} \left(1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right) = \frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 2)}} \quad (2.132)$$

ในการพิจารณาวงจรในรูปที่ 2.47 (ก) ค่าความผิดพลาดในระบบจะไม่เป็นศูนย์ และจะเพิ่มขึ้นจากค่าความต้านทานเอาต์พุต เนื่องจากผลต่างของแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ของ Q_3 และ Q_1 จะเท่ากับแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_2 โดยพิจารณาในเทอมของ V_A และ β_F ได้เป็น

$$\begin{aligned} I_{OUT} &\approx I_{IN} \left(1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right) \left(1 + \frac{V_{CE1} - V_{CE3}}{V_A} \right) \\ &\approx I_{IN} \left(1 - \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} \right) \left(1 - \frac{V_{BE2}}{V_A} \right) \end{aligned} \quad (2.133)$$

ซึ่งค่าความผิดพลาดในระบบจะเท่ากับ

$$\varepsilon \approx - \left(\frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F + 2} + \frac{V_{BE2}}{V_A} \right) \quad (2.134)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (2.134) กับ (2.100) พบว่ามีสองประเด็นสำคัญคือ 1) ความผิดพลาดในระบบที่เพิ่มขึ้นด้วย β_F ในวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson จะน้อยกว่าในวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดอย่างมาก และ 2) ความผิดพลาดในระบบที่เพิ่มขึ้นด้วยความต้านทานเอาต์พุต ในวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson จะแยกว่ำวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

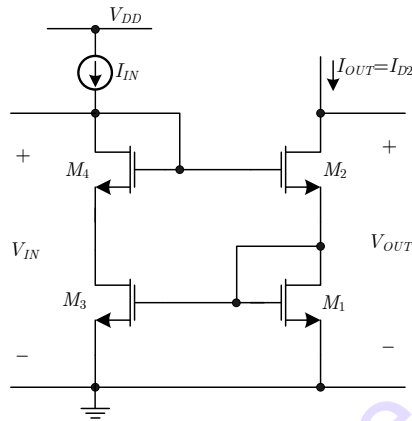
ข) แบบมอสทรานซิสเตอร์

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 2.48 โดยมองข้ามทรานซิสเตอร์ M_4 ในเบื้องต้นก่อน โดยการทำงานจะเหมือนกับในกรณีไบโพลาร์ด้วย $\beta_F \rightarrow \infty$ วิธีหนึ่งที่จะใช้คำนวณได้ง่ายๆ โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในสมการที่ (2.122) ของความต้านทานเอาต์พุตโดยให้ $r_\pi \rightarrow \infty$ จะได้เป็น

$$R_o = \frac{1}{g_{m1}} + r_{o2} + g_{m2}r_{o2} \left(1 + \frac{1}{g_{m1}r_{o3}} \right) r_{o3} \approx 1 + g_{m2}r_{o3} r_{o2} \quad (2.135)$$

เนื่องจากสมการที่ (2.135) คำนวณโดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์รูปที่ 2.47(ข) โดยที่ไม่พิจารณา Body Effect ของ M_2 แต่ถ้าพิจารณา Body Effect ของ M_2 ด้วยโดยขนานกับ r_{o2} จะได้ความต้านทานเอาต์พุตเป็น

$$R_o \approx 2 + g_{m2}r_{o3} r_{o2} \quad (2.136)$$



รูปที่ 2.48 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

จากสมการที่ (2.136) พบว่าผลกระทบจาก Body Effect ของ M_2 แต่อย่างไรก็ตามจะมีผลกระทบเพียงเล็กน้อย เนื่องจากทรานซิสเตอร์ M_1 ต่อแบบไดโอด ทำให้แรงดันที่ขาซอสของ M_2 มีค่าค่อนข้างคงที่ แม้ว่าในมอสทรานซิสเตอร์นั้น $\beta_F \rightarrow \infty$ แต่ค่าความผิดพลาดในระบบก็จะไม่เท่ากับศูนย์ถ้าไม่พิจารณา M_4 เนื่องจากผลต่างของแรงดันเดรน-ซอสของ M_3 และ M_1 จะเท่ากับแรงดันเกต-ซอสของ M_2 เมื่อไม่มี M_4

$$\varepsilon \approx \frac{V_{DS1} - V_{DS3}}{V_A} = -\frac{V_{GS2}}{V_A} \quad (2.137)$$

เมื่อนำทรานซิสเตอร์ M_4 เพิ่มเข้าไปในวงจรลักษณะอนุกรมกับ M_3 เท่ากับแรงดันเดรน-ซอสของ M_3 และ M_1 ดังนั้น

$$\varepsilon \approx 0 \quad (2.138)$$

เมื่อพิจารณาทรานซิสเตอร์ M_4 ความต้านทานเอาต์พุตจะได้อัตตสมการที่ (2.136) ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งหมดทำงานในย่านแอกทิฟ เมื่อใส่ทรานซิสเตอร์ M_4 เข้าไป ก็ไม่ทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดหรือ อินพุตเปลี่ยนแปลง เมื่อไม่พิจารณา Body Effect และ สมมติให้แรงดัน Overdrive ของทรานซิสเตอร์เท่ากันทุกตัว แรงดันเอาต์พุตต่ำสุดมีค่าเป็น

$$V_{OUT(\min)} = V_{GS1} + V_{ov2} = V_t + 2V_{ov} \quad (2.139)$$

ด้วยเงื่อนไขเดียวกัน แรงดันอินพุตเท่ากับ

$$V_{IN} = V_{GS1} + V_{GS2} = 2V_t + 2V_{ov} \quad (2.140)$$

ตารางที่ 2.3 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ

Current mirror	Iout	Ro (Ω)	Vin (V)	Vout (V)	No. Transistor
Simple BJT	$\frac{I_{IN}}{1 + 2/\beta_F}$	V_A/I_{C2}	$V_{BE(on)}$	$V_{CE2(sat)}$	2
Simple CMOS	$I_{IN} [1 + \lambda(V_{DS2} - V_{DS1})]$	r_{o2}	$V_t + V_{ov}$	V_{ov}	2
Improve BJT	$\frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)}}$	V_A/I_{C2}	$2V_{BE(on)}$	$V_{CE2(sat)}$	3
Improve CMOS	NA	NA	NA	NA	NA
Cascode BJT	$I_{IN} \left(1 - \frac{4\beta_F + 2}{\beta_F^2 + 4\beta_F + 2} \right)$	$\beta_0 r_{o2}/2$	$2V_{BE(on)}$	$V_{BE(on)} + V_{CE2(sat)}$	4
Cascode CMOS	$I_{IN} [1 + \lambda(V_{DS1} - V_{DS3})]$	$r_{o2} [1 + (g_{m2} r_{o1})] + r_{o1}$	$2V_t + 3V_{ov}$	$2V_{ov}$	4
Wilson BJT	$\frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 2)}}$	$\beta_0 r_{o2}/2$	$2V_{BE(on)}$	$V_{BE(on)} + V_{CE2(sat)}$	3
Wilson CMOS	$I_{IN} [1 + \lambda(V_{DS1} - V_{DS3})]$	$2 + g_{m2} r_{o3} r_{o2}$	$2V_t + 2V_{ov}$	$V_t + 2V_{ov}$	4

*Transistors are matched

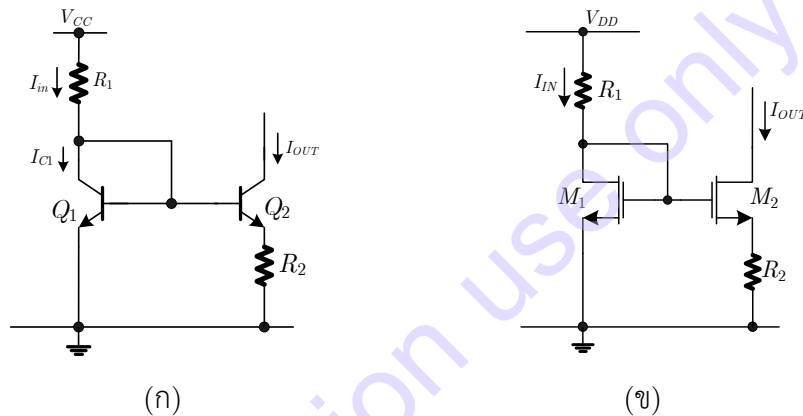
จากตารางที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าวงจรรสะท้อนกระแสในแต่ละแบบมีทั้งข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป ซึ่งถ้าเป็นวงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ทั้งในแบบ BJT และ CMOS จะให้ความแม่นยำของกระแสเอาต์พุตค่อนข้างต่ำที่สุด แต่ใช้จำนวนทรานซิสเตอร์น้อยที่สุด แต่หากสามารถยอมรับความผิดพลาดได้บ้างวงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่ายก็นับว่าเป็นทางเลือกหนึ่งที่ยอมรับได้ในวงจรรวมเช่นกัน แต่หากต้องการความแม่นยำสูงขึ้นก็สามารถเลือกใช้วงจรรสะท้อนกระแสชนิดปรับปรุง แต่ถ้าพิจารณาถึงสมรรถนะที่สูงกว่านั้นด้วยจะพบว่าวงจรรสะท้อนกระแสแบบ BJT Wilson จะมีความแม่นยำของกระแสเอาต์พุตที่สูง มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง เหมาะในการจ่ายกระแส และยังใช้ทรานซิสเตอร์ต่ำที่สุด ส่วนถ้าเป็นวงจรรสะท้อนกระแสแบบ CMOS Cascode หรือ CMOS Wilson จะมีข้อเสียด้านแรงดันตกคร่อมที่สูงของอินพุต และเอาต์พุตตามลำดับ และ ยังใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนมากกว่า ซึ่งอาจไม่เหมาะสมในการนำไปใช้กับวงจรรวมยุคปัจจุบันที่อยู่ในในอุปกรณ์แบบพกพา และ ต้องใช้ไฟเลี้ยงต่ำ โดยวงจรรสะท้อนกระแสเหล่านี้จะมีความจำเป็นอย่างมากในการออกแบบวงจรรบล็อกแอกทิฟชนิดต่าง ๆ ในบทที่ 5 ซึ่งจะใช้เงื่อนไข ข้อดี ข้อเสีย ที่กล่าวไว้ในบทนี้ไปในการทั้งในเทคโนโลยีไบโพลาร์ และ ซีมอส

2.3.5 วงจรรจ่ายกระแสต่ำ (Low Output Current Source)

ก) วงจรรจ่ายกระแสแบบวิดลาร์โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ในวงจรรออปแอมป์โดยทั่วไป ที่พอร์ตอินพุตจะมีกระแสเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติมิได้เป็นเช่นนั้น เนื่องจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีกระแสที่ซาเบส และ เนื่องจากค่า β_F ของทรานซิสเตอร์มีค่าไม่เป็นอนันต์ โดยทั่วไปออปแอมป์มักจะมียังกระจายส่วนหน้าเป็นวงจรรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งจะต้องมีไบแอสกระแสเล็กๆ เพื่อที่จะรักษากระแสอินพุตให้มีความน้อยมากๆ เช่น ประมาณ $5\mu A$ กระแสไบแอสในระดับนี้

อาจจะนำไปใช้ในด้านอื่นๆ ได้เช่นกัน เช่น เพื่อใช้กับงานที่ต้องใช้กำลังงานต่ำๆ วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 2.38 หรือแบบที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 2.40 ไม่เหมาะสมกับกระแสที่ต่ำเช่นนั้น จะต้องสร้างทรานซิสเตอร์ให้มีอัตราส่วนของพื้นที่อิมิตเตอร์เท่ากับ 1:10 จึงสามารถป้อนกระแส $50\mu\text{A}$ หากต้องการกระแส $5\mu\text{A}$ ถ้าไฟเลี้ยงเท่ากับ 5V และ $V_{BE(\text{on})}=0.7\text{V}$ ต้องใช้ $R=86\text{k}\Omega$ ซึ่งค่าความต้านทานสูงเท่าไรจะต้องใช้พื้นที่ชิปขนาดใหญ่มากขึ้นเท่านั้น ซึ่งการที่จะได้กระแสเอาต์พุตต่ำแบบที่ใช้ค่าความต้านทานไม่สูงมากนั้นสามารถทำได้โดย ปรับแต่งวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายให้มีแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ไม่เท่ากัน ซึ่งวงจรรายกระแสแบบนี้เรียกว่าวงจรรายกระแสแบบ Widlar (Widlar current source) [10] โดยแสดงดังรูปที่ 2.49(ก) โดยตัวต้านทาน R_2 ถูกเพิ่มเข้ามาที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q_2 ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำงานด้วยแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ที่ต่างกัน เมื่อ $R_2 \neq 0$ ด้วยพฤติกรรมของวงจรจะเป็นลักษณะวงจรรายกระแสมากกว่าจะเป็นวงจรรสะท้อนกระแส เพราะกระแสเอาต์พุตขึ้นกับกระแสอินพุต และ ไฟเลี้ยงน้อยมาก เมื่อเทียบกับวงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่าย และ ยังมีค่าต่างกันมากอีกด้วย



รูปที่ 2.49 วงจรรายกระแสแบบ Widlar (ก) สร้างจาก BJT (ข) สร้างโดยใช้ CMOS

ถ้า $I_{IN} > 0$ ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานแอกทิฟเป็นเสมือนไดโอด และ Q_2 ก็ทำงานในแอกทิฟเช่นเดียวกัน เมื่อใช้ KVL ใน Loop รอบๆ เบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะได้

$$V_{BE1} - V_{BE2} - \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{OUT} R_2 = 0 \quad (2.141)$$

ถ้าสมมติให้ $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$ ซึ่งจะเป็นผลให้ $I_{OUT} = 0$ ถึงแม้ว่า I_{OUT} จะมีค่าน้อยมาก แต่ก็ไม่ใช่ศูนย์อย่างแน่นอน ดังนั้นสมมติฐานที่ว่า $V_{BE(\text{on})}$ เท่ากันนั้นจึงไม่สามารถใช้ได้กับวงจรแบบ Widlar ซึ่งในวงจรแบบ Widlar จะคำนึงถึงความแตกต่างเพียงเล็กน้อยของแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ จึงต้องใช้การวิเคราะห์แบบละเอียด ในรูปของกระแสคอลเล็กเตอร์แทนแรงดัน $V_{BE(\text{on})}$ ทำให้เขียนสมการที่ (2.141) ใหม่ได้เป็น

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{OUT}}{I_{S2}} \right) - \left(\frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \right) I_{OUT} R_2 = 0 \quad (2.142)$$

ถ้า $\beta_F \rightarrow \infty$ สมการที่ (2.142) สามารถลดรูปได้เป็น

$$V_T \ln \left(\frac{I_{IN}}{I_{S1}} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{OUT}}{I_{S2}} \right) - I_{OUT} R_2 = 0 \quad (2.143)$$

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองสมพงค์กันทุกประการ ($I_{S1}=I_{S2}$) ดังนั้น

$$V_T \ln \left(\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} \right) = I_{OUT} R_2 \quad (2.144)$$

จากสมการที่ (2.144) สามารถนำมาออกแบบวงจรจ่ายกระแสขนาดเล็กได้ โดยกำหนดค่า I_{OUT} โดยรู้ค่า I_{IN} ก็สามารถหาค่าที่ต้อง R_2 ได้นั่นเอง

ตัวอย่างที่ 2.8 จากวงจรรูปที่ 2.49(ก) จงคำนวณหาค่า R_2 ที่เหมาะสมที่เพื่อจะได้ $I_{OUT}=5\mu A$ สมมติให้ $V_{CC}=5V$, $R_1=4.3k\Omega$, $V_{BE(on)}=0.7V$ และ $\beta_F \rightarrow \infty$

วิธีทำ

$$I_{IN} = \frac{5V - 0.7V}{4.3k\Omega} = 1mA$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} \right) = 26mV \ln \left(\frac{1mA}{5\mu A} \right) = 137mV$$

จากสมการที่ (2.144) ตัวต้านทาน R_2 จะมีค่าเท่ากับ

$$R_2 = \frac{137mV}{5\mu A} = 27.4k\Omega$$

พบว่าความต้านทานในวงจรเท่ากับ $4.3k\Omega + 27.4k\Omega = 31.7k\Omega$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า $86k\Omega$ อย่างมีนัยสำคัญ

ข) วงจรจ่ายกระแสแบบวิดลาร์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

หลักการของวงจรจ่ายกระแสแบบวิดลาร์ สามารถใช้มอสทรานซิสเตอร์ได้เช่นกันดังรูปที่ 2.49(ข) โดยหลักการการทำงานของวงจรคล้ายกับชนิดที่สร้างจากไบโพลาร์ โดยมีหลักการการทำงานโดยสรุปดังนี้ ถ้า $I_{IN} > 0$ ทรานซิสเตอร์ M_1 จะทำงานในย่านอิมิตัวเสมือนเป็นไดโอด สมมติให้ M_2 ทำงานในย่านอิมิตัว เมื่อทำการใช้ KVL รอบลูปเกต-ซอสจะได้

$$V_{GS1} - V_{GS2} - I_{OUT} R_2 = 0 \quad (2.145)$$

ถ้าไม่ต้องสนใจ Body effect พบว่าค่าแรงดันขีดเริ่มจะถูกหักล้างกันหมดได้ และ สมการที่ (2.145) จะกลายเป็น

$$I_{OUT} R_2 + V_{ov2} - V_{ov1} = 0 \quad (2.146)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว

$$I_{OUT} R_2 + \sqrt{\frac{2I_{OUT}}{k'(W/L)_2}} - V_{ov1} = 0 \quad (2.147)$$

ตัวแปร $\sqrt{I_{OUT}}$ สามารถหาค่าได้ โดยใช้ควอดเรติกฟังก์ชัน

$$\sqrt{I_{OUT}} = \frac{-\sqrt{\frac{2}{k'(W/L)_2}} \pm \sqrt{\frac{2}{k'(W/L)_2} + 4R_2V_{ov1}}}{2R_2} \quad (2.148)$$

โดยที่ $V_{ov1} = \sqrt{2I_{IN}/k'(W/L)_1}$ และ $I_{OUT}=I_{D2}$ ดังนั้น

$$\sqrt{I_{OUT}} = \sqrt{\frac{k'(W/L)_2}{2}}(V_{GS2} - V_t) \quad (2.149)$$

สมการที่ (2.149) จะใช้ได้ก็ต่อเมื่อ M_2 ทำงานในย่านอิมิตัว ($V_{GS2} > V_t$) ซึ่งทำให้ค่า $\sqrt{I_{OUT}} > 0$ เท่านั้น ทำให้อธิบายสมการที่ (2.148) ได้อีกว่า เทอมที่สามารถเกิดขึ้นในทางปฏิบัติได้มีเพียงเทอมบวกเท่านั้น ทำให้สมการที่ (2.148) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\sqrt{I_{OUT}} = \frac{-\sqrt{\frac{2}{k'(W/L)_2}} + \sqrt{\frac{2}{k'(W/L)_2} + 4R_2V_{ov1}}}{2R_2} \quad (2.150)$$

จากสมการที่ (2.150) พบว่าค่าผลลัพธ์กระแสเอาต์พุตสามารถหาค่าได้โดยแทนตัวแปรต่างๆ ลงในสมการได้โดยตรง แต่ต้องมีเงื่อนไขให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่าน Strong Inversion แบบอิมิตัว ต่างจากกรณีไบโพลาร์จะต้องสมมติเงื่อนไขบางตัวก่อน

ตัวอย่างที่ 2.9 จากวงจรรูปที่ 2.49(ข) จงคำนวณหาค่า I_{OUT} ถ้า $I_{IN}=5\mu A$, $R_2=4k\Omega$, $k' = 200\mu A/V^2$ และ $(W/L)_1=(W/L)_2=25$ โดยวงจรทำงานอยู่ที่อุณหภูมิห้อง $27^\circ C$ และ $n=1.5$

วิธีทำ

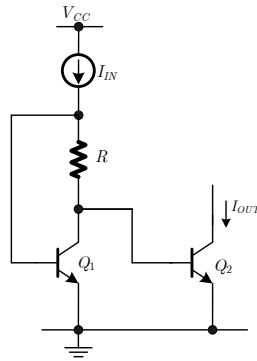
เมื่อ $R_2=4k\Omega$ และ $V_{ov1} = \sqrt{200/(200 \times 25)} V = 0.2V$ ดังนั้น

$$\sqrt{I_{OUT}} = \frac{-\sqrt{\frac{2}{200(25)}} + \sqrt{\frac{2}{200(25)} + 4(4k\Omega)(0.2)}}{2(4k\Omega)} = 5\sqrt{\mu A}$$

ดังนั้น $I_{OUT}=25\mu A$ และ พิจารณาเงื่อนไขการทำงานของ M_2 พบว่า

$$V_{ov2} = V_{ov1} - I_{OUT}R_2 = 0.2 - 25(4k\Omega) = 0.1V > 2nV_T \simeq 78mV$$

สรุปได้ว่าทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในย่าน Strong Inversion



รูปที่ 2.50 วงจรจ่ายกระแสโค้ง

ค) วงจรจ่ายกระแสโค้ง (Peaking) โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ในวงจรจ่ายกระแสแบบ Widlar ในหัวข้อที่แล้วสามารถจ่ายกระแสได้ต่ำย่านไมโครแอมป์ ด้วยตัวต้านทานค่าไม่สูงมาก แต่ในวงจรรวมยุคใหม่บางส่วนต้องการกระแสที่อยู่ในย่านนาโนแอมป์ การที่จะทำให้วงจรให้กระแสเอาต์พุตต่ำมากโดยใช้ความต้านทานไม่สูงมากนัก ทำได้โดยวงจรรูปที่ 2.50 ซึ่งเมื่อไม่สนใจกระแสเบส สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_{BE1} - I_{IN}R = V_{BE2} \quad (2.151)$$

ถ้า $V_A \rightarrow \infty$ สามารถเขียนสมการที่ (2.152) ใหม่ได้เป็น

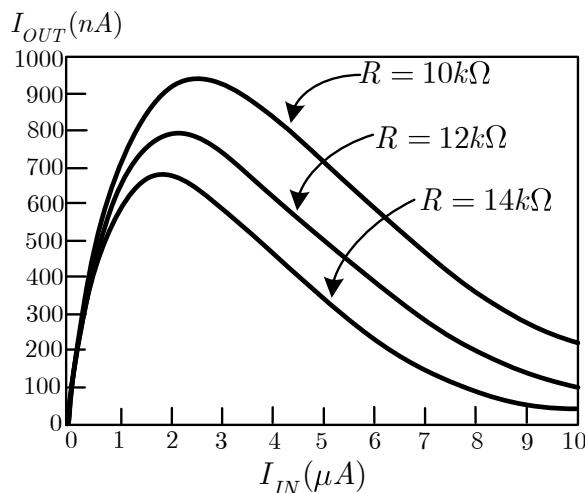
$$V_T \ln \left(\frac{I_{IN}}{I_{S1}} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{OUT}}{I_{S2}} \right) = I_{IN}R \quad (2.152)$$

ถ้า Q_1 และ Q_2 สมพงษ์กันทุกประการดังนั้น

$$I_{OUT} = I_{IN} \exp \left(- \frac{I_{IN}R}{V_T} \right) \quad (2.153)$$

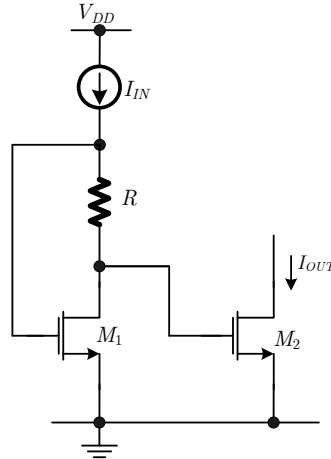
จากสมการที่ (2.153) พบว่าถ้าสามารถออกวงแหล่งจ่ายกระแสต่ำมากโดยกำหนดค่าตัวต้านทาน

$$R = \frac{V_T}{I_{IN}} \ln \left(\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} \right) \quad (2.154)$$



รูปที่ 2.51 คุณสมบัติของการถ่ายโอนกระแสของวงจรจ่ายกระแสโค้ง

รูปที่ 2.51 แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแส จากสมการที่ (2.154) เมื่อกระแสอินพุตมีขนาดเล็ก แรงดันที่ตกคร่อม R จึงมีค่าน้อย โดย $V_{BE1} \simeq V_{BE2}$ ดังนั้น $I_{OUT} \simeq I_{IN}$ และ เมื่อกระแสอินพุตเพิ่มขึ้น แรงดัน V_{BE1} จะเพิ่มขึ้นในฟังก์ชันลอการิทึมของกระแสอินพุต ขณะที่แรงดันตกคร่อม R มีค่าเป็นเชิงเส้นต่อกระแสอินพุต เมื่อเพิ่มกระแสอินพุตถึงค่าๆ หนึ่ง แรงดันเบสเอมิเตอร์ของ Q_2 จะมีค่าลดลง แม้ว่ากระแสอินพุตจะเพิ่มมากขึ้นอีกก็ตาม ซึ่งเป็นที่มิของชื่อว่า กระแสโค้ง (Peaking Current) นั้นเอง



รูปที่ 2.52 วงจรจ่ายกระแสโค้งโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

ง) วงจรจ่ายกระแสโค้งโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

วงจรจ่ายกระแสโค้งสามารถสร้างได้โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสเช่นกันดังแสดงในรูปที่ 2.52 และมีหลักการการทำงานที่คล้ายกันกับแบบไบโพลาร์ เมื่อกระแสอินพุตมีค่าน้อยแรงดันตกคร่อม R จึงมีค่าน้อย M_1 ทำงานในย่านแอกทิฟ โดยสมมติให้ M_2 ทำงานในย่านแอกทิฟด้วย เมื่อใช้ KVL วิเคราะห์ในลูปของ เกท-ซอส ได้เป็น

$$V_{GS1} - I_{IN}R - V_{GS2} = 0 \quad (2.155)$$

แรงดันซิดเริ่มจะหักล้างกัน ทำให้สมการที่ (2.156) ลดรูปได้เป็น

$$V_{ov2} = V_{ov1} - I_{IN}R \quad (2.156)$$

จากสมการกระแสเดรนย่านอิมิตัว (2.42) และ สมการแรงดัน Overdrive ที่ (2.156) สามารถเขียนได้เป็น

$$I_{OUT} = \frac{k'(W/L)_2}{2} (v_{ov2})^2 = \frac{k'(W/L)_2}{2} (v_{ov1} - I_{IN}R)^2 \quad (2.157)$$

โดยที่ $V_{ov1} = \sqrt{2I_{IN}/k'(W/L)_1}$ สมการที่ (2.157) จะสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่าน Strong Inversion ในทางปฏิบัติจะใช้กระแสอินพุตที่มีค่าต่ำซึ่งเพียงพอที่จะให้แรงดัน Overdrive ของ M_1 ให้มีค่าน้อยกว่า $2nU_T$ (โดยปกติ $1 < n < 3$) และ U_T คือแรงดันอุณหภูมิ จากสมการที่ (2.157) แสดงให้เห็นว่าแรงดัน Overdrive ของ M_2 จะน้อยกว่า M_1 เสมอ ซึ่งเป็นผลให้ทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ทำงานในย่าน Weak Inversion เป็นผลให้สมการกระแสเดรนอยู่ในรูปฟังก์ชัน Exponential ของแรงดันเกต-ซอส ดัง

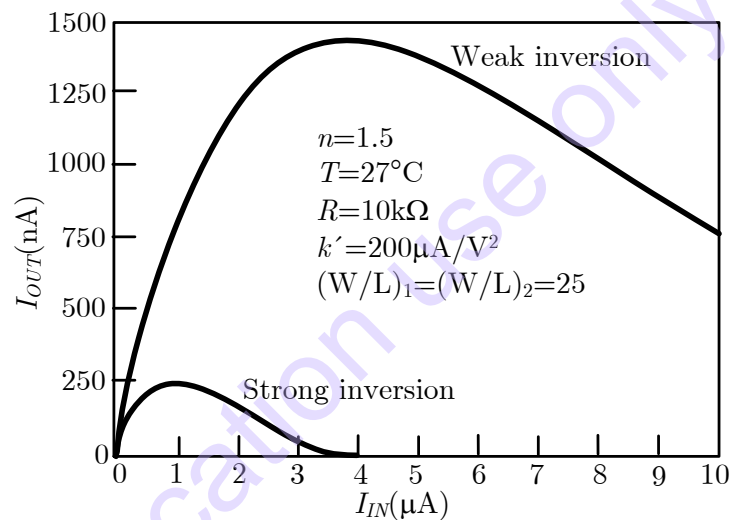
สมการที่ (2.46) ถ้า $V_{DS1} > 3U_T$ แทนสมการที่ (2.46) กับทรานซิสเตอร์ M_1 และ แทนที่ในสมการที่ (2.155) ได้เป็น

$$V_{GS2} - V_t \simeq nU_T \ln \left(\frac{I_{IN}}{(W/L)_1 I_{DO}} \right) - I_{IN} R \quad (2.158)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีความสมพงค์กันทุกประการ และ $V_{DS1} > 3U_T$ แทนสมการที่ (2.158) ในสมการที่ (2.46) ได้เป็น

$$I_{OUT} \simeq \left(\frac{W}{L} \right) I_{DO} \exp \left(\frac{V_{GS2} - V_t}{nU_T} \right) \simeq I_{IN} \exp \left(- \frac{I_{IN} R}{nU_T} \right) \quad (2.159)$$

โดยที่ I_{DO} เป็นค่า parameter ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิต ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสเดรนของ M_2 เมื่อ $V_{GS2} = V_t$, $(W/L) = 1$ และ $V_{DS} \gg V_T$ เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (2.159) และ (2.153) กระแสเอาต์พุตของวงจรรายกระแสโด่งโดยใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่าน Weak Inversion เหมือนกับกรณีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ยกเว้น $1.3 \leq n \leq 1.5$ ในกรณีของมอส และ $n=1$ ในกรณีของไบโพลาร์



รูปที่ 2.53 คุณสมบัติของการถ่ายโอนกระแสของวงจรรายกระแสโด่งโดยใช้ทรานซิสเตอร์ เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองทำงานในย่าน Strong inversion และ Weak inversion

เมื่อนำสมการที่ (2.158) และ (2.157) มาพล็อตกราฟจะได้กราฟดังรูปที่ 2.53 โดยให้ $n=1.5$, $T=27^\circ C$, $k' = 200\mu A/V^2$ และ $(W/L)_2 = (W/L)_1 = 25$ ในทั้งสองกรณี เมื่อกระแสอินพุตมีค่าต่ำ แรงดันตกคร่อมตัวต้านทานมีค่าต่ำ กระแส $I_{OUT} \simeq I_{IN}$ และ เมื่อกระแสอินพุตสูงขึ้นจนถึงค่าๆ หนึ่ง กระแส M_2 จะลดลง กระแสเอาต์พุตจะเข้าสู่จุดสูงสุด เมื่อ V_{GS2} มีค่าสูงสุด ซึ่งเป็นที่มีของชื่อว่า กระแสโด่ง (Peaking Current) เหมือนกับกรณีของไบโพลาร์ ซึ่งค่าสูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับค่า R เนื่องจากแรงดัน Overdrive ของทรานซิสเตอร์นั้นมีค่าต่ำมาก กรณี Strong inversion ในสมการที่ (2.157) จะประมาณต่ำกว่าที่คาดการณ์ไว้

2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการเทคโนโลยีวงจรรวม เฉพาะในเทคโนโลยีไบโพลาร์ และ ซีมอส ซึ่งเป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรรวมในด้านการสื่อสาร โดยได้กล่าวถึงโครงสร้างทางกายภาพ แบบจำลองสัญญาณ

ขนาดใหญ่ และ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก รวมถึงการนำไปสร้างเป็นวงจรรายกระแสคงที่ในแบบต่างๆ โดยได้อธิบายในรูปของสมการคณิตศาสตร์อาจจะซับซ้อนอยู่บ้าง แต่เพื่อประโยชน์ในการนำความรู้พื้นฐานนี้ไปใช้ในการออกแบบวงจรรวมด้านสื่อสารในตำราเล่มนี้ เช่น บทที่ 5 วงจรบล็อกแอกทิฟ บทที่ 6 และ 7 วงจรกรองสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยี BJT และ CMOS ซึ่งพบว่าในเทคโนโลยีทั้งสองสามารถทดแทนกันได้ ซึ่งต่างมีทั้งข้อดีและข้อเสีย โดยสามารถสรุปได้เป็นหลักกว้างๆ เพื่อความเข้าใจง่ายๆ ได้ เช่น

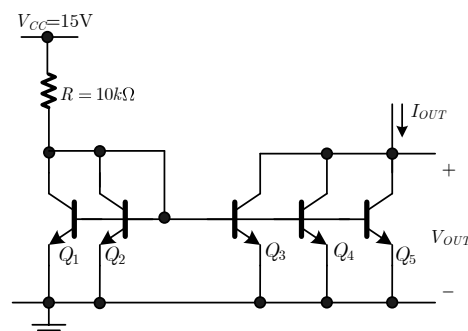
เทคโนโลยีไบโพลาร์ มีค่าความนำถ่ายโอนสูง สามารถจ่ายกระแสได้มากกว่า และ มีการตอบสนองทางความถี่สูงได้ดีกว่ามอสทรานซิสเตอร์ ข้อเสียของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ก็มีเช่นกัน เช่นการออกแบบที่ซับซ้อน มีกระแสที่ขาเบส ทำให้ความถี่ตรงค่อนข้างน้อย และ ใช้กำลังงานค่อนข้างสูงกว่าในเทคโนโลยีแบบซีมอส

เทคโนโลยีแบบซีมอส สามารถออกแบบได้ง่ายกว่าทางกายภาพ และ ใช้พื้นที่ชิปได้อย่างมีประสิทธิภาพ ไม่มีกระแสที่ขาเบส เหมาะสำหรับเป็นอินพุตของวงจร ใช้กำลังงานค่อนข้างต่ำ มีขนาดเล็ก มีความผิดพลาดต่ำ แต่ที่มอสทรานซิสเตอร์แตกต่างกับไบโพลาร์อย่างชัดเจน เช่น การมีแรงดันขีดเริ่ม ซึ่งเป็นข้อจำกัดอย่างหนึ่งในการออกแบบระบบไฟเลี้ยงของวงจร ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ไม่สามารถแทนที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้โดยตรง และ กำหนดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ให้มีย่านการทำงาน ย่านคัตออฟ (Cut-off) หนึ่งย่าน และ แอกทิฟสองย่านคือ ย่านเชิงเส้น (Ohmic) และ ย่านอิ่มตัว (Saturation)

อีกทั้งความรู้พื้นฐานในบทนี้ยังเป็นประโยชน์ในการศึกษาเรียนรู้ในบทที่ 8 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ บทที่ 9 วงจรคูณสัญญาณ วงจรมอดูเลเตอร์ บทที่ 10 วงจรดีมอดูเลเตอร์ ตรวจจับสัญญาณ และ บทที่ 11 ระบบอลวน และ การประยุกต์ใช้ความปลอดภัยด้านการสื่อสารอีกด้วย

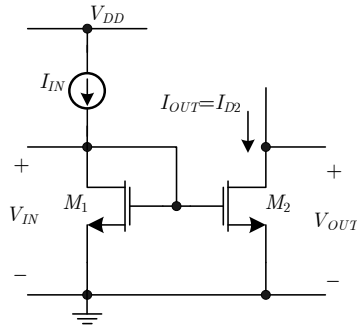
แบบฝึกหัดท้ายบท

- 2.1. จงวาดและคำนวณหาพารามิเตอร์ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของไบโพลาร์เมื่อ $I_C=0.2\text{mA}$, $V_{CB}=3\text{V}$ และ $V_{CS}=4\text{V}$ และมีค่าพารามิเตอร์ดังนี้ $C_{je0}=20\text{fF}$, $C_{\mu0}=10\text{fF}$, $C_{cs0}=20\text{fF}$, $\beta_0=100$, $\tau_F=15\text{ps}$, $\eta=10^{-3}$, $r_b=200\Omega$, $r_c=100\Omega$, $r_{ex}=4\Omega$, $r_\mu=5\beta_0r_o$ โดยสมมติให้ $\psi_0=0.55\text{V}$ เท่ากันในทุกรอยต่อ
- 2.2. ทรานซิสเตอร์วงจรรวมชนิด NPN มีองค์ประกอบที่วัดได้ดังนี้ $\tau_F=0.25\text{ns}$, อัตราขยายกระแสในแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเท่ากับ 9 เมื่อ $I_C=1\text{mA}$ ที่ความถี่ $f=50\text{MHz}$, $V_A=40\text{V}$, $\beta_0=100$, $r_b=150\Omega$, $r_c=150\Omega$, $C_\mu=0.6\text{pF}$, $C_{cs}=2\text{pF}$ ที่จังหวังองค์ประกอบ และ วาดแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเมื่อ $I_C=2\text{mA}$
- 2.3. NMOS ทรานซิสเตอร์มีพารามิเตอร์ดังนี้ $W=10\mu\text{m}$, $L=1\mu\text{m}$, $k'=194\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda=0.024\text{V}^{-1}$, $t_{ox}=80\text{\AA}$, $\phi_f=0.3\text{V}$, $V_{T0}=0.6\text{V}$ และ $N_A=5\times 10^{15}\text{ atoms}/\text{cm}^3$
- จงวาดกราฟความสัมพันธ์ I_D-V_{DS} โดย V_{DS} ปรับค่าตั้งแต่ 0-3V และ $V_{GS}=0.5\text{V}$, 1.5V และ 3V สมมติให้ $V_{SB}=0$
 - จงวาดกราฟความสัมพันธ์ I_D-V_{GS} โดย V_{DS} เท่ากับ 2V และ V_{GS} ปรับค่าตั้งแต่ 0-2V ซึ่งให้ $V_{SB}=0$, 0.5V และ 1V
- 2.4. จงวาดและหาค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในข้อ 3 โดย $V_{GS}=1\text{V}$, $V_{DS}=2\text{V}$ และ $V_{SB}=1\text{V}$ โดยใช้ $\psi_0=0.7\text{V}$, $C_{sbt0}=C_{db0}=20\text{fF}$ และ $C_{gb}=5\text{fF}$ ค่าตัวเก็บประจุทับซ้อน (Overlap) ที่ขาเกต-ซอส และ เกต-เดรนเท่ากับ 2fF
- 2.5. จงคำนวณกระแสและความต้านทานเอาต์พุต ของวงจระสะท้อนกระแสด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.54 เมื่อ $V_{OUT}=1\text{V}$, 5V และ 30V โดยใช้พารามิเตอร์จากตารางที่ 2.1



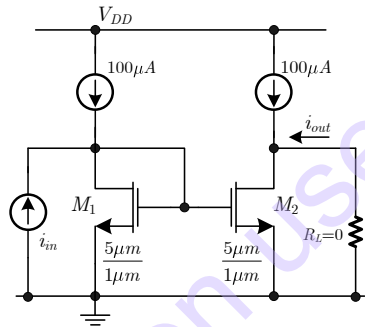
รูปที่ 2.54 วงจระสะท้อนกระแสในคำถามข้อ 2.5

- 2.6. จงออกแบบวงจระสะท้อนกระแสแบบมอสทรานซิสเตอร์จากรูปที่ 2.55 จากเงื่อนไขต่อไปนี้ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองทำงานในย่านอิมิตัว และมีแรงดัน $V_{OUT}=0.2\text{V}$ กระแสเอาต์พุตเท่ากับ $50\mu\text{A}$ โดยกระแสเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงน้อยกว่า 1% เมื่อเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง 1V



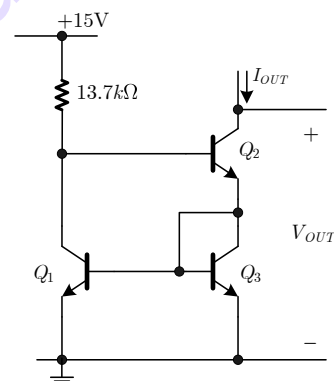
รูปที่ 2.55 วงจรสะท้อนกระแสในคำถามข้อ 2.6

2.7. ค่าตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ในวงจรสะท้อนกระแสรูปที่ 2.56 มีค่าดังต่อไปนี้ $C_{gs1} = C_{gs2} = 200\text{fF}$, $C_{gd1} = C_{gd2} = 50\text{fF}$ และ $C_{bd1} = C_{bd2} = 100\text{fF}$ จงคำนวณหาอัตราขยายกระแสในความถี่ต่ำ (i_{out}/i_{in}) ความต้านทานอินพุต เอาต์พุต และ ความถี่ Cut-off ของวงจร



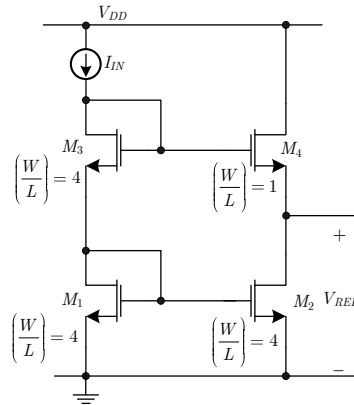
รูปที่ 2.56 วงจรสะท้อนกระแสในคำถามข้อ 2.7

2.8. จากรูปวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ดังรูปที่ 2.57 จงคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์ความเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{OUT} เมื่อแรงดัน V_{OUT} เปลี่ยนไป 5V โดยใช้พารามิเตอร์จากตารางที่ 2.1



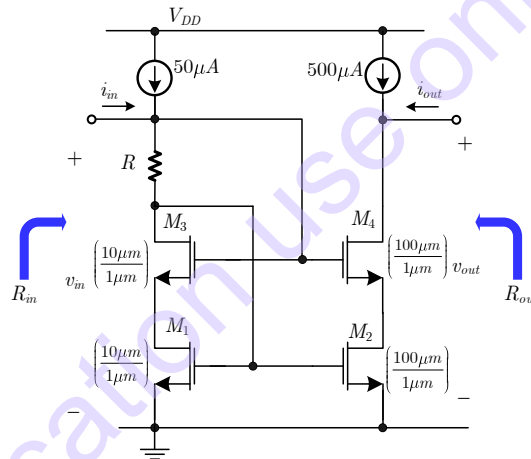
รูปที่ 2.57 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ในคำถามข้อ 2.8

2.9. จากวงจรรูปที่ 2.58 จงคำนวณหาแรงดัน V_{REF}



รูปที่ 2.58 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดในคำถามข้อ 2.9

2.10. จากรูปที่ 2.59 จงคำนวณหา R_{in} , R_{out} , i_{out}/i_{in} และ $V_{in(min)}$ เมื่อ $R=12.9k\Omega$

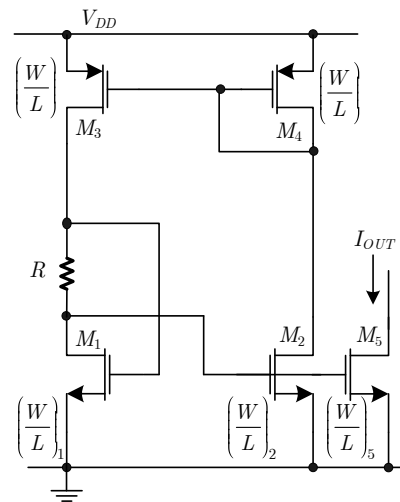


รูปที่ 2.59 วงจรจ่ายสะท้อนกระแสในคำถามข้อ 2.10

2.11. จงออกแบบวงจร MOS Widlar current source จากวงจรรูปที่ 2.49(ข) โดยกำหนดให้ $V_{DD}=3V$, $k' = 200\mu A / V^2$ และ $(W/L)_1=(W/L)_2=25$ และมีเงื่อนไขความต้องการดังต่อไปนี้

- ก. กระแสอินพุตเท่ากับ $100\mu A$ และกระแสเอาต์พุตเท่ากับ $10\mu A$
- ข. $V_{ov1}=0.2V$
- ค. ความต้านทานเอาต์พุตเท่ากับ $50M\Omega$
- ง. แรงดันที่ขาเดรนเทียบกับกราวด์ของ M_2 ต้องมีอย่างน้อย $0.2V$

2.12. จากวงจรรูปที่ 2.59 เมื่อ M_3-M_4 มีขนาดเท่ากัน และ M_1-M_2 มีขนาดต่างกัน จงคำนวณหากระแส I_{OUT}



รูปที่ 2.60 วงจรกระแสอ้างอิงในคำถามข้อ 2.11

Education use only

เอกสารอ้างอิง

- [1] R.L. Geiger, P.E. Allen and N. R. Strader “VLSI design techniques for analog and digital circuits,” McGraw-Hill Publishing Company, 1990.
- [2] I. Getreu, “Modeling the Bipolar Transistor,” Tektronix, Inc., 1976.
- [3] P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Lewis and R.G. Meyer “Analysis and Design of Analog Intergrated Circuits,” 5th ed., New York: Wiley, 2009
- [4] A.B. Grebene, “Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design,” John Wiley & Sons, 1983.
- [5] J.J. Ebers and J.L Moll, “Large-signal behavior of junction transistors,” Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol.42 no.12, pp.1761–1772, 1954.
- [6] P.E. Allen, D.R. Holberg, “CMOS Analog Circuit Design,” 3rd ed., Oxford University Press, Inc., 2012.
- [7] B. Razavi, “Fundamentals of Microelectronics, 2nd Edition” John Wiley and Sons, Inc., 2013.
- [8] C.T. Sah, “Characteristics of the Metal-Oxide-Semiconductor Transistor,” IEEE Transactions on Electron Devices, ED-11, No. 7, pp. 324-345, July 1964.
- [9] L. Magnelli¹, F. A. Amoroso, F. Crupi, G. Cappuccino, and G. Iannaccone, “Design of a 75-nW, 0.5-V subthreshold complementary metal–oxide–semiconductor operational amplifier,” Int. J. Circ. Theor. Appl. Vol.42, Issue 9, pp.967–977, Sep. 2014.
- [10] R. J. Widlar, “Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits,” IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-12, pp. 586-590, December 1965.

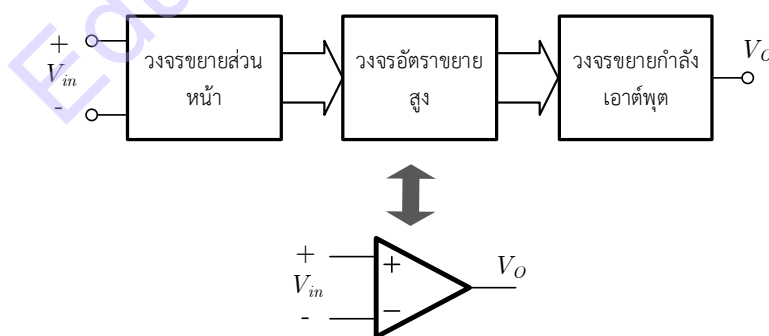
Education use only

บทที่ 3

วงจรรขยายสัญญาณ

บทนี้จะเป็นการนำความรู้ของบทที่สองมาใช้ ซึ่งเป็นการศึกษา เรียนรู้ ไปจนถึงการออกแบบวงจรรขยายที่จำเป็นในระบบสื่อสาร ซึ่งเป็นที่ทราบแล้วว่าการทำงานของวงจรในระบบสื่อสารยุคใหม่นั้นจะอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม ซึ่งจะใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ และ ซีมอสเป็นหลัก ในหลักการของวงจรรขยายในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรรขยายรูปแบบทั่วไป แต่จะเน้นเฉพาะที่นิยมใช้ในวงจรรวม ซึ่งการออกแบบวงจรรวมในบางครั้งอาจจะใช้มากกว่าหนึ่งวงจร เพื่อให้เอาต์พุตมีคุณสมบัติเป็นไปตามที่ต้องการ วงจรรขยายที่จำเป็นในวงจรรวมด้านการสื่อสารนั้น จะมุ่งเน้นให้มีขนาดเล็ก การไบแอสจะใช้กระแสคงที่แทนการใช้ความต้านทาน เนื่องจากจะใช้พื้นที่ชิปน้อยกว่า ดังนั้นวงจรสะท้อนกระแสจะถูกนำมาใช้ค่อนข้างมากในวงจรรขยาย ซึ่งจะทำให้วงจรรขยายในวงจรรวมจะมีโครงสร้างต่างจากวงจรรขยายในแบบดิสครีทอยู่บ้าง เช่น โหลดที่ใช้จะเป็นแอกทิฟโหลด และการไบแอสทรานซิสเตอร์จะใช้วงจรสะท้อนกระแส อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์ส่วนใหญ่ของวงจรรขยายในวงจรรวม ก็จะคล้ายกันกับแบบดิสครีทนั่นเอง จะมีบางส่วนของที่ต้องพิจารณาเพิ่มเติม เช่น เรื่องของไฟเลี้ยง การไบแอส เป็นต้น วงจรรขยายที่ใช้ในวงจรรวมนั้น เมื่อแบ่งตามลักษณะการใช้งาน สามารถแบ่งได้สามแบบดังนี้

1. วงจรรขยายส่วนหน้า (Front-End Amplifier) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณขนาดเล็ก และ ทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดี มีอัตราขยายไม่สูงมาก เช่น วงจรคูติฟเฟอเรนเชียล
2. วงจรอัตราขยายสูง (High-gain Amplifier) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณขนาดปานกลาง มีอัตราขยายสูง เช่น วงจรรขยายอีมีเตอร์ร่วม วงจรรขยายแบบ Darlington เป็นต้น
3. วงจรรขยายกำลัง (Power Amplifier) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณมีอัตราขยายประมาณหนึ่ง สามารถจ่ายกำลังสำหรับขับโหลดเอาต์พุตได้ดี เช่น วงจรรขยายคลาส B คลาส AB เป็นต้น



รูปที่ 3.1 หลักการของวงจรรออปแอมป์

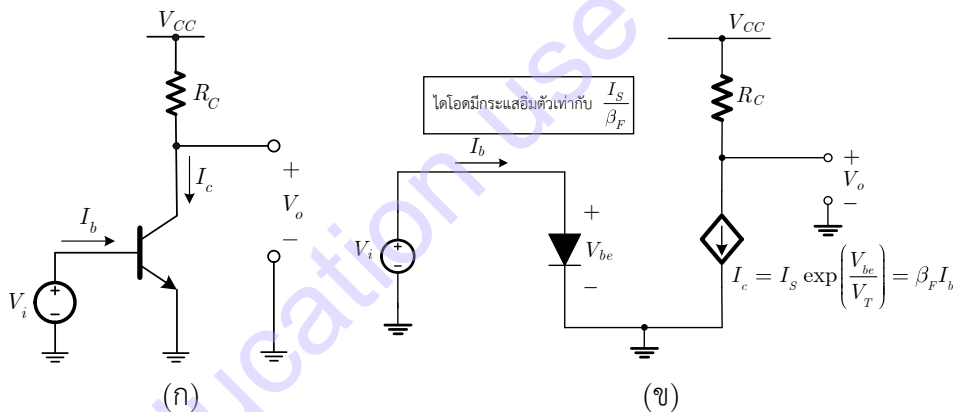
เมื่อนำทั้ง 3 ส่วนมาต่อรวมกันในลักษณะคาสเคด (Cascade) ซึ่งพบได้ในวงจรรขยายแบบวงจรรวมแอนะล็อกที่พบเห็นกันทั่วไป เช่น ออปแอมป์ (Operational Amplifier) ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป แต่จากที่กล่าวมาแล้วนั้น และ ในการใช้งานของวงจรด้านการสื่อสารนั้น จะไม่จำกัดอยู่เพียงวงจรรขยายแอนะล็อกแต่เพียงอย่างเดียว การออกแบบวงจรยังต้องมีความท้าทายอย่างอื่นเช่น ความประหยัด ซึ่งเป็นผลให้ขนาดของวงจรจะต้องเล็ก การใช้พลังงานต่ำ ขณะที่ประสิทธิภาพจะต้อง

สูงขึ้น หรือ ไม่น้อยไปกว่าเดิม แต่อย่างไรก็ตามยังคงต้องใช้ความรู้พื้นฐานในเรื่องวงจรรขยายแบบทั้งสี่ใน บทนี้อาจจะกล่าวถึงในส่วนของเทคโนโลยีไบโพลาร์ [1] หรือ ซีมอส [2] เพราะในทั้งสองเทคโนโลยีจะมีความคล้ายคลึงกันมาก แต่ถ้ามีความจำเป็นก็จะกล่าวถึงทั้งสองเทคโนโลยีในเชิงเปรียบเทียบให้เห็นถึงข้อดี และข้อเสีย

3.1 วงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter)

รูปที่ 3.2(ก) แสดงโครงสร้างวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม (Common-Emitter) มีโหนดเป็นตัว ต้านทานคอลเล็กเตอร์ R_C ส่วน V_{CC} ที่อยู่ด้านบนของ R_C แสดงถึงแหล่งจ่ายแรงดันเท่ากับ V_{CC} การ คำนวณคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรรขยายนี้ เริ่มต้นโดยเพิ่มแรงดันอินพุตจากศูนย์ไปในทางบวก โดยจะ ให้ที่เบสของทรานซิสเตอร์ถูกควบคุมด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน V_i เมื่อ $V_i=0$ ทรานซิสเตอร์จะทำงานอยู่ใน ย่านคัตออฟและจะไม่มีกระแสคอลเล็กเตอร์ไหลผ่านนอกจากกระแสรั่วไหล (Leakage) I_{CO} เมื่อแรงดัน อินพุตเพิ่มขึ้นทรานซิสเตอร์จะเข้าสู่สภาวะแอกทีฟ (Forward-Active Region) กระแสคอลเล็กเตอร์ จะ มีค่าเท่ากับ

$$I_C = I_S \exp \frac{V_i}{V_T} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.2 (ก) วงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมมีโหนดเป็นตัวต้านทาน (ข) วงจรเสมือนสัญญาณขนาดใหญ่

วงจรรสมมูลของวงจรรขยายที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านแอกทีฟ แสดงไว้ในบทที่ 2 และแสดง อีกครั้งในรูปที่ 3.2(ข) [3] เนื่องจากความสัมพันธ์แบบเอกโพเนนเชียลระหว่าง I_c และ V_{be} กระแส คอลเล็กเตอร์ จะมีค่าน้อยมากๆ จนกระทั่งแรงดันอินพุตมีค่าประมาณ 0.5 V トラบเท่าที่ทรานซิสเตอร์ ทำงานอยู่ในย่านแอกทีฟ กระแสเบสจะมีค่าเท่ากับกระแสคอลเล็กเตอร์หารด้วย β_F หรือ

$$I_b = \frac{I_c}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \exp \frac{V_i}{V_T} \quad (3.2)$$

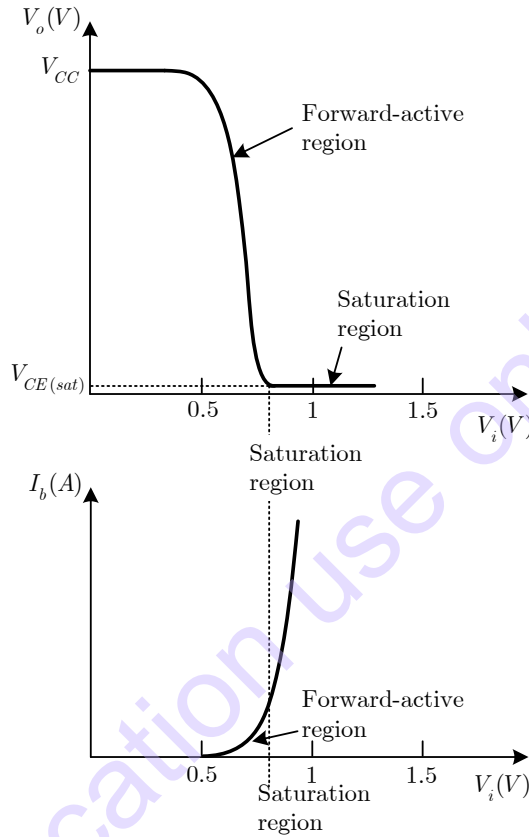
แรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยง V_{CC} ลบด้วยแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานคอลเล็กเตอร์

$$V_o = V_{CC} - I_c R_C = V_{CC} - R_C I_S \exp \frac{V_i}{V_T} \quad (3.3)$$

เมื่อแรงดันเอาต์พุตเข้าใกล้ศูนย์ รอยต่อคอลเล็กเตอร์-เบสของทรานซิสเตอร์จะกลายเป็นไบแอสตรง และ อุปกรณ์จะเข้าสู่ย่านอิ่มตัว เมื่อทรานซิสเตอร์อิ่มตัวแรงดันเอาต์พุตและกระแสคอลเล็กเตอร์จะใกล้เป็นค่าคงที่

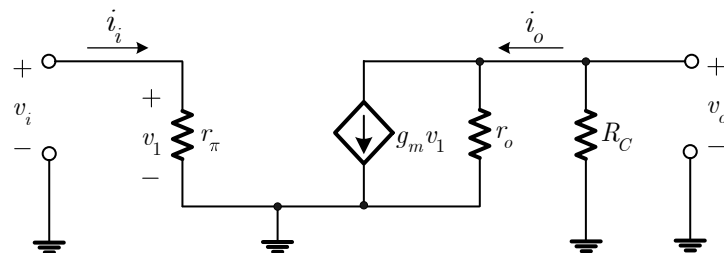
$$V_o = V_{CE(sat)} \quad (3.4)$$

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.3 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเบสของวงจรมิตเตอร์ร่วมเมื่อแรงดันอินพุต V_i เปลี่ยนแปลง

เมื่อกระแสเบสเพิ่มขึ้นเนื่องด้วยการเพิ่มขึ้นของ V_i ดังนั้นอัตราขยายกระแส I_c/I_b ลดลงจาก β_F เดิม เหมือนกับทรานซิสเตอร์เปลี่ยนจากย่านแอกทิฟไปเข้าสู่ย่านอิ่มตัว ในทางปฏิบัติแล้วกระแสจากสัญญาณอินพุตจะถูกจำกัดไว้ เมื่อแหล่งจ่ายสัญญาณไม่สามารถเพิ่มกระแสได้แล้ว V_i ก็จะมีค่าสูงสุด นำแรงดันเอาต์พุตและกระแสเบสมาพล็อตในรูปฟังก์ชันแรงดันอินพุตในรูปที่ 3.3 สังเกตว่าเมื่ออุปกรณ์ทำงานในย่านแอกทิฟ เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างมาก วงจรนี้ให้อัตราขยายแรงดันซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายแรงดันในย่านแอกทิฟได้ต่อไป



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายมิตเตอร์ร่วม

เมื่อปัจจัยของประสิทธิภาพอย่าง เช่น อัตราขยายแรงดันสามารถคำนวณได้จากการหาอนุพันธ์ของการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ การคำนวณนี้ทำได้ง่ายขึ้นโดยใช้โครงสร้างสัญญาณขนาดเล็กแบบ Hybrid- π สำหรับทรานซิสเตอร์ในบทที่ 2 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมแสดงในรูปที่ 3.4 ในที่นี้เราสามารถตัด r_b ได้ โดยถือว่ามีค่าน้อยกว่า r_π เช่นเดียวกันกับ r_μ เราสามารถตัดทิ้งได้ วงจรสมมูลนี้ไม่ได้รวมค่าความต้านทานของโหลดที่ต่อกับเอาต์พุตของวงจรรขยาย ส่วนตัวต้านทานคอลเล็กเตอร์ R_C ถูกนำมารวมด้วยเพราะเป็นองค์ประกอบในการไบแอส โดยมีจุดประสงค์เพื่อต้องการหาคุณลักษณะของวงจรรขยายเพียงอย่างเดียว ดังนั้นอัตราขยายแรงดันสามารถคำนวณภายใต้เงื่อนไขของโหลดที่อินพุตและเอาต์พุตตามต้องการ เนื่องจากวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมนั้นเป็นเชิงเดียว (Unilateral) เมื่อเราตัด r_μ แล้ว การคำนวณความต้านทานอินพุตสัญญาณขนาดเล็ก ทรานสคอนดักแตนซ์ และ ความต้านทานเอาต์พุตของวงจร ก็สามารถทำได้ดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2

ความต้านทานอินพุตคือ ความต้านทานเสมือน Thevenin เมื่อมองเข้ามาจากอินพุตของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมมีค่าเท่ากับ

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} \quad (3.6)$$

ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ G_m คือค่าของกระแสเอาต์พุตเมื่อทำการ Short-circuit ที่เอาต์พุต เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะได้

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{v_o=0} = g_m \quad (3.7)$$

สมการที่ (3.7) แสดงค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วม ที่เท่ากับทรานสคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ความต้านทานเอาต์พุตคือความต้านทานเสมือน Thevenin เมื่อมองเข้าไปที่เอาต์พุตขณะที่อินพุตถูกลัดวงจร หรือ

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = R_C \parallel r_o \quad (3.8)$$

กรณีเปิดวงจร หรือไม่มีโหลด อัตราขยายแรงดันคือ

$$a_v = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = -g_m (R_C \parallel r_o) \quad (3.9)$$

ถ้าโหลดตัวต้านทานคอลเล็กเตอร์ R_C มีขนาดใหญ่มาก ดังนั้น a_v จะกลายเป็น

$$\lim_{R_C \rightarrow \infty} a_v = -g_m r_o = -\frac{I_C}{V_T} \frac{V_A}{I_C} = -\frac{V_A}{V_T} = -\frac{1}{\eta} \quad (3.10)$$

โดยที่ I_C คือกระแสคอลเล็กเตอร์ที่จุดทำงาน V_T คือแรงดันอุณหภูมิ V_A คือแรงดัน Early อัตราขยายนี้แทนอัตราขยายแรงดันสูงสุดที่ความถี่ต่ำที่ได้จากทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นอิสระจากกระแสไบแอสคอลเล็กเตอร์สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยมีขนาดประมาณ 5000 สำหรับทรานซิสเตอร์ NPN ทั่วไป ตัวแปรอื่น ๆ ที่น่าสนใจคือ อัตราขยายกระแสกรณีลัดวงจร (Short-circuit) a_i ซึ่งเป็นสัดส่วนของ i_o และ i_i เมื่อเอาต์พุตของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมถูกลัดวงจร

$$a_i = \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{v_o=0} = \frac{G_m v_i}{\frac{v_i}{R_i}} = g_m r_\pi = \beta_0 \quad (3.11)$$

ตัวอย่างที่ 3.1 จงหาความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต อัตราขยายแรงดัน และ อัตราขยายกระแสของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมดังรูปที่ 3.5(ก) กำหนดให้ $I_C = 100\mu A$, $\beta_0 = 100$, $r_b = 0$ และ $r_o \rightarrow \infty$

วิธีทำ

$$R_i = r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} \simeq \frac{100(26mV)}{100\mu A} = 26k\Omega$$

$$R_o = R_C = 5k\Omega$$

$$a_v = g_m R_C \simeq -\left(\frac{100\mu A}{26mV}\right) 5k\Omega = -19.2$$

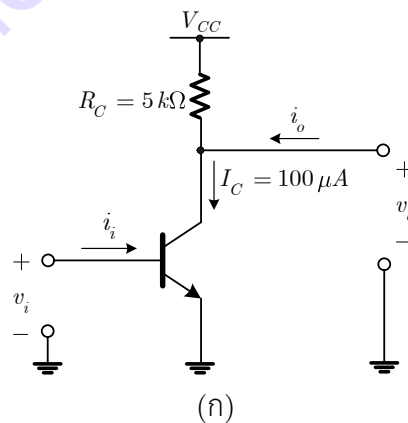
$$a_i = \beta_0 = 100$$

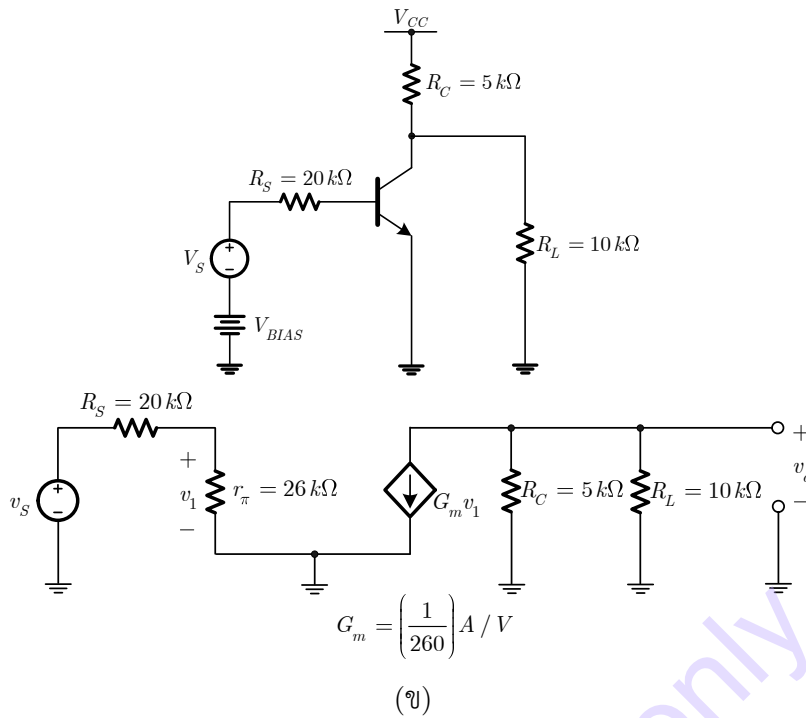
จงคำนวณอัตราขยายแรงดันของวงจรในรูปที่ 3.5(ข) กำหนดให้ V_{BIAS} สามารถปรับได้และกระแสคอลเล็กเตอร์มีค่าเท่ากับ $100\mu A$

$$v_1 = v_s \left(\frac{R_i}{R_S + R_i} \right)$$

$$v_o = -G_m v_i R_o \parallel R_L = -G_m \left(\frac{R_i}{R_S + R_i} \right) R_o \parallel R_L v_s$$

$$\frac{v_o}{v_s} = -\left(\frac{1}{260\Omega}\right) \left(\frac{26k\Omega}{26k\Omega + 20k\Omega}\right) \left(\frac{(10k\Omega)(5k\Omega)}{10k\Omega + 5k\Omega}\right) \simeq -7.25$$





รูปที่ 3.5 (ก) วงจรขยายตัวอย่าง (ข) วงจรพร้อมแหล่งจ่ายและตัวต้านทานสำหรับคำนวณอัตราแรงดัน

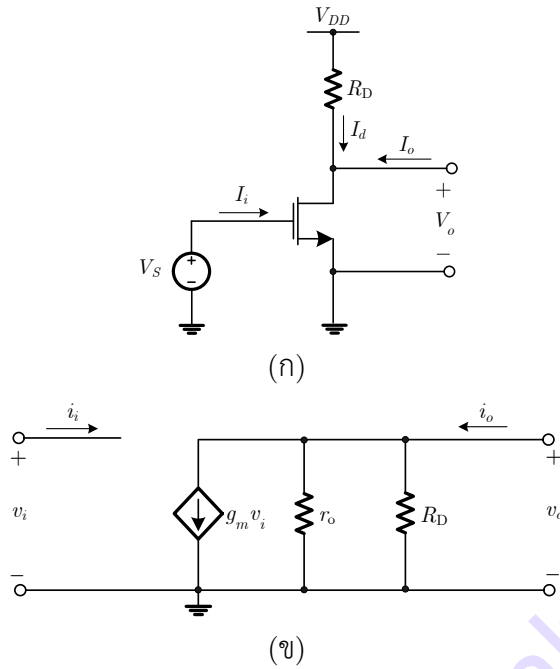
3.2 วงจรขยายแบบซอร์สร่วม (Common-Source)

รูปที่ 3.6(ก) แสดงโครงสร้างวงจรขยายแบบซอร์สร่วม (Common-Source) มีความต้านทานเป็นโหลด โดยใช้ NMOS ทรานซิสเตอร์ วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ 3.6(ข) ในกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อ $V_i=0$ ทรานซิสเตอร์จะคัตออฟ ดังนั้น $I_d=0$ และ $V_o=V_{DD}$ เมื่อ V_i เพิ่มขึ้นเข้าใกล้แรงดันขีดเริ่ม (V_T) เริ่มมีกระแสเดรนไหลและทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทิฟ (สำหรับมอสทรานซิสเตอร์จะเรียกว่าย่านอิมิตัว) เมื่อ $V_o > V_{GS} - V_T$ แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่แสดงในรูปที่ 2.28 นำมาใช้คู่กับสมการที่ (2.42) จะได้

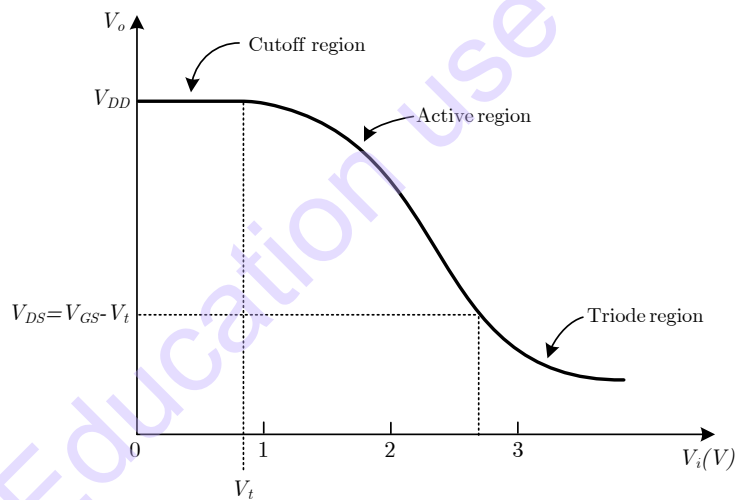
$$V_o = V_{DD} - I_d R_D \tag{3.12}$$

$$= V_{DD} - \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} R_D (V_i - V_T)^2 \tag{3.13}$$

แรงดันเอาต์พุตซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันเดรน-ซอร์ส และ ลดลงเมื่ออินพุตเพิ่มขึ้น เมื่อ $V_o < V_{GS} - V_T$ ทรานซิสเตอร์เข้าสู่ย่านไม่อิมิตัว (Triode) โดยที่ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าต่ำ และ อัตราขยายแรงดันสัญญาณขนาดเล็กลดลงอย่างมาก ในย่านไม่อิมิตัวนี้ แรงดันเอาต์พุตสามารถคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (2.38) แทนในสมการที่ (3.12) ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในกราฟในรูปที่ 3.7 ความชันของคุณลักษณะถ่ายโอนในจุดทำงานใดๆ ก็คืออัตราขยายแรงดันสัญญาณขนาดเล็กของจุดนั้นๆ มอสทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายแรงดันต่ำกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในย่านแอกทิฟ ดังนั้นการใช้งานของ V_i ในย่านแอกทิฟของวงจรขยายซอร์สร่วมของมอสทรานซิสเตอร์จะกว้างกว่าวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมในไบโพลาร์



รูปที่ 3.6 (ก) วงจรรขยายซอสร่วมที่มีโหลดเป็นความต้านทาน (ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายแบบซอสร่วม



รูปที่ 3.7 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับแรงดันอินพุตของวงจรรขยายแบบซอสร่วม

เนื่องจากที่ขาซอส และ ฐานรองของมอสทรานซิสเตอร์ต่างทำงานที่ AC กราวด์หรือ $v_{bs}=0$ ดังนั้นจากรูปที่ 2.33 จึงไม่รวม g_{mb} เข้าในแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังในรูปที่ 3.6(ข) ซึ่งพบว่าวงจรรนี้จึงเหมือนกับวงจรรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมในรูปที่ 3.4 วงจรรขยายซอสร่วมนี้เป็นแบบเชิงเดี่ยว (Unilateral) เนื่องจากไม่มีการป้อนกลับ ดังนั้นพฤติกรรมที่ความถี่ต่ำของวงจรรสามารถระบุเป็นคุณลักษณะได้โดยการใช้ทรานสคอนดักแตนซ์ ความต้านทานอินพุต และ ความต้านทานเอาต์พุต

โดยค่าทรานสคอนดักแตนซ์ G_m มีค่าเท่ากับ

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{v_o=0} = g_m \quad (3.14)$$

สมการที่ (3.14) แสดงให้เห็นว่าค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรรขยายแบบซอสร์่วม มีค่าเท่ากับทรานสคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ เช่นเดียวกันกับในวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม เนื่องจากอินพุตของวงจรรขยายแบบซอสร์่วมนั้น ต่ออยู่กับขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ กระแสอินพุต DC และ ตัวแปรความถี่ต่ำสัญญาณขนาดเล็ก i_i จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ภายใต้สมมติฐานนี้ ค่าความต้านทานเอาต์พุต R_o จะมีค่าเท่ากับ

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \rightarrow \infty \quad (3.15)$$

อีกวิธีที่จะได้ผลลัพธ์คือ กำหนดให้ $\beta_0 \rightarrow \infty$ ในสมการที่ (3.6) เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์จะทำตัวเหมือนไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อ β_0 มีค่าเป็นอนันต์ ความต้านทานเอาต์พุตเป็นความต้านทานเสมือน Thevenin เมื่อมองไปที่เอาต์พุตขณะที่อินพุตถูกลัดวงจร

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = R_D \parallel r_o \quad (3.16)$$

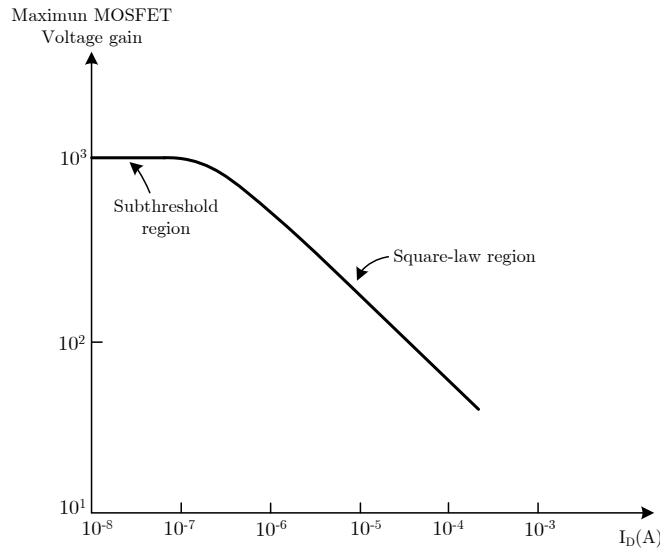
เมื่อเปิดวงจร หรือไม่มีโหลด อัตราขยายแรงดันจะเท่ากับ

$$a_v = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = -g_m R_D \parallel r_o \quad (3.17)$$

ถ้าความต้านทานโหลดที่ขาเดรน R_D ถูกแทนที่ด้วยแหล่งจ่ายกระแส $R_D \rightarrow \infty$ ทำให้ a_v กลายเป็น

$$\lim_{R_D \rightarrow \infty} a_v = -g_m r_o \quad (3.18)$$

สมการที่ (3.18) ให้ค่าอัตราขยายแรงดันสูงสุดของวงจรรขยายแบบซอสร์่วมตัวเดียว ผลลัพธ์ที่ได้นี้เหมือนกับสมการที่ (3.10) ของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วม ในกรณีของวงจรรขยายแบบซอสร์่วม ค่า g_m เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ $\sqrt{I_D}$ จากสมการที่ (2.47) ในทางตรงข้าม r_o เป็นสัดส่วนกลับกับ I_D จากสมการที่ (2.48) จากสมการที่ (3.18) พบว่าอัตราขยายแรงดันสูงสุดของแต่ละย่านเป็นสัดส่วนกับ $1/\sqrt{I_D}$ ซึ่งต่างกับวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม ที่อัตราขยายแรงดันสูงสุดเป็นอิสระกับกระแส การพล็อตอัตราขยายแรงดันสูงสุดกับ I_D สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ทั่วไปแสดงในรูปที่ 3.8 ที่กระแสต่ำมากอัตราขยายจะคงที่สามารถนำไปเปรียบเทียบกับไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ ในย่านนี้บางครั้งจะเรียกว่า Subthreshold เป็นย่านที่ทรานซิสเตอร์ทำงานแบบ Weak Inversion และ คุณสมบัติ Square-Law ในสมการที่ (2.42) ไม่สามารถใช้ได้ ดังที่อธิบายในหัวข้อที่ 2.2.4 กระแสเดรนกลายเป็นฟังก์ชันเอกโพเนนเชียลกับแรงดันเกต-ซอสในย่านนี้ คล้ายกับการที่กระแสคอลเล็กเตอร์ขึ้นกับแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ในไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.8 ความเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายแรงดัน MOSFET สูงสุดกับกระแสไบแอส

ใช้สมการที่ (2.48) การจำกัดอัตราขยายที่ได้จากสมการที่ (3.18) สามารถเขียนได้เป็น

$$\lim_{R_D \rightarrow \infty} a_v = -g_m r_o = -\frac{g_m}{I_D} I_D r_o = -\frac{g_m}{I_D} V_A \quad (3.19)$$

ในย่านพิจารณา ย่าน Square-Law ในรูปที่ 3.8 แทนค่าสมการที่ (2.46) ในสมการที่ (3.19) จะได้

$$\lim_{R_D \rightarrow \infty} a_v = \frac{-V_A}{(V_{GS} - V_T) / 2} = -\frac{2V_A}{V_{ov}} \quad (3.20)$$

โดยที่ $V_{ov} = V_{GS} - V_T$ คือ แรงดัน Gate Overdrive เนื่องจาก Gate Overdrive เป็นอันดับของขนาดที่มากกว่าแรงดันอุณหภูมิจึง V_T การคาดการณ์ค่าสูงสุดของอัตราขยายทำได้โดยใช้สมการที่ (3.20) ซึ่งมักจะน้อยกว่าที่คาดการณ์ในกรณีของไบโพลาร์โดยใช้สมการที่ (3.10)

ตัวอย่างที่ 3.2 จงหาอัตราแรงดันของวงจรรขยายแบบขอสระรวม ในรูปที่ 3.6(ก) เมื่อ $V_{DD}=5V$, $R_D=5k\Omega$, $k' = \mu_n C_{ox} = 100\mu A / V^2$, $W=50\mu m$, $L=1\mu m$, $V_T = 0.8V$, $\lambda=0$ ให้ค่าไบแอส V_i เท่ากับ 1V

วิธีทำ

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทิฟ ขั้นแรกเราหาแรงดันเอาต์พุต dc ถ้าทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทิฟ $V_o = V_{DS}$ จากสมการที่ (2.42) จะได้

$$I_D = k' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{100}{2} \times 10^{-6} \times \frac{50}{1} (1 - 0.8)^2 = 100\mu A$$

ดังนั้น

$$V_o = V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 5V - (0.1mA)(5k\Omega) = 4.5V$$

เนื่องจาก $V_{DS} = 4.5V > V_{GS} - V_t = 0.2V$ ดังนั้นสรุปได้ว่าทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทิฟตามที่ตั้งสมมติฐานไว้ ดังนั้นจากสมการที่ (2.47)

$$g_m = k' \frac{W}{L} V_{GS} - V_T = 100 \times 10^{-6} \times \frac{50}{1} (1 - 0.8) = 1000 \frac{\mu A}{V}$$

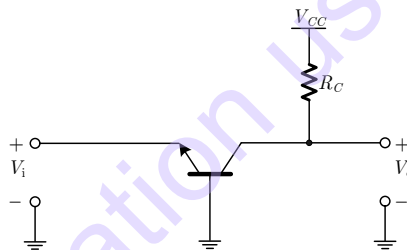
เนื่องจาก $\lambda = 0$, $V_A \rightarrow \infty$ และสมการที่ (3.17) จะได้

$$a_v = -g_m R_D = -1mA/V \cdot 5k\Omega = -5$$

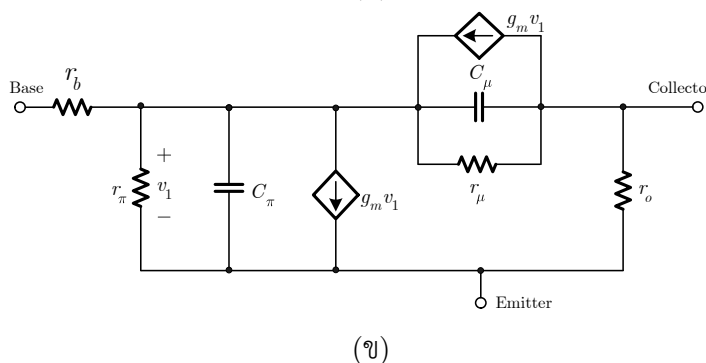
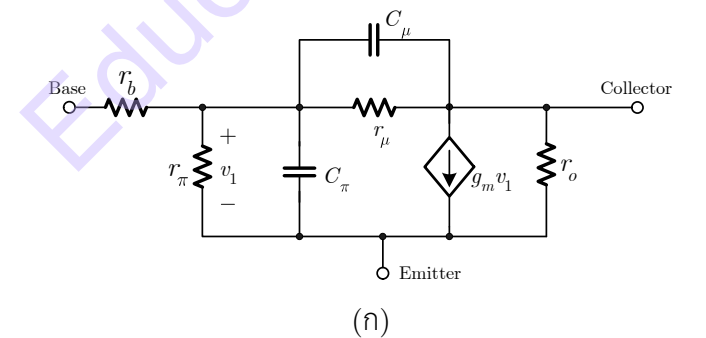
สังเกตว่าอัตราขยายแรงดันแบบเปิดวงจรมีน้อยกว่าตัวอย่างไบโพลาร์ในหัวข้อที่ 3.1 แม้ว่ากระแสไบแอสจะเท่ากัน

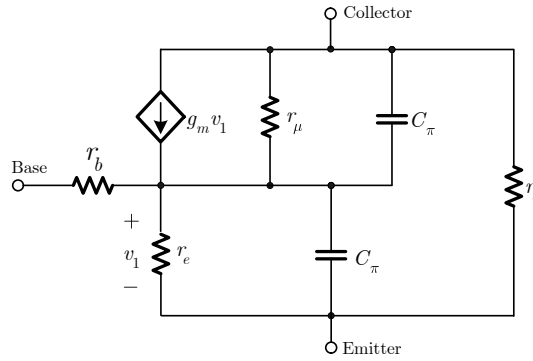
3.3 วงจรรขยายแบบเบสร่วม (Common-Base)

ในโครงสร้างวงจรรขยายแบบเบสร่วม (Common-Base) นั้นสัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์และเอาต์พุตออกจากขาคอลเล็กเตอร์ ส่วน ขาเบส ต่อลงกราวด์ การต่อแบบเบสร่วม แสดงในรูปที่ 3.9 แม้ว่าการต่อแบบนี้ไม่ได้ถูกใช้อย่างแพร่หลายเช่นเดียวกับวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วม แต่ก็มีคุณสมบัติที่เป็นประโยชน์ในบางสถานะ ในหัวข้อนี้จะคำนวณคุณสมบัติสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายแบบเบสร่วม

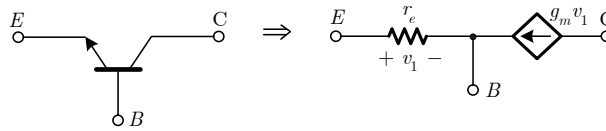


รูปที่ 3.9 วงจรรขยายแบบเบสร่วม





(ค)



(ง)

รูปที่ 3.10 การแปลงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก Hybrid- π เป็นแบบจำลอง T (ก) ทรานซิสเตอร์แบบ Hybrid- π (ข) การย้ายแหล่งจ่าย $g_m v_1$ มาทางซ้าย (ค) แหล่งจ่าย $g_m v_1$ ถูกแปลงเป็นความต้านทาน $1/g_m$ (ง) แบบจำลองแบบ T ใช้ในความถี่ต่ำ โดยตัดตัวเก็บประจุ r_o และ r_μ ออก

แบบจำลอง Hybrid- π เป็นเครื่องมือในการอธิบายพฤติกรรมในรูปสัญญาณขนาดเล็กที่แม่นยำของทรานซิสเตอร์ที่ไม่อิงโครงสร้างวงจร แต่แบบจำลอง Hybrid- π นี้อาจจะค่อนข้างยุ่งยากสำหรับภาคขยายเบสรวม เนื่องจากมีแหล่งจ่ายกระแสไม่อิสระต่ออยู่ระหว่างอินพุต และเอาต์พุต การวิเคราะห์ภาคขยายเบสรวมจะถูกทำให้ง่ายโดยใช้วิธีตัดแปลงแบบจำลองดังรูปที่ 3.10 โดยเริ่มต้นด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ Hybrid- π แสดงดังรูปที่ 3.10(ก) สังเกตจุดแรกแหล่งจ่ายกระแสไหลจากคอลเล็กเตอร์ไปยังอิมิตเตอร์ คุณสมบัติของวงจรจะไม่เปลี่ยนถ้าเราแทนแหล่งจ่ายกระแสเดียวกันนี้ด้วยแหล่งจ่ายกระแสสองแหล่งที่มีค่าเท่ากัน แหล่งหนึ่งไหลจากคอลเล็กเตอร์ไปเบส อีกแหล่งหนึ่งไหลจากเบสไปอิมิตเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.10(ข) เนื่องจากกระแสที่ไหลเข้าและออกจากเบสมีค่าเท่ากัน สมการที่อธิบายการทำงานของวงจรนี้สมดุลกัน จุดสังเกตต่อไปคือแหล่งจ่ายกระแสควบคุมที่ต่อกับเบสและ อิมิตเตอร์ ถูกควบคุมโดยแรงดันตกคร่อมตัวเอง ดังนั้น เมื่อนำกฎของ Ohms มาใช้ แหล่งจ่ายกระแสไม่อิสระสามารถแทนได้ด้วยตัวต้านทานที่มีค่า $1/g_m$ ซึ่งตัวต้านทานนี้ต่อขนานกับ r_π และ การต่อขนานของตัวต้านทานทั้งสองนี้เรียกใหม่ว่าความต้านทานอิมิตเตอร์ r_e

$$r_e = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} = \frac{1}{g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right)} = \frac{\alpha_0}{g_m} \quad (3.21)$$

วงจรที่สมดุลนี้เรียกว่าแบบจำลอง T และแสดงในรูปที่ 3.10(ง) ซึ่งมีคุณสมบัติต่างๆ เหมือนกับแบบจำลอง Hybrid- π แต่มักจะสะดวกในการใช้งานสำหรับคำนวณเบสรวมมากกว่า สำหรับกระแสตรงและสัญญาณอินพุตความถี่ต่ำ ตัวเก็บประจุ C_π และ C_μ จัดว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีอิมพีแดนซ์สูง จึงสามารถตัดทิ้งได้ กำหนดให้ตอนแรก $r_b = 0$ และ $r_o \rightarrow \infty$ วงจรจึงเหลือเพียงด้านเดียว และ เมื่อ r_μ ถูกตัดทิ้งแบบจำลองลดรูปไปเป็นแบบง่ายดังแสดงในรูปที่ 3.10(ง) เมื่อนำแบบจำลอง T ภายใต้งैอนไซ

เหล่านี้มาใช้ วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของภาคขยายเบสร่วม แสดงในรูปที่ 3.11 เมื่อสังเกตรูปที่ 3.11 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์เมื่อ Short-circuit คือ

$$G_m = g_m \quad (3.22)$$

ความต้านทานอินพุต r_e

$$R_i = r_e \quad (3.23)$$

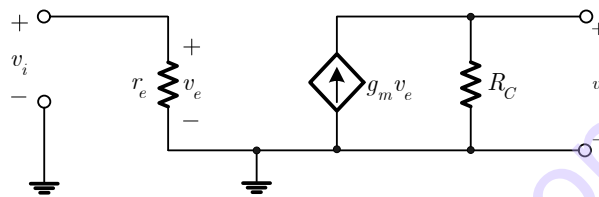
ความต้านทานเอาต์พุต

$$R_o = R_C \quad (3.24)$$

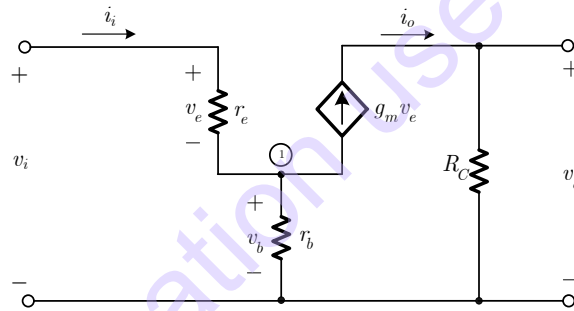
เมื่อใช้ตัวแปรเหล่านี้แกนแรงดันเมื่อเปิดวงจรและแกนกระแสเมื่อ Short-circuit คือ

$$a_v = G_m R_o = g_m R_C \quad (3.25)$$

$$a_i = G_m R_i = g_m r_e = \alpha_0 \quad (3.26)$$



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของภาคขยายเบสร่วม โดยสมมติให้ตัด r_o , r_b และ r_μ ทิ้ง



รูปที่ 3.12 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของภาคขยายเบสร่วมเมื่อ $r_b > 0$

เปรียบเทียบสมการที่ (3.23) และสมการที่ (3.6) แสดงให้เห็นว่าความต้านทานอินพุตของโครงสร้างแบบเบสร่วม เป็นองค์ประกอบของ $(\beta_0 + 1)$ ซึ่งน้อยกว่าในโครงสร้างแบบอิมิตเตอร์ร่วม เช่นเดียวกันเมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (3.26) และ (3.11) แสดงให้เห็นว่าอัตราขยายกระแสของโครงสร้างแบบเบสร่วม มีค่าลดลงด้วยประกอบของ $(\beta_0 + 1)$ เปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบอิมิตเตอร์ร่วม

จนถึงตอนนี้เรากำหนดให้ r_b ถูกตัดทิ้งไป แต่ในทางปฏิบัติความต้านทานขาเบสก็ยังมีผลกระทบต่อทรานสคอนดักแตนซ์ และ ความต้านทานอินพุตอยู่ เมื่อภาคขยายเบสร่วมทำงานในระดับที่กระแสมีค่าสูงพอ จะต้องทำการคำนวณค่าตัวแปรต่างๆ ใหม่เมื่อ $r_b > 0$ โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านแอกทิฟ และ พิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 3.12 จะได้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{v_o=0} = g_m \left(\frac{v_e}{v_i} \right) \quad (3.27)$$

เพื่อที่จะหาความสัมพันธ์ระหว่าง v_e และ v_i จะใช้ KCL และ KVL ที่โหนดภายในของขาเบส (โหนด 1) และ ลูปอินพุตตามลำดับ จาก KCL ที่โหนด 1 จะได้

$$0 = g_m v_e + \frac{v_b}{r_b} + \frac{v_e}{r_b} \quad (3.28)$$

จาก KVL ที่ลูปอินพุต

$$v_i = v_e + v_b \quad (3.29)$$

แก้สมการที่ (3.29) สำหรับ v_b แทนค่าลงในสมการที่ (3.28) และจัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{v_i}{v_e} = 1 + \frac{g_m}{\beta_0} r_b = 1 + \frac{r_b}{r_\pi} \quad (3.30)$$

แทนค่าสมการที่ (3.30) ลงในสมการที่ (3.27) จะได้

$$G_m = \frac{g_m}{1 + \frac{r_b}{r_\pi}} \quad (3.31)$$

ในทำนองเดียวกัน ความต้านทานอินพุตในรูปที่ 3.12 คือ

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{v_e/r_e} = r_e \left(\frac{v_i}{v_e} \right) \quad (3.32)$$

แทนค่าสมการที่ (3.30) ลงในสมการที่ (3.32) จะได้

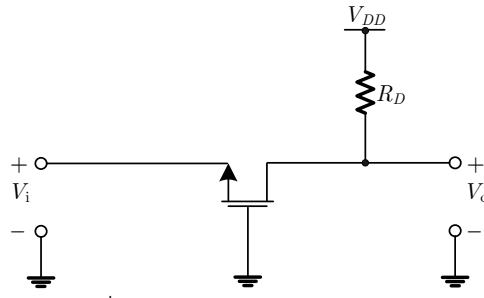
$$R_i = r_e \left(1 + \frac{r_b}{r_\pi} \right) = \frac{\alpha_0}{g_m} \left(1 + \frac{r_b}{r_\pi} \right) \quad (3.33)$$

ดังนั้นถ้ากระแสคอลเล็กเตอร์มีค่ามากพอ r_π จะมีใกล้เคียงกับ r_b แล้ว ดังนั้นผลกระทบจากความต้านทานขาเบสต้องนำมารวมด้วย ยกตัวอย่างเช่น $r_b = 100\Omega$ และ $\beta_0 = 100$ ดังนั้นกระแสคอลเล็กเตอร์จะได้ประมาณ 26 mA ทำให้ r_b และ r_π มีค่าเท่ากัน

สิ่งจูงใจหลักสำหรับการใช้ภาคขยายเบสร่วมสรุปได้มีสองเรื่อง อันดับแรกคือ ตัวเก็บประจุที่ขาคอลเล็กเตอร์-เบส ไม่ก่อให้เกิดการป้อนกลับในความถี่สูงจากเอาต์พุตไปยังอินพุตอย่างในวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบวงจรรขยายความถี่สูง อันดับที่สองคือ วงจรรขยายแบบเบสร่วม สามารถให้ความต้านทานเอาต์พุตที่สูงกว่าแบบอิมิตเตอร์ร่วมมาก ในกรณีจำกัด $R_C \rightarrow \infty$ จากผลลัพธ์นี้โครงสร้างแบบเบสร่วม สามารถนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่กระแสเกือบจะเป็นอิสระกับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเอง

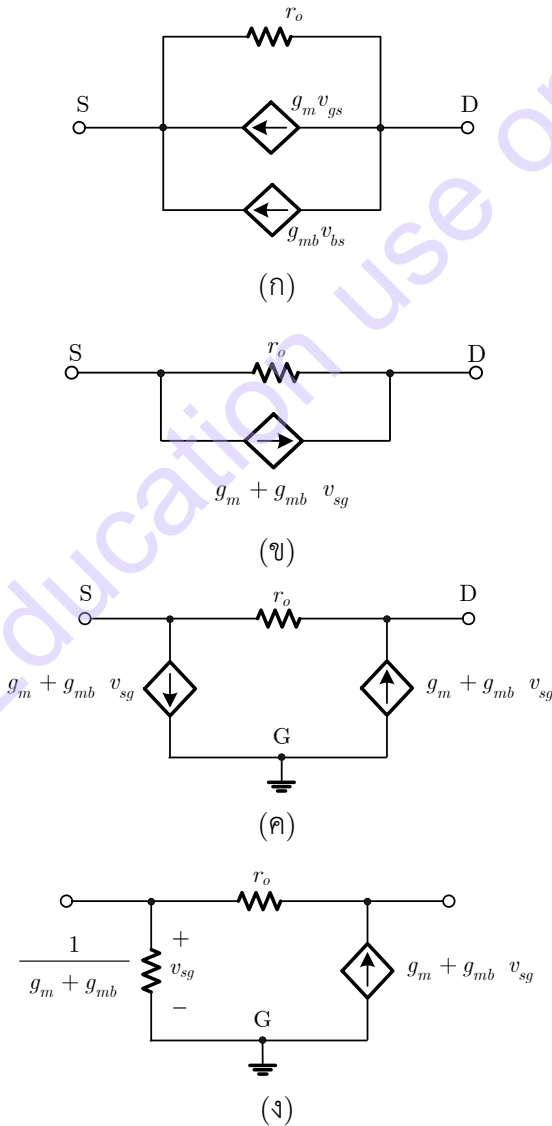
3.4 วงจรรขยายแบบเกตร่วม (Common-Gate)

ในโครงสร้างแบบเกตร่วม สัญญาณอินพุตถูกป้อนที่ขาซอสของทรานซิสเตอร์และเอาต์พุตออกจากขาเดรน เมื่อขาเกตต่อลงกราวด์ โครงสร้างนี้แสดงในรูปที่ 3.13 และพฤติกรรมจะเหมือนกับกรณีของแบบเบสร่วม



รูปที่ 3.13 โครงสร้างแบบเกทร่วม

จากการวิเคราะห์วงจรรขยายแบบเบสร่วม ในหัวข้อที่ 3.3 การวิเคราะห์วงจรรขยายแบบเกทร่วมสามารถทำให้ง่ายขึ้นถ้าแบบจำลองเปลี่ยนจากแบบจำลอง Hybrid- π เป็นแบบจำลอง T ดังรูปที่ 3.14 ในรูปที่ 3.14(ก) แสดงแบบจำลอง Hybrid- π ความถี่ต่ำ สังเกตว่าจะมีทรานสคอนดักแตนซ์อยู่สองตัว ถ้าขา Substrate หรือ Body ต่อกับกราวด์ ดังนั้น $v_{bs} = v_{gs}$ เพราะขาเกทก็ต่อกับกราวด์เช่นกัน



รูปที่ 3.14 การแปลงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก Hybrid- π เป็นแบบจำลอง T (ก) แบบจำลอง Hybrid- π ความถี่ต่ำ (ข) แบบจำลองเมื่อรวมแหล่งจ่ายกระแส (ค) การแปลงแหล่งจ่ายโดยแยกเป็นสองแหล่งจ่าย (ง) แหล่งจ่ายกระแสระหว่างขาซอสไปขาเกตถูกแปลงเป็นตัวต้านทาน

รูปที่ 3.14(ข) เป็นการยุบรวมแหล่งจ่ายกระแสสองตัวเป็นตัวเดียว รูปที่ 3.14(ค) แหล่งจ่ายกระแสที่ต่อจากขาซอสไปขาเดรนถูกแยกเป็นสองตัว ตัวหนึ่งต่อจากขาซอสไปขาเกต และ อีกตัวหนึ่งต่อจากขาเกตไปขาเดรน เนื่องจากกระแสที่เข้าและออกที่ขาเกตมีค่าเท่ากัน ทำให้สมการที่อธิบายการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.14(ข) และรูปที่ 3.14(ค) นั้นสมมูลกัน และ ขั้นตอนสุดท้าย เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสจากขาซอสไปขาเกต ถูกควบคุมโดยแรงดันตกคร่อมตัวเอง จึงสามารถแทนได้ด้วยตัวต้านทานที่มีค่า $1 / (g_m + g_{mb})$ ได้ดังรูปที่ 3.14(ง)

ถ้า r_o ไม่เป็นอนันต์ วงจรในรูปที่ 3.14(ง) จะแบ่งเป็นสองฝั่งโดยมีการป้อนกลับผ่าน r_o ขั้นแรกเรากำหนดให้ $r_o \rightarrow \infty$ ดังนั้นวงจรจะเหลือฝั่งเดียว ใช้แบบจำลอง T ภายใต้เงื่อนไขนี้ วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของภาคขยายเกทร่วม แสดงดังรูปที่ 3.15 และเมื่อพิจารณารูปที่ 3.15 จะได้

$$G_m = g_m + g_{mb} \quad (3.34)$$

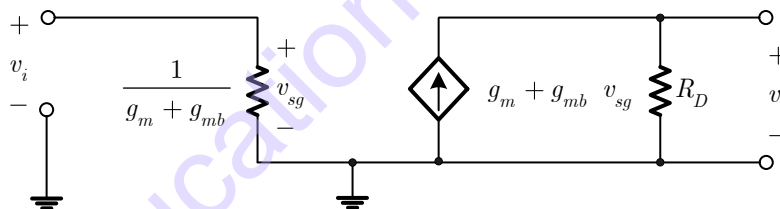
$$R_i = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad (3.35)$$

$$R_o = R_D \quad (3.36)$$

จากตัวแปรเหล่านี้ อัตราขยายแรงดันเมื่อเปิดวงจร และ อัตราขยายกระแสเมื่อ Short-Circuit มีค่าเป็น

$$a_v = G_m R_o = (g_m + g_{mb}) R_D \quad (3.37)$$

$$a_i = G_m R_i = 1 \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของภาคขยายเกทร่วม โดยสมมติให้ $r_o \rightarrow \infty$

3.5 โครงสร้างแบบเบสร่วมและโครงสร้างแบบเกทร่วมที่ r_o ไม่เป็นอนันต์

ในการคำนวณ G_m , R_i และ R_o ของวงจรรขยายแบบเบสร่วม และ วงจรรขยายแบบเกทร่วมที่ผ่าน มาจะไม่สนใจผลกระทบของ r_o แต่เมื่อมี r_o ต่อร่วมจากเอาต์พุตป้อนกลับไปที่อินพุตในวงจรรขยายทั้งสองแบบนี้ ด้วย r_o ที่ไม่เป็นอนันต์ทำให้แบ่งวงจรเป็นสองส่วน ทำให้ความต้านทานอินพุตขึ้นอยู่กับ การเชื่อมต่อที่เอาต์พุตของวงจรรขยายด้วย เมื่อกำหนดให้ $R=R_C$ (ในรูปที่ 3.11) หรือ $R=R_D$ (ในรูปที่ 3.15) ขึ้นอยู่กับว่าเรากำลังพิจารณาวงจรใด เมื่อ R มีค่ามากพอทำให้ใกล้เคียงกับ r_o ซึ่ง r_o ต้องถูกนำไปรวมใน แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก เพื่อให้การคาดการณ์ความต้านทานอินพุต และ ความต้านทานเอาต์พุต แม่นยำขึ้น ในอีกมุมหนึ่งเนื่องจากทรานสคอนดักแตนซ์ถูกคำนวณเมื่อ Short เอาต์พุต ความสัมพันธ์ ระหว่าง r_o กับ R ไม่มีผลกระทบต่อ การคำนวณ และผลกระทบของ r_o ที่ไม่เป็นอนันต์ต่อทรานสคอนดักแตนซ์สามารถไม่สนใจได้เมื่อ $r_o \gg 1 / G_m$

3.5.1 ความต้านทานอินพุตของวงจรรขยายแบบเบสร่วม และ เกทร่วม

รูปที่ 3.16(ก) แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กโครงสร้าง T ของวงจรรขยายแบบเบสร่วม หรือ เกทร่วม ที่รวม r_o ที่ไม่เป็นอนันต์ โดย $R_{i(ideal)}$ หาได้จากสมการที่ (3.23) สำหรับวงจรรขยายแบบเบสร่วม หรือ สมการที่ (3.35) สำหรับวงจรรขยายแบบเกทร่วม เช่นเดียวกัน R แทน R_C ในรูปที่ 3.11 หรือ แทน R_D ในรูปที่ 3.15 การต่อโหลดและแหล่งจ่ายอินพุตร่วมกับวงจรรขยายในรูปที่ 3.16(ก) เพื่อให้เห็นถึงความเกี่ยวข้องกันระหว่างความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุต ในรูปที่ 3.16(ก) ความต้านทานอินพุตคือ $R_i = v_1 / i_t$ เพื่อที่จะหาความต้านทานอินพุตเรามากจะใช้วงจรสมมูลอย่างง่ายในรูปที่ 3.16(ข) ที่จุดนี้แหล่งจ่ายแรงดันทดสอบ v_t ถูกใช้เพื่อบังคับอินพุตของวงจรรขยาย และ คำนวณกระแสทดสอบ i_t โดยเมื่อใช้ KCL ที่โหนดเอาต์พุตในรูปที่ 3.16(ข) สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\frac{v_o}{R \parallel R_L} + \frac{v_o - v_t}{r_o} = G_m v_t \quad (3.39)$$

KCL ที่โหนดอินพุตในรูปที่ 3.16(ข) จะได้

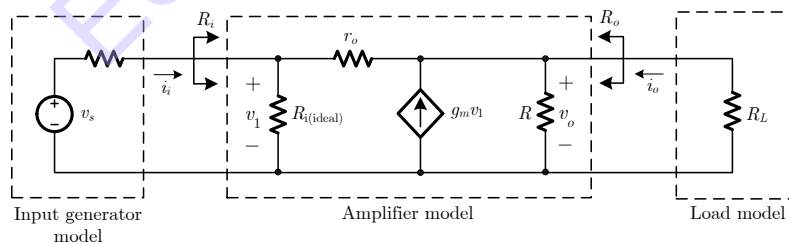
$$i_t = \frac{v_t}{R_{i(ideal)}} + \frac{v_t - v_o}{r_o} \quad (3.40)$$

แก้สมการที่ (3.39) เพื่อหา v_o และแทนค่าลงในสมการที่ (3.40) จะได้

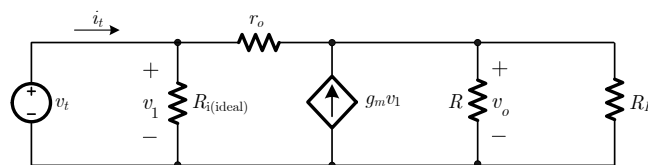
$$\frac{i_t}{v_t} = \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o} \left(1 - \frac{G_m + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R \parallel R_L} + \frac{1}{r_o}} \right) \quad (3.41)$$

จัดรูปสมการที่ (3.41) ใหม่

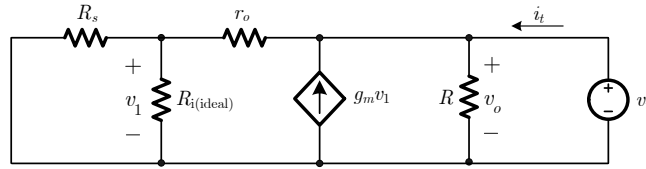
$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o + R \parallel R_L}{1 - G_m (R \parallel R_L) + \frac{r_o + R \parallel R_L}{R_{i(ideal)}}} \quad (3.42)$$



(ก)



(ข)



(ก)

รูปที่ 3.16 (ก) แบบจำลองวงจรขยายแบบเบสร่วม และ วงจรขยายแบบเกทร่วม กรณี r_o ที่ไม่เป็นอนันต์ ต่อกับแหล่งจ่ายอินพุตและโหลด (ข) วงจรสมมูลสำหรับคำนวณ R_i (ค) วงจรสมมูลสำหรับคำนวณ R_o

ความต้านทานอินพุตของวงจรเบสร่วม สำหรับวงจรขยายแบบเบสร่วมนั้น จากสมการที่ (3.22) $G_m = g_m$ และ จากสมการที่ (3.31) $R_{i(ideal)} = r_e = \alpha_0 / g_m$ โดยนำสมการที่ (3.22) และสมการที่ (3.23) มาแทนค่าลงในสมการที่ (3.42) ซึ่งกำหนดให้ $R = R_C$ และ จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o + R_C \parallel R_L}{1 + \frac{g_m(R_C \parallel R_L)}{\beta_0} + \frac{g_m r_o}{\alpha_0}} = \frac{r_o + R_C \parallel R_L}{1 + \frac{g_m}{\beta_0}(R_C \parallel R_L + (\beta_0 + 1)r_o)} \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.43) เมื่อ $(\beta_0 + 1)r_o \gg R_C \parallel R_L$

$$R_i \simeq \frac{r_o + R_C \parallel R_L}{1 + \frac{g_m r_o}{\alpha_0}} \quad (3.44)$$

จากสมการที่ (3.44) เมื่อ $g_m r_o \gg \alpha_0$

$$R_i \simeq \frac{\alpha_0}{g_m} + \frac{\alpha_0 R_C \parallel R_L}{g_m r_o} = r_e + \frac{\alpha_0 R_C \parallel R_L}{g_m r_o} \quad (3.45)$$

พจน์แรกด้านขวาของสมการที่ (3.45) เหมือนกับในสมการที่ (3.23) เมื่อวงจรขยายแบบเบสร่วม เป็นแบบฝั่งเดียวเพราะสมมติให้ r_o เป็นอนันต์ พจน์ที่สองแสดงให้เห็นว่าความต้านทานอินพุตขึ้นอยู่กับ โครงสร้างด้านเอาต์พุต (เพราะ r_o ที่ไม่เป็นอนันต์ทำให้เกิดการป้อนกลับ ทำให้กลายเป็นวงจรขยายแบบ สองฝั่ง) พจน์ที่สองมีค่าประมาณเท่ากับความต้านทานที่เอาต์พุตของวงจรขยายหารด้วย $G_m r_o$ เมื่อ $r_o \gg (R_C \parallel R_L)$ ผลกระทบจากพจน์ที่สองสามารถตัดทิ้งได้

ความต้านทานอินพุตของวงจรเกทร่วม สำหรับวงจรขยายแบบเกทร่วม $G_m = (g_m + g_{mb})$ จากสมการ ที่ (3.34) และ $R_{i(ideal)} = 1 / (g_m + g_{mb})$ จากสมการที่ (3.35) แทนค่าสมการที่ (3.34) และสมการที่ (3.35) ลงในสมการที่ (3.42) ที่ $R = R_D$ จัดรูปใหม่จะได้

$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o + R_D \parallel R_L}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \quad (3.46)$$

เมื่อ $(g_m + g_{mb})r_o \gg 1$

$$R_i \simeq \frac{1}{g_m + g_{mb}} + \frac{R_D \parallel R_L}{(g_m + g_{mb})r_o} \quad (3.47)$$

พจน์แรกทางด้านขวามือของสมการที่ (3.47) เหมือนกับในสมการที่ (3.35) เมื่อวงจรรขยายแบบเกทร่วม เป็นฝั่งเดียวเพราะ r_o ที่เป็นอนันต์ พจน์ที่สองเท่ากับความต้านทานที่เอาต์พุตของวงจรรขยายหารด้วย $G_m r_o$ และ แสดงถึงผลกระทบของ r_o ที่ไม่เป็นอนันต์ ทำให้วงจรเป็นสองด้านเมื่อ $r_o \gg (R_D \parallel R_L)$ ผลกระทบของพจน์ที่สองสามารถตัดทิ้งได้ การตัดพจน์ที่สองทิ้งจะทำให้เกิดความผิดพลาดเล็กน้อยเมื่อ R_D ในที่นี้หรือ R_C ในกรณีเบสร่วม ถูกสร้างด้วยตัวต้านทานจริงๆ หรือแม้กระทั่งวงจรรขยายจะไม่มีโหลด ($R_L \rightarrow \infty$) อย่างไรก็ตาม เมื่อ R_C หรือ R_D ถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแสทรานซิสเตอร์ ผลกระทบจากพจน์ที่สองเด่นชัดขึ้น

3.5.2 ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรรขยายแบบเบสร่วม และ เกทร่วม

ความต้านทานเอาต์พุตในรูปที่ 3.16(ก) เท่ากับ $R_o = v_o / i_o$ ที่ $v_s = 0$ สำหรับการคำนวณนี้พิจารณาจากรวมมูลในรูปที่ 3.16(ค) เมื่อ $v_s = 0$ แรงดันทดสอบ v_t ถูกนำมาใช้เพื่อบังคับเอาต์พุตของวงจรรขยายและจะสามารถคำนวณกระแสทดสอบ i_t ได้เนื่องจากมี R ต่อขนานกับเอาต์พุตของวงจรรขยาย การคำนวณจึงมี 2 ขั้นตอนขั้นแรกความต้านทานเอาต์พุต $R \rightarrow \infty$ ถูกคำนวณ ขั้นที่สองผลลัพธ์ต่อขนานกับ R เพื่อที่จะได้ความต้านทานเอาต์พุตรวม จาก KCL ที่โหนดอินพุตในรูปที่ 3.16(ค) จะได้

$$\frac{v_1}{R_S} + \frac{v_1}{R_{i(ideal)}} + \frac{v_1 - v_t}{r_o} = 0 \quad (3.48)$$

ถ้า $R \rightarrow \infty$ ใช้ KCL ที่โหนดเอาต์พุต

$$v_t = -G_m v_1 + \frac{v_t - v_1}{r_o} \quad (3.49)$$

แก้สมการที่ (3.48) เพื่อหา v_1 และแทนค่าลงในสมการที่ (3.49) จะได้

$$\frac{i_t}{v_t} = \frac{1}{r_o} - \frac{1}{r_o} \left(\frac{G_m + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o}} \right) \quad (3.50)$$

จัดรูปสมการที่ (3.50) ใหม่

$$\frac{v_t}{i_t} = r_o \left(\frac{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} - G_m} \right) \quad (3.51)$$

เมื่อ R ไม่เป็นอนันต์ ความต้านทานเอาต์พุตคือ

$$R_o = R \parallel \left(\frac{v_t}{i_t} \right) = R \parallel \left(r_o \left(\frac{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} - G_m} \right) \right) \quad (3.52)$$

ความต้านทานเอาต์พุตของวงจบบีโวลต์สำหรับวงจรรขยายแบบเบสร่วม $G_m = g_m$ จากสมการที่ (3.22) และ $R_{i(ideal)} = r_e = \alpha_0 / g_m$ จากสมการที่ (3.23) แทนค่าสมการที่ (3.22) และสมการที่ (3.23) ลงในสมการที่ (3.52) ที่ $R = R_C$ จัดรูปใหม่จะได้

$$R_o = R \parallel \left[\frac{r_o + R_S \left(1 + \frac{g_m r_o}{\alpha_0} \right)}{1 + \frac{R_S}{r_\pi}} \right] \quad (3.53)$$

โดยพจน์ในวงเล็บปีกกาทางด้านขวาของสมการที่ (3.53) แสดงให้เห็นว่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรรขยายแบบเบสร่วม ขึ้นอยู่กับความต้านทานของแหล่งจ่ายอินพุต R_S เมื่อ r_o มีค่าไม่เป็นอนันต์ ยกตัวอย่างเช่นเมื่ออินพุตมาจากแหล่งจ่ายแรงดันในอุดมคติ $R_S=0$ ดังนั้น

$$R_o = R \parallel r_o \quad (3.54)$$

ในทางกลับกันถ้าอินพุตมาจากแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติ $R_S \rightarrow \infty$ ดังนั้น

$$R_o = R \parallel \left[\left(1 + \frac{g_m r_o}{\alpha_0} \right) r_\pi \right] \quad (3.55)$$

จากสมการที่ (3.53) เมื่อ $R_S \ll r_\pi$

$$R_o \simeq R \parallel \left[r_o + R_S \left(1 + \frac{g_m r_o}{\alpha_0} \right) \right] \quad (3.56)$$

จากสมการที่ (3.56) เมื่อ $g_m r_o \gg \alpha_0$ และ $g_m R_S \gg \alpha_0$

$$R_o \simeq R \parallel \left[\frac{R_S g_m r_o}{\alpha_0} \right] \quad (3.57)$$

พจน์ในวงเล็บในสมการที่ (3.57) มีค่าเท่ากับความต้านทานแหล่งจ่ายอินพุตคูณกับ $G_m r_o$ ดังนั้นสมการที่ (3.57) และสมการที่ (3.45) แสดงให้เห็นว่าวงจรรขยายแบบเบสร่วม สามารถมองเป็นอัตราส่วนของตัวต้านทานที่ปรับขนาดได้ โดยที่ความต้านทานจะขยายขึ้นในด้านอิมิตเตอร์เทียบกับคอลเล็กเตอร์ และ ลดลงในด้านคอลเล็กเตอร์เทียบกับอิมิตเตอร์ ด้วยสัมประสิทธิ์ตัวคูณมีค่าประมาณ $G_m r_o$ ในแต่ละกรณี

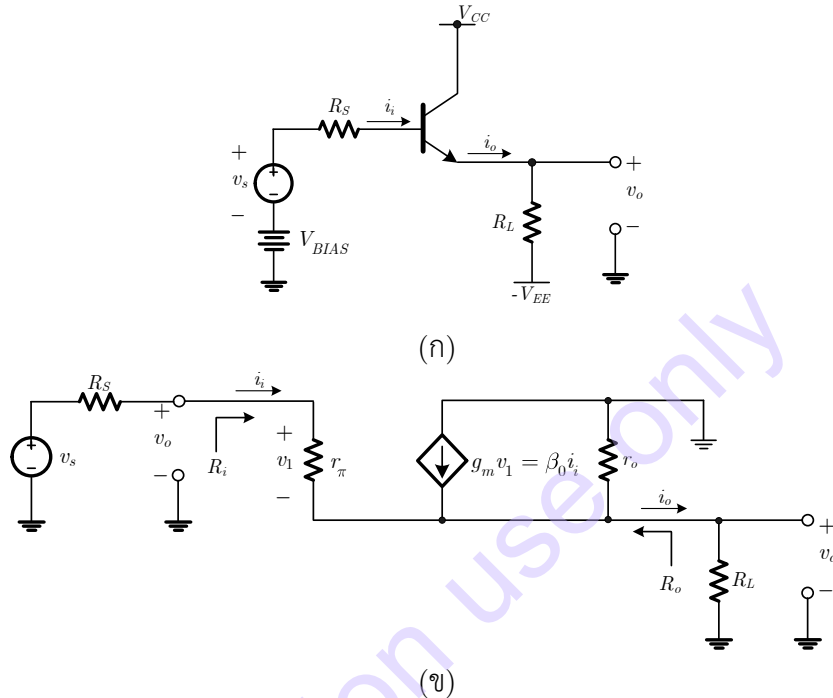
ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรถ่วม สำหรับวงจรรขยายแบบเกทร่วม $G_m = (g_m + g_{mb})$ จากสมการที่ (3.34) และ $R_{i(ideal)} = 1 / (g_m + g_{mb})$ จากสมการที่ (3.43) แทนค่าสมการที่ (3.42) และสมการที่ (3.43) ลงในสมการที่ (3.52) จัดรูปใหม่จะได้

$$R_o = R \parallel \left[r_o + R_S \frac{1 + (g_m + g_{mb}) r_o}{r_\pi} \right] \quad (3.58)$$

จากสมการที่ (3.58) เมื่อ $(g_m + g_{mb}) r_o \gg 1$ และ $(g_m + g_{mb}) R_S \gg 1$

$$R_o \simeq R \parallel g_m + g_{mb} R_S r_o \quad (3.59)$$

พจน์ในวงเล็บของสมการที่ (3.59) เท่ากับความต้านทานแหล่งจ่ายอินพุตคูณกับ $G_m r_o$ ดังนั้นสมการที่ (3.59) และ สมการที่ (3.47) วงจรรขยายแบบเกทร่วม สามารถมองเป็นอัตราส่วนของตัวต้านทานที่ปรับขนาดได้ โดยที่ความต้านทานจะขยายขึ้นในด้านซอสเทียบกับเดรน และ ลดลงในด้านเดรนเทียบกับซอส ด้วยสัมประสิทธิ์ตัวคูณมีค่าประมาณ $G_m r_o$ ในแต่ละกรณี



รูปที่ 3.17 (ก) วงจรรขยายแบบคอลเล็กเตอร์ร่วม (ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่มี R_L และ R_S

3.6 วงจรรขยายแบบคอลเล็กเตอร์ร่วม หรือ ตามอิมิตเตอร์ (Common Collector or Emitter Follower)

ในโครงสร้างวงจรรขยายแบบคอลเล็กเตอร์ร่วม (Common-Collector) แสดงในรูปที่ 3.17(ก) ซึ่งมีคุณสมบัติที่เห็นได้ชัดคือ สัญญาณถูกป้อนเข้าที่ขาเบส และเอาต์พุตออกที่ขาอิมิตเตอร์ จากมุมมองสัญญาณขนาดใหญ่ แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตลบด้วยแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ เนื่องจากแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ เป็นฟังก์ชันลอการิทึมของกระแสคอลเล็กเตอร์ ทำให้แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ แทบจะเป็นค่าคงที่แม้ว่าเมื่อค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ เปลี่ยนไปก็ตาม ถ้าแรงดันเบส-อิมิตเตอร์เป็นค่าคงที่ แรงดันเอาต์พุตของวงจรรขยายแบบคอลเล็กเตอร์ร่วม จะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตลบด้วยค่าคงที่ที่ตั้งต้น และ อัตราขยายสัญญาณขนาดเล็กของวงจรจะมีค่าเท่ากับหนึ่ง (Unity) ด้วยเหตุนี้วงจรจึงเป็นที่รู้จักในชื่อ วงจรตามอิมิตเตอร์ (Emitter Follower) เพราะว่าแรงดันอิมิตเตอร์ เป็นไปตามแรงดันเบส ในทางปฏิบัติแล้วแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ ไม่ได้เป็นค่าคงที่ถ้ากระแสคอลเล็กเตอร์เปลี่ยนไป ยกตัวอย่างเช่น สมการที่ (2.11) แสดงให้เห็นว่าแรงดันเบส-อิมิตเตอร์จะเพิ่มขึ้น 18mV เมื่อต้องการให้กระแสคอลเล็กเตอร์เพิ่มเป็นสองเท่า และ จะเพิ่มขึ้น 60mV เมื่อต้องการเพิ่มกระแสคอลเล็กเตอร์เป็นสิบเท่าที่อุณหภูมิห้อง ยิ่งไปกว่านั้นแม้ว่ากระแสคอลเล็กเตอร์จะเป็นค่าคงที่ แรงดันเบส-อิมิตเตอร์จะขึ้นอยู่กับขอบเขตบางอย่างของ

แรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ ถ้าแรงดัน Early ไม่เป็นอนันต์ ผลกระทบนี้สามารถศึกษาด้วยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในที่นี้คือแบบจำลอง Hybrid- π เช่นเดิม และ วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ 3.17(ข) เมื่อแรงดันอินพุต v_s เพิ่มขึ้นแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้นซึ่งทำให้กระแสเอาต์พุต i_o เพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามการเพิ่มขึ้นของกระแสเอาต์พุต i_o ทำให้แรงดันเอาต์พุต v_o เพิ่มขึ้น และ ทำให้แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ลดลงด้วยการป้อนกลับแบบลบ หัวใจสำคัญของโครงสร้างแบบคอลเล็กเตอร์ร่วมจะเป็นแบบด้านเดียว (Unilateral) เสียทีเดียว โดยผลลัพธ์ความต้านทานอินพุตยังขึ้นอยู่กับโหลดความต้านทาน R_L และ ความต้านทานเอาต์พุตก็ยังขึ้นอยู่กับความต้านทานแหล่งจ่าย R_S ดังนั้นคุณลักษณะของวงจรตามอิมิตเตอร์ การใช้วงจรสมมูลแบบ Two-Port มาอธิบายจึงไม่ค่อยมีประโยชน์มากนัก เราจึงจะทำการวิเคราะห์ทั้งวงจรตามอิมิตเตอร์ ในรูปที่ 3.17(ข) แทนโดยจะวิเคราะห์รวมทั้งความต้านทานแหล่งจ่าย R_S และ โหลดความต้านทาน R_L ซึ่งเมื่อใช้ KCL ที่ โหนดเอาต์พุตจะได้

$$\frac{v_s - v_o}{R_S + r_\pi} + \beta_0 \left(\frac{v_s - v_o}{R_S + r_\pi} \right) - \frac{v_o}{R_L} - \frac{v_o}{r_o} = 0 \quad (3.60)$$

จัดรูปใหม่

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_S + r_\pi}{(\beta_0 + 1)(R_L \parallel r_o)}} \quad (3.61)$$

ถ้าความต้านทานเบส r_b มีนัยสำคัญ ก็เพิ่มเข้าไปใน R_S ในสมการที่ (3.61) อัตราขยายแรงดันจะน้อยกว่าหนึ่งเสมอและจะเข้าใกล้หนึ่งถ้า $\beta_0(R_L \parallel r_o) \gg (R_S + r_\pi)$ ซึ่งวงจรในทางปฏิบัติส่วนใหญ่อยู่ในเงื่อนไขนี้ สังเกตว่าเนื่องเรารวมความต้านทานแหล่งจ่ายเข้ามาในการคำนวณด้วย ค่าของ v_o/v_s จะไม่เหมือนกับ a_v ที่คำนวณในแบบอิมิตเตอร์ร่วม และ เบสร่วม เมื่อ $r_\pi \gg R_S, \beta_0 \gg 1$ และ $r_o \gg R_L$ สมการที่ (3.61) จะประมาณค่าได้เป็น

$$\frac{v_o}{v_s} \simeq \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \quad (3.62)$$

กรณีการคำนวณความต้านทานอินพุต R_i จะนำแหล่งจ่ายอินพุตออก บังคับอินพุตด้วยแหล่งจ่ายกระแสทดสอบ i_t และคำนวณแรงดัน v_t ที่ตกคร่อมอินพุต วงจรที่ใช้ในการคำนวณนี้แสดงในรูปที่ 3.18 (ก) เมื่อใช้ KCL ที่โหนดเอาต์พุตจะได้

$$\frac{v_o}{R_L} + \frac{v_o}{r_o} = i_t + \beta_0 i_t \quad (3.63)$$

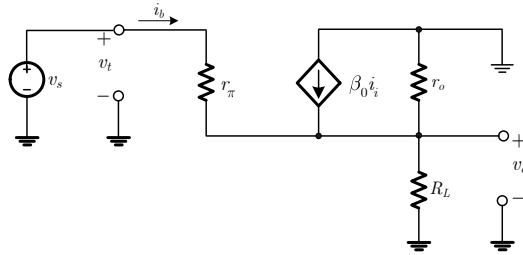
ดังนั้นแรงดัน v_t คือ

$$v_t = i_t r_\pi + v_o = i_t r_\pi + \frac{i_t + \beta_0 i_t}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_o}} \quad (3.64)$$

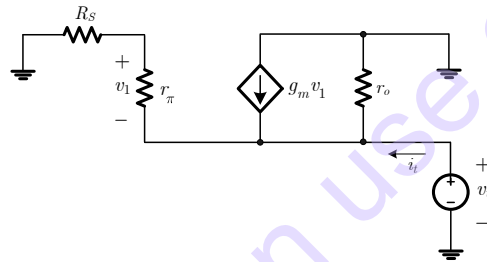
และ

$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = r_\pi + (\beta_0 + 1)(R_L \parallel r_o) \quad (3.65)$$

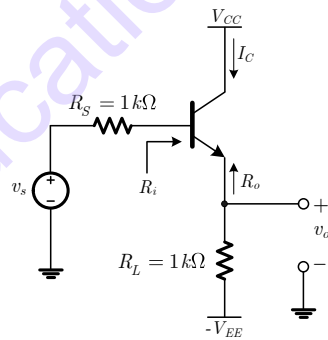
คุณสมบัติทั่วไปของวงจรตามอิมิตเตอร์คือ ค่าความต้านทานที่ดูเข้าไปที่ขาเบสจะเท่ากับ r_π บวกกับ $(\beta_0 + 1)$ เท่ากับความต้านทานที่เพิ่มขึ้นต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับกราวด์ ค่าสัมประสิทธิ์ของ $(\beta_0 + 1)$ ในสมการที่ (3.65) มาจากอัตราขยายกระแสของโครงสร้างคอลเล็กเตอร์ร่วมจากเบสไปยังอิมิตเตอร์ ซึ่งเป็นการเพิ่มแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานที่ต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับกราวด์ และ มีส่วนกับแรงดันทดสอบ v_t ในสมการที่ (3.64)



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.18 (ก) วงจรสมมูลที่ใช้คำนวณความต้านทานอินพุตของวงจรตามอิมิตเตอร์ (ข) วงจรสมมูลที่ใช้คำนวณความต้านทานเอาต์พุตของวงจรตามอิมิตเตอร์ (ค) ตัวอย่างวงจรตามอิมิตเตอร์

เราจะคำนวณความต้านทานเอาต์พุต R_o โดยการเอาโหลดความต้านทาน R_L ออก และหาความต้านทานวงจรเสมือน Thevenin มองเข้าไปที่เอาต์พุต เราสามารถทำได้โดยป้อนกระแสทดสอบแล้วคำนวณหาแรงดันหรือป้อนแรงดันทดสอบ และ คำนวณหากระแส ในกรณีนี้การคำนวณจะง่ายเมื่อใช้แรงดันทดสอบ v_t ดังแสดงในรูปที่ 3.18(ข) แรงดัน v_1 คือ

$$v_1 = -v_t \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \right) \quad (3.66)$$

กระแสเอาต์พุตรวม i_t คือ

$$i_t = \left(\frac{v_t}{r_\pi + R_S} \right) + \frac{v_t}{r_o} + g_m v_t \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \right) \quad (3.67)$$

ดังนั้น

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = \left(\frac{r_\pi + R_S}{\beta_0 + 1} \right) \parallel r_o \quad (3.68)$$

ถ้า $\beta_0 \gg 1$ และ $r_o \gg (1/g_m) + R_S / (\beta_0 + 1)$

$$R_o \simeq \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{\beta_0 + 1} \quad (3.69)$$

สมการที่ (3.69) แสดงให้เห็นว่าความต้านทานที่เอาต์พุตจะประมาณเท่ากับความต้านทานที่เบสหารด้วย $(\beta_0 + 1)$ คูณด้วย $1/g_m$ รวมกับค่าความต้านทาน R_S หารด้วย $(\beta_0 + 1)$ เพราะว่ากระแสเบสไหลผ่าน R_S และกระแสเบสน้อยกว่ากระแสอิมิตเตอร์อยู่ $(\beta_0 + 1)$ เท่า

ดังนั้นวงจรมิตเตอร์มีความต้านทานอินพุตสูง ความต้านทานเอาต์พุตต่ำ และ อัตราขยายแรงดันใกล้เคียงหนึ่ง (Unity) ทำให้ถูกใช้อย่างแพร่หลายเช่น ในเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์ เพื่อเป็นบัฟเฟอร์แทรกกระหว่างแหล่งจ่ายตัวแรกและอินพุตอิมพีแดนซ์ของภาคต่อไป และ ยังถูกใช้เพื่อเป็นวงจรถ่อนระดับแรงดันและมีอัตราขยายเป็นหนึ่ง เพราะแรงดัน DC เอาต์พุตจะถูกเลื่อนจากแรงดัน DC อินพุตด้วย $V_{BE(on)}$

ตัวอย่างที่ 3.3 จงคำนวณความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต และอัตราขยายแรงดันของวงจรมิตเตอร์ ในรูปที่ 3.18(ค) กำหนดให้ $\beta_0 = 100$, $r_i = 0$, $r_o \rightarrow \infty$ และ $I_C = 100\mu A$

วิธีทำ

$$R_i = r_\pi + R_L(\beta_0 + 1) = 26k\Omega + 1k\Omega \cdot 101 = 127k\Omega$$

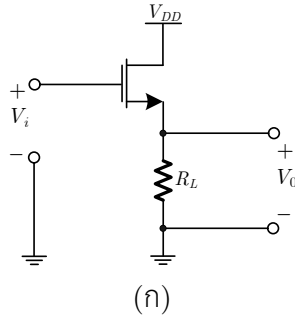
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{1 + \frac{r_\pi + R_S}{R_L(\beta_0 + 1)}} = \frac{1}{1 + \frac{26k\Omega + 1k\Omega}{(1k\Omega)(101)}} \simeq 0.79$$

$$R_o = \left(\frac{r_\pi + R_S}{\beta_0 + 1} \right) = \frac{26k\Omega + 1k\Omega}{101} \simeq 270\Omega$$

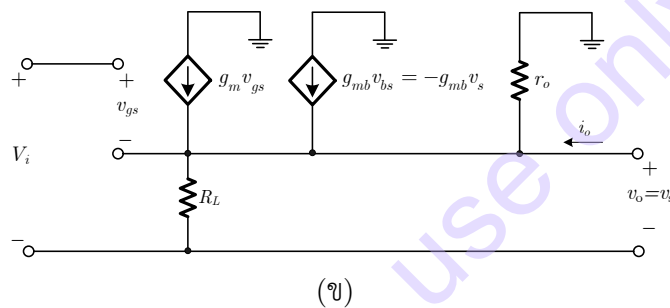
3.7 วงจรรขยายแบบเดรนร่วมหรือตามซอส (Common Drain or Source Follower)

ในโครงสร้างวงจรรขยายแบบเดรนร่วม (Common-Drain) แสดงในรูปที่ 3.19(ก) สัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าที่ขาเกต และเอาต์พุตออกที่ขาซอส จากมุมมองสัญญาณขนาดใหญ่ แรงดันเอาต์พุตเท่ากับแรงดันอินพุตลบกับแรงดันเกต-ซอส ซึ่งแรงดันเกต-ซอส ประกอบด้วยสองส่วนคือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold) และ แรงดัน Overdrive ถ้าทั้งสองส่วนคงที่ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเป็น Offset กับอินพุต และอัตราขยายสัญญาณขนาดเล็กจะเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นแรงดันที่ขาตามซอสขาเกต วงจรจึงถูกเรียกว่า

วงจรรขยายซอส ในทางปฏิบัติการเปลี่ยนแปลงผลกระทบจาก Body (Body Effect) ทำให้แรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน และ แรงดัน Overdrive จะขึ้นอยู่กับกระแสเดรน อยู่ในรูปการเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตยกเว้นแต่ $R_L \rightarrow \infty$ ยิ่งไปกว่านั้นแม้ว่ากระแสจะเป็นค่าคงที่ แรงดัน Overdrive ขึ้นอยู่กับขอบเขตบางอย่างของแรงดันเดรน-ซอส แม้ว่าแรงดัน Early จะเป็นอนันต์ เราจะใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กเพื่อศึกษาผลกระทบนี้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.19 (ก) วงจรรขยายแบบเดรนร่วม (ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายแบบเดรนร่วม

วงจรรขยายสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ 3.19(ข) เนื่องจากขา Body ไม่ได้แสดงในรูปที่ 3.19(ก) เรากำหนดให้ Body เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ำที่สุด (ในที่นี้คือกราวด์) เพื่อให้ที่ขาซอส-บอดี้ (รอยต่อ PN) เป็นไบแอสกลับ ทำให้ได้ผลลัพธ์คือ v_{bs} เปลี่ยนไปเมื่อเอาต์พุตเปลี่ยน เนื่องจากขาซอส เชื่อมต่อกับเอาต์พุต และ แหล่งจ่าย g_{mb} ยังทำงานอยู่ จาก KVL ที่ลู่อินพุต

$$v_i = v_{gs} + v_o \quad (3.70)$$

เมื่อเอาต์พุตเปิดวงจร $i_o=0$ และ KCL ที่โหนดเอาต์พุตจะได้

$$g_m v_{gs} - g_{mb} v_o - \frac{v_o}{R_L} - \frac{v_o}{r_o} = 0 \quad (3.71)$$

แก้สมการที่ (3.70) หา v_{gs} แทนค่าลงในสมการที่ (3.71) แล้วจัดรูปใหม่

$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_o}} = \frac{g_m r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o + \frac{r_o}{R_L}} \quad (3.72)$$

ถ้า $R_L \rightarrow \infty$ สมการที่ (3.72) เขียนอย่างง่ายได้

$$\lim_{R_L \rightarrow \infty} \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = \frac{g_m r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \quad (3.73)$$

สมการที่ (3.73) ให้อัตราขยายแรงดันเมื่อเปิดวงจรมตามขอส พร้อมกับโหดความต้านทานที่ถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติ ถ้า r_o ไม่เป็นอนันต์จะน้อยกว่าหนึ่ง แม้ว่าจะไม่พิจารณาผลกระทบจาก Body เนื่องจากการต่อขาขอสเข้ากับบอดี้ g_{mb} จึงเท่ากับศูนย์ ในกรณีนี้แรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปจะเปลี่ยนแรงดันเดรน-ขอส และกระแสที่ผ่าน r_o จากมุมมองสัญญาณขนาดใหญ่ การแก้สมการที่ (2.45) เพื่อหา $v_{GS} - V_t$ แสดงให้เห็นว่าแรงดัน Overdrive ยังคงขึ้นอยู่กับแรงดันเดรน-ขอส แม้ว่าตัวแปร Channel-length modulation λ จะเท่ากับศูนย์ ความไม่เป็นอิสระนี้ให้อัตราขยายสัญญาณขนาดเล็กมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

ความต่างที่สำคัญระหว่างวงจรมตามแรงดันแบบไบโพลาร์และมอส เห็นได้ชัดจากสมการที่ (3.72) ถ้า $R_L \rightarrow \infty$ และ $r_o \rightarrow \infty$

$$\lim_{\substack{R_L \rightarrow \infty \\ r_o \rightarrow \infty}} \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} = \frac{1}{1 + \chi} \quad (3.74)$$

สมการที่ (3.74) แสดงให้เห็นว่าอัตราขยายของวงจรมตามขอสนั้นน้อยกว่าหนึ่ง ภายใต้เงื่อนไขเหล่านี้ และ อัตราขยายขึ้นอยู่กับ $\chi = g_{mb} / g_m$ ที่โดยทั่วไปแล้วจะอยู่ในช่วง 0.1 ถึง 0.3 ในทางกลับกัน อัตราขยายของวงจรมตามอิมิตเตอร์สามารถเป็นหนึ่งภายใต้เงื่อนไขนี้ได้ จากผลลัพธ์ที่ได้อัตราขยายของวงจรมตามขอส ไม่ดีเท่าอัตราขยายของวงจรมตามอิมิตเตอร์ เมื่อผลกระทบจาก Body เป็นปัจจัย ยิ่งไปกว่านั้นสมการที่ (2.50) แสดงให้เห็นว่า χ ขึ้นอยู่กับแรงดันขอส-บอดี้ ที่มีค่าเท่ากับ V_o เมื่อบอดี้ต่อลงกราวด์ เพราะฉะนั้น อัตราขยายที่คำนวณได้ในสมการที่ (3.74) ขึ้นอยู่กับแรงดันเอาต์พุต ทำให้เกิดความเพี้ยนทำให้สัญญาณขนาดใหญ่เปลี่ยนที่เอาต์พุต เพื่อที่จะเอาชนะข้อจำกัดนี้ในทางปฏิบัติ ในกรณีของวงจรมตามขอส (n-channel หรือ p-channel) สามารถเลือกได้เพื่อที่จะต้องแยก Well ในการ Fabricate หลังจากนั้น Well เพื่อให้สามารถเชื่อมต่อกับ Source ของทรานซิสเตอร์เข้าหากันได้โดยอิสระ ซึ่งจะทำให้ $V_{SB} = 0$ และ $v_{sb} = 0$ แต่ก็ต้องแลกมาด้วยค่าตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่าง Well กับ Substrate จะมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งค่าความจุดังกล่าวนี้จะเป็นสาเหตุที่ทำให้ Bandwidth ของวงจรมตามขอสมีค่าลดลง

ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมตามขอส สามารถคำนวณได้จากรูปที่ 3.19(ข) โดยกำหนดให้ $v_i = 0$ และ บังคับเอาต์พุตด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน v_o เมื่อ $v_{gs} = -v_o$ และ i_o คือ

$$i_o = \frac{v_o}{r_o} + \frac{v_o}{R_L} + g_m v_o + g_{mb} v_o \quad (3.75)$$

จัดรูปสมการที่ (3.75) ใหม่ได้เป็น

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_L}} \quad (3.76)$$

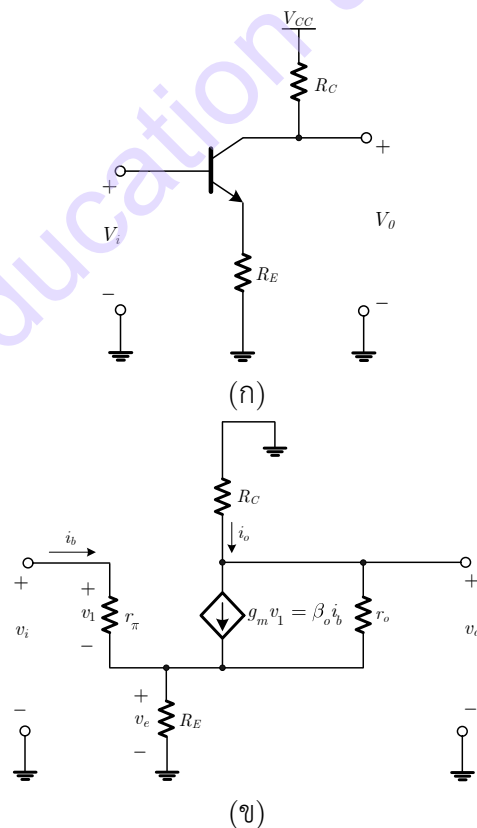
สมการที่ (3.76) แสดงให้เห็นว่าผลกระทบจาก Body มีผลในการลดค่าความต้านทานเอาต์พุต ซึ่งเป็นสิ่งที่เราต้องการ เนื่องจากวงจรมตามขอสให้อาต์พุตแรงดัน ผลกระทบทางบวกนี้เกิดมาจากกระแสสัญญาณขนาดเล็กจาก g_{mb} ในรูปที่ 3.19(ข) ที่เพิ่มกระแสเอาต์พุตเพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน

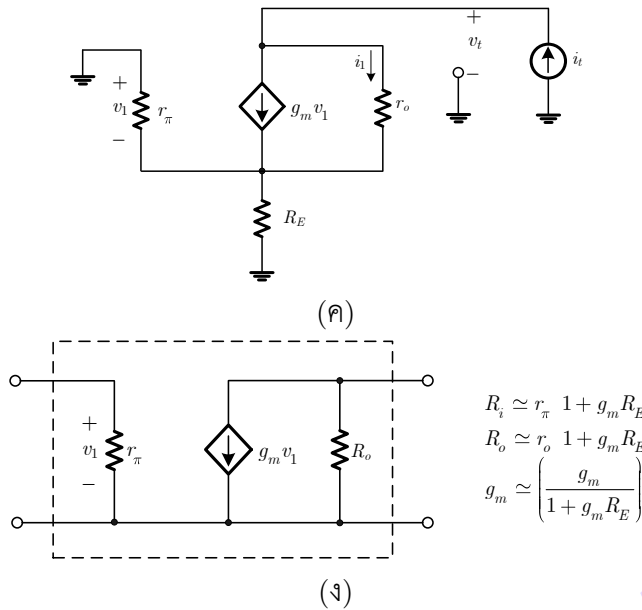
เอาต์พุต โดย $r_o \rightarrow \infty$ และ $R_L \rightarrow \infty$ ความต้านทานเอาต์พุตเข้าใกล้ $1/(g_m + g_{mb})$ คล้ายกับความต้านทานอินพุตของวงจรเกทร่วม ในสมการที่ (3.46)

เช่นเดียวกับวงจรตามอิมิตเตอร์ วงจรตามซอสันถูกใช้เป็นบัฟเฟอร์แรงดัน และ ตัวเลื่อนระดับแรงดัน เมื่อใช้เป็นตัวเลื่อนระดับ วงจรนี้จะยืดหยุ่นกว่าวงจรตามอิมิตเตอร์ เพราะค่ากระแสตรงของ V_{GS} สามารถปรับได้ด้วยการเปลี่ยนค่า W/L

3.8 วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาอิมิตเตอร์ (Emitter Degeneration)

ในวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่เราพิจารณาไปก่อนหน้านี้ สัญญาณจะถูกป้อนเข้าที่ขาเบส และเอาต์พุตออกที่ขาคอลเล็กเตอร์ โดยที่ขาอิมิตเตอร์จะต่อลงกราวด์ ในทางปฏิบัตินี้วงจรอิมิตเตอร์ร่วมมักจะต้องมีความต้านทานค่าหนึ่งต่ออนุกรมที่ขาอิมิตเตอร์ดังรูปที่ 3.20(ก) ความต้านทานนี้มีผลกระทบหลายอย่างรวมถึงลดค่าทรานสคอนดักแตนซ์ เพิ่มความต้านทานเอาต์พุต และ เพิ่มความต้านทานอินพุต ความเปลี่ยนแปลงนี้เกิดจากการป้อนกลับแบบลบ ที่เกิดจากตัวต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ R_E เมื่อ V_i เพิ่ม แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ก็จะเพิ่ม นำไปสู่การเพิ่มกระแสคอลเล็กเตอร์ ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมระหว่างตัวต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้นทำให้แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ลดลง เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีเมื่อ $R_E=0$ ดังนั้นการเมื่อมีการใส่ความต้านทาน R_E เพื่อลดแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ ผ่านการป้อนกลับแบบลบนี้ วิธีนี้เรียกว่าการลดอัตราขยายที่ขาอิมิตเตอร์ (Emitter Degeneration) ซึ่งจะกล่าวถึงอีกครั้งในบทที่ 4





รูปที่ 3.20 (ก) วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์ (Emitter Degeneration) (ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์ (ค) วงจรสำหรับคำนวณความต้านทานเอาต์พุต (ง) โครงข่ายเสมือน Two-Port สัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์

ในหัวข้อนี้ จะทำการคำนวณความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต และ ทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์ เพื่อที่จะหาความต้านทานอินพุตและทรานสคอนดักแตนซ์ พิจารณาวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 3.20(ข) โดยสนใจที่ v_e , i_b และ i_o เมื่อใช้ KCL ที่ขาอิมิตเตอร์สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\frac{v_e}{R_E} + \frac{v_e + i_o R_C}{r_o} = (\beta_0 + 1)i_b \quad (3.77)$$

ใช้ KCL ที่ขาคอลเล็กเตอร์

$$i_o = \frac{v_e + i_o R_C}{r_o} = \beta_0 i_b \quad (3.78)$$

ใช้ KVL ที่ลู่อินพุต

$$i_b = \frac{v_i + v_e}{r_\pi} \quad (3.79)$$

แก้สมการที่ (3.77) หา i_o แทนค่าลงในสมการที่ (3.78) แล้วจัดรูปใหม่

$$v_e = i_b \left(\frac{1 + (\beta_0 + 1) \frac{r_o}{R_C}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_E} + \frac{r_o}{R_C R_E}} \right) \quad (3.80)$$

แทนค่าสมการที่ (3.80) ลงในสมการที่ (3.79) แล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$R_i = \frac{v_i}{i_b} = r_\pi + (\beta_0 + 1)R_E \left(\frac{r_o + \frac{R_C}{\beta_0 + 1}}{r_o + R_C + R_E} \right) \quad (3.81)$$

ถ้า $r_o \gg R_C$ และ $r_o \gg R_E$ พจน์สุดท้ายในวงเล็บของสมการที่ (3.81) จะประมาณได้เท่ากับหนึ่ง และ

$$R_i \simeq r_\pi + (\beta_0 + 1)R_E \quad (3.82)$$

เนื่องจากพจน์สุดท้ายในวงเล็บของสมการที่ (3.81) มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เปรียบเทียบสมการที่ (3.81) กับสมการที่ (3.82) แสดงให้เห็นว่า r_o ที่ไม่เป็นอนันต์จะทำให้ความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าลดลง การลดลงนี้เกิดจากกระแสที่ไหลผ่าน r_o เมื่อ r_o ไม่เป็นอนันต์ ถ้า v_i เพิ่ม v_e ตาม v_i เพราะแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ประมาณเป็นค่าคงที่ แต่แรงดันคอลเล็กเตอร์ ($-i_o R_C$) จะมีค่าลดลง ซึ่งคำนวณอัตราขยายได้ด้วยกระแสจากเบสไปยังคอลเล็กเตอร์ ดังนั้นกระแสที่ไหลใน r_o จากอิมิตเตอร์ไปยังคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้น ซึ่งหมายถึงเป็นการเพิ่มกระแสเบส และ ลดความต้านทานอินพุตนั่นเอง ในทางปฏิบัติสมการที่ (3.82) ใช้ในการคำนวณความต้านทานอินพุต ความผิดพลาดจากการประมาณค่ามีเพียงเล็กน้อยแม้ว่าตัวต้านทาน R_C หรือ R_E จะมีค่ามาก เช่นเมื่อใช้ทรานซิสเตอร์สร้างเป็นแอกทิฟโหลด

ในการคำนวณทรานสคอนดักแตนซ์ ขั้นแรกกำหนดให้ $R_C=0$ ในรูปที่ 3.20(ข) เนื่องจาก $G_m = i_o/v_i$ เมื่อเอาต์พุตถูกลัดวงจร แทนค่าสมการที่ (3.79) ลงในสมการที่ (3.77) ที่ $R_C=0$ และจัดรูปใหม่

$$v_e = v_i \left(\frac{(\beta_0 + 1) r_\pi}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_o} + \frac{(\beta_0 + 1)}{r_\pi}} \right) \quad (3.83)$$

แทนค่าสมการที่ (3.79) และสมการที่ (3.83) ลงในสมการที่ (3.78) ที่ $R_C=0$ จัดรูปใหม่จะได้

$$G_m = \frac{i_o}{v_i} = g_m \left(\frac{1 - \frac{R_E}{\beta_0 r_o}}{1 + g_m R_E \left(1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{1}{g_m r_o} \right)} \right) \quad (3.84)$$

ในกรณีที่ใช้งานได้จริง $\beta_0 \gg 1$, $r_o \gg R_E$ และ $g_m r_o \gg 1$ ดังนั้น

$$G_m \simeq \left(\frac{g_m}{1 + g_m R_E} \right) \quad (3.85)$$

สมการที่ (3.85) ถูกใช้บ่อยในการคำนวณทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลัดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์

ความต้านทานเอาต์พุตสามารถคำนวณได้โดยใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 3.20(ค) ในที่นี้จะกำหนดให้ R_C มีค่าสูงมากๆ และสามารถตัดทิ้งได้ ป้อนกระแสทดสอบ i_t ไหลผ่าน r_π และ R_E ที่ขนานกันดังนั้น

$$v_1 = -i_t (r_\pi \parallel R_E) \quad (3.86)$$

กระแสที่ผ่าน r_o คือ

$$i_1 = i_t - g_m v_1 = i_t + i_t g_m (r_\pi \parallel R_E) \quad (3.87)$$

จากผลลัพธ์แรงดัน v_t คือ

$$v_t = -v_1 + i_1 r_o = i_t (r_\pi \parallel R_E) + i_t r_o [1 + g_m (r_\pi \parallel R_E)] \quad (3.88)$$

ดังนั้น

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = (r_\pi \parallel R_E) + r_o [1 + g_m (r_\pi \parallel R_E)] \quad (3.89)$$

ในสมการนี้พจน์แรกจะมีค่าน้อยกว่าพจน์ที่สองมากๆ ถ้าเราตัดพจน์แรกทิ้งไปจะได้

$$R_o \simeq r_o \left(1 + g_m \frac{r_\pi R_E}{r_\pi + R_E} \right) = r_o \left(1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{R_E}{r_\pi}} \right) = r_o \left(1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{g_m R_E}{\beta_0}} \right) \quad (3.90)$$

ถ้า $g_m R_E \ll \beta_0$ ดังนั้น

$$R_o \simeq r_o (1 + g_m R_E) \quad (3.91)$$

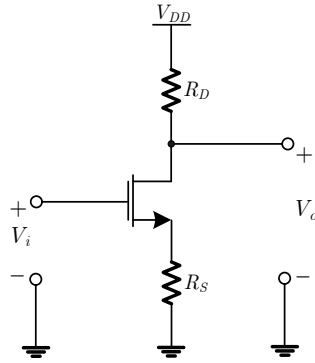
ดังนั้นความต้านทานจะเพิ่มขึ้นด้วยสัมประสิทธิ์ $(1 + g_m R_E)$ ด้วยปัจจัยนี้ทำให้การใช้หลักการลดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์ (Emitter Degeneration) เป็นที่ต้องการนำไปใช้กับแหล่งจ่ายกระแสทรานซิสเตอร์ ถ้าตัวต้านทานโหลดที่คอลเล็กเตอร์ R_C ไม่มีค่ามากพอให้ตัดทิ้งจะต้องถูกนำไปรวมแบบขนานตั้งแต่สมการที่ (3.89) ถึงสมการที่ (3.91) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ตัด R_C ทั้งแสดงในรูปที่ 3.20(ง) ในทางกลับกันถ้า $g_m R_E \gg \beta_0$ จากสมการที่ (3.91) จะพบว่า

$$R_o \simeq r_o (1 + \beta_0) \quad (3.92)$$

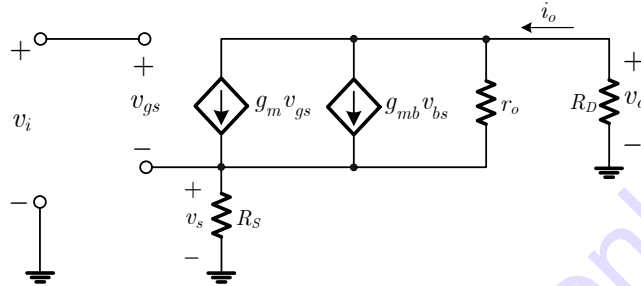
ความต้านทานเอาต์พุตไม่เป็นอนันต์แม้ว่า $R_E \rightarrow \infty$ เพราะกระแสทดสอบไหลเข้า r_π เมื่อ β_0 ไม่เป็นอนันต์

3.9 วงจรขยายแบบซอร์สรวมที่มีการลดอัตราขยายที่ซอร์ส (Source Degeneration)

การลดอัตราขยายที่ซอร์ส (Source Degeneration) ในมอสทรานซิสเตอร์นั้นไม่ได้ถูกใช้อย่างแพร่หลายเหมือนกับกรณี Emitter Degeneration ในวงจรไบโพลาร์ เนื่องจากเหตุผลอย่างน้อยสองข้อ ข้อแรกทรานสคอนดักแตนซ์ในมอสทรานซิสเตอร์ โดยปกติแล้วจะมีค่าน้อยกว่าในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการลดค่าทรานสคอนดักแตนซ์จึงไม่เป็นจำเป็น ข้อที่สองแม้ว่า Degeneration จะเพิ่มค่าความต้านทานอินพุตในกรณีไบโพลาร์ ในกรณีมอส $R_i \rightarrow \infty$ อยู่แล้ว แม้ว่าจะไม่มีการ Degeneration ใดๆก็ตามการตรวจสอบผลกระทบของ Source Degeneration ก็มีความจำเป็นเพราะว่ามีการใช้ในการเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์กันอย่างแพร่หลาย ดังนั้นโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์สามารถมองเป็นแบบจำลองเป็นฟังก์ชันกำลังสองแบบอุดมคติ และมีตัวต้านทานที่ซอร์ส โดยพิจารณาผลกระทบของ Source Degeneration ด้านล่างนี้



รูปที่ 3.21 วงจรขยายแบบซอร์สร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาซอร์ส (Source Degeneration)



รูปที่ 3.22 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายแบบซอร์สร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาซอร์ส

วงจรขยายแบบซอร์สร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาซอร์ส แสดงในรูปที่ 3.21 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ 3.22 เพราะว่าอินพุตถูกต่ออยู่กับเกท ของมอสทรานซิสเตอร์ $R_i \rightarrow \infty$ เพื่อที่จะคำนวณค่าทรานสคอนดักแตนซ์กำหนดให้ $R_D=0$ เนื่องจาก $G_m = i_o/v_i$ ที่เอาต์พุตถูกลัดวงจร อีกทั้งการต่อกับ Body ไม่ได้แสดงในรูปที่ 3.21 แต่ในที่นี้จะกำหนดให้ Body ต่อกับแหล่งแรงดันที่ต่ำที่สุดซึ่งก็คือกราวด์ ดังนั้นแรงดัน Body จะเป็นค่าคงที่และ $v_b=0$ จาก KCL ที่ขาซอร์สเมื่อ $R_D=0$ สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\frac{v_i}{R_S} + \frac{v_s}{r_o} = g_m(v_i - v_s) + g_{mb}(0 - v_s) \quad (3.93)$$

ใช้ KCL ที่ขาเดรน โดยสมมติให้ $R_D=0$

$$i_o + \frac{v_s}{r_o} = g_m(v_i - v_s) + g_{mb}(0 - v_s) \quad (3.94)$$

แก้สมการที่ (3.93) เพื่อหา v_s โดยแทนค่าลงในสมการที่ (3.94) และจัดรูปใหม่จะได้

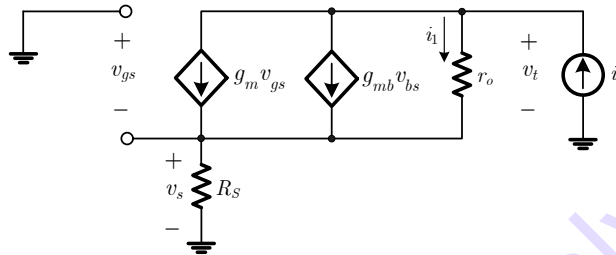
$$G_m = \frac{i_o}{v_i} = \frac{g_m}{1 + (g_m + g_{mb})R_S + \frac{R_S}{r_o}} \quad (3.95)$$

ถ้า $r_o \gg R_S$ ดังนั้น

$$G_m \approx \frac{g_m}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} \quad (3.96)$$

สำหรับ R_S ที่มีค่ามาก สมการที่ (3.96) แสดงให้เห็นว่าค่าของ G_m เข้าใกล้ $1/[(1 + \chi)R_S]$ แม้ว่าในกรณีที่ถูกจำกัดนี้ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรขยายแบบซอร์สร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขา

ซอสั้น จะขึ้นอยู่กับค่าตัวแปรอุปกรณ์แอกทิฟ χ เนื่องจาก χ โดยทั่วไปแล้วมีค่าประมาณ 0.1 ถึง 0.3 ค่าผลกระทบจาก Body ทำให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ในกรณีนี้เบี่ยงเบนไปจาก $1/R_S$ ประมาณ 10% ถึง 20% ในทางกลับกัน สมการที่ (3.84) แสดงให้เห็นถึงค่าของ G_m ของวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาอิมิตเตอร์ เข้าใกล้ $\beta_0 / [(\beta_0 + 1)R_E]$ เมื่อ R_E ที่มีค่าสูง โดยสมมติให้ $r_o \gg R_E$, $g_m r_o \gg 1$ ถ้า $\beta_0 > 100$ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรรขยายไปโพลาร์จะเป็น 1% ของ $1/R_E$ ดังนั้นค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรรขยายแบบซอสร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาซอสั้น มักจะขึ้นอยู่กับตัวแปรอุปกรณ์แอกทิฟมากกว่าในแบบไปโพลาร์



รูปที่ 3.23 วงจรสำหรับคำนวณความต้านทานเอาต์พุต

ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสามารถคำนวณได้จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.23 เมื่อตัด R_D ทิ้งเนื่องจากกระแสทดสอบไหลเข้า R_S

$$v_s = i_t R_S \tag{3.97}$$

ดังนั้น

$$v_t = v_s + i_t r_o = v_s + r_o [i_t - g_m(0 - v_s) - g_{mb}(0 - v_s)] \tag{3.98}$$

แทนค่าสมการที่ (3.97) ลงในสมการที่ (3.98) จัดรูปใหม่จะได้

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_S + r_o [1 + (g_m + g_{mb})R_S] \tag{3.99}$$

สมการนี้แสดงว่าถ้า R_S มีค่ามาก ๆ ค่าของ R_o จะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง กลับกันสมการที่ (3.92) แสดงให้เห็นว่า R_o ในวงจรรขยายแบบซอสร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่ขาซอส เข้าใกล้ค่าสูงสุดประมาณ $(\beta_0 + 1)r_o$ เมื่อ $R_E \rightarrow \infty$

ด้วยเงื่อนไขของวงจรรขยายแรงดันในอุดมคติจะต้องมีคุณสมบัติเหล่านี้ คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ และ อัตราขยายที่สูง แต่ในการออกแบบวงจรรขยายจริงนั้นจึงจำเป็นต้องทำให้วงจรรขยายมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติมากที่สุด แต่อย่างไรก็ตามจากวงจรรขยายที่กล่าวมาในหัวข้อ 3.1-3.9 ยังไม่สามารถให้คุณสมบัติเหล่านั้นอย่างครบถ้วน กล่าวคือในแต่ละวงจรล้วนแล้วแต่มีทั้งข้อดี ข้อเสีย ซึ่งเหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้ในบางเรื่องเท่านั้น ไม่สามารถทดแทนกันได้จากตารางที่ 3.1 สรุปได้ว่า ถ้าต้องการวงจรมีอัตราขยายสูง ควรต้องใช่วงจรอิมิตเตอร์ร่วม หรือ วงจรซอสร่วม แต่ก็มีข้อเสียที่เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ยังสูงอยู่ ไม่สามารถขับโหลดได้ แต่หากต้องการวงจรมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ก็ควรใช่วงจรเบสร่วม หรือ วงจรเกทร่วม แต่อัตราขยายจะไม่สูง ส่วนวงจรรวมคอลเล็กเตอร์ร่วม หรือ วงจรเดรนร่วม แม้ว่าจะได้อัตราขยายประมาณ 1 และ ยังประสบปัญหาด้านเอาต์พุตอิมพีแดนซ์คล้ายกับ

วงจรมิตเตอร์ร่วม หรือ วงจรซอร์ร่วม แต่อัตราขยายกระแสค่อนข้างดี จึงเหมาะสำหรับนำมาประยุกต์เป็นวงจรรขยายเอาต์พุตกำลัง ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

ตารางที่ 3.1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรขยายแบบทรานซิสเตอร์ตัวเดียว

Amplifier	Voltage gain	Current gain	R_i	R_{out}
Common Collector	$\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$	β_0	$r_\pi + (\beta_0 + 1)(R_L \parallel r_o)$	$\frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{\beta_0 + 1}$
Common-Base	$g_m R_C$	$g_m r_e = \alpha_0 \approx 1$	r_e	R_C
Common Emitter	$-g_m (R_C \parallel r_o)$	β_0	β_0 / g_m	$R_C \parallel r_o$
Emitter Degeneration	$\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_E}$	β_0	$r_\pi + (\beta_0 + 1)R_E$	$r_o \parallel 1 + \beta_0$
Common Drain	$\frac{g_m r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o + \frac{r_o}{R_L}}$	∞	∞	$\frac{1}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_L}}$
Common Gate	$(g_m + g_{mb})R_D$	≈ 1	$\frac{1}{g_m + g_{mb}}$	R_D
Common Source	$-g_m R_D \parallel r_o$	∞	∞	$R_D \parallel r_o$
Source Degeneration	$\frac{g_m R_L}{1 + (g_m + g_{mb})R_S}$	∞	∞	$R_S + r_o [1 + (g_m + g_{mb})R_S]$

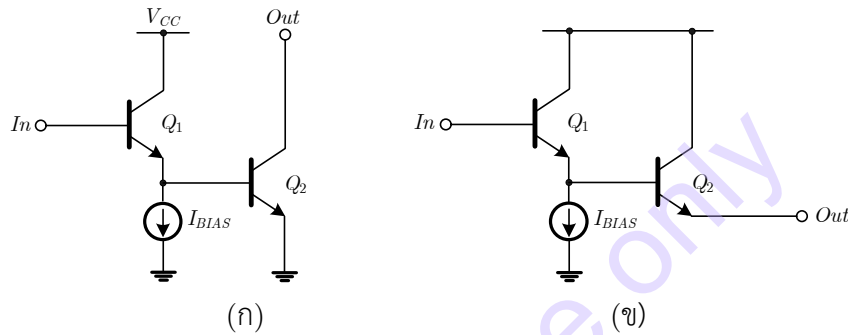
3.10 วงจรรขยายสูงโดยใช้ทรานซิสเตอร์หลายตัว

วงจรรขยายในวงจรรวมส่วนใหญ่แล้วประกอบด้วยหลายๆ ภาค แต่ละภาคจะให้อัตราขยายแรงดัน อัตราขยายกระแส และ/หรือ การแปลงระดับอิมพีแดนซ์จากอินพุตสู่เอาต์พุต โดยการวิเคราะห์วงจรนั้น จะวิเคราะห์แยกเป็นแต่ละภาค และ วิเคราะห์ตามลักษณะเฉพาะของแต่ละวงจรรขยายทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามการผสมผสานของวงจรหลายๆ แบบนั้นเกิดขึ้นอยู่บ่อยๆ ซึ่งอาจมีคุณลักษณะเป็นวงจรรขยายและเป็นภาคเดียว การใช้ประโยชน์ของโครงสร้างเหล่านี้เปลี่ยนแปลงไปตามเทคโนโลยีที่นำมาใช้ เช่น การต่อกันของทรานซิสเตอร์สองตัวแบบ Darlington [4] ใช้อย่างแพร่หลายในวงจรรวมแบบไบโพลาร์ เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของอัตราขยายกระแส และ ความต้านทานอินพุตในกรณีใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ตัวเดียว เนื่องจากอัตราขยายกระแสและความต้านทานอินพุตในมอสทรานซิสเตอร์เป็นอนันต์ แต่การต่อแบบนี้ยังมีข้ออยู่เล็กน้อยในวงจรรวมมอสทรานซิสเตอร์ ส่วนวิธีที่น่าสนใจอีกวิธีหนึ่งคือ การต่อแบบคาสโคด (Cascode) จะมีคุณสมบัติเด่นคือให้ความต้านทานเอาต์พุตสูง และสามารถใช้ได้ทั้งในเทคโนโลยีไบโพลาร์และมอส

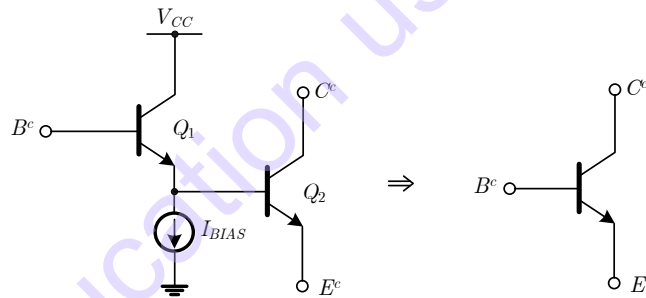
3.10.1 โครงสร้างแบบผสม CC-CE, CC-CC และ Darlington

โครงสร้างผสมแบบคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ร่วม (CC-CE), แบบคอลเล็กเตอร์-คอลเล็กเตอร์ร่วม (CC-CC) และ แบบ Darlington มีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกัน โครงสร้างเหล่านี้รวมทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาเพื่อเพิ่มอัตราขยายกระแสและความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ทั่วไป โดยรูปที่ 3.24(ก) แสดงโครงสร้างแบบ CC-CE แหล่งจ่ายกระแสไบแอส I_{BIAS} ใช้เพื่อสร้างกระแสสงบนิ่งพร้อมทำงานของวงจรมิตเตอร์ (Emitter Follower) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 แหล่งจ่ายกระแสนี้ไม่ใช้ใน

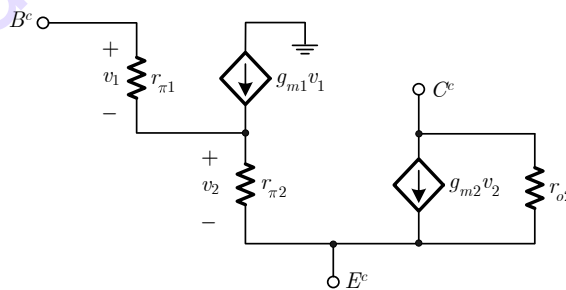
บางกรณีโดยอาจจะแทนด้วยตัวต้านทานก็ได้ โครงสร้างแบบ CC-CC คอลเล็กเตอร์แสดงในรูปที่ 3.24(ข) สำหรับโครงสร้างทั้งสองแบบนี้ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะใช้ในการเพิ่มอัตราขยายกระแส และ เพิ่มความต้านทานอินพุต สำหรับความถี่ต่ำ และการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรมุมสัญญาณโดยทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 สามารถคิดได้เป็นทรานซิสเตอร์ประกอบรวม (Composite Transistor) เพียงตัวเดียวได้ดังแสดงในรูปที่ 3.25 วงจรมุมสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ประกอบรวมนี้แสดงในรูปที่ 3.26 กำหนดให้ผลของ r_o ใน Q_1 สามารถตัดทิ้งได้ โดยจะสามารถคำนวณค่าองค์ประกอบต่างๆ เช่น r_π , g_m , β_0 และ r_o ของทรานซิสเตอร์ประกอบรวมนี้ได้ และ เพื่อบอกว่าอุปกรณ์นี้เป็นทรานซิสเตอร์ประกอบรวมจะกำหนดตัวแปรประกอบด้วยตัวยก c โดยในการวิเคราะห์ต่อไปนี้จะเขียนแรงดันที่ Terminal ต่างๆ และ กระแสของทรานซิสเตอร์ประกอบรวมโดยใช้ตัวยก c และ กำหนดให้ β_0 เป็นค่าคงที่



รูปที่ 3.24 (ก) โครงสร้าง CC-CE แบบต่อคาสเคด (ข) โครงสร้าง CC-CC แบบต่อคาสเคด



รูปที่ 3.25 ทรานซิสเตอร์แบบรวมแทนการต่อแบบ CC-CE และ CC-CC



รูปที่ 3.26 วงจรมุมสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์แบบ CC-CE และ CC-CC

ค่าประสิทธิผลของ r_π^c เป็นค่าความต้านทานที่มองเข้าไปที่เบส B^c และ อิมิตเตอร์ E^c ของทรานซิสเตอร์ประกอบรวม จากรูปที่ 3.11 เราจะเห็นความต้านทานที่มองเข้าไปที่เบสของ Q_2 กับ E^c คือ $r_{\pi 2}$ จากสมการที่ (3.65) สำหรับความต้านทานอินพุตของวงจรมุมสัญญาณตามอิมิตเตอร์ โดยให้ $r_o \rightarrow \infty$ จะได้

$$r_\pi^c = r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1)r_{\pi 2} \quad (3.100)$$

ค่าทรานสคอนดักแตนซ์รวมของโครงสร้างนี้ (g_m^c) คือการเปลี่ยนไปของกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 , i_c^c ต่อหน่วยที่เปลี่ยนไปใน v_{be}^c ของ C^c และ E^c เพื่อที่จะคำนวณค่าทรานสคอนดักแตนซ์ อย่างแรกเราต้องการการเปลี่ยนแปลงใน v_2 ที่เกิดขึ้นสำหรับการเปลี่ยนไปใน v_{be}^c

$$\frac{v_2}{v_{be}^c} = \frac{1}{1 + \left(\frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1)r_{\pi 2}} \right)} \quad (3.101)$$

และ

$$i_c^c = g_m^c v_{be}^c = g_{m2} v_2 = \frac{g_{m2} v_{be}^c}{1 + \left(\frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1)r_{\pi 2}} \right)} \quad (3.102)$$

เพราะฉะนั้น

$$g_m^c = \frac{i_c^c}{v_{be}^c} = \frac{g_{m2}}{1 + \left(\frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1)r_{\pi 2}} \right)} \quad (3.103)$$

สำหรับกรณีพิเศษคือ แหล่งจ่ายกระแสไบแอส I_{BIAS} เท่ากับศูนย์ กระแส Emitter ของ Q_1 มีค่าเท่ากับ กระแสเบสของ Q_2 ดังนั้นสัดส่วนของ $r_{\pi 1}$ ต่อ $r_{\pi 2}$ คือ และสมการที่ (3.103) ย่อได้เหลือ

$$g_m^c = \frac{g_{m2}}{2} \quad (3.104)$$

อัตราขยายกระแส β^c คือสัดส่วน

$$\beta^c = \frac{i_c^c}{i_b^c} = \frac{i_{c2}^c}{i_{b1}^c} \quad (3.105)$$

กระแส Emitter ของ Q_1 คือ

$$i_{e1} = (\beta_0 + 1)i_{b1} \quad (3.106)$$

เนื่องจาก $i_{e1} = i_{b2}$

$$i_{c2} = i_c^c = \beta_0 i_{b2} = \beta_0 (\beta_0 + 1) i_{b1} = \beta_0 (\beta_0 + 1) i_b^c \quad (3.107)$$

ดังนั้น

$$\beta^c = \beta_0 (\beta_0 + 1) \quad (3.108)$$

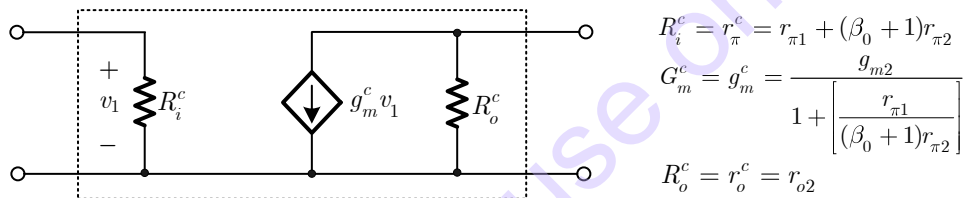
จากสมการที่ (3.108) แสดงให้เห็นว่าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ประกอบรวมนี้มีค่าประมาณเท่ากับ β_0^2 ดังนั้นเมื่อพิจารณารูปที่ 3.26 ให้ r_π สามารถตัดทิ้งได้เราจะได้

$$r_o^c = r_{o2} \quad (3.109)$$

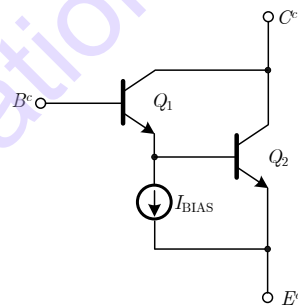
วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในรูปโครงข่าย Two-port สำหรับการต่อแบบ CC-CE แสดงในรูปที่ 3.27 โดยตัวต้านทานคอลเล็กเตอร์ R_C ไม่ถูกนำมารวมด้วย วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กนี้สามารถ

นำมาใช้แทนการทำงานสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ประกอบรวม เพื่อให้การวิเคราะห์โครงสร้างวงจรรนี้ทำได้ง่ายขึ้น

โครงสร้างแบบ Darlington แสดงในรูปที่ 3.28 เป็นอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบรวมตัวต่อกันโดยขาอิมิตเตอร์ของตัวแรกควบคุมเบสของตัวที่สอง องค์ประกอบการไบแอสใช้ในการควบคุมกระแสอิมิตเตอร์ของ Q_1 ผลลัพธ์คือ Terminal ทั้งสามของทรานซิสเตอร์ประกอบรวมสามารถนำมาใช้แทนทรานซิสเตอร์แบบเดี่ยว ในโครงสร้าง CE, CB และ CC เมื่อนำมาใช้เป็นวงจรมตามอิมิตเตอร์ (Emitter Follower) อุปกรณ์จะเหมือนกับการต่อ CC-CC ตามที่ได้อธิบายไว้ เมื่อนำมาใช้เป็นวงจรรขยายอิมิตเตอร์รวม อุปกรณ์จะยิ่งเหมือนกับการต่อแบบ CC-CE เว้นเพียงแต่คอลเล็กเตอร์ของ Q_1 ถูกต่อไว้ที่เอาต์พุตแทนที่จะต่อกับแหล่งจ่ายพลังงาน ผลกระทบของความเปลี่ยนแปลงนี้คือการลดค่าความต้านทานเอาต์พุตรวมของอุปกรณ์เนื่องจากการป้อนกลับด้วย r_o ของ Q_1 และ เนื่องจาก Q_1 มีตัวเก็บประจุคอลเล็กเตอร์-เบส ต่อจากอินพุตสู่เอาต์พุต ทำให้อินพุตมีค่า Capacitance เพิ่มขึ้น เพราะข้อเสียดังกล่าวการต่อ CC-CE จึงถูกนำมาใช้มากกว่าในวงจรรวมขยายสัญญาณขนาดเล็ก คำว่า Darlington จะใช้บ่อยในการกล่าวถึงทั้ง CC-CE และ CC-CC

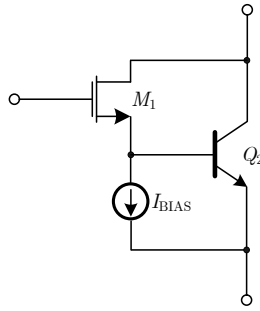


รูปที่ 3.27 โครงข่าย Two-port ของการต่อ CC-CE



รูปที่ 3.28 โครงสร้างการต่อแบบ Darlington

จากที่ได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ว่าการต่อแบบ Darlington ใช้สำหรับเพิ่มประสิทธิภาพอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ แต่ไม่มีการนำมาใช้กับวงจรมอสโดยเฉพาะ แต่ในเทคโนโลยี BiCMOS จะมีการนำการต่อแบบนี้มาใช้โดยแสดงในรูปที่ 3.29 เมื่อใช้มอสทรานซิสเตอร์ใช้แทนที่ Q_1 โครงสร้างนี้ไม่เพียงแต่ได้รับคุณสมบัติในด้านความต้านทานอินพุต และ อัตราขยายกระแสที่เป็นอนันต์ของมอสทรานซิสเตอร์แล้ว ยังได้รับข้อดีเรื่องค่าทรานสคอนดักแตนซ์ที่สูงมากของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์อีกด้วย



รูปที่ 3.29 การต่อแบบ Darlington ในเทคโนโลยี BiCMOS

ตัวอย่างที่ 3.4 จงหาค่า r_{π}^c , β^c , g_m^c ของทรานซิสเตอร์ประกอบรวมในรูปที่ 3.25 สำหรับทั้งสองอุปกรณ์กำหนดให้ $\beta_0 = 100$, $r_b = 0$, $r_o \rightarrow \infty$ สำหรับ Q_2 กำหนดให้ $I_C = 100\mu A$, $I_{BIAS} = 10\mu A$

วิธีทำ

กระแสเบสของ Q_2 คือ $100\mu A / 100 = 1\mu A$ ดังนั้นกระแสเอมิเตอร์ ของ Q_1 คือ $11\mu A$ ดังนั้น

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{11\mu A / 26mV} = 236k\Omega$$

$$g_{m1} = (2.36k\Omega)^{-1}$$

$$r_{\pi 2} = 26k\Omega$$

$$g_{m2} = (260\Omega)^{-1}$$

$$r_{\pi 2}^c = 236k\Omega + (101)(26k\Omega) = 2.8M\Omega$$

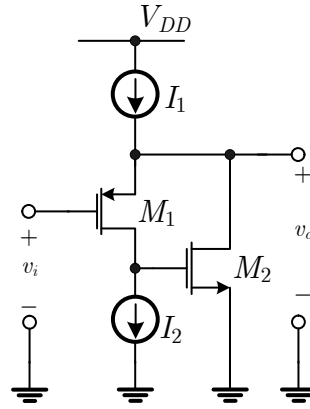
$$\beta^c = (101)(100) = 10,100$$

$$g_m^c = g_{m2}(0.916) = (283\Omega)^{-1}$$

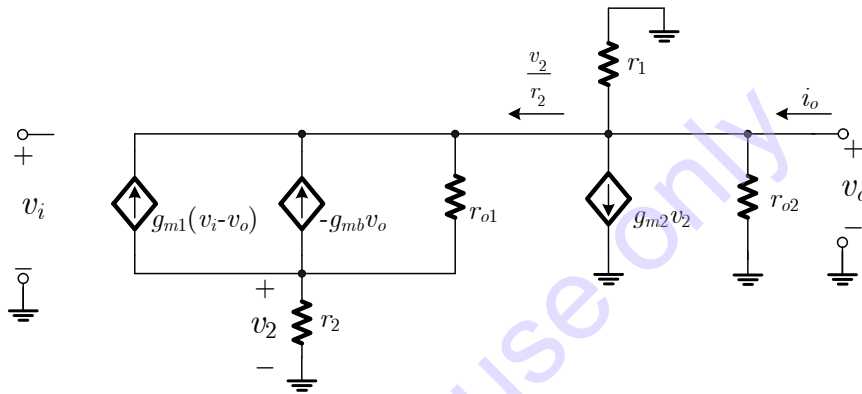
เพราะฉะนั้นสรุปได้ว่า ทรานซิสเตอร์ประกอบรวมจะมีค่าความต้านทานอินพุตและอัตราขยายกระแสสูงกว่าทรานซิสเตอร์แบบเดี่ยว

3.10.2 วงจรตามซอสแบบพิเศษ (Super Source Follower)

จากวงจรตามซอสในหัวข้อ 3.7 มีความต้านทานเอาต์พุตของดังสมการที่ (3.76) ซึ่งมีค่าประมาณ $1/(g_m + g_{mb})$ เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ปกติแล้วจะมีค่าต่ำกว่าไบโพลาร์ค่อนข้างมาก ซึ่งค่าความต้านทานเอาต์พุตมีค่าค่อนข้างสูงมากเกินไปไม่เหมาะกับการประยุกต์การใช้งาน ซึ่งต้องการความต้านทานเอาต์พุตที่ต่ำ ทางหนึ่งที่จะทำให้ความต้านทานเอาต์พุตต่ำทำได้โดยค่าทรานสคอนดักแตนซ์ด้วยการเพิ่มค่า W/L ของวงจรถือเพิ่มกระแสไบแอสให้มีค่าสูง แต่วิธีนี้จะต้องยอมรับว่าพื้นที่ Chip และการสูญเสียกำลังงานจะต้องเพิ่มขึ้นตามความต้านทานเอาต์พุตที่ต้องการลดลง ในการออกแบบให้วงจรมีการสูญเสียต่ำสุด ภายใต้เงื่อนไขความต้านทานเอาต์พุต (R_o) ที่ต่ำนั้น วงจรตามซอสแบบพิเศษดังรูปที่ 3.30 [5] เป็นอีกวิธีหนึ่งสามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยวงจรจะเพิ่มในส่วนการป้อนกลับแบบลบเพื่อลดค่าความต้านทานเอาต์พุตโดยทรานซิสเตอร์ M_2 เมื่อแรงดันอินพุตคงที่ และ แรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้น ค่ากระแสทราน M_1 จะเพิ่มขึ้น และ แรงดันเกต-ซอสของ M_2 ก็เพิ่มขึ้นด้วย เป็นผลให้กระแสทรานของ M_2 เพิ่มขึ้น เสมือนกับค่าความต้านทานที่เอาต์พุตจะมีค่าลดลงตามกระแสที่เพิ่มขึ้นที่เอาต์พุตนั่นเอง



รูปที่ 3.30 วงจรตามข้อสอบแบบพิเศษ



รูปที่ 3.31 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามข้อสอบแบบพิเศษ

พิจารณาจากวงจรรูปที่ 3.30 กระแส M_2 คือผลต่างระหว่าง I_1 และ I_2 ซึ่งเงื่อนไขการทำงานที่ถูกต้องคือ $I_1 > I_2$ โดยสามารถเขียนวงจรอยู่ในรูปวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก ได้ดังรูปที่ 3.31 ซึ่ง Body-effect ทรานสคอนดักแตนซ์ของ M_2 มีค่าเท่ากับ 0 เพราะ $v_{b,s2} = 0$ โดยความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแส I_1 และ I_2 จะแทนที่โดย r_1 และ r_2 ตามลำดับ ถ้าแหล่งจ่ายกระแสเป็นอุดมคติ ($r_1 \rightarrow \infty$ และ $r_2 \rightarrow \infty$) แต่โดยหลักการแล้วจะมีค่าสูงมาก

ในการวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุต ทำได้โดยกำหนดให้ $v_i = 0$ และ หาค่า i_o ที่ไหลเข้าไปในเอาต์พุต เมื่อป้อนแรงดัน v_o ที่เอาต์พุต และ ทำการเขียนสมการโดยใช้ KCL ที่เอาต์พุตได้เป็น

$$i_o = \frac{v_o}{r_1} + \frac{v_o}{r_{o2}} + g_{m2}v_2 + \frac{v_2}{r_2} \quad (3.110)$$

จาก KCL ที่ขาเดรนของ M_1 เมื่อ $v_i = 0$

$$\frac{v_2}{r_2} - g_{m1}v_o - g_{mb1}v_o + \frac{v_2 - v_o}{r_{o2}} = 0 \quad (3.111)$$

แทน (3.111) ในสมการที่ (3.110) ในรูป v_2 สามารถเขียนสมการที่ (3.110) ใหม่ได้เป็น

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = r_1 \parallel r_{o2} \parallel \left(\frac{r_{o1} + r_2}{[1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}] + 1 + g_{m2}r_2} \right) \quad (3.112)$$

สมมติให้แหล่งจ่ายกระแส I_1 และ I_2 เป็นอุดมคติ ($r_1 \rightarrow \infty$ และ $r_2 \rightarrow \infty$) และ $r_{o2} \rightarrow \infty$ และ ถ้า $(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} \gg 1$ ดังนั้น

$$R_o \simeq \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} \left(\frac{1}{g_{m2}r_{o1}} \right) \quad (3.113)$$

จากสมการที่ (3.113) แสดงให้เห็นว่าการป้อนกลับแบบลบผ่านทาง M_2 ทำให้ความต้านทานเอาต์พุตลดลงในอัตรา $g_{m2}r_{o1}$ และ เมื่อพิจารณาถึงอัตราขยายแรงดันของวงจรตามซอสแบบพิเศษ เมื่อเอาต์พุตไม่ต่อโหลด โดยทำ KCL ที่เอาต์พุตได้เป็น

$$\frac{v_o}{r_1} + \frac{v_o}{r_{o2}} + g_{m2}v_2 + \frac{v_2}{r_2} = 0 \quad (3.114)$$

เมื่อ KCL ที่ขาเดรนของ M_1 ได้เป็น

$$\frac{v_2}{r_2} - g_{m1}(v_i - v_o) - g_{mb1}v_o + \frac{v_2 - v_o}{r_{o2}} = 0 \quad (3.115)$$

เมื่อสมมติให้แหล่งจ่ายกระแสเป็นอุดมคติดังนั้น

$$\lim_{\substack{r_1 \rightarrow \infty \\ r_2 \rightarrow \infty}} \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = \frac{g_{m1}r_{o1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} + \frac{1}{g_{m2}r_{o2}}} \quad (3.116)$$

เมื่อเทียบสมการที่ (3.116) และ สมการที่ (3.73) พบว่าอัตราขยายจากเบี่ยงเบนไปจาก 1 มากกว่าในวงจรตามซอสแบบง่าย ถ้า $g_{m2}r_{o2} \gg 1$ ผลต่างจะน้อยมาก และ สรุปได้ว่าวงจรตามซอสแบบพิเศษจะให้ผลกระทบเมื่อต่อโหลตน้อยกว่าวงจรตามซอสแบบง่าย ในบางกรณีการพบว่าวงจรตามซอสด้วยเทคโนโลยีซีมอสนี้อาจจะใช้ใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ก็ได้ เพื่อลดปัญหาการนำกระแสที่ไม่ดีของ PNP ทรานซิสเตอร์ ซึ่งในการป้อนกลับแบบลบด้วย M_2 นั้นอาจจะไม่เสถียรในทุกกรณี โดยเฉพาะในกรณีที่เป็น Capacitive โหลด จึงต้องระมัดระวังในการใช้งานด้วย

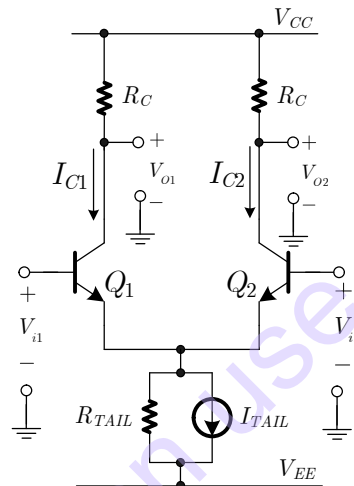
3.11 วงจรคูติฟเฟอเรนเชียล (Differential Pairs)

วงจรคูติฟเฟอเรนเชียล เป็นอีกหนึ่งตัวอย่างของวงจรรขยาย ที่แรกเริ่มได้คิดค้นมาจากการใช้หลอดสุญญากาศ [10] วงจรต้นแบบใช้หลอดสุญญากาศสองหลอดที่แคโทดต่อเข้าด้วยกัน ส่วนวงจรคูติฟเฟอเรนเชียล ยุคใหม่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์หรือมอสทรานซิสเตอร์ต่อขาอิมิตเตอร์ หรือ ขาซอส เข้าด้วยกันตามลำดับ และ พบว่ามีการใช้งานทรานซิสเตอร์คู่นี้เป็นลักษณะวงจรร้อยกันอย่างกว้างขวางในวงจรรวมอนาล็อก ประโยชน์ของคูติฟเฟอเรนเชียล มาจากคุณสมบัติหลักสองข้อ ข้อแรกการต่อคาสเคดของวงจรคูติฟเฟอเรนเชียล สามารถต่อกันได้โดยตรงโดยไม่ต้องมีตัวเก็บประจุคัปปลิง ข้อที่สองวงจรคูติฟเฟอเรน

เซียล มีความไวต่อความต่างระหว่างแรงดันอินพุตสองตัวมาก อีกนัยหนึ่งก็คือวงจรจะมีความสามารถในการเอาสัญญาณที่เหมือนกันออกไปที่อยู่ในระดับสูง ในหัวข้อนี้จะพิจารณาคุณสมบัติของทั้งแบบคู่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ และ คู่ซอสของมอสทรานซิสเตอร์โดยละเอียด

3.11.1 คุณสมบัติทางไฟตรงของคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเซียล

รูปแบบที่ง่ายที่สุดเห็นจะเป็นวงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเซียล (Emitter-Coupled Pair: ECP) แสดงในรูปที่ 3.32 วงจรไบแอสต่อกับขาอิมิตเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 ซึ่งอาจจะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นแหล่งจ่ายกระแสก็ได้ ซึ่งจะเรียกว่าแหล่งจ่ายกระแสทาง I_{TAIL} (Tail Current) หรือ อาจจะเป็นตัวต้านทาน R_{TAIL} อย่างง่ายเพียงอย่างเดียวโดยกำหนดให้ $I_{TAIL}=0$ ในรูปที่ 3.32 หรือแม้จะใช้ทั้ง I_{TAIL} และ R_{TAIL} โดยแหล่งจ่ายกระแสทาง จะกลายเป็นวงจรสมมูล Norton



รูปที่ 3.32 วงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเซียล

พฤติกรรมสัญญาณขนาดใหญ่ของคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเซียล นั้น เป็นส่วนสำคัญเนื่องจากเป็นตัวแสดงถึงช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงานที่ถูกจำกัดในช่วงที่วงจรมีพฤติกรรมใกล้เคียงเส้น ยิ่งไปกว่านั้น พฤติกรรมสัญญาณขนาดใหญ่นี้ยังแสดงให้เห็นว่า ขนาดของสัญญาณอนาล็อกในวงจรไบโพลาร์สามารถจำกัดได้โดยไม่ต้องทำให้ทรานซิสเตอร์เข้าสู่ย่านอิมิตัว เวลาตอบสนองจะเพิ่มขึ้นเพราะประจุที่เก็บในบริเวณขาเบส เพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์เรากำหนดให้ความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแสทาง $R_{TAIL} \rightarrow \infty$ และ ให้ความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว $r_o \rightarrow \infty$ และ ความต้านทานขาเบสของทรานซิสเตอร์เป็น $r_b = 0$ การกำหนดนี้ไม่มีผลกระทบมากในกรณีที่ต่ำ พฤติกรรมสัญญาณขนาดใหญ่จากการใช้ KVL ที่อินพุตดู

$$V_{i1} - V_{be1} + V_{be2} - V_{i2} = 0 \tag{3.117}$$

กำหนดให้ความต้านทานคอลเล็กเตอร์มีค่าน้อยพอที่จะไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว ถ้า $V_{i1} \leq V_{CC}$ และ $V_{i2} \leq V_{CC}$ ถ้า $V_{be1} \gg V_T$ และ $V_{be2} \gg V_T$ สมการ Ebers-Moll คือ

$$V_{be1} = V_t \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) \tag{3.118}$$

$$V_{be2} = V_t \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) \quad (3.119)$$

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์สมพงค์กัน ดังนั้น $I_{S1} = I_{S2}$ จากสมการที่ (3.117) และ นำสมการที่ (3.118) ลบกับสมการที่ (3.119) ได้เป็น

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp \left(\frac{V_{i1} - V_{i2}}{V_t} \right) = \exp \left(\frac{V_{id}}{V_t} \right) \quad (3.120)$$

เมื่อ $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$ เนื่องจากเรากำหนดให้ทรานซิสเตอร์สมพงค์กัน $\alpha_{F1} = \alpha_{F2} = \alpha_F$ ดังนั้น KCL ที่ขาอิมิตเตอร์ จะได้

$$I_{E1} + I_{E2} = I_{TAIL} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{\alpha_F} \quad (3.121)$$

รวมสมการที่ (3.120) และสมการที่ (3.121) จะได้

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_{TAIL}}{1 + \exp \left(-\frac{V_{id}}{V_t} \right)} \quad (3.122)$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F I_{TAIL}}{1 + \exp \left(\frac{V_{id}}{V_t} \right)} \quad (3.123)$$

คูณสมการที่ (3.122) ด้วย $\exp(V_{id}/2V_t)$ ทั้งเศษและส่วน และ คูณสมการที่ (3.123) ด้วย $\exp(-V_{id}/2V_t)$ ทั้งเศษและส่วน สามารถเขียนสมการทั้งสองใหม่ได้เป็น

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_{TAIL} \exp \left(\frac{V_{id}}{2V_t} \right)}{\exp \left(\frac{V_{id}}{2V_t} \right) + \exp \left(-\frac{V_{id}}{2V_t} \right)} \quad (3.124)$$

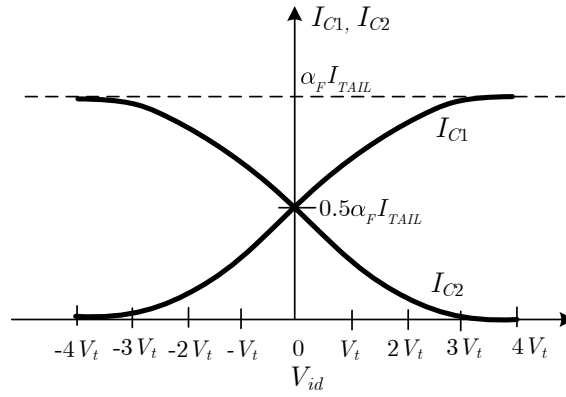
$$I_{C2} = \frac{\alpha_F I_{TAIL} \exp \left(-\frac{V_{id}}{2V_t} \right)}{\exp \left(\frac{V_{id}}{2V_t} \right) + \exp \left(-\frac{V_{id}}{2V_t} \right)} \quad (3.125)$$

กระแสเอาต์พุต I_O หรือ ผลต่างของกระแส $I_{C1} - I_{C2}$ เท่ากับ

$$I_O = I_{C1} - I_{C2} = \alpha_F I_{TAIL} \frac{\exp \left(\frac{V_{id}}{2V_t} \right) - \exp \left(-\frac{V_{id}}{2V_t} \right)}{\exp \left(\frac{V_{id}}{2V_t} \right) + \exp \left(-\frac{V_{id}}{2V_t} \right)} \quad (3.126)$$

ด้วยการประมาณค่าของอนุกรม Taylor ($\tanh(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} + \dots$) ทำให้กระแสเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$= \alpha_F I_{TAIL} \tanh \left(\frac{V_{id}}{2V_t} \right) \approx \alpha_F I_{TAIL} \left(\frac{V_{id}}{2V_t} \right) \quad (3.127)$$



รูปที่ 3.33 กระแสคอลเล็กเตอร์ของวงจรรคู่มิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล เมื่อป้อนแรงดันอินพุตผลต่าง

กระแสทั้งสองอยู่ในรูปฟังก์ชันของ V_{id} แสดงดังรูปที่ 3.33 และ เมื่อขนาดของ V_{id} มากกว่า $3V_t$ (หรือประมาณ 78mV ที่อุณหภูมิห้อง) กระแสคอลเล็กเตอร์ก็จะเป็นฟังก์ชันของ V_{id} โดยทรานซิสเตอร์หนึ่งตัวไม่ทำงานและกระแสทั้งหมดจะไหลผ่านทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่ง ยิ่งไปกว่านั้นยังพบว่าวงจรมีพฤติกรรมเกือบจะเป็นเชิงเส้นเมื่อขนาดของ V_{id} น้อยกว่า V_T เราสามารถคำนวณแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

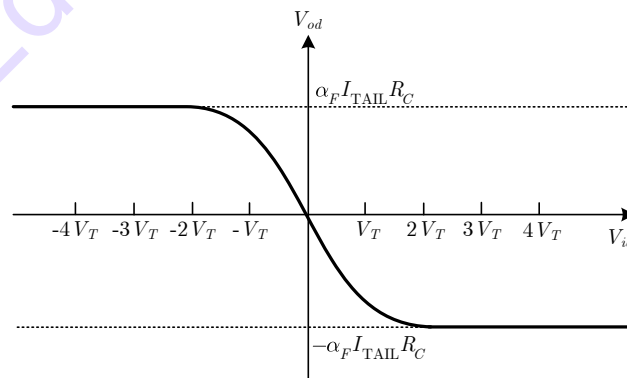
$$V_{O1} = V_{CC} - I_{C1}R_C \quad (3.128)$$

$$V_{O2} = V_{CC} - I_{C2}R_C \quad (3.129)$$

สัญญาณเอาต์พุตที่สนใจคือผลต่างระหว่าง V_{O1} และ V_{O2} ซึ่งเราเรียกว่า V_{od} คือ

$$V_{od} = V_{O1} - V_{O2} = \alpha_F I_{TAIL} R_C \tanh\left(\frac{-V_{id}}{2V_t}\right) \approx -\alpha_F I_{TAIL} R_C \left(\frac{V_{id}}{2V_t}\right) \quad (3.130)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.130) มาพล็อตเป็นกราฟ ทำให้ข้อดีที่ชัดเจนของวงจรรขยายคู่อิฟเฟอเรนเชียลคือเมื่อ V_{id} เป็นศูนย์และ V_{od} เป็นศูนย์ ถ้า Q_1 และ Q_2 สมพงค์กันและมีตัวต้านทานที่เท่ากันต่อเข้ากับคอลเล็กเตอร์ของทั้ง Q_1 และ Q_2 คุณสมบัตินี้ทำให้สามารถต่อแบบคาสเคดได้โดยไม่ต้องมีออฟเซต

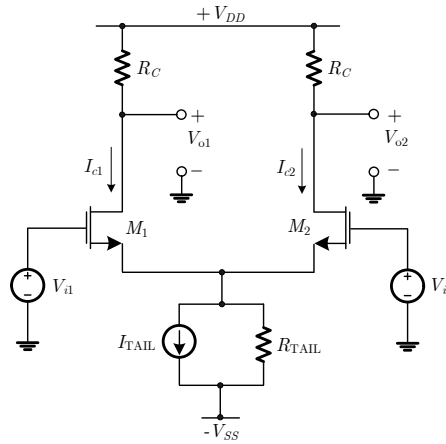


รูปที่ 3.34 ผลต่างแรงดันเอาต์พุตของวงจรรคู่มิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล เมื่อป้อนแรงดันอินพุตผลต่าง

3.11.2 คุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรรคู่ออสติฟเฟอเรนเชียล

พิจารณาทรานซิสเตอร์แบบ NMOS คู่ออสติฟเฟอเรนเชียลในรูปที่ 3.35 ซึ่งการวิเคราะห์ต่อไปนี้จะสามารถนำไปใช้ได้กับมอสทรานซิสเตอร์แบบ PMOS คู่ออสติฟเฟอเรนเชียลได้เช่นกัน โดยการเปลี่ยน

สัญลักษณ์ที่เหมาะสม ในวงจรรวมแหล่งจ่ายกระแสอาจจะแทนที่ด้วยทรานซิสเตอร์ เรียกว่าแหล่งจ่ายกระแสหาง (Tail Current) จะถูกใช้ต่อกับขาซอสของ M_1 และ M_2 ในกรณีนี้ ทั้งกระแส I_{TAIL} และ R_{TAIL} เป็นวงจรสมมูล Norton ของแหล่งจ่ายกระแสหาง



รูปที่ 3.35 วงจรคู่ซอสติฟเฟอเรนเชียล

สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ กำหนดให้ความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแสหางเท่ากับ $R_{TAIL} \rightarrow \infty$ และ กำหนดให้ความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว $r_o \rightarrow \infty$ แม้ว่าการกำหนดนี้ไม่มีผลกระทบมากในความถี่ต่ำ และ พฤติกรรมสัญญาณขนาดใหญ่ แต่มีผลอย่างมากต่อพฤติกรรมสัญญาณขนาดเล็ก ดังนั้นเราจะพิจารณาข้อกำหนดใหม่เมื่อเราวิเคราะห์วงจรในจุดสัญญาณขนาดเล็ก โดยใช้ KVL ที่อินพุตคู่

$$V_{i1} - V_{gs1} + V_{gs2} - V_{i2} = 0 \quad (3.131)$$

กำหนดให้ความต้านทานเดรนมีค่าน้อยพอที่จะไม่ให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่าน Triode ถ้า $V_{i1} \leq V_{DD}$ และ $V_{i2} \leq V_{DD}$ ยิ่งไปกว่านั้นกำหนดให้กระแสเดรนของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีความสัมพันธ์กับแรงดันเกต-ซอส ด้วยความสัมพันธ์แบบกฏกำลังสอง (Square-Law) โดยใช้สมการที่ (2.42) และ ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งสองสมพงค์กัน สามารถเขียนสมการแรงดันเกต-ซอส ได้เป็น

$$V_{gs1} = V_T + \sqrt{\frac{2I_{d1}}{k'(W/L)}} \quad (3.132)$$

และ

$$V_{gs2} = V_T + \sqrt{\frac{2I_{d2}}{k'(W/L)}} \quad (3.133)$$

แทนสมการที่ (3.132) และ สมการที่ (3.133) ในสมการที่ (3.131) จะได้

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2} = \frac{\sqrt{I_{d1}} - \sqrt{I_{d2}}}{\sqrt{\frac{k'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)}} \quad (3.134)$$

เขียนสมการกระแสโดยใช้ KCL ที่ขาซอสของ M_1 และ M_2 ได้เป็น

$$I_{d1} + I_{d2} = I_{TAIL} \quad (3.135)$$

แก้สมการหาค่า I_{d1} โดยแทนค่าที่ (3.135) ลงในสมการที่ (3.134) จัดรูปใหม่ และ ใช้กำลังสอง สมมูล (Quadratic Function) จะได้

$$I_{d1} = \frac{I_{TAIL}}{2} \pm \frac{k'}{4} \left(\frac{W}{L} \right) V_{id} \sqrt{\frac{4I_{TAIL}}{k'(W/L)} - V_{id}^2} \quad (3.136)$$

เนื่องจาก $I_{d1} > I_{TAIL}/2$ เสมอ เมื่อ $V_{id} > 0$ ผลจากการนำพจน์ที่สองไปลบกับพจน์ที่แรกไม่สามารถเกิดขึ้นได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้น

$$I_{d1} = \frac{I_{TAIL}}{2} + \frac{k'}{4} \left(\frac{W}{L} \right) V_{id} \sqrt{\frac{4I_{TAIL}}{k'(W/L)} - V_{id}^2} \quad (3.137)$$

แทนค่าสมการที่ (3.137) ในสมการที่ (3.135) จะได้

$$I_{d2} = \frac{I_{TAIL}}{2} - \frac{k'}{4} \left(\frac{W}{L} \right) V_{id} \sqrt{\frac{4I_{TAIL}}{k'(W/L)} - V_{id}^2} \quad (3.138)$$

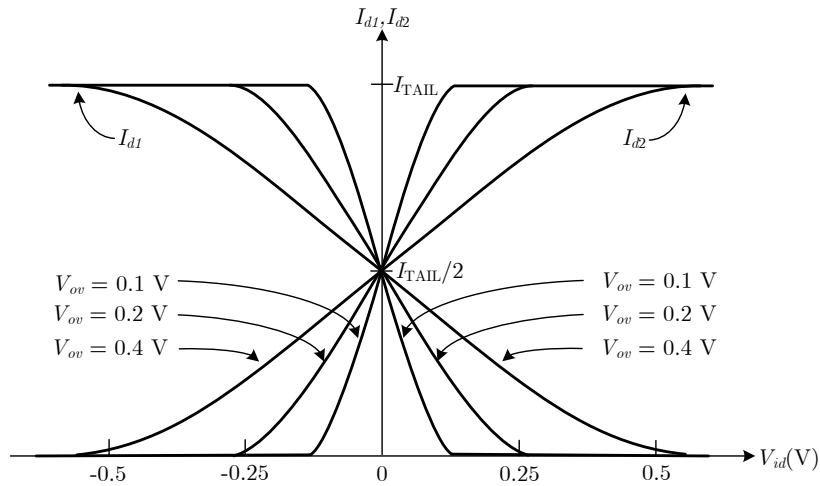
สมการที่ (3.137) และสมการที่ (3.138) สามารถใช้ได้เฉพาะเมื่อทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในย่านแอกทิฟหรือย่านอิ่มตัว เนื่องจากเรากำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวไม่ได้ทำงานในย่าน Triode ข้อจำกัดเกิดขึ้นเมื่อหยุดการทำงานทรานซิสเตอร์หนึ่งในนั้น เมื่อ M_1 หยุดการทำงาน $I_{d1}=0$ และ $I_{d2}=I_{TAIL}$ ในทางกลับกัน $I_{d1}=I_{TAIL}$ และ $I_{d2}=0$ เมื่อ M_2 หยุดการทำงานแทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (2.48) ซึ่งทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในย่านแอกทิฟถ้า

$$|V_{id}| \leq \sqrt{\frac{2I_{TAIL}}{k'(W/L)}} \quad (3.139)$$

เนื่องจาก $I_{d1} = I_{d2} = I_{TAIL}/2$ เมื่อ $V_{id} = 0$ ช่วงอินพุตปฏิบัติงานในสมการที่ (3.134) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$|V_{id}| \leq \sqrt{2} \left(\sqrt{\frac{2I_{d1}}{k'(W/L)}} \right) \Big|_{V_{id}=0} = \sqrt{2}(V_{ov}) \Big|_{V_{id}=0} \quad (3.140)$$

สมการที่ (3.140) แสดงถึงช่วงอินพุตปฏิบัติงานของ V_{id} สำหรับทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในย่านแอกทิฟ แปรผันโดยตรงกับค่าแรงดัน Overdrive เมื่อ $V_{id}=0$ ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในรูปที่ 3.36 ซึ่งแรงดัน Overdrive นี้เป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบวงจรมอสทรานซิสเตอร์ มีผลไม่เฉพาะต่อช่วงอินพุตปฏิบัติงานของวงจรรคู่ออสติฟเฟอเรนเชียลเท่านั้นแต่ยังมีผลต่อคุณลักษณะอื่นรวมถึง ความเร็ว ออฟเซ็ท และการแกว่ง (Swing) ของเอาต์พุตในการขยายสัญญาณ เนื่องจากแรงดัน Overdrive ของมอสทรานซิสเตอร์ขึ้นอยู่กับกระแส และ W/L ดังนั้นช่วงอินพุตปฏิบัติงานของวงจรรคู่ออสติฟเฟอเรนเชียลสามารถปรับให้เหมาะสมกับการใช้งานได้ด้วยการปรับค่ากระแสทาง และ/หรือ ปรับค่า W/L ของอุปกรณ์อินพุต กลับกันช่วงอินพุตปฏิบัติงานของวงจรรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล ไบโพลาร์มีค่าประมาณ $\pm 3V_T$ เป็นอิสระจากกระแสไบแอสและขนาดของอุปกรณ์ ในความเป็นจริงแล้ววงจรรคู่ออสติฟเฟอเรนเชียล มีพฤติกรรมบางอย่างเหมือนกับคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลมีตัวต้านทานลอค้อตราขยาย (Emitter-degeneration) ที่สามารถเลือกช่วงแรงดันอินพุตได้ตามต้องการ



รูปที่ 3.36 คุณสมบัติไฟตรงของวงจรรขยายสัญญาณเฟอเรนเชียลโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อค่าแรงดัน Overdrive $V_{ov} = V_{GS} - V_t$ เปลี่ยนแปลง โดยที่ $V_{id} = 0$

ในหลาย ๆ กรณีที่นำไปใช้งาน หัวใจหลักของเอาต์พุตของคู่อุปกรณ์เฟอเรนเชียล ไม่ใช่ I_{d1} หรือ I_{d2} เพียงอย่างเดียวแต่ผลต่างของกระแส โดยนำสมการที่ (3.137) ลบกับสมการที่ (3.138) จะได้

$$\Delta I_d = I_{d1} - I_{d2} = \frac{k'}{2} \left(\frac{W}{L} \right) V_{id} \sqrt{\frac{4I_{TAIL}}{k'(W/L)} - V_{id}^2} \quad (3.141)$$

โดยสามารถคำนวณผลต่างแรงดันเอาต์พุตได้จาก

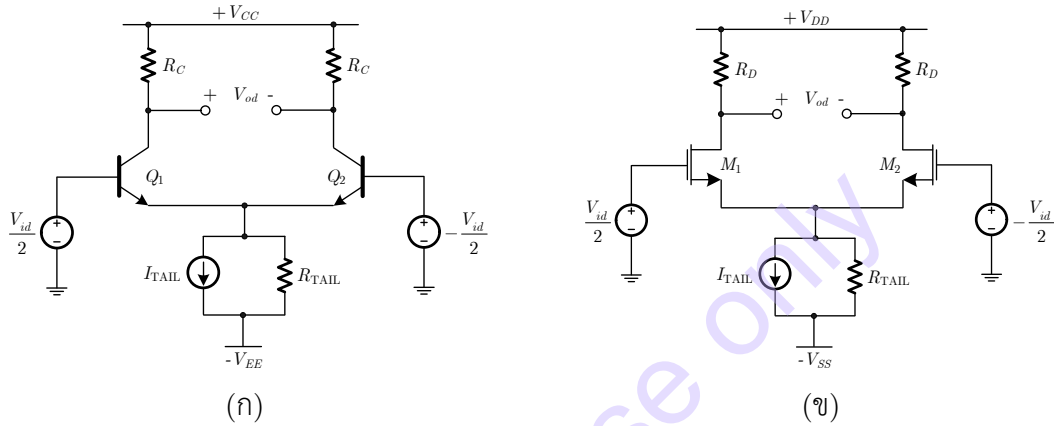
$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = V_{DD} - I_{d1}R_D - V_{DD} - I_{d2}R_D = -(\Delta I_d)R_D \quad (3.142)$$

เนื่องจาก $\Delta I_d = 0$ เมื่อ $V_{id} = 0$ สมการที่ (3.142) แสดงว่า $V_{od} = 0$ เมื่อ $V_{id} = 0$ ถ้า M_1 และ M_2 นั้นสมพงค์กันและถ้าตัวต้านทานที่ต่อกับเดรนของ M_1 และ M_2 เท่ากัน คุณสมบัตินี้ทำให้สามารถต่อคู่อุปกรณ์เฟอเรนเชียล มอสทรานซิสเตอร์แบบคาสเคดได้เช่นเดียวกันในกรณีของไบโพลาร์

3.11.3 คุณสมบัติสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายดิฟเฟอเรนเชียลแบบสมดุทธ์

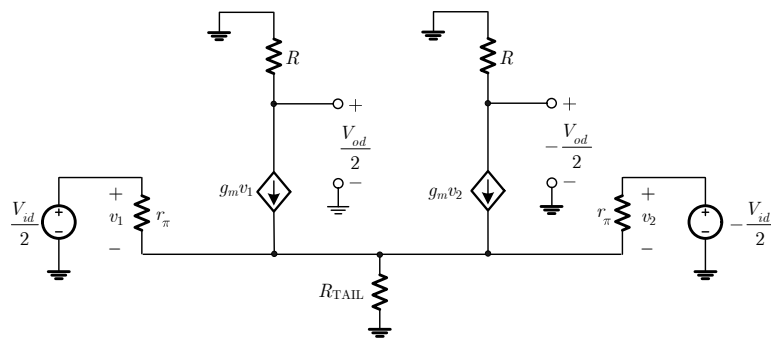
ในหัวข้อนี้กล่าวถึงวงจรรขยายดิฟเฟอเรนเชียลแบบสมดุทธ์ (Balanced Differential Amplifiers) ซึ่งก็หมายถึง $A_{cm-dm} = 0$ และ $A_{dm-cm} = 0$ ซึ่งจะต้องทำการคำนวณ A_{dm} และ A_{cm} แม้ว่าการคำนวณ A_{dm} และ A_{cm} จากวงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายผลต่างสามารถทำได้ การคำนวณนี้สามารถทำให้ง่ายขึ้นอย่างมากด้วยการใช้ข้อดีของความสมมาตรที่อยู่ในวงจรรขยาย โดยทั่วไปขั้นแรกเราจะหาการตอบสนองของวงจรรในรูปดิฟเฟอเรนเชียลเต็มรูปแบบ และ โหมดร่วมอินพุตเต็มรูปแบบอย่างละครั้ง จากนั้นนำผลมาใช้หาผลลัพธ์รวมได้ เนื่องจากทฤษฎี Superposition สามารถใช้ได้ เฉพาะวงจรรเชิงเส้นเท่านั้น การวิเคราะห์ต่อไปนี้จะจำกัดในการใช้เฉพาะสัญญาณขนาดเล็ก และ ใช้ประมาณเฉพาะสัญญาณที่โดยตัดส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นออกไป ในหัวข้อที่แล้วเราวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ของคู่อุปกรณ์เฟอเรนเชียล และกำหนดให้ตัวต้านทานเสมือน Norton ของแหล่งจ่ายกระแสทางมีค่าๆ หนึ่ง เนื่องจากความต้านทานนี้มีผลกระทบต่อพฤติกรรมสัญญาณขนาดเล็กของคู่อุปกรณ์เฟอเรนเชียลเป็นอย่างมาก อย่างไรก็ตามตอนนี้เราจะกำหนดให้ความต้านทานนี้มีค่าๆ หนึ่ง

เนื่องด้วยการวิเคราะห์นี้เหมือนกันทั้งวงจรคูตีฟเฟอเรนเชียลด้วยไบโพลาร์ และ คูตีฟเฟอเรนเชียลด้วยมอส เราจะพิจารณาทั้งสองกรณีนี้ไปพร้อมๆ กัน พิจารณาวงจรคูตีฟเฟอเรนเชียลด้วยไบโพลาร์ในรูปที่ 3.32 และรูปวงจรถูกขยายสัญญาณด้วยไบโพลาร์ ในรูปที่ 3.35 ในมุมสัญญาณขนาดเล็ก นั่นคือ $V_{i1}=v_{i1}$ และ $V_{i2}=v_{i2}$ วงจรนี้วาดใหม่ได้ดังรูปที่ 3.37(ก) และรูปที่ 3.37(ข) กับแรงดันอินพุตโหมดร่วมถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นเราสามารถพิจารณาผลกระทบของโหมดผลต่างอินพุตได้ด้วยตัวมันเอง วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กสำหรับทั้งสองกรณีแสดงในรูปที่ 3.37 รวมถึงตัวแปร R ที่ใช้แทน R_C ในรูปที่ 3.37(ก) และใช้แทน R_D ในรูปที่ 3.37(ข) สังเกตว่าวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กทั้งสองกรณี ไม่สนใจ r_o ยิ่งไปกว่านั้นในกรณีของมอสเราไม่สนใจ ค่าของ g_{mb} และ กำหนดให้ $r_\pi \rightarrow \infty$ เนื่องจาก $\beta_0 \rightarrow \infty$

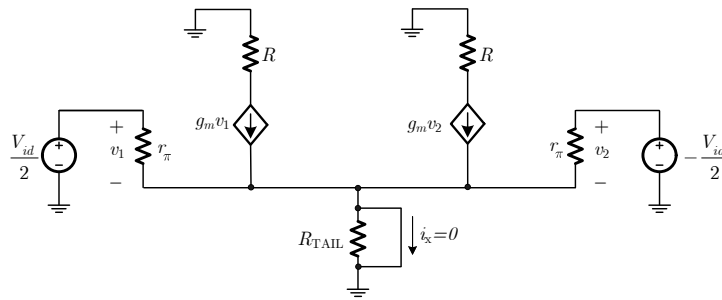


รูปที่ 3.37 วงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลอินพุตผลต่าง (ก) ไบโพลาร์ (ข) ซีมอส

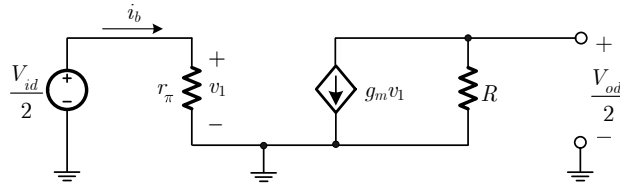
เนื่องจากวงจรในรูปที่ 3.38 นั้นมีความสมดุลอย่างสมบูรณ์ และ อินพุตทั้งสองถูกป้อนโดยแรงดันกลับกัน และมีค่าเท่ากัน แรงดันตกคร่อม R_{TAIL} มีค่าคงที่ อีกวิธีหนึ่งที่สามารถหาผลลัพธ์ได้คือการมองส่วนล่างทั้งสองของวงจรเสมือนเป็นวงจรตามแรงดัน เมื่อข้างหนึ่งถูกดึงขึ้นอีกข้างหนึ่งจะถูกดึงลง ทำให้แรงดันคงที่ตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแสทางโดยใช้ทฤษฎี superposition เนื่องจากแรงดันตกคร่อม R_{TAIL} มีค่าคงที่ พฤติกรรมสัญญาณขนาดเล็กของวงจรจึงไม่รับผลกระทบเมื่อทำการ Short ระหว่าง R_{TAIL} ดังแสดงในรูปที่ 3.39 หลังจากทำการลัดวงจร เราจะพบว่าสองข้างของวงจรไม่เพียงแต่สมดุลกัน แต่ยังเป็นอิสระต่อกันเพราะทั้งสองต่อกันที่โหนดทำงานเป็นกราวด์สัญญาณขนาดเล็ก ดังนั้นผลตอบสนองอินพุตสัญญาณขนาดเล็กคูตีฟเฟอเรนเชียล สามารถหาได้โดยการวิเคราะห์ห้วงจรเพียงข้างหนึ่งโดยทำการ Short ความต้านทาน R_{TAIL}



รูปที่ 3.38 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคูตีฟเฟอเรนเชียลพร้อมอินพุตผลต่าง



รูปที่ 3.39 วงจรโหมตดิฟเฟอเรนเชียลพร้อมแหล่งจ่ายกระแสหางกราวด์ เนื่องจากวงจรสมมาตร $i_x=0$



รูปที่ 3.40 วงจรโหมตดิฟเฟอเรนเชียลครึ่งวงจร

รูปวงจรอย่างง่ายแสดงในรูปที่ 3.40 เรียกว่าวงจรโหมตดิฟเฟอเรนเชียลครึ่งวงจร เป็นประโยชน์ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพในความถี่ต่ำและความถี่สูงของวงจรขยายผลต่างทุกประเภท จากการพิจารณารูปที่ 3.40 พบว่าวงจรนี้เป็นวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม หรือวงจรขยายแบบซอสร์ร่วม ดังนั้น

$$\frac{v_{od}}{2} = -g_m R \frac{v_{id}}{2} \quad (3.143)$$

และ

$$A_{dm} = \left. \frac{v_{od}}{v_{id}} \right|_{v_{ic}=0} = -g_m R \quad (3.144)$$

ตัวอย่างที่ 3.5 จากวงจรรูปที่ 3.37 (ก) ถ้าสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองสมพงค์กันทุกประการ กำหนดกระแส $I_{TAIL}=500\mu A$, $R_{TAIL}=\infty$, $R=10k\Omega$ และ $\beta=100$ จงหาอัตราขยายโหมตดิฟเฟอเรนเชียล (A_{dm})

วิธีทำ

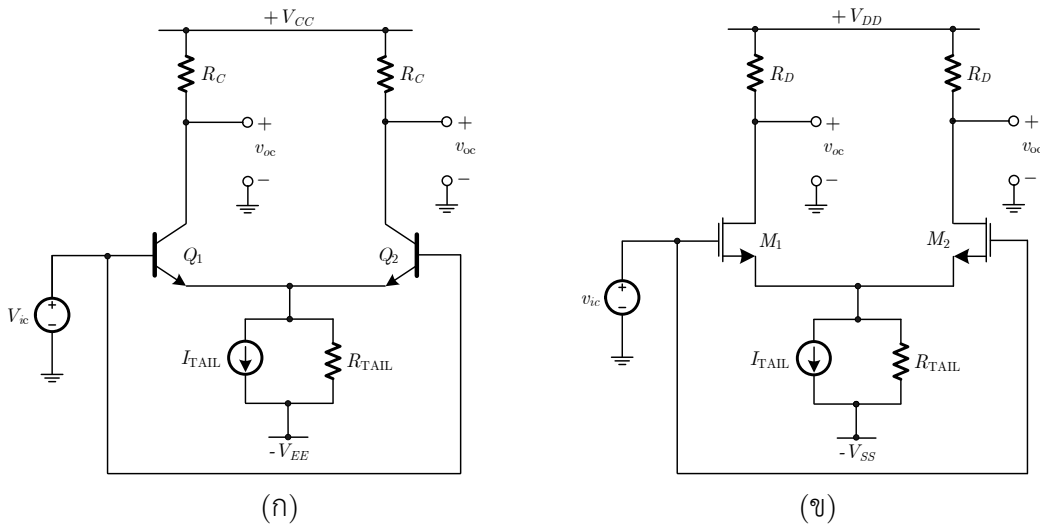
ในสภาวะสมดุลย์กระแส $I_{C1}=I_{C2}=0.5I_{TAIL}=250\mu A$ ค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$g_m = I_C / V_T = 250\mu A / 26mV = 9.615mA / V$$

อัตราขยายโหมตดิฟเฟอเรนเชียลมีค่าเท่ากับ

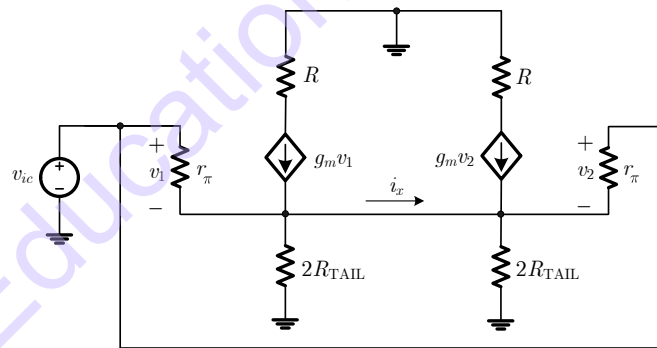
$$A_{dm} = -g_m R = -9.615 \times 10^{-3} (10k) = -96.15 \text{ เท่า}$$

ในกรณีที่จะรวมความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์เข้าไปในการวิเคราะห์ R ในสมการที่ (3.144) จะถูกแทนด้วย $R \parallel r_o$ สุดท้ายสังเกตว่าการตัด g_{mb} จากวิเคราะห์สำหรับวงจรคู่ซอสดิฟเฟอเรนเชียลแบบมอสนั้น ไม่มีผลต่อผลลัพธ์ที่ได้เพราะว่าแรงดันจากซอสไปถึงฐานรองเป็นแรงดันคงที่ เหมือนกับแรงดันที่ตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแสหาง ที่เป็นค่าคงที่เมื่อเป็นอินพุตดิฟเฟอเรนเชียลที่สมบูรณ์



รูปที่ 3.41 (ก) วงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลกับอินพุตโหมดร่วม (ข) วงจรคู่ออสติฟเฟอเรนเชียลกับอินพุตโหมดร่วม

พิจารณาวงจรในรูปที่ 3.32 และรูปที่ 3.35 อีกครั้งด้วยมุมมองสัญญาณขนาดเล็ก กำหนดให้ $V_{i1} = V_{i2} = v_{ic}$ วาดรูปวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 3.41(ก) และรูปที่ 3.41(ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ 3.42 แต่ตัดแปลงจากตัวต้านทาน R_{TAIL} เป็นตัวต้านทานสองตัวต่อขนานกัน โดยแต่ละตัวมีค่าเป็นสองเท่าของตัวต้นฉบับ และ ยังใช้ R แทนที่ R_C ในรูปที่ 3.41(ก) และแทนที่ R_D ในรูปที่ 3.41(ข) และ เป็นอีกครั้งที่ไม่สนใจ r_o ทั้งสองกรณี และ ไม่สนใจ g_{mb} ในกรณีของมอส โดย $r_{\pi} \rightarrow \infty$ เพราะ $\beta_0 \rightarrow \infty$



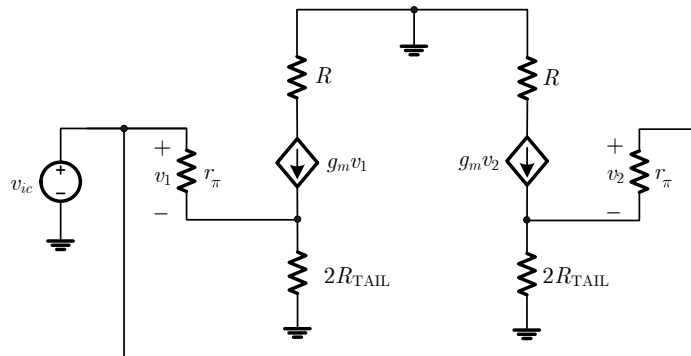
รูปที่ 3.42 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กกับอินพุตโหมดร่วม

วงจรในรูปที่ 3.42 ถูกแบ่งออกเป็นสองข้างที่สมมาตรกัน และ แต่ละข้างถูกควบคุมโดยแรงดันที่เท่ากับ v_{ic} เหมือนกัน ไม่มีกระแส i_x ไหลในส่วนที่ต่อกันแต่ละครั้ง พฤติกรรมของวงจรไม่เปลี่ยนแปลงแม้ตำแหน่งนี้จะถูกเอาออกไปในรูปที่ 3.43 จากผลลัพธ์เราจะเป็นว่าทั้งสองครึ่งของวงจรในรูปที่ 3.42 ไม่เพียงแต่สมมาตรกันแต่ยังเป็นอิสระต่อกันเพราะว่าทั้งสองต่อกันตรง Branch ที่ไม่มีกระแสสัญญาณขนาดเล็ก เพราะฉะนั้นการตอบสนองสัญญาณขนาดเล็ก อินพุตโหมดร่วมสามารถหาได้โดยการวิเคราะห์ครึ่งหนึ่งของวงจรต้นฉบับ วงจรอย่างง่ายนี้แสดงในรูปที่ 3.44 ซึ่งเรียกว่าครึ่งวงจรโหมดร่วม เมื่อพิจารณารูปที่ 3.44 จะพบว่าวงจรมีเป็นวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม หรือวงจรขยายข้อสร่วมที่การลดอัตราขยาย (Degeneration) ดังนั้น

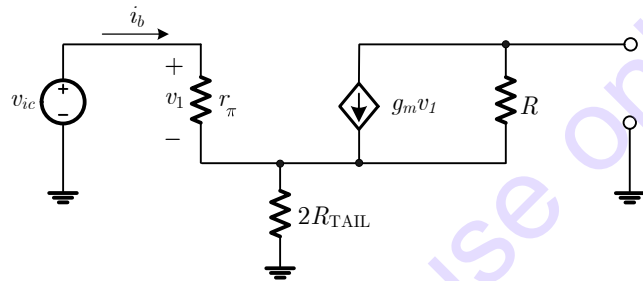
$$v_{oc} = -G_m R v_{ic} \tag{3.145}$$

และ

$$A_{cm} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} \Big|_{v_{id}=0} = -G_m R \quad (3.146)$$



รูปที่ 3.43 วงจรสมมูลโหนดร่วมที่ตัดแปลง



รูปที่ 3.44 วงจรสมมูลโหนดร่วมแบ่งครึ่งวงจร

โดยที่ G_m คือทรานสคอนดักแตนซ์วงจรอิมิตเตอร์ร่วม หรือ ซอสร่วม ที่มีการลดเกนการขยาย (Degeneration) และจะถูกพิจารณาเชิงปริมาณ เนื่องจากการ Degeneration จะทำการปรับลดค่าทรานสคอนดักแตนซ์ และ จะเกิดเฉพาะในกรณีโหนดร่วมเท่านั้น สมการที่ (3.144) และสมการที่ (3.146) แสดงว่า $|A_{dm}| > |A_{cm}|$ ดังนั้นวงจรคู่มือเฟอเรนเชียล นั้นไวต่ออินพุตผลต่างมากกว่าอินพุตโหนดร่วม พุทอีกอย่างหนึ่งคือแหล่งจ่ายกระแสทางจะทำหน้าที่ป้อนกลับแบบลบให้อินพุตในโหนดร่วม

คู่อิมิตเตอร์เฟอเรนเชียล ในกรณีไบโพลาร์ แทนค่า G_m จากสมการที่ (3.85) และ $R_E=2R_{TAIL}$ ลงในสมการที่ (3.146) จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$A_{cm} \simeq \frac{-g_m R}{1 + g_m(2R_{TAIL})} = \frac{-g_m R}{1 + 2g_m(R_{TAIL})} \quad (3.147)$$

เมื่อพิจารณาผลกระทบจาก r_o เข้าไปในการวิเคราะห์ข้างต้นโดยแทน R ในสมการที่ (3.61) ด้วย $R \parallel R_o$ โดย R_o เป็นความต้านทานเอาต์พุตของวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยาย ด้วยความต้านทาน $R_E=2R_{TAIL}$ ได้จากสมการที่ (3.89) หรือสมการที่ (3.90) การแทนค่านี้ไม่สนใจผลกระทบจาก r_o ต่อ G_m ที่แสดงในสมการที่ (3.84)

ค่าอัตราส่วนการขจัดโหนดร่วม (Common-mode Rejection Ratio: CMRR) หาได้โดยการแทนค่าสมการที่ (3.144) และสมการที่ (3.147) ได้เป็น

$$CMRR \equiv \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right| = 1 + 2g_m R_{TAIL} \quad (3.148)$$

สมการนี้นำไปใช้ในเฉพาะกรณีของคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลลักษณะภาคเดียว ซึ่งแสดงถึงการเพิ่มขึ้นของความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแสทาง ซึ่ง R_{TAIL} จะทำให้อัตราส่วน CMRR ของวงจรรดีขึ้น

ตัวอย่างที่ 3.6 จากวงจรรูปที่ 3.37 (ก) และ 3.41 (ก) ถ้าสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองสมพงค์กันทุกประการ กำหนดกระแส $I_{TAIL}=500\mu A$, $R_{TAIL}=500k\Omega$, $R=10k\Omega$ และ $\beta=100$ จงหา CMRR ของวงจรร

วิธีทำ

ในสภาวะสมดุลย์กระแส $I_{C1}=I_{C2}=0.5I_{TAIL}=250\mu A$ ค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$g_m = I_C / V_T = 250\mu A / 26mV = 9.615mA / V$$

ค่าอัตราส่วนการขจัดโหมคร่วม (CMRR) มีค่าเท่ากับ

$$CMRR \equiv \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right| = 1 + 2g_m R_{TAIL} = 1 + 2(9.615 \times 10^{-3}(500k)) = 1 + 9615 = 9616$$

เนื่องจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มี β_0 มีขอบเขตที่แน่นอน และ วงจรรขยายผลต่างมักถูกนำไปใช้เป็นอินพุตของวงจรรด้านเครื่องมือวัด (Instrumentations) ความต้านทานอินพุตของคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล จึงมีความสำคัญต่อการออกแบบ ความต้านทานอินพุตผลต่าง R_{id} คืออัตราส่วนของแรงดันอินพุตผลต่างสัญญาณขนาดเล็ก v_{id} ต่อกระแสอินพุตสัญญาณขนาดเล็ก i_b เมื่อแรงดันอินพุตผลต่างถูกป้อน เมื่อพิจารณารูปที่ 3.40 เราจะพบว่า

$$\frac{v_{id}}{2} = i_b r_\pi \quad (3.149)$$

ดังนั้นความต้านทานอินพุตผลต่างของคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล คือ

$$R_{id} = \left. \frac{v_{id}}{i_b} \right|_{v_{ic}=0} = 2r_\pi \quad (3.150)$$

ดังนั้นความต้านทานอินพุตผลต่างขึ้นอยู่กับ r_π ของทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่ม β_0 และ ลดกระแสคอลเล็กเตอร์ จะได้ความต้านทานอินพุตที่สูงเมื่อคู่อิมิตเตอร์ทำงานที่ระดับกระแสไบแอสต่ำ

ความต้านทานอินพุตโหมคร่วม คืออัตราส่วนสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันอินพุตโหมคร่วม v_{ic} ต่อกระแสอินพุต i_b เมื่อป้อนอินพุตในสภาวะโหมคร่วม จากวงจรรโหมคร่วมครึ่งวงจรรในรูปที่ 3.44 เหมือนกับวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมแบบที่มีการลดอัตราขยายที่ขาอิมิตเตอร์ แทนค่า $R_E=2R_{TAIL}$ ลงในสมการที่ (3.82) จะได้ R_{ic} เป็น

$$R_{ic} = \left. \frac{v_{ic}}{i_b} \right|_{v_{id}=0} = r_\pi + (\beta_0 + 1)(2R_{TAIL}) \quad (3.151)$$

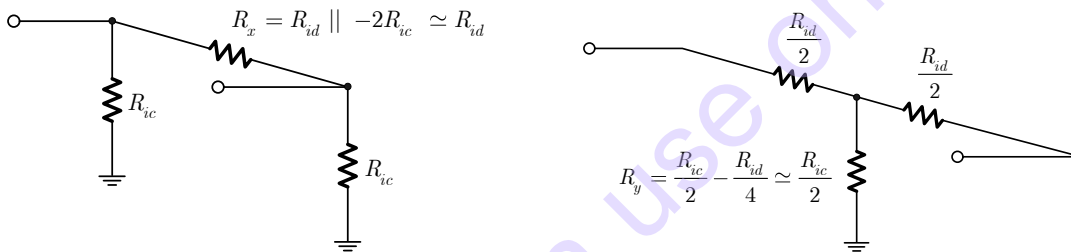
กระแสอินพุตสัญญาณขนาดเล็กที่ไหลเมื่อทั้งแรงดันอินพุตโหมตร่วม และ แรงดันอินพุตโหมตดิฟเฟอเรนเชียล ถูกป้อนหาได้โดย Superposition จะได้

$$i_{b1} = \frac{v_{id}}{R_{id}} + \frac{v_{ic}}{R_{ic}} \quad (3.152)$$

$$i_{b2} = -\frac{v_{id}}{R_{id}} + \frac{v_{ic}}{R_{ic}} \quad (3.153)$$

โดย i_{b1} และ i_{b2} แทนกระแสเบสของ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ

ความต้านทานอินพุตสามารถแทนได้ด้วยวงจรมุม π ของรูปที่ 3.45(ก) หรือ ด้วยวงจรมุม T ในรูปที่ 3.45(ข) สำหรับแบบจำลอง π นั้นความต้านทานอินพุตโหมตร่วมจะเท่ากับ R_{ic} ไม่ขึ้นกับ R_x และความต้านทานอินพุตโหมตดิฟเฟอเรนเชียลจะมีค่าเท่ากับ R_{id} โดยค่าของ R_x ต้องมากกว่า R_{id} เพื่อที่จะให้เกิดกระแสจำนวนหนึ่งผ่าน R_{ic} ในอีกแนวทางหนึ่งกรณีใช้แบบจำลอง T ความต้านทานอินพุตโหมตดิฟเฟอเรนเชียล มีค่าเท่ากับ R_{id} ไม่ขึ้นกับ R_y และความต้านทานอินพุตโหมตร่วมจะเท่ากับ R_{ic} เมื่อ R_y มีค่าน้อยกว่า $R_{ic}/2$ ดังที่แสดงการประมาณค่าในรูปที่ 3.45 จะใช้ได้เมื่อ R_{ic} มีค่ามากกว่า R_{id} มากๆ



รูปที่ 3.45 (ก) วงจรอินพุตสมมูล π สำหรับวงจรขยายผลต่าง (ข) วงจรอินพุตสมมูล T

วงจรถูกขอสติฟเฟอเรนเชียล สำหรับกรณีมอสทรานซิสเตอร์ แทนค่าสมการที่ (3.96) สำหรับ G_m ด้วย $g_{mb}=0$ และ $R_S = 2R_{TAIL}$ ในสมการที่ (3.146) จะได้

$$A_{cm} \simeq -\frac{g_m R}{1 + g_m (2R_{TAIL})} = -\frac{g_m R}{1 + 2g_m R_{TAIL}} \quad (3.154)$$

แม้ว่าสมการที่ (3.154) และครี้งวงจรโหมตร่วม ในรูปที่ 3.44 จะไม่สนใจผลกระทบจาก Body ทรานสคอนดักแตนซ์ g_{mb} แต่อัตราขยายโหมตร่วมขึ้นอยู่กับ g_{mb} ในทางปฏิบัติเพราะว่าผลกระทบจาก Body จะเปลี่ยนขึ้นกับแรงดันขอส-บอดี้ของทรานซิสเตอร์ในคูดิฟเฟอเรนเชียล เมื่อ g_{mb} ถูกรวมอยู่ในทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรรายยอสร่วมที่ปรับลดอัตราขยาย วิธีที่ง่ายในการรวมผลกระทบจาก Body คือการยอมรับว่าจะมีค่า g_{mb} เกิดขึ้น เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.96) ลงในสมการที่ (3.146) จะได้

$$A_{cm} \simeq -\frac{g_m R}{1 + (g_m + g_{mb})(2R_{TAIL})} = -\frac{g_m R}{1 + 2(g_m + g_{mb})R_{TAIL}} \quad (3.155)$$

เมื่อพิจารณาผลกระทบจาก r_o เข้าไปในการวิเคราะห์ข้างต้นโดยแทน R ในสมการที่ (3.154) และสมการที่ (3.155) จะแทนด้วย $R \parallel R_o$ เมื่อ R_o คือความต้านทานเอาต์พุตของวงจรรายยอสร่วมที่มีการลดอัตราขยาย $R_S = 2R_{TAIL}$ ที่ได้จากสมการที่ (3.99) การแทนค่านี้ไม่สนใจผลของ r_o ที่มี

ขอบเขตต่อ G_m ที่แสดงในสมการที่ (3.95) และมักจะตัดทิ้ง CMRR หาได้โดยการแทนค่าสมการที่ (3.144) และสมการที่ (3.155) จะได้เป็น

$$CMRR \equiv \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right| \simeq 1 + 2(g_m + g_{mb})R_{TAIL} \quad (3.156)$$

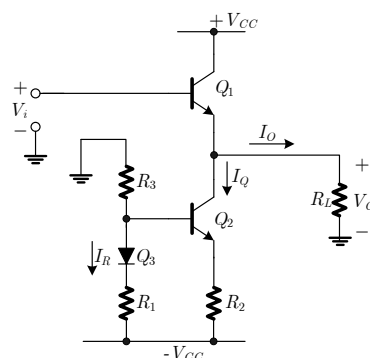
สมการที่ (3.156) ใช้ได้สำหรับวงจรรคู่ออสติฟเฟอเรนเชียลภาคเดี่ยว และ แสดงว่าเมื่อเพิ่ม R_{TAIL} จะเพิ่ม CMRR

3.12 วงจรรขยายเอาต์พุต (Output Stage Amplifier)

วงจรรขยายเอาต์พุตมีความจำเป็นมากในวงจรรวม ซึ่งเป็นที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้แล้วว่า วงจรรขยายที่ดีจะต้องมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำเข้าใกล้ศูนย์ ซึ่งวงจรรขยายที่กล่าวมาแล้วนั้นล้วนยังมีข้อเสีย โดยเฉพาะเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่สูง จึงไม่เหมาะในการขับโหลด เนื่องจากวงจรรขยายไม่สามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทำให้ขาดเสถียรภาพในการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ความต้านทานต่ำ ซึ่งคุณสมบัติของวงจรรขยายเอาต์พุต หรือ อาจเรียกว่าวงจรรขยายกำลัง นั้นจะมุ่งเน้นให้มีอัตราขยายแรงดันประมาณ 1 แต่สามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตได้สูง ซึ่งก็หมายถึงจ่ายกำลังงานได้มากนั่นเอง และ ทั้งนี้มีหลายแนวทางในการออกแบบวงจรรขยายเอาต์พุต โดยสามารถออกแบบได้ทั้งในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์ และ ซีมอส

3.12.1 วงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์ (Emitter Follower Output Amplifier)

วงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์ดังรูปที่ 3.46 หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า วงจรรขยายกำลังแบบคลาสเอ (Class A Power Amplifier) จัดว่าเป็นวงจรรขยายกำลังในแบบพื้นฐานที่สุด ซึ่งสามารถจ่ายเอาต์พุตได้ดี มีความเพี้ยนต่ำ แต่มีข้อเสียในด้านกำลังงานที่สูญเสียที่ค่อนข้างมาก ในการวิเคราะห์การทำงานทำได้โดยกำหนดแรงดันไฟเลี้ยงบวกและลบที่เท่ากัน ($\pm V_{CC}$) แม้ว่าใช้ทางปฏิบัติอาจจะไม่เท่ากันก็ได้ โดยสมมติให้แรงดันเอาต์พุต $V_o=0$ กระแสเอาต์พุต $I_o=0$ กระแสของวงจรรตามอิมิตเตอร์จะถูกไบแอสด้วยกระแสไบแอสสงบนิ่ง (Quiescent) I_Q ซึ่งจ่ายด้วยทรานซิสเตอร์ Q_2 โดยวงจรรตามอิมิตเตอร์นี้มีอินพุตเป็น V_i ซึ่งกระแสสงบนิ่งเกิดขึ้นจะทำให้เกิด V_{be1} เมื่อ $V_o=0$ ความต้านทาน R_1, R_3 และ Q_3 นั้นเป็นวงจรรไบแอสซึ่งได้กระแสอ้างอิงมาจากภาคขยายก่อนหน้า เนื่องจากกระแส I_Q ที่ Q_2 จากมากกว่ากระแสอ้างอิง I_R ดังนั้น R_2 จึงต้องน้อยกว่า R_1 เสมอ



รูปที่ 3.46 วงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์โดยไบแอสด้วยวงจรรสะท้อนกระแส

วงจรรูปที่ 3.46 ใช้สำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ ซึ่งผลของกระแสและแรงดันจะแกว่งตัวค่อนข้างกว้าง ซึ่งจะขึ้นกับแรงดันอินพุตและกระแสไบแอส ในการพิจารณาคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรมตามอิมิตเตอร์ สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_i = V_{be1} + V_O \quad (3.157)$$

ในกรณีนี้แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ V_{be1} ของ Q_1 ไม่สามารถสมมติให้คงที่ได้ เมื่อโหลด R_L มีค่าเล็กเมื่อเทียบกับความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถเขียนสมการในรูปกระแสคอลเล็กเตอร์ I_{C1} ของ Q_1 ได้เป็น

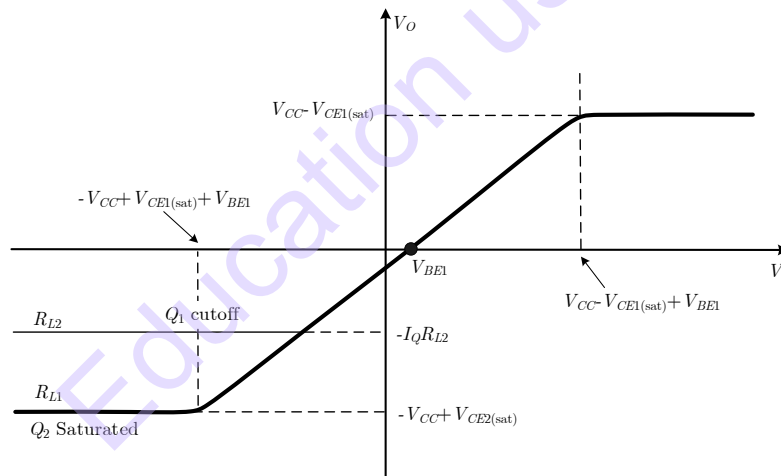
$$V_{be1} = V_t \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_S} \right) \quad (3.158)$$

และกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 มีค่าเป็น

$$I_{C1} = I_Q + \frac{V_O}{R_L} \quad (3.159)$$

สมมติให้ค่า β มีค่าสูงมาก และ แทนสมการที่ (3.158) และ (3.159) ใน (3.157) ได้เป็น

$$V_i = V_t \ln \left(\frac{I_Q + \frac{V_O}{R_L}}{I_S} \right) + V_O \quad (3.160)$$



รูปที่ 3.47 คุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์เมื่อโหลดเอาต์พุตมีค่าสูง (R_{L1}) และ ต่ำ (R_{L2})

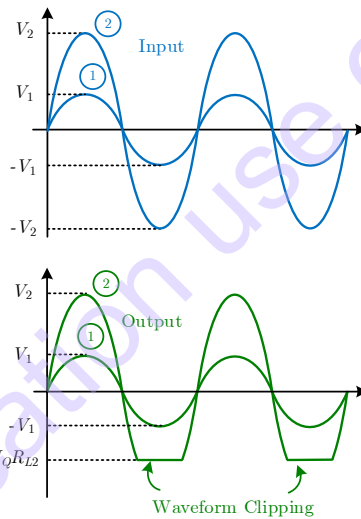
จากสมการที่ (3.160) เมื่อนำไปพล็อตกราฟจะได้เป็นดังรูปที่ 3.47 ถ้าโหลดเอาต์พุต (R_L) มีค่าสูง (R_{L1}) กระแสไหลผ่านโหลดจะน้อยมาก จะทำให้เทอมแรกขวามือกลายเป็นค่าคงที่ V_{BE1} และ แรงดันเอาต์พุต V_O ก็จะแปรผันเป็นเชิงเส้นตามแรงดันอินพุต V_i ด้วยอัตราขยายเท่ากับ 1 และจะทำให้ V_i ด้านบวกมากกว่าด้านลบเล็กน้อย ดังเส้นที่บของกราฟรูปที่ 3.47 โดยปกติแล้วเมื่อเอาต์พุตอยู่ด้านบวกนั้น กระแสที่ไหลผ่านโหลดเป็นกระแสที่จ่ายจากทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุต V_O สามารถแกว่งได้สูงสุดที่ $V_{CC} - V_{CE1(sat)}$ แม้ว่าโหลดจะต่ำลงเป็น R_{L2} ก็ตาม ส่วนในด้านลบจะเป็นกระแสสงบนิ่ง I_Q จากทรานซิสเตอร์ Q_2 แรงดันเอาต์พุต V_O จะแกว่งต่ำสุดได้ถึง $-V_{CC} + V_{CE2(sat)}$ ในกรณีที่ R_L มีค่าสูง (R_{L1})

แต่ถ้า R_L มีค่าต่ำ (R_{L2}) จะทำให้กระแสที่ไหลผ่าน Q_1 หายไปบางส่วนเนื่องจากกระแสไหลที่มีค่าสูง ทำให้แรงดันเอาต์พุต V_O จะแกว่งต่ำสุดได้เพียง $-I_Q R_{L2}$ ซึ่งสามารถสรุปเป็นสมการได้ดังนี้

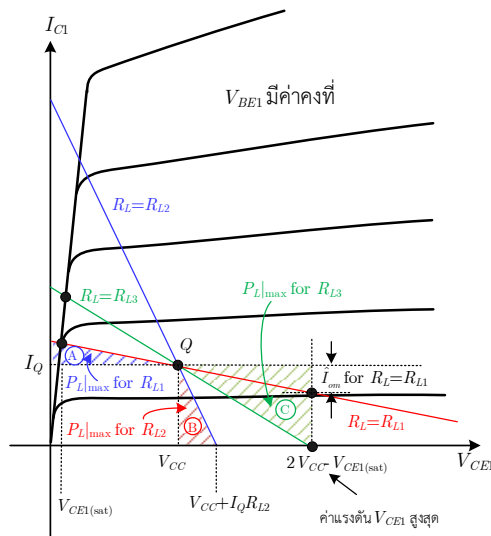
$$V_O = V_i - V_t \ln\left(\frac{I_Q}{I_S}\right) = V_i - V_{BE1} \quad ; R_L \rightarrow \text{High} \quad (3.161)$$

$$V_O|_{\min} = -I_Q R_L \quad ; R_L \rightarrow \text{Low} \quad (3.162)$$

จากที่กล่าวมาแล้วจึงสรุปได้ว่า วงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์เป็นวงจรที่มีการทำงานง่าย สามารถจ่ายแรงดันเอาต์พุตได้ดีเมื่อโหลดมีค่าความต้านทานสูง แต่เมื่อโหลดมีค่าความต้านทานต่ำแรงดันเอาต์พุตด้านลบจะถูกขริบ จากรูปที่ 3.48 เมื่อป้อนสัญญาณรูปไซน์ขนาดเล็ก (1) สัญญาณเอาต์พุต (1) จะสามารถจ่ายได้เพราะยังไม่เกินขีดจำกัดในสมการที่ (3.162) แต่เมื่อป้อนสัญญาณรูปไซน์ขนาดใหญ่ (2) สัญญาณเอาต์พุตด้านลบจะจ่ายได้สูงสุดเพียง $-I_Q R_{L2}$ ทำให้สัญญาณเอาต์พุต (2) ถูกขริบไปยอดคลื่นด้านลบไปบางส่วน



รูปที่ 3.48 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์เมื่อโหลดต่างกัน



รูปที่ 3.49 กราฟ Load line ของวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์เมื่อโหลดต่างกัน

กำลังงานและประสิทธิภาพของวงจรรนั้นเป็นอีกประเด็นหนึ่งที่ต้องพิจารณา ในการออกแบบวงจรรในรูปแบบที่ 3.46 นั้นเมื่อกำหนดจุดทำงานด้วยกระแสไบแอสสบหนึ่ง I_Q จะได้จุด Quiscent (Q) และ เมื่อใช้ความต้านทานโหลด 3 ค่า (R_{L1} - R_{L3}) มาต่อที่เอาต์พุต สามารถพล็อตเป็นกราฟ Load line ในระบบ I_{C1} - V_{CE1} แสดงได้ดังรูปที่ 3.49 และสมการ Load line สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.163)

$$V_{CE1} = V_{CC} - (I_{C1} - I_Q)R_L \quad (3.163)$$

เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ ทั้งสองทำงานในย่าน Active แรงดัน V_{CE1} และ กระแส I_{C1} จะมีความสัมพันธ์กันดังสมการที่ (3.163) เมื่อ $I_{C1}=I_Q$ (จุด Q) แรงดัน V_{CE1} จะเท่ากับ V_{CC} ถ้าความต้านทานโหลด R_L มีค่าต่างกัน (R_{L1} , R_{L2} และ R_{L3}) จะทำให้จุดทำงานเปลี่ยนไปตั้งเส้น Load line โดยเมื่อ V_{in} เพิ่มขึ้น V_{CE1} จะลดลง และ ค่าของ V_{CE1} และ I_{C1} จะเปลี่ยนแปลงในแต่ละค่าของความต้านทานโหลด เมื่อ R_L มีค่าสูง ($R_L=R_{L1}$) ความชันเส้น Load line จะต่ำที่สุด (เส้นสีแดง) เมื่อ V_{in} มีค่าเป็นลบทำให้แรงดัน V_{CE1} จะแกว่งตัวได้สูงที่สุดเกินระดับไฟเลี้ยง แต่ก็ถูกจำกัดด้วยไฟเลี้ยงและเงื่อนไข ($2V_{CC} - V_{CE1}$) และ เมื่อ V_{in} มีค่าเป็นบวกแรงดัน V_{CE1} จะแกว่งตัวได้ต่ำสุดที่ $V_{CE1(sat)}$ สอดคล้องกับรูปที่ 3.47

กรณีความต้านทานโหลดต่ำ ($R_L=R_{L2}$) ความชันเส้น Load line จะสูงที่สุด (เส้นสีน้ำเงิน) เมื่อ V_{in} มีค่าเป็นลบทำให้แรงดัน V_{CE1} จะแกว่งตัวได้เพียงระดับจำกัดของกระแสไบแอส ($V_{CC}+I_Q R_{L2}$) และ เมื่อ V_{in} มีค่าเป็นบวกแรงดัน V_{CE1} จะแกว่งตัวได้ต่ำกว่า $V_{CE1(sat)}$ เล็กน้อย สอดคล้องกับรูปที่ 3.47 จึงสรุปได้ว่า การทำงานของวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์นั้นแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะสัมพันธ์กับกระแสไบแอส I_Q และ ความต้านทานโหลด โดยจะต้องกำหนดให้เหมาะสม จากรูปที่ 3.49 เส้น Load line ที่เหมาะสมคือกำหนดให้ $R_L=R_{L3}$ และ ให้ I_Q เท่าเดิม การแกว่งของ V_{CE1} จะอยู่ในช่วงที่เหมาะสม กล่าวคือ เมื่อ V_{in} มีค่าเป็นลบจะทำให้แรงดัน V_{CE1} จะแกว่งตัวได้สูงสุดเท่ากับ ($2V_{CC} - V_{CE1}$) พอดี

กำลังงานและประสิทธิภาพของวงจรรนั้นเป็นอีกประเด็นหนึ่งที่ต้องพิจารณา เมื่ออินพุตที่ป้อนเป็นสัญญาณไซน์โดยเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา ดังนั้นการพิจารณากำลังงานที่สูญเสียในวงจรรขยายจะอยู่ในรูปกำลังงานเฉลี่ย (Average power) โดยกำลังงานที่ส่งไปให้กับความต้านทานโหลด R_L มีค่าเท่ากับ

$$P_L = \frac{1}{2} \hat{V}_o \hat{I}_o \quad (3.164ก)$$

โดยที่ \hat{V}_o และ \hat{I}_o คือ ยอดแอมพลิจูด (Peak Voltage) ของสัญญาณแรงดันและกระแสรูปไซน์ ซึ่งจะต้องใช้ค่าที่สูงสุดก่อนที่สัญญาณจะถูกขริบซึ่งขึ้นกับความต้านทานโหลด R_L ถ้า $P_{L|_{max}}$ คือค่าสูงสุดของ P_L ก่อนที่สัญญาณจะถูกขริบจึงเขียนสมการได้เป็น

$$P_{L|_{max}} = \frac{1}{2} \hat{V}_{om} \hat{I}_{om} \quad (3.164ข)$$

ในกรณีหนึ่ง เมื่อความต้านทานโหลดมีค่าสูง ($R_L=R_{L1}$) ซึ่งในรูปที่ 3.47 และ 3.49 แสดงการขริบยอดสัญญาณในลักษณะสมดุลงันมีค่าเท่ากับ

$$\hat{V}_{om} = V_{CC} - V_{CE(sat)} \quad (3.165)$$

ในการทำงานเดียวกันกระแสสูงสุด $\hat{I}_{om} = \hat{V}_{om}/R_{L1}$ ดังนั้นค่าของกำลังงานเฉลี่ยที่จ่ายให้กับ R_{L1} สามารถคำนวณได้โดยแทนค่าเหล่านี้ลงใน (3.164x) ค่ากำลังนี้จะแสดงในรูปพื้นที่สามเหลี่ยม (A) ในรูปที่ 3.49 ซึ่งฐานของสามเหลี่ยมเท่ากับ \hat{V}_{om} และ ความสูงของสามเหลี่ยมเท่ากับ \hat{I}_{om} และ เมื่อ R_{L1} มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าของกำลังงานสูงสุดเฉลี่ยจะมีค่าต่ำลงจากพื้นที่สามเหลี่ยมจะเล็กลง อันเนื่องมาจากกระแสเอาต์พุตสูงสุดมีค่าต่ำลงเพราะ R_{L1} สูงขึ้น ขณะที่แรงดันเอาต์พุตสูงสุดมีค่าคงที่นั่นเอง

กรณีที่สอง เมื่อความต้านทานโหลดมีค่าต่ำ ($R_L=R_{L2}$) การแกว่งของแรงดันเอาต์พุตสูงสุดก่อนสัญญาณถูกชริบมีค่าเท่ากับ

$$\hat{V}_{om} = I_Q R_{L2} \quad (3.166)$$

ในกรณีนี้กระแสสูงสุดคือ $\hat{I}_{om} = I_Q$ ดังนั้นค่ากำลังงานสูงสุดที่ได้จะเท่ากับพื้นที่สามเหลี่ยม (B) ในรูปที่ 3.49 และ เมื่อ R_{L2} มีค่าต่ำลง ค่าของกำลังงานสูงสุดเฉลี่ยจะมีค่าต่ำลงจากพื้นที่สามเหลี่ยมจะเล็กลงด้วย

กรณีที่สาม เมื่อพิจารณากำลังงานที่จะส่งออกไปสู่โหลดสูงสุดเมื่อ ($R_L=R_{L3}$) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.163) และ รูปที่ 3.49 ดังนี้

$$R_{L3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_Q} \quad (3.167)$$

โดยเส้น Load line จะเป็นตัวกำหนดค่ากำลังงานสูงสุดเฉลี่ยพื้นที่สามเหลี่ยม (C) ค่าของกำลังงานสูงสุดเฉลี่ยในกรณีนี้จะเกิดจาก $\hat{V}_{om} = (V_{CC} - V_{CE(sat)})$ และ $\hat{I}_{om} = I_Q$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.164x) ได้เป็น

$$P_{L|max} = \frac{1}{2} \hat{V}_{om} \hat{I}_{om} = \frac{1}{2} (V_{CC} - V_{CE(sat)}) I_Q \quad (3.168)$$

เมื่อพิจารณาประสิทธิภาพกำลัง (Power Efficiency: η_C) ที่จ่ายให้กับโหลดนั้น สามารถทำได้โดยเทียบกำลังงานสูงสุดที่จ่ายให้กับโหลดกับกำลังงานทั้งหมดของวงจร

$$\eta_C = \frac{P_L}{P_{supply}} \quad (3.169)$$

โดยที่กำลังงานทั้งหมดของวงจร สามารถคำนวณได้จากแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสของวงจรดังนี้

$$P_{supply} = 2V_{CC} I_Q \quad (3.170)$$

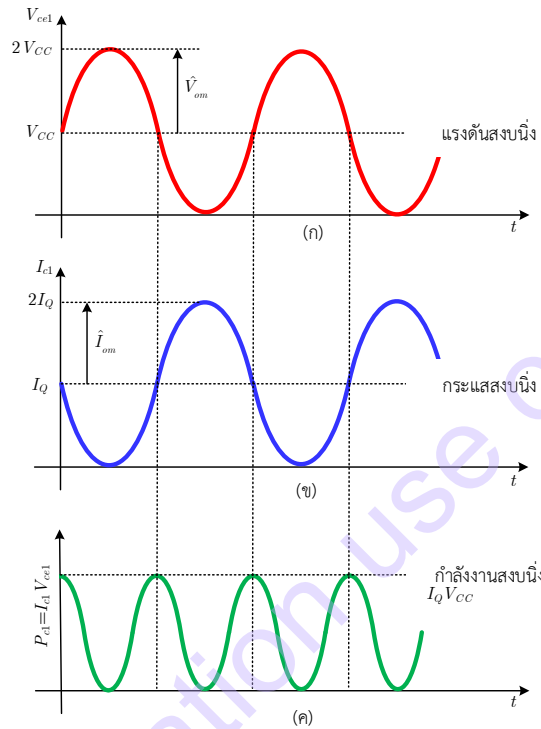
ในกรณีที่ความต้านทานโหลดเหมาะสมที่สุด ($R_L=R_{L3}$) สามารถคำนวณค่าประสิทธิภาพกำลังได้โดยใช้สมการที่ (3.168) และ (3.170) แทนในสมการที่ (3.169) ซึ่งค่าประสิทธิภาพกำลังสูงสุดเท่ากับ

$$\eta_{max} = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}} \right) \quad (3.171)$$

เนื่องจาก $V_{CE(sat)} \ll V_{CC}$ ทำให้ค่าประสิทธิภาพมีค่าประมาณ 1/4 หรือ 25% และ จากการคำนวณจึงพบว่ากำลังงาน 75% นั้นหายไป ซึ่งกำลังงานที่หายไปนี้จะซ่อนอยู่ในอุปกรณ์แอททิฟนั่นเอง โดยในส่วนของกำลังงานที่สูญเสียในทรานซิสเตอร์ Q_1 สามารถคำนวณได้จากการแกว่งตัวสูงสุดของ

แรงดันและกระแสของ Q_1 โดยสมมติให้แรงดันตกคร่อมขาคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์มีค่าต่ำมากเพื่อสะดวกในการคำนวณ ($V_{CE1(sat)} \approx 0$) โดยกำลังงานจะเป็นแบบชั่วขณะ (Instantaneous Power) จากผลคูณของแรงดันและกระแสคอลเล็กเตอร์ดังสมการที่ (3.172) และ แสดงดังรูปที่ 3.50 ซึ่งพบว่าค่าของกำลังงานที่สูญเสียใน Q_1 ซึ่งเป็นฟังก์ชันทางเวลาจะมีความถี่เป็นสองเท่าและขนาดเท่ากับค่าเป็นครึ่งของค่าสงบนิ่ง

$$P_{c1} = V_{ce1} I_{c1} \quad (3.172ก)$$



รูปที่ 3.50 Waveform ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เมื่อโหลด $R_L = R_{L3}$ (ก) แรงดัน V_{ce1} (ข) กระแส I_{c1} (ค) กำลังงานที่สูญเสีย

กำลังงานที่สูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในรูปสัญญาณไซน์เขียนเป็นสมการได้เป็น

$$P_{c1} = V_{CC}(1 + \sin \omega t)I_Q(1 - \sin \omega t) = \frac{V_{CC}I_Q}{2}(1 + \cos 2\omega t) \quad (3.172ข)$$

จากสมการที่ (3.172ข) กำลังงานเฉลี่ยเท่ากับ $V_{CC}I_Q/2$ ซึ่งค่ากำลังงานสูงสุดที่สูญเสียให้ Q_1 จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสงบนิ่ง

ตัวอย่างที่ 3.7 จากวงจรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์รูปที่ 3.46 โดยใช้เงื่อนไขดังต่อไปนี้ $V_{CC}=10V$, $R_3=5k\Omega$, $R_1=R_2=0$, $V_{CE(sat)}=0.2$, $R_L=1k\Omega$ โดยสมมติให้มีการปรับแต่งอินพุตเพื่อให้เอาต์พุตมีค่าเป็น 0V

- (ก) คำนวณหากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยที่จ่ายให้กับ R_L ก่อนสัญญาณจะถูกขริบ และ ประสิทธิภาพกำลังงาน ค่ากำลังงานสูงสุดและค่าความต้านทานเท่าไรจะได้ค่าประสิทธิภาพกำลังงานสูงสุด โดยใช้สัญญาณในการคำนวณ

- (ข) คำนวณค่ากำลังงานสูงสุดชั่วขณะที่สูญเสียให้กับทรานซิสเตอร์ Q_1 และค่ากำลังงานสูญเสียเฉลี่ยที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 เมื่อ $\hat{V}_O = 1.5V$ และ แรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์

วิธีทำ

(ก) คำนวณหากระแสไบแอส I_Q มีค่าเท่ากับ

$$I_Q = I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_3} = \frac{10 - 0.7}{5} mA = 1.86mA$$

ค่าของเอาต์พุตต่ำสุดคำนวณได้จาก

$$I_Q R_L = 1.86(1) = 1.86V$$

จากการคำนวณพบว่าเมื่ออินพุตเป็นลบแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดจะถูกขริบที่ $-1.86V$ ซึ่งสอดคล้องกับกรณีที่ $R_L = R_{L2}$ ในรูปที่ 3.49 และจากการคำนวณสรุปได้ว่า $\hat{I}_{om} = 1.86mA$ และ $\hat{V}_{om} = 1.86V$ ค่ากำลังงานเฉลี่ยสูงสุดที่จ่ายให้กับโหลด คำนวณได้จากสมการที่ (3.164ข) ดังนี้

$$P_L|_{max} = \frac{1}{2} \hat{V}_{om} \hat{I}_{om} = \frac{1}{2} (1.86mA)(1.86V) = 1.73mW$$

กำลังงานรวมของวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.170)

$$P_{supply} = 2V_{CC}I_Q = 2(10)1.86mA = 37.2mW$$

ค่าประสิทธิภาพกำลังงานสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.169)

$$\eta_C = \frac{P_L|_{max}}{P_{supply}} = \frac{1.73}{37.2} = 0.047$$

จากกรณีนี้พบว่าวงจรขยายตามเงื่อนไขข้างต้น ให้ประสิทธิภาพกำลังงานเพียง 4.7% เท่านั้น เนื่องจากการแกว่งของสัญญาณเอาต์พุตด้านลบทำได้เพียง $-1.86V$

ในกรณีที่ต้องการให้ประสิทธิภาพในการส่งกำลังงานให้กับโหลดสูงสุดก่อนที่สัญญาณจะถูกขริบ ทำได้โดยกำหนดค่า $R_L = R_{L3}$ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.167)

$$R_{L3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_Q} = \frac{10 - 0.2}{1.86mA} = 5.27k\Omega$$

ค่ากำลังงานเฉลี่ยสูงสุดที่จ่ายให้กับโหลด คำนวณได้จากสมการที่ (3.168) ดังนี้

$$P_L|_{max} = \frac{1}{2} (V_{CC} - V_{CE(sat)}) I_Q = \frac{1}{2} (10 - 0.2) 1.86mA = 9.11mW$$

และ ประสิทธิภาพกำลังงานสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.171)

$$\eta_{max} = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}} \right) = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{0.2}{10} \right) = 0.245$$

จากการคำนวณจึงพบว่าค่าประสิทธิภาพใกล้เคียงกับ 25% สอดคล้องกับทฤษฎี

- (ข) ค่ากำลังงานสูงสุดชั่วขณะที่สูญเสียให้กับ Q_1 คำนวณได้จากจุดกึ่งกลางของเส้น Load line เมื่อ $R_L = R_{L2}$ ในรูปที่ 3.49

$$V_{CE1} = \frac{1}{2} (V_{CC} - I_Q R_L) = \frac{1}{2} (10 - 1.86) = 5.93V$$

กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 มีค่าเท่ากับ

$$I_{C1} = I_Q + \frac{(V_{CC} - V_{CE1})}{R_L} = 1.86mA + \frac{(10 - 5.93)}{1k\Omega} = 5.93mA$$

กำลังงานสูญเสียชั่วขณะมีค่าเป็น

$$P_{c1} = I_{C1}V_{CE1} = 35.2mW$$

จากทฤษฎีเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ กำลังงานที่สูญเสียใน Q_1 จะเป็นค่าคงที่โดยคำนวณได้จากแรงดันไฟเลี้ยงทั้งสอง เมื่อกำลังงานที่จ่ายให้กับวงจรเป็นค่าคงที่ ดังนั้นกำลังงานที่สูญเสียใน Q_1 , Q_2 และ R_L ก็จะเป็นค่าคงที่ด้วยและเป็นอิสระจากสัญญาณไซน์ และ เมื่อพิจารณากำลังงานที่ Q_2 ก็จะพบว่าที่ค่าคงที่เนื่องจากกระแสที่จ่ายมีค่าคงที่ ดังนั้นกำลังงานที่ Q_1 และ R_L รวมกันจะมีค่าคงที่ เมื่อ \hat{V}_O เพิ่มขึ้นกำลังงานสูญเสียที่ Q_1 ก็จะลดลง แต่กำลังงานที่ความต้านทานโหลดจะเพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้จึงสามารถคำนวณกำลังงานที่สูญเสียใน Q_1 ได้ โดยกำลังงานที่สูญเสียใน Q_1 ในภาวะสงบนิ่ง (ไม่มีอินพุต) จะมีค่าเท่ากับ

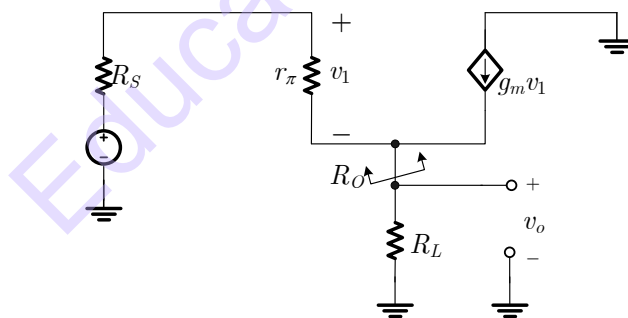
$$P_{CQ} = V_{CC}I_Q = 10(1.85mA) = 18.6mW$$

เมื่อ $\hat{V}_O = 1.5V$ กำลังงานที่ความต้านทานโหลด R_L จะมีค่าเท่ากับ

$$P_L = \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{V}_O^2}{R_L} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{2.25}{1k\Omega} \right) = 1.13mW$$

เพราะฉะนั้นกำลังงานที่สูญเสียใน Q_1 เมื่อ $\hat{V}_O = 1.5V$ จะมีค่าเป็น

$$\therefore P_{av} = P_{CQ} - P_L = 17.5mW$$



รูปที่ 3.51 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์

ในการใช้งานวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์นั้น จะต้องให้ความสนใจในเรื่องความต้านทานเอาต์พุต (R_o) และ อัตราขยายแรงดันของวงจร (A_v) เพื่อทราบขอบเขตการนำไปใช้งานที่เหมาะสม โดยการวิเคราะห์จะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ดังรูปที่ 3.51 และ กำหนดให้ $\beta \gg 1$ สมการของอัตราขยายแรงดันและ ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \simeq \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{\beta_0}} \quad (3.173)$$

$$R_o = \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_0} \quad (3.174)$$

จากสมการที่ (3.173) และ (3.174) ทั้ง A_v และ R_o จะเป็นฟังก์ชันของกระแสคอลเล็กเตอร์ ($g_m = I_C / V_T$) ซึ่งวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์ที่มีการแกว่งของสัญญาณเอาต์พุตขนาดใหญ่จะไม่ต่อพิจารณาในด้านการ ในการแกว่งของเอาต์พุตขนาดเล็กและขนาดกลางสามารถใช้สมการที่ (3.173) และ (3.174) ในการประมาณค่าอัตราขยายและความต้านทานเอาต์พุต โดยกำหนดกระแสไบแอสสบบนึ่งให้กับวงจรรจะได้เอาต์พุตเป็นดังกราฟรูปที่ 3.47 ซึ่งในการประมาณค่ากราฟการแกว่งของเอาต์พุตเต็มทีแสดงไว้ดังตัวอย่างต่อไปนี้

ตัวอย่างที่ 3.8 จงคำนวณค่าความชันของกราฟคุณสมบัติของรูปที่ 3.47 โดยใช้ค่าสบบนึ่ง และที่สัญญาณแกว่งเต็มทีด้วยเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ 0.6V โดยใช้ข้อมูลจากวงจรรในตัวอย่างที่ 3.7 โดยสมมติให้ $R_s = 0$

วิธีทำ

ด้วยเงื่อนไข $R_s = 0$ จากสมการที่ (3.173) ได้เป็น

$$A_v = \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{g_m}} \quad (3.174)$$

เนื่องจาก $I_Q = 1.86 \text{mA}$, $1/g_m = 14 \Omega$ ที่จุดสบบนึ่ง โดยค่าอัตราขยายสบบนึ่งมีค่าเท่ากับ

$$A_{vQ} = \frac{1000}{1000 + 14} = 0.9862$$

เมื่อเอาต์พุตแกว่งเท่ากับ 0.6V ค่าการแกว่งของกระแสเอาต์พุต

$$\hat{I}_o = \frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{0.6}{1000} = 0.6 \text{mA}$$

เมื่อเอาต์พุตแกว่งด้านบวกสูงสุด กระแสคอลเล็กเตอร์จึงมีค่าเท่ากับ

$$I_Q + \hat{I}_o = 1.86 \text{mA} + 0.6 \text{mA} = 2.46 \text{mA}$$

ดังนั้น $1/g_m = 10.6 \Omega$ และใช้สมการที่ (3.174) อัตราขยายสัญญาณขนาดเล็กจะเท่ากับ

$$A_v^+ = \frac{1000}{1010.6} = 0.9895$$

จะเห็นได้ว่าอัตราขยายที่กรณีนี้จะมากกว่ากรณีสบบนึ่งประมาณ 0.3% และ เมื่อแรงดันเอาต์พุตเป็นลบสูงสุด กระแสคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเท่ากับ

$$I_Q - \hat{I}_o = 1.86 \text{mA} - 0.6 \text{mA} = 1.26 \text{mA}$$

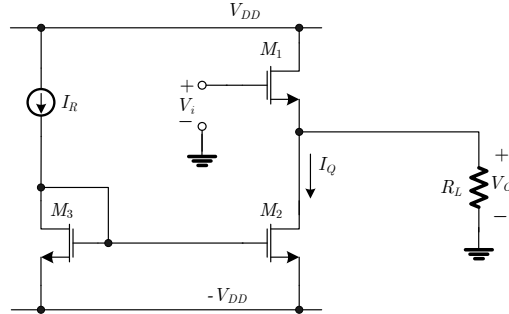
ดังนั้น $1/g_m = 20.6 \Omega$ และใช้สมการที่ (3.174) อัตราขยายสัญญาณขนาดเล็กจะเท่ากับ

$$A_v^- = \frac{1000}{1020.6} = 0.9798$$

จะเห็นได้ว่าอัตราขยายที่กรณีนี้จะต่ำกว่าอัตราขยายกรณีสบบนึ่งอยู่ประมาณ 0.7% แม้ว่ากระแสคอลเล็กเตอร์จะมีขนาดเพียงหนึ่งในสามของกระแสไบแอส การคลาดเคลื่อนของอัตราขยายค่อนข้างน้อยมาก วงจรรนี้จึงจัดว่ามีอัตราความเป็นเชิงเส้นที่ดี

3.12.2 วงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามซอส (Source Follower Output Amplifier)

วงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามซอสมีการทำงานคล้ายกับวงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์มาก โดยกระแสทั้งในส่วนของไฟเลี้ยงและ กระแสไบแอส ซึ่งใช้วงจรรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ดังแสดงในรูปที่ 3.52



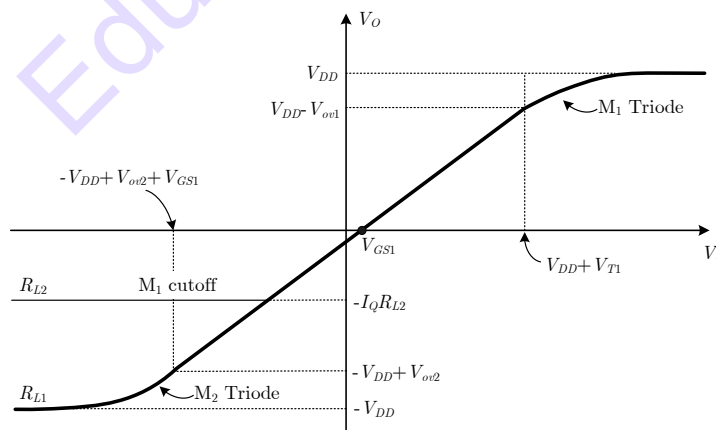
รูปที่ 3.52 วงจรรขยายเอาต์พุตแบบตามซอสและวงจรรไบแอสกระแส

จากวงจรรูปที่ 3.52 สามารถเขียนสมการคุณสมบัติทางไฟตรงได้เป็น

$$V_i = V_O + V_{gs1} = V_O + V_{T1} + V_{ov1} \quad (3.175)$$

โดยที่ แรงดันขีดเริ่ม (V_T) และ แรงดัน Overdrive (V_{ov}) เป็นค่าคงที่ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันอินพุต และ ค่าคงที่ดังกล่าว แต่ในทางปฏิบัติพื้นฐานรอง (Substrate) จะต่อกับไฟเลี้ยงลบ ($V_{SB} = V_O + V_{DD}$) และ กระแสเดรน ($I_{D1} = I_Q + V_O/R_L$) จะไม่คงที่ ดังนั้นค่าคงที่ทั้งสองไม่คงที่ด้วย จากสมการ V_T และ V_{ov} ในหัวข้อ 2.2 ทำให้สามารถเขียนสมการที่ (3.175) ใหม่ได้เป็น

$$V_i = V_O + V_{T0} + \gamma \sqrt{2|\phi_F| + V_O + V_{DD}} - \sqrt{2|\phi_F|} + \sqrt{\frac{2\left(I_Q + \frac{V_O}{R_L}\right)}{k'(W/L)_1}} \quad (3.176)$$



รูปที่ 3.53 กราฟคุณสมบัติของวงจรรขยายแบบตามซอส เมื่อความต้านทานโหลดมีค่าสูง (R_{L1}) และ มีค่าต่ำ (R_{L2})

จากสมการที่ (3.176) สามารถคำนวณจุดตัดแกน x โดยให้ $V_O=0$ สมการจะกลายเป็น

$$V_i|_{V_{O=0}} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2|\phi_F| + V_{DD}} - \sqrt{2|\phi_F|} + \sqrt{\frac{2I_Q}{k'(W/L)_1}} \quad (3.177)$$

อัตราขยายแรงดันสามารถคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (3.72) โดยกำหนดให้ $r_o \rightarrow \infty$ ได้เป็น

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_L}{1 + (g_m + g_{mb})R_L} \quad (3.178)$$

เมื่อ $R_L \rightarrow \infty$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} = \frac{1}{1 + \chi} \quad (3.179)$$

โดยที่ χ ปกติจะมีค่าประมาณ 0.1-0.3 ซึ่งอัตราการถ่ายโอนจะมีค่าเป็นหนึ่งอยู่ในช่วง 0.7-0.9 ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับแรงดันขอส-ฐานรอง ซึ่งในรูปที่ 3.52 ที่มีค่าเท่ากับ $V_O + V_{DD}$ ดังนั้นเมื่อค่าอัตราการถ่ายโอนเปลี่ยนแรงดันก็จะเปลี่ยนแปลงไปด้วย แต่ในรูปที่ 3.53 ไม่ได้นำมาความคลาดเคลื่อนนี้มาพิจารณา

เมื่อแรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้นไปจนถึงค่า Overdrive ของไฟเลี้ยงบวก ทรานซิสเตอร์ M_1 จะเข้าสู่ Triode Region ทำให้อัตราการถ่ายโอนเปลี่ยนไป จุด Overdrive สามารถคำนวณได้โดยกระแสตรง ซึ่งมากกว่า I_Q และ R_L มีค่าคงที่ ซึ่งจะสัมพันธ์โดยตรงกับ R_L ดังรูปที่ 3.53 ต่างจากกรณีของวงจรมิตเตอร์ที่มีสามารเป็นเชิงเส้นได้จนถึงไฟเลี้ยง ซึ่งไม่มีข้อจำกัดที่อินพุต ดังนั้นในการปฏิบัติจริงแรงดันอินพุตจะต้องมากกว่า V_{DD} อย่างน้อยเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม เพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้ทรานซิสเตอร์ M_1 ทำงานในย่านไม่อิมิตัว (Triode Region)

สำหรับกรณีที่แรงดันอินพุตเป็นลบ ค่าต่ำสุดของแรงดันเอาต์พุต จะขึ้นตรงกับ R_L เหมือนกับวงจรมิตเตอร์ ถ้า $I_Q R_L > V_{DD}$ ค่าความชันจะมีค่าคงที่ จนกระทั่ง M_2 ทำงานในย่านไม่อิมิตัว ซึ่งเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$V_O = -V_{DD} + V_{ov2} = -V_{DD} + \sqrt{\frac{2I_Q}{k'(W/L)_2}} \quad (3.180)$$

ในกรณีนี้ใช้กับโหลด $R_L = R_{L1}$ เท่านั้น แต่ในทางตรงกันข้ามถ้า $I_Q R_L < V_{DD}$ ความชันจะคงที่ไปจนถึง M_1 Cutoff ค่าเอาต์พุตด้านลบจะมีค่าเท่ากับ

$$V_O = -I_Q R_L \quad (3.181)$$

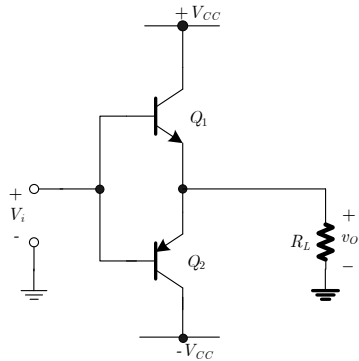
ในกรณีนี้ใช้กับโหลด $R_L = R_{L2}$ เท่านั้น ในการออกแบบจึงต้องกำหนดเงื่อนไขให้ค่า $I_Q R_L > V_{DD}$ และ ต้องกำหนดให้ $R_L = R_{L1}$ ด้วย เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตสามารถแกว่งได้ใกล้เคียงกับแรงดันไฟเลี้ยงบวกและลบมากที่สุด

3.12.3 วงจรรขยายเอาต์พุตคลาสบี พูช-พูล (Class B Push-Pull Output Amplifier)

จากที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.12.1 ข้อต่อหลักของวงจรรขยายเอาต์พุต Class A คือในเรื่องสิ้นเปลืองกำลังงาน แม้ว่าไม่มีอินพุตก็ตาม ในการประยุกต์ใช้งานในบ่อยครั้งที่ของวงจรรขยายเอาต์พุตจะไม่มีอินพุตตลอดเวลา เช่นในกรณีวงจรรขยายเสียงเป็นต้น การสูญเสียกำลังงานจัดว่าเป็นปัญหาใหญ่สำหรับวงจรที่ใช้

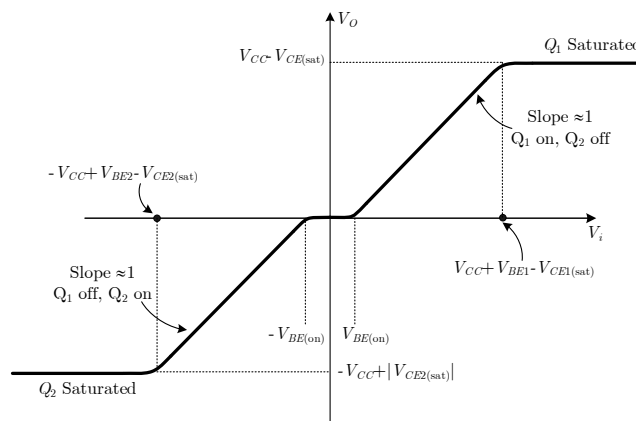
แบริเตอร์ หรือ ในอุปกรณ์แบบพกพา อีกทั้งวงจรที่เป็นอุปกรณ์แอกทิฟจะเกิดความร้อนสะสม และจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ใหญ่เพื่อให้สามารถจ่ายกระแสได้มากขึ้น นำมาซึ่งราคาที่สูงในการสร้างวงจรรวม

วงจรรขยาย Class B ได้ถูกออกแบบมาเพื่อแก้ปัญหาด้านความสิ้นเปลืองกำลังงานของวงจรรขยาย Class A ในขณะที่ไม่มีอินพุต โดยอุปกรณ์แอกทิฟ 2 ตัว จะทำหน้าที่จ่ายกำลังงานให้กับโหลด โดยผลัดกันทำงานตัวละครึ่งลูกคลื่น (Cycle) ด้วยพฤติกรรมนี้วงจรรขยาย Class B จึงถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า วงจรรขยายแบบพุช-พูล (Push-pull) ซึ่งข้อดีอย่างชัดเจนของ Class B เมื่อเทียบกับ Class A คือ ประสิทธิภาพกำลังงาน ซึ่งในวงจร Class B (ในทางทฤษฎี) สามารถให้ประสิทธิภาพกำลังงานที่เอาต์พุตได้สูงถึง 78.6%



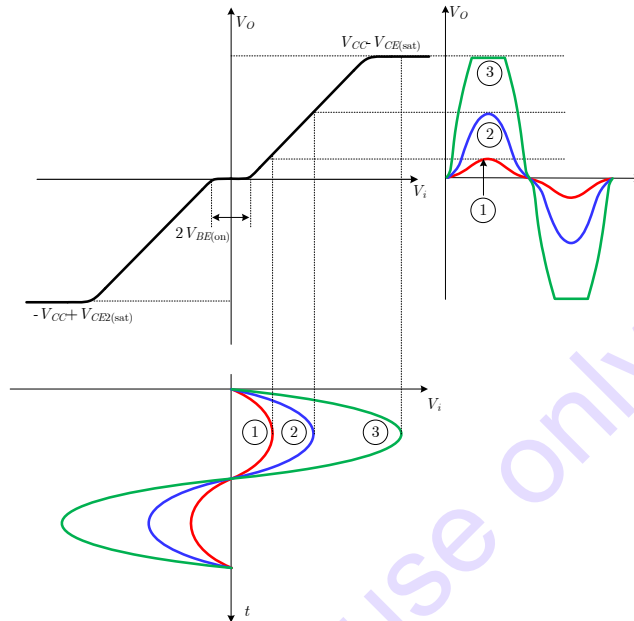
รูปที่ 3.54 วงจรรขยาย Class B (Push-pull) อย่างง่าย

วงจรรขยาย Class B แบบทั่วไปแสดงดังรูปที่ 3.54 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ตัว (NPN และ PNP) โดยทั้งสองตัวจะเป็นคู่เสมือน (Complementary) กัน โดยเอาต์พุตจะออกที่ขาอิมิตเตอร์ทั้งสองตัว โดยทั้งสองตัวจะทำงานเป็นวงจรรขยายตามอิมิตเตอร์ คุณสมบัติทางไฟตรงแสดงดังรูปที่ 3.55 เมื่อ $V_i=0$ V_o ก็จะเท่ากับ 0 ด้วยเนื่องจากทรานซิสเตอร์ทั้งสอง Cutoff ($V_{BE} < 0.6$) แต่เมื่อ V_i มีค่าเป็นบวกเพิ่มขึ้น แรงดัน V_{BE1} ก็จะเพิ่มขึ้นจนถึง $V_{BE(on)}$ กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 ก็จะเริ่มไหล แต่แรงดันเอาต์พุตยังคงมีค่าประมาณ 0 และ จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ เป็นเชิงเส้นตามแรงดัน V_i เหมือนกับวงจรอิมิตเตอร์ตาม และ เมื่อ $V_i > 0$ นั้น ทรานซิสเตอร์ Q_2 จะ Cutoff เนื่องจาก V_{BE2} ถูกไบแอสกลับ และ เมื่อ V_i เป็นบวกมากขึ้นเรื่อยๆ Q_1 ก็จะอิ่มตัว ($V_i = V_{CC} + V_{be1} - V_{CE1(sat)}$) และ มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นโดยทำงานเหมือนกับวงจรรขยายแบบตามอิมิตเตอร์



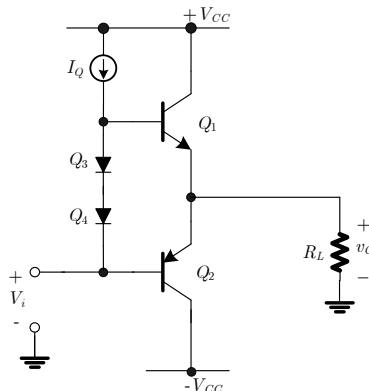
รูปที่ 3.55 คุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรรขยาย Class B

รูปที่ 3.55 แสดงกราฟการถ่ายโอนไฟตรงของวงจรรขยาย Class B จะเห็นได้ว่าจะมีช่วงหนึ่งที่สัญญาณเอาต์พุตหายไป (Deadband) บริเวณอินพุตต่ำๆ โดยจะสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาที่มีความเพี้ยนร่อยต่อ(Crossover Distortion) ซึ่งปัญหานี้จะเป็นข้อเสียหลักของวงจรร Class B ดังแสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับอินพุตได้ดังรูปที่ 3.56 จะเห็นว่าเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าต่ำสัญญาณเอาต์พุตจะมี Crossover Distortion สูง

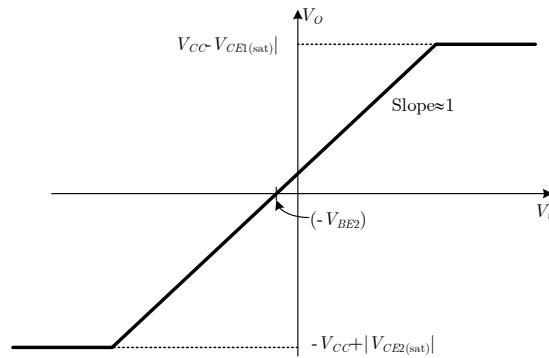


รูปที่ 3.56 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับอินพุตขนาดต่างๆ ของวงจรรขยาย Class B

ปัญหาของวงจรร Class B นั้นสามารถแก้ไขได้โดยปรับปรุงวงจรรขยาย Class B เพียงเล็กน้อยโดยการจับไบแอสให้ทรานซิสเตอร์พร้อมทำงานที่จุดสงบนิ่งด้วยการไบแอสกระแส Quiescent (I_Q) ในวงจรรขยาย Class A ทำให้วงจรรขยายชนิดนี้ว่าวงจรรขยายกำลัง Class AB ดังแสดงในรูปที่ 3.57 โดยกระแสไบแอส I_Q จะไบแอสบังคับผ่านทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ที่ทำงานเสมือนไดโอดและต่อขนานกับขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ซึ่งจุดทำงานของทรานซิสเตอร์เอาต์พุตนี้จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 จากกราฟคุณสมบัติของวงจรรขยาย Class AB ดังรูปที่ 3.58 จะแสดงให้เห็นว่า Deadband หายไป



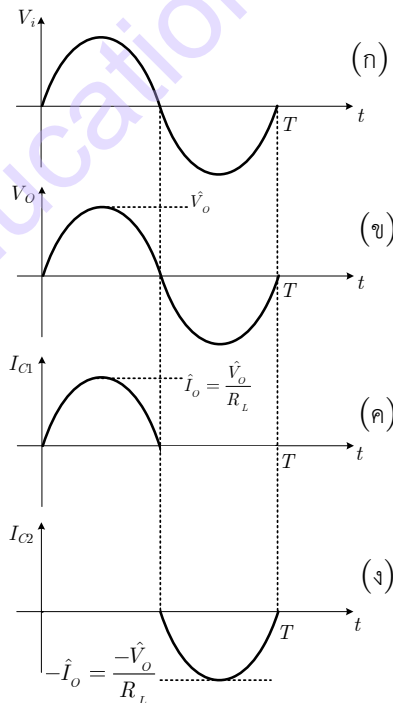
รูปที่ 3.57 สัญญาณขยายกำลัง Class AB โดยลดค่า Crossover Distortion ด้วยไดโอด



รูปที่ 3.58 กราฟคุณสมบัติไฟตรงของวงจรรขยายกำลัง Class AB

กราฟการทำงานของวงจรรขยาย Class AB ในรูปที่ 3.57 จะคล้ายการทำงานของวงจรรขยาย Class B รูปที่ 3.54 เมื่ออินพุต V_i มีค่าเป็นลบ ด้วยเงื่อนไขจุดทำงาน I_Q จะทำให้แรงดัน V_o ปรากฏเป็นลบที่ขาอิมิตเตอร์เสมือนกับวงจรตามอิมิตเตอร์ กระแสไหลจะไหลผ่าน Q_2 แรงดัน V_{BE2} จะเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ในขณะที่ V_i เป็นลบนั้น Q_1 ก็จะพร้อมทำงานโดยจะมีกระแสไหลเล็กน้อยอย่างไม่มีความสำคัญต่อกระแสเอาต์พุต เมื่อ V_i เป็นบวกในทางตรงกันข้าม Q_1 จะทำงานเป็นวงจรตามอิมิตเตอร์ส่งผ่านกระแสไปยังโหลด R_L และ Q_2 ก็จะพร้อมทำงานโดยจะมีกระแสไหลเล็กน้อยอย่างไม่มีความสำคัญต่อกระแสเอาต์พุต ในกรณีนี้กระแส I_Q จะไหลเป็นกระแสเบสให้กับ Q_1 เป็นหลัก

ประสิทธิภาพกำลังงานเอาต์พุตของวงจรรขยาย Class B สามารถทำได้โดยพิจารณาจากกระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวๆ ละครั้งคลื่น ดังรูปที่ 3.59 เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะไม่พิจารณาในส่วนของ Crossover Distortion



รูปที่ 3.59 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรรขยายเอาต์พุต Class B

(ก) แรงดันอินพุต (ข) แรงดันเอาต์พุต (ค) กระแสคอลเล็กเตอร์ Q_1 (ง) กระแสคอลเล็กเตอร์ Q_2

จากกระแสคอลเล็กเตอร์ในรูปที่ 3.59 เทียบเท่ากับกระแสที่จ่ายออกจากไฟเลี้ยงทั้ง $\pm V_{CC}$ ถ้าใช้สัญญาณไซน์ครึ่งลูกคลื่น จะสามารถอธิบายกระแสจากไฟเลี้ยงได้เท่ากับ

$$I_{\text{supply}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{C1}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{\hat{V}_O}{R_L} \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt = \frac{1}{\pi} \frac{\hat{V}_O}{R_L} = \frac{1}{\pi} \hat{I}_O \quad (3.182)$$

โดยที่ T คือ คาบเวลาของสัญญาณไซน์ และ \hat{V}_O และ \hat{I}_O แอมพลิจูด (peak) ของแรงดันและกระแสของสัญญาณไซน์ ดังนั้นเมื่อพิจารณากำลังงานของแหล่งจ่ายสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P_{\text{supply}} = 2V_{CC}I_{\text{supply}} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L} \hat{V}_O \quad (3.183)$$

โดยที่ (3.182) พบว่ากระแสจากไฟเลี้ยงจะต่างจากกรณีของวงจรขยายเอาต์พุต Class A เนื่องจากในวงจรขยายเอาต์พุต Class B กระแสจะมีการแกว่งตัวตามระดับสัญญาณ ซึ่งเกิดจาก \hat{V}_O ทำให้กำลังงานเฉลี่ยที่จ่ายให้โหลด R_L เท่ากับ

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_O^2}{R_L} \quad (3.184)$$

จากคำจำกัดความของประสิทธิภาพกำลังงานในสมการที่ (3.169) จากสมการที่ (3.183) และ (3.184) ได้เป็น

$$\eta_C = \frac{P_L}{P_{\text{supply}}} = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_O}{V_{CC}} \quad (3.185)$$

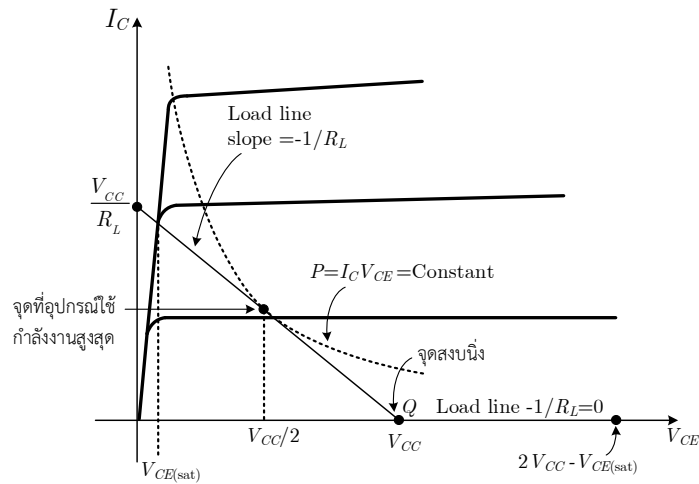
ค่าสูงสุดของประสิทธิภาพหาได้จากค่าการแกว่งสูงสุดของสัญญาณอินพุต ($\hat{V}_{om} = (V_{CC} - V_{CE(\text{sat})})$) เมื่อใช้สมการที่ (3.184) กำลังงานสูงสุดเฉลี่ยที่ส่งไปยังโหลดได้เป็น

$$P_L|_{\text{max}} = \frac{1}{2} \frac{(V_{CC} - V_{CE(\text{sat})})^2}{R_L} \quad (3.186)$$

จากสมการที่ (3.187) ดังนั้นประสิทธิภาพกำลังงานสูงสุดเท่ากับ

$$\eta_{\text{max}} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}}{V_{CC}} \right) \quad (3.187)$$

ถ้า $V_{CE(\text{sat})}$ มีค่าน้อยกว่า V_{CC} ซึ่งพบว่าจะได้ประสิทธิภาพกำลังงานสูงสุดของวงจรขยาย Class B ประมาณ 0.786 หรือ 78.6% ซึ่งมีค่ามากกว่าวงจรขยาย Class A ซึ่งมีค่าเพียง 25% นอกจากนั้นวงจรขยาย Class B จะมีค่าสูญเสียกำลังงานเป็นศูนย์ขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุต



รูปที่ 3.60 เส้น Load line ทรานซิสเตอร์หนึ่งตัวในวงจรขยาย Class B

รูปที่ 3.60 แสดงเส้น Load line ของทรานซิสเตอร์ตัวเดียวของวงจรขยาย Class B ในกรณีที่ V_{CE} ต่ำกว่าจุดสงบนิ่ง (ในที่นี้คือ V_{CC}) จะมีความชันของ Load line เท่ากับ $-1/R_L$ เมื่อ V_{CE} มีค่าสูงกว่า V_{CC} เส้น Load line จะอยู่บนแกน V_{CE} เนื่องจากทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน และ ทรานซิสเตอร์อีกตัวทำงานอยู่ ในขณะที่กระแสคอลเล็กเตอร์จะเป็นศูนย์แต่ V_{CE} จะยังเพิ่มขึ้นได้อีกไปจนถึงค่าสูงสุด ($2V_{CC} - V_{CE(sat)}$) กว่าจุดสงบนิ่ง ทำให้กำลังงานที่โหลดจะเกิดอยู่ใต้พื้นที่สามเหลี่ยมใต้เส้น Load line ตั้งแต่จุด Q เมื่อพิจารณากำลังงานที่สูญเสียให้กับทรานซิสเตอร์ 1 ตัว สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P_C = V_{CE} I_C \quad (3.188)$$

ซึ่งแรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์อิมิตเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L \quad (3.189)$$

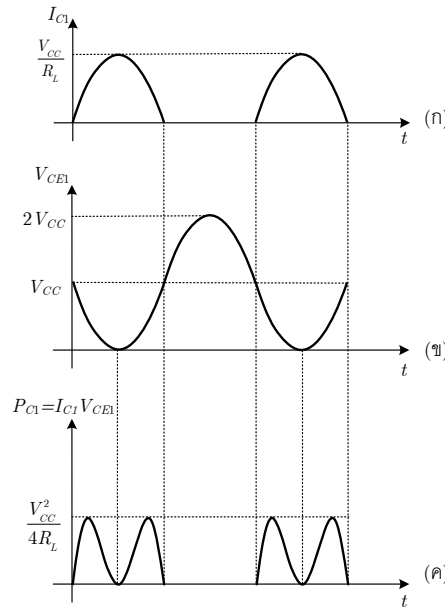
แทนสมการที่ (3.189) ใน (3.188) ได้เป็น

$$P_C = I_C (V_{CC} - I_C R_L) = I_C V_{CC} - I_C^2 R_L \quad (3.190)$$

ทำการอนุพันธ์สมการที่ (3.190) จะได้ค่ากำลังงานสูงสุดเมื่อ

$$I_C = \frac{V_{CC}}{2R_L} \quad (3.191)$$

ในรูปที่ 3.60 กราฟ Load line ของวงจรขยาย Class B จะมีความคล้ายกับวงจรขยาย Class A ก่อนหน้านี้ และ ในกรณีที่บริเวณกึ่งกลางของ Load line และ กราฟพาราโบลา (เส้นประ) จะตัดกันพอดี โดยจุดนี้จะเกิดค่ากำลังงานที่โหลดสูงสุด นั่นหมายถึงกรณีของวงจรขยาย Class B นั้นค่ากำลังงานสูงสุดชั่วขณะในสูญเสียในทรานซิสเตอร์จะมีค่าครึ่งหนึ่งของการแกว่งสูงสุดของกำลังงานทั้งหมด โดยกำลังงานที่จุดสงบนิ่งจะมีค่าเป็น 0 ซึ่งหมายถึงความร้อนของทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นเฉพาะกรณีที่มีอินพุตเท่านั้น



รูปที่ 3.61 สัญญาณเอาต์พุตของโนทรานซิสเตอร์ตัวเดียวของวงจรขยายเอาต์พุต Class B (ก) กระแสคอลเล็กเตอร์ (I_C) (ข) แรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ (V_{CE}) (ค) กำลังงานที่สูญเสียในทรานซิสเตอร์

ค่ากำลังงานไฟฟ้าสบบนึ่งของของทรานซิสเตอร์ตัวเดียวในวงจรขยาย Class B ในรูปฟังก์ชันของเวลาแสดงในรูปที่ 3.61 โดยแสดงในรูปกระแสคอลเล็กเตอร์ (I_C) แรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ (V_{CE}) และ กำลังงานสูงสุดในรูปผลคูณสัญญาณทั้งสอง (โดยไม่ต้องพิจารณาค่า Crossover และ สมมติให้ $V_{CE(sat)}=0$) เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานกำลังงานสูญเสียที่มีความถี่เป็นสองเท่าในครึ่งลูกคลื่นแรก และ อีกครึ่งลูกคลื่นกำลังงานสูญเสียจะมีค่าเป็น 0 เนื่องจากทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน ซึ่งหมายถึงโหลดจะอยู่ในลักษณะเปิดวงจร โดยเส้น Load line จะอยู่บนแกน V_{CE} ดังรูปที่ 3.59 กรณีทรานซิสเตอร์ทำงานกำลังงานจะขึ้นสูญเสียอยู่กับความต้านทานโหลด ซึ่งเมื่อพิจารณาที่ Load line เมื่อ $R_L = 0$ (Short-circuited load) จะเกิดกระแสสูงมากเกินไปจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ จึงจำเป็นต้องมีวงจรป้องกันกรณีนี้ ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป

ตัวอย่างที่ 3.9 จากวงจรขยายเอาต์พุต Class B ในรูปที่ 3.54 ขั้วโหลดขนาด 500Ω ใช้ไฟเลี้ยงบวกและลบเท่ากับ $\pm 15V$ จงคำนวณหา กำลังงานสูงสุดที่จ่ายให้กับโหลดที่ $\hat{V}_o = 14.4V$ ประสิทธิภาพกำลังงาน และ กำลังงานที่สูญเสียให้กับทรานซิสเตอร์ โดยสมมติให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์

จากสมการที่ (3.182) กระแสของแหล่งจ่ายเท่ากับ

$$I_{\text{supply}} = \frac{1}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{1}{\pi} \frac{14.4}{500} = 9.17mA$$

ใช้สมการที่ (3.183) กำลังงานของแหล่งจ่ายได้เป็น

$$P_{\text{supply}} = 2V_{CC} I_{\text{supply}} = (30)9.17mA = 275mW$$

จากสมการที่ (3.184) กำลังงานที่จ่ายให้กับโหลดมีค่าเท่ากับ

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_O^2}{R_L} = \frac{14.4^2}{2(500)} = 207mW$$

ค่าประสิทธิภาพกำลังที่โหลดมีค่าเท่ากับ

$$\eta_C = \frac{P_L}{P_{supply}} = \frac{207}{275} = 75.3\%$$

จากผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าสูงสุดทางทฤษฎี (78.6%) ค่ากำลังงานสูญเสียกับทรานซิสเตอร์คำนวณได้จากกระแสคอลเล็กเตอร์ในสมการที่ (3.191) ดังนี้

$$I_C = \frac{V_{CC}}{2R_L} = \frac{15}{1000} = 15mA$$

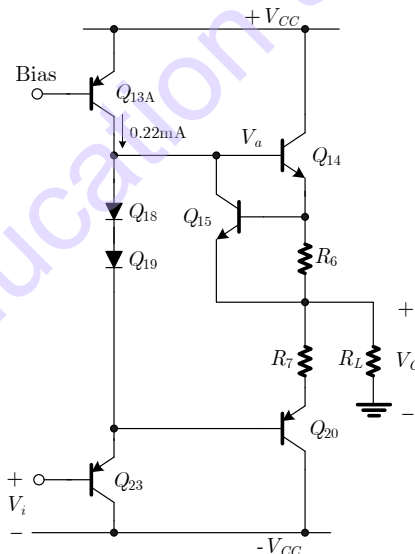
เนื่องจากค่า V_{CE} มีค่าเท่ากับ $V_{CC}/2$ ค่ากำลังงานสูญเสียสูงสุดชั่วขณะกับทรานซิสเตอร์มีค่าเป็น

$$P_C = I_C V_{CE} = 15mA(7.5) = 112.5mW$$

กำลังงานสูญเสียเฉลี่ยต่อทรานซิสเตอร์มีค่าเป็น

$$P_{av} = \frac{1}{2}(P_{supply} - P_L) = \frac{1}{2}(275 - 207)mW = 34mW$$

ตัวอย่างการใช้งานวงจรขยายกำลัง Class AB พบได้ในวงจรภายในของออปแอมป์ LM741 ซึ่งจะมีการวิเคราะห์โดยละเอียดไว้ในบทที่ 5 แต่ที่กล่าวไว้ข้างต้นวงจรขยาย Class AB มีความสามารถในการจ่ายกระแสทั้งบวกและลบได้ดี แต่ถ้าเกิดการ Short-circuited load จะทำให้ทรานซิสเตอร์เอาต์พุตเสียหายได้ ซึ่งจำเป็นต้องมีวงจรป้องกันกระแสเกิน (Overload Protection) ซึ่งภาคขยายเอาต์พุตของออปแอมป์ LM741 ก็มีการป้องกันกระแสเกิน ดังแสดงในรูปที่ 3.62



รูปที่ 3.62 วงจรป้องกันกระแสเกินด้านบวกของ LM741

สมมติให้วงจรขยายกำลังรูปที่ 3.62 ทำงานโดยมีแรงดัน V_i เป็นบวก ทรานซิสเตอร์ Q_{18} , Q_{19} และ Q_{23} จะไม่มีกระแสไหล (หยุดทำงาน) กระแสไบแอส 0.22mA จาก Q_{13A} จะไหลไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_{14} ทั้งหมด แรงดัน V_a จะเท่ากับ V_{be14} และ ถ้าสมมุติให้เกิดการลัดวงจรที่เอาต์พุต (ความต้านทาน $R_6=0$) ทรานซิสเตอร์ Q_{15} จะไม่ทำงาน โดยที่ค่า β_F ของทรานซิสเตอร์มีค่าสูง (≈ 500) และหากเกิดกรณีที่มีความต้านทานโหลด $R_L=0$ ดังนั้นจะมีกระแส I_{C14} มีค่าสูงมากเพียงพอที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_{14} เสียหายได้ โดยกระแสดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{c14} = \beta_{F14} |I_{c13A}| \quad (3.192)$$

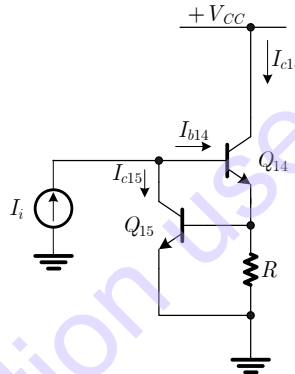
ดังนั้น

$$I_{c14} = 500(0.22mA) = 110mA$$

ถ้าแรงดันไฟเลี้ยง $V_{CC}=15V$ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์ Q_{14} เท่ากับ

$$P_{C14} = V_{ce14} I_c = 15(110mA) = 1.16W$$

กรณีนี้สามารถป้องกันได้โดยเพิ่มความต้านทาน R_6 และ Q_{15} เพื่อป้องกันกรณีกระแสเกินฝั่งบวก โดยความต้านทาน R_6 เป็นความต้านทานตรงจับกระแสมีค่าเท่ากับ 25Ω โดยแรงดันแรงดันตกคร่อมตัวเท่ากับแรงดันที่ขาเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_{15} ซึ่งถ้าวงจรทำงานปกติทรานซิสเตอร์ Q_{15} จะไม่ทำงาน แต่เมื่อกระแสไหลผ่านความต้านทาน R_6 มีค่าเข้าใกล้ $20mA$ (เกินย่านปลอดภัย) ทรานซิสเตอร์ Q_{15} จะเริ่มนำกระแส และ ดึงกระแสที่เคบายแอสที่ขาเบสของ Q_{14} ลดลงอย่างรวดเร็วด้วยอัตราขยายกระแส β_F ของทรานซิสเตอร์ Q_{15} ทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_{14} หายไปอย่างรวดเร็วด้วย โดย Q_{15} จะรับภาระดึงกระแสไบแอสจาก Q_{13A} ให้ผ่านตัวมันแทน เพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์ Q_{14} เสียหาย



รูปที่ 3.63 วงจรเสมือนของวงจรรูปที่ 3.62 เมื่อ $R_L=0$

ในการอธิบายข้างต้น สามารถเขียนวงจรเสมือนและอธิบายในรูปที่ 3.63 และ สมการได้ดังนี้

$$I_i = I_{b14} + I_{c15} \quad (3.193)$$

$$I_{c15} = I_{S15} \exp\left(\frac{V_{be15}}{V_T}\right) \quad (3.194)$$

$$V_{be15} \approx I_{c14} R \quad (3.195)$$

จากสมการที่ (3.193)

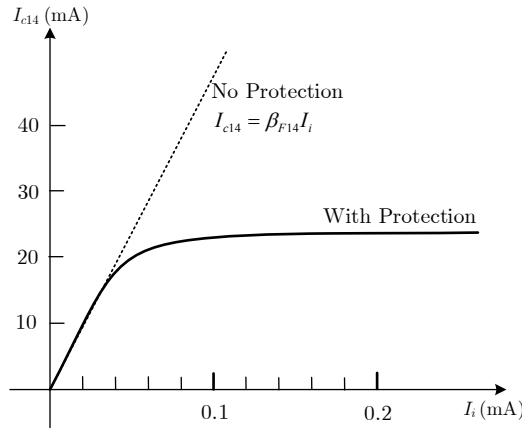
$$I_{c14} = I_i - I_{c15}$$

$$I_{c14} = \beta_{F14} I_{b14} = \beta_{F14} (I_i - I_{c15}) \quad (3.196)$$

แทนสมการที่ (3.194), (3.195) ในสมการที่ (3.196) ได้เป็น

$$I_{c14} + \beta_{F14} I_{S15} \exp\left(\frac{I_{c14} R}{V_T}\right) = \beta_{F14} I_i \quad (3.197)$$

จากสมการที่ (3.197) พบว่าในเทอมที่สองด้านซ้ายจะเป็นผลพวงมาจากกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_{15} ซึ่งถ้าไม่มีเทอมนี้จะทำให้ $I_{c14} = \beta_{F14} I_i$ ซึ่งเมื่อนำสมการที่ (3.197) มาพล็อตกราฟจะได้เป็นดังรูปที่ 3.64 เมื่อกำหนดให้ $\beta_{F14} = 500$, $I_{S15} = 10^{-14}$ และ $R = 25\Omega$ โดยที่กระแสไบแอส I_i สูงสุดเท่ากับ 0.22mA ทำให้ค่ากระแส I_{c14} ถูกจำกัดให้ไม่เกิน 24mA และช่วงที่กระแส I_{c14} ประมาณ 20mA กระแสของ I_{c15} จะเริ่มทำงานส่งผลต่อวงจรเล็กน้อย



รูปที่ 3.64 คุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสของวงจรขยายเอาต์พุตเมื่อมีและไม่มีวงจรป้องกันกระแสเกิน

ส่วนการป้องกันกระแสเกินด้านลบนั้นก็จะทำได้ด้วยหลักการคล้ายกัน โดยใช้ความต้านทานตรวจจับกระแสเกินด้านลบด้วย R_7 และ ทรานซิสเตอร์ PNP ซึ่งกระแสจะถูกสะท้อนกลับไปดิ่งกระแสอินพุตลงในวงจรขยายส่วนหน้า

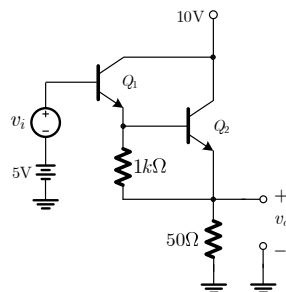
3.13 บทสรุป

บทนี้เป็นการอธิบายถึงวงจรขยายที่จำเป็นต้องใช้ในเทคโนโลยีวงจรรวม โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ทราบถึงวงจรขยายพื้นฐาน การวิเคราะห์ คำนวณที่จำเป็น ทั้งในแบบไบโพลาร์เช่น วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม คอลเล็กเตอร์ร่วม และ เบสร่วม และ เทคโนโลยีซีมอส เช่น วงจรขยายซอร์สร่วม เดรนร่วม และ เกทร่วม การวิเคราะห์อัตราขยาย ความต้านทานอินพุต เอาต์พุต การลดอัตราขยาย (Degenerate) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ และ ลดความเพี้ยนของวงจร วงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์หลายตัว วงจรขยายแบบคู่อุปกรณ์เพอเรนเซียล คุณสมบัติการขจัดโหมดร่วม ซึ่งการออกแบบวงจรขยายพื้นฐานทั้งหมดที่กล่าวในบทนี้อาจจะไม่ได้ถูกนำไปใช้โดยตรง แต่ทั้งนี้เพื่อทำให้เกิดทักษะในการวิเคราะห์ ความเข้าใจถึงคุณสมบัติของวงจรขยายพื้นฐาน เพื่อสามารถศึกษาในบทถัดไปเช่น วงจรบล็อกแอกทีฟ ในบทที่ 5 วงจรสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ และซีมอส ในบทที่ 6 และ 7 โดยการวิเคราะห์จะมีทั้งแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ เพื่อคำนวณกระแสไบแอส จุดทำงาน และการวิเคราะห์ด้วยสัญญาณขนาดเล็ก เพื่ออธิบายถึงคุณสมบัติด้านความต้านทานอินพุต เอาต์พุต หรือ แม้กระทั่งอัตราขยาย ซึ่งการวิเคราะห์วงจรขยายพื้นฐานเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์วงจรขั้นสูง และ ทำความเข้าใจในบทต่อไป

แบบฝึกหัดท้ายบท

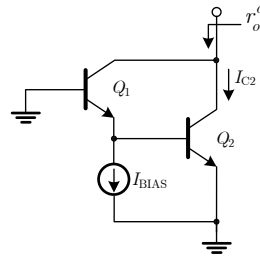
การคำนวณในแบบฝึกหัดนี้ จะใช้พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ในตารางที่ 2.1 เป็นหลัก ยกเว้นจะระบุเพิ่มเติมในข้ออื่นๆ

- 3.1 จงคำนวณหาค่าความต้านทานอินพุต ทรานสคอนดักแตนซ์ และ ความต้านทานเอาต์พุต ของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วม จากรูปที่ 3.2 เมื่อ $R_C=20k\Omega$ และ $I_C=250\mu A$ สมมติให้ $r_b=0$
- 3.2 จงคำนวณหาค่าความต้านทานอินพุต อัตราขยายแรงดัน v_o/v_s และ ความต้านทานเอาต์พุต ของวงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วม ดังรูปที่ 3.17(ก) 1 เมื่อ $R_S=5k\Omega$, $R_L=500\Omega$ และ $I_C=1mA$ ไม่ต้องพิจารณา r_b และ r_o .โดยการคำนวณความต้านทานอินพุตไม่ต้องพิจารณา R_S ส่วนการคำนวณความต้านทานเอาต์พุตให้พิจารณา R_L ด้วย และ การคำนวณอัตราขยายให้พิจารณาทั้ง R_S และ R_L
- 3.3 จากวงจรรขยายแบบซอร์สร่วมรูปที่ 3.6(ก) จงคำนวณอัตราขยายแรงดันสัญญาณขนาดเล็ก สมมติให้ $V_{DD}=3V$, $R_D=5k\Omega$, $\mu_n C_{ox}=200\mu A/V^2$, $W=10\mu m$, $L=1\mu m$, $V_t=0.6V$ และ $\lambda=0$
- 3.4 จงคำนวณหาค่าความต้านทานอินพุต ทรานสคอนดักแตนซ์ และ ความต้านทานเอาต์พุต ของวงจรรขยายเบสร่วม จากรูปที่ 3.9 เมื่อ $R_C=10k\Omega$ และ $I_C=250\mu A$ โดยไม่ต้องสนใจ r_b และ r_o
- 3.5 จากวงจรรขยายแบบเกทร่วมรูปที่ 3.13 จงคำนวณหาค่าความต้านทานอินพุต เมื่อทรานซิสเตอร์การทำงานในย่านอิมิตัว ด้วยกระแส $I_D=100\mu A$, $R_D=10k\Omega$, $\mu_n C_{ox}=200\mu A/V^2$, $\lambda=0.01V^{-1}$, $W=100\mu m$, $L=1\mu m$, ไม่สนใจผลกระทบจาก Body คำนวณใหม่อีกครั้งเมื่อ $R_D=1M\Omega$ โดยมีกระแสไหลผ่าน R_D .ในกรณีนี้ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงอย่างน้อย 100V ในการหาค่าตอบนี้จะใช้แหล่งจ่ายกระแส $100\mu A$ ขนานกับ R_D
- 3.6 จงคำนวณหากระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 ความต้านทานอินพุต อัตราขยายแรงดัน ของวงจรรตามอิมิตเตอร์แบบ Darlington ดังรูปที่ 3.46 ไม่ต้องพิจารณา r_b และ r_o เมื่อ $R_S=5k\Omega$, $R_L=500\Omega$ และ $I_C=1mA$ ไม่ต้องพิจารณา r_μ , r_b และ r_o สมมติให้ $V_{BE(on)}=0.7V$



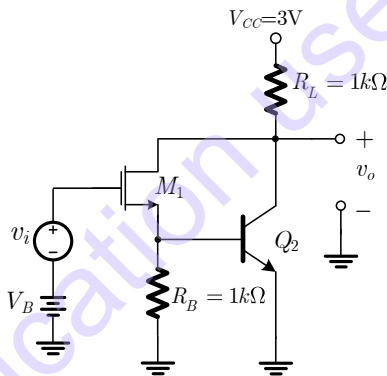
รูปที่ 3.46 วงจรสำหรับคำถามข้อ 6

3.7 จงวิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุต r_o^c ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมแบบ Darlington ดังรูปที่ 3.47 เมื่อ $I_{C2}=1\text{mA}$ โดยพิจารณา r_{o1} และ r_{o2} ด้วย แต่ไม่ต้องพิจารณา r_μ และ r_b โดยพิจารณาเป็นสองกรณีคือ $I_{BIAS}=1\text{mA}$ และ $I_{BIAS}=0$



รูปที่ 3.47 วงจรสำหรับคำถามข้อ 7

3.8 จากวงจร BiCMOS Darlington ดังรูปที่ 3.48 แรงดันไบแอส V_B ใช้สำหรับไบแอสให้วงจรมีค่าเท่ากับ 2V จงคำนวณกระแสไบแอสในทรานซิสเตอร์ทั้งสอง และ หาค่าอัตราขยายแรงดันด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก v_o/v_i โดยสมมติอสมทรานซิสเตอร์มีตัวแปรดังนี้ $W=10\mu\text{m}$, $L=1\mu\text{m}$, $\mu_n C_{ox}=200\mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_t=0.6\text{V}$, $\gamma=0.25 \text{ V}^{1/2}$, $\phi_f=0.3\text{V}$ และ $\lambda=0$ และ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีตัวแปรดังนี้ $I_s=10^{-16}\text{A}$, $\beta_F=100$, $r_b=0$ และ $V_A \rightarrow \infty$



รูปที่ 3.48 วงจรสำหรับคำถามข้อ 8

3.9 จงคำนวณหาค่าทรานสคอนดักแตนซ์รวม (G_m) ของวงจรตามซอสแบบพิเศษดังรูปที่ 3.30 โดยใช้เงื่อนไขต่อไปนี้ $I_1=200\mu\text{A}$, $I_2=100\mu\text{A}$, $(W/L)_1=30\mu\text{m}/0.12\mu\text{m}$, $(W/L)_2=10\mu\text{m}/0.12\mu\text{m}$, $k'_p = 65\mu\text{A}/\text{V}^2$, $k'_n = 194\mu\text{A}/\text{V}^2$ และ $\lambda_1=0.33$ โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองทำงานในย่านอิมิตัว และ ไม่ต้องพิจารณาผลกระทบจาก Body

3.10 จงคำนวณหาอัตราขยายโหมดดิฟเฟอเรนเชียล อัตราขยายโหมดรวม ความต้านทานอินพุตโหมดดิฟเฟอเรนเชียล และ ความต้านทานอินพุตโหมดรวม จากรูปที่ 3.32 โดยมี $I_{TAIL}=20\mu\text{A}$, $R_{TAIL}=10\text{M}\Omega$, $R_C=100\text{k}\Omega$ และ $V_{CC}=-V_{EE}=5\text{V}$ ไม่ต้องพิจารณา r_b , r_o และ r_μ ค่าพารามิเตอร์ CMRR.

3.11 จากวงจรขยายเอาต์พุตแบบตามอิมิตเตอร์รูปที่ 3.46 กำหนดให้ $V_{CC}=15V$, $R_1=R_2=0$, $R_3=5k$, $R_L=2k$, $V_{CE(sat)}=0.2V$, และ $V_{BE(on)}=0.7V$. โดยทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าสมพงค์กันทุกประการ

- (ก) จงวาดกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนระหว่าง V_o และ V_i .
- (ข) จงวาดรูปสัญญาณ V_o ถ้าอินพุต V_i เป็นสัญญาณไซน์ขนาดแรงดันเท่ากับ $10V_{(Peak)}$
- (ค) เปลี่ยนความต้านทานโหลด $R_L=10k$ และ ทำซ้ำข้อ (ก) และ (ข)

3.12 จงคำนวณ Slope ของกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอน ของวงจรขยายเอาต์พุตแบบตามข้อสรุปที่ 3.52 ที่จุดสงบนิ่ง และ สัญญาณแอมพลิจูดสูงสุดโดย $v_i = \hat{v}_i \sin \omega t$ และ $\hat{v}_i = 0.5V$

- (ก) ให้ $A_v^+ = A_v$ เมื่อ v_i มีค่าสูงสุด
- (ข) ให้ $A_{vQ} = A_v$ เมื่อ $v_i=0$
- (ค) ให้ $A_v^- = A_v$ เมื่อ v_i มีค่าต่ำสุด

กำหนดให้ $V_I=0$, $V_{DD}=2.5V$, $I_Q=1mA$, และ $R_L \rightarrow \infty$. โดยที่ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติดังนี้ $(W/L)_1=1000$, $k=200A/V^2$, $V_{t0}=0.7V$, $\phi_F=0.3V$, และ $\gamma=0.5V^{1/2}$.

3.13 จากวงจรขยายเอาต์พุตแบบตามข้อสรุปที่ 3.54 โดยกำหนดให้ $V_{CC}=12V$, $R_L=1k$, และ $V_{CE(sat)}=0.2V$. สมมติให้สัญญาณไซน์เป็นอินพุต V_i มีค่าทำให้แรงดันเอาต์พุต V_o ไม่เกิดการขริบ จงคำนวณกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดที่จ่ายให้กับโหลด R_L ก่อนที่สัญญาณเอาต์พุตจะขริบ ทั้งนี้ไม่ต้องพิจารณาความเพี้ยนรอยต่อ (Crossover Distortion)

3.14 จากคำถามข้อ 3.13 จงคำนวณและ วาดรูปสัญญาณ I_{c1} , V_{ce1} และ P_{c1} ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ใน 1 ลูกคลื่น เมื่อแรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ $V_{o(peak)}$ มีค่าเท่ากับ $11.5V$, $6V$ และ $3V$ ทั้งนี้ไม่ต้องพิจารณาความเพี้ยนรอยต่อ

3.15 จากวงจรขยายเอาต์พุตคลาส AB รูปที่ 3.57 โดยกำหนดให้ $V_{CC}=12V$, $I_Q=0.1mA$, $R_L=1k$, และ ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่า $I_S=10^{-15}A$, $\beta_F=150$ จงคำนวณค่าแรงดันอินพุต V_i และ กระแสของ ทรานซิสเตอร์เมื่อ $V_o=0V$, $5V$ และ $10V$ สุดท้ายวาดกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนเอาต์พุต V_o ในช่วง $+10V$ ถึง $-10V$

- [1] P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Lewis and R.G. Meyer “Analysis and Design of Analog Intergrated Circuits,” 5th ed., New York: Wiley, 2009.
- [2] P.E. Allen, D.R. Holberg, “CMOS Analog Circuit Design,” 3rd ed., Oxford University Press, Inc., 2012.
- [3] J.J. Ebers and J.L Moll, “Large-signal behavior of junction transistors,” Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol.42 no.12, pp.1761–1772, 1954.
- [4] S. Darlington, “Semiconductor Signal Translating Device,” U.S. Patent 2,663,806, May 1952.
- [5] B. J. Hosticka. “Improvement of the Gain of MOS Amplifiers,” IEEE Journal of Solid-state Circuits, Vol. SC-14, pp. 11 11-11 14, Dec.1979.

Education use only

บทที่ 4

ความเพี้ยนในวงจรขยายและการป้อนกลับ

คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจขยายสัญญาณ สามารถอธิบายได้โดยใช้อนุกรมกำลังซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมได้มาจากการวิเคราะห์จากตัวอย่างที่ได้กล่าวมาแล้ว หรือ จากค่าที่วัดได้จริงของคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจขยายสัญญาณอยู่ในรูปการประมาณค่าของพหุนาม (Polynomial) ซึ่งสามารถดูจากหัวข้อ 4.4 หรือได้มาจากผลการจำลองการทำงานของวงจซึ่งก็อยู่ในรูปของพหุนามเช่นเดียวกัน ต่อไปนี้จะแสดงโครงสร้างทั่วไปของวงจขยายสัญญาณเป็นดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.1 โดยมีแหล่งจ่ายแรงดันขาเข้า V_i เป็นตัวแปรอินพุตของวงจขยายความถี่ต่ำผ่าน และ ให้ V_o เป็นตัวแปรเอาต์พุต ซึ่งผลกระทบจากค่าความต้านทานแหล่งจ่าย และ ความต้านทานโหลดนั้นรวมอยู่ภายในวงจขยายสัญญาณ แต่ไม่นำผลกระทบจากการเก็บพลังงานภายในวงจขยายสัญญาณมาคำนวณ ซึ่งทำให้การพัฒนาและผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ต่ำจนถึงย่านกระแสตรง หรือ ใช้งานได้ย่านความถี่กลาง (Mid-band) ด้วยวงจขยายในแบบกระแสสลับเท่านั้น



รูปที่ 4.1 โครงสร้างโดยทั่วไปของวงจขยายสัญญาณ

โดยทั่วไปนั้นตัวแปรอินพุตและตัวแปรเอาต์พุตจะมีทั้งอุปกรณ์ที่มีลักษณะคงที่ (กระแสตรง) และ อุปกรณ์ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามช่วงเวลา ในกรณีที่ไม่มี การเพิ่มขึ้นของสัญญาณอินพุต สถานะของวงจขยายสัญญาณอยู่ในสภาวะสงบนิ่ง (Quiescent) ของทั้งตัวแปรอินพุตและตัวแปรเอาต์พุตซึ่งมีค่าสงบนิ่งอยู่ การอธิบายในส่วนนี้ เบื้องต้นสนใจที่การเพิ่มขึ้นของสัญญาณอินพุต (v_i) และการเพิ่มขึ้นของสัญญาณเอาต์พุต (v_o) และ กรณีที่จุดทำงานสงบนิ่งจะใช้เป็น V_I และ V_O ตามลำดับ และเพื่อให้เกิดความเข้าใจ ให้เริ่มต้นโดยตัวแปรที่เกี่ยวข้องทั้งหมดซึ่งเอาต์พุตที่เกิดขึ้น สามารถเขียนในรูปฟังก์ชันของอินพุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_o + v_o &= F(V_I + v_i) \\ &= a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \end{aligned} \tag{4.1}$$

โดยที่ $a_0 = F(V_I) = V_O(V_I)$ คือค่าแรงดันเอาต์พุตในสภาวะสงบนิ่ง ปกติซึ่งเป็นฟังก์ชันของค่าแรงดันอินพุตในสภาวะสงบนิ่ง และ การเพิ่มขึ้นของเอาต์พุตอยู่ในรูปของ

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \tag{4.2}$$

พจน์ของอนุกรมกำลังขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของวงจขยายสัญญาณ และ แอมพลิจูดของอินพุต แต่อย่างไรก็ตามในกรณีนี้พจน์ลำดับสูงที่เกิดขึ้น จะมีนัยสำคัญน้อยลงเรื่อยๆ จึงไม่นำมาพิจารณาเมื่อทำการสมมติให้ค่าแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ซึ่ง

$$v_i = V_{iA} \cos \omega_1 t \quad (4.3)$$

โดยที่ V_{iA} คือ แอมพลิจูด (ค่า Peak) และความถี่ของสัญญาณ คือ $f_1 = \omega_1/2\pi$ ขั้นตอนการเกิดความเพี้ยน (Distortion) ของเอาต์พุตได้มาจากการใส่อินพุตในพจน์ต่างๆ และ ใช้เอกลักษณ์ทางตรีโกณมิติ ทำให้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าผลรวมของฮาร์มอนิก เขียนได้ดังสมการ

$$v_o = b_0 + b_1 \cos \omega_1 t + b_2 \cos \omega_2 t + \dots \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.4) พบว่าแรงดัน v_o อยู่ในรูปการกระจาย Fourier (ในกรณีทีอินพุตเป็นฟังก์ชันโคไซน์ และไม่มีการเก็บพลังงานภายในวงจรขยายสัญญาณ v_o จะปรากฏเพียงค่าของโคไซน์เท่านั้น แต่ในกรณีที่เป็นแบบฟังก์ชันไซน์แล้วการกระจาย Fourier ของ v_o จะประกอบด้วยทั้งค่าไซน์และโคไซน์) โดยที่ค่าของ b_i ถูกเขียนในรูปแบบของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรถ่ายสัญญาณ (a_i) และ ขนาดของอินพุตสัญญาณไซน์ ซึ่งถ้าเขียนในรูปของฮาร์มอนิก 3 ลำดับจะได้ดังสมการ

$$b_0 = \frac{a_2}{2} V_{iA}^2 + \dots \quad (4.5)$$

$$b_1 = a_1 V_{iA} + \frac{3}{4} a_3 V_{iA}^3 + \dots \approx a_1 V_{iA} + \dots$$

$$b_2 = \frac{a_2}{2} V_{iA}^2 + \dots$$

$$b_3 = \frac{a_3}{4} V_{iA}^3 + \dots$$

สำหรับแต่ละพจน์ในสมการที่ (4.5) จะนำเพียงพจน์แรกของการกระจายอนุกรมกำลังมาใช้ในการคำนวณเท่านั้น เมื่อสังเกตพจน์ DC (b_0) จะยังมีอยู่แม้ว่าค่าสถานะสงบนิ่ง $a_0 = V_o$ จะถูกตัดออกไป ซึ่งพจน์ดังกล่าวนี้แสดงให้เห็นถึงวงจรถ่ายสัญญาณจะเกิดการเลื่อนจุดทำงานไปจากเดิม เป็นสาเหตุของการเกิดความเพี้ยน ค่า b_0 เป็นผลรวมของพจน์ต่างๆ ที่กำลังเป็นเลขคู่จากสมการที่ (4.2) และ จาก สมการที่ (4.5) ค่า b_0 เกิดจาก $a_2 v_i^2$ ซึ่งแสดงถึงค่าไฟตรง

จากพจน์ $a_3 v_i^3$ ซึ่งเป็นพจน์ขยาย (Expansion) ใน b_1 นั้น ค่ามูลฐาน (Fundamental) ที่สามารถเพิ่มเข้ามาให้เป็นไปดังสมการที่ (4.5) โดยขึ้นอยู่กับเครื่องหมายของ a_3 ถ้าพจน์ลำดับสูงถูกเพิ่มเข้าไปในสมการที่ (4.2) จะแสดงถึงการเพิ่มสัมประสิทธิ์ใหม่เข้าไปยังค่า b_1 ข้างต้น โดยสามารถแสดงในรูปแบบสัญลักษณ์และเครื่องหมาย +...

ค่าองค์ประกอบความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกสามารถเขียนให้ได้โดยนำพจน์แรกของสมการที่ (4.5) มาใช้จะได้

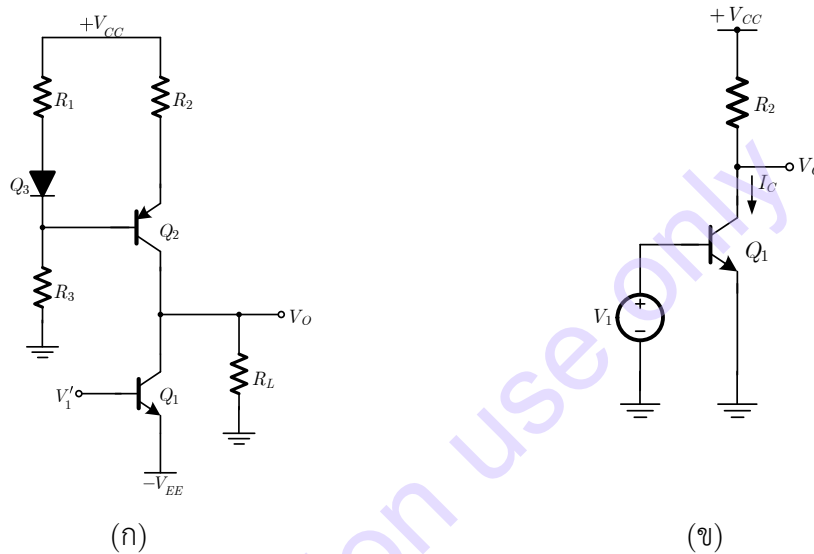
$$HD_2 = \frac{|b_2|}{|b_1|} \approx \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} V_{iA} \quad (4.6)$$

$$HD_3 = \frac{|b_3|}{|b_1|} \approx \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} V_{iA}^2 \quad (4.7)$$

4.1 วงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter)

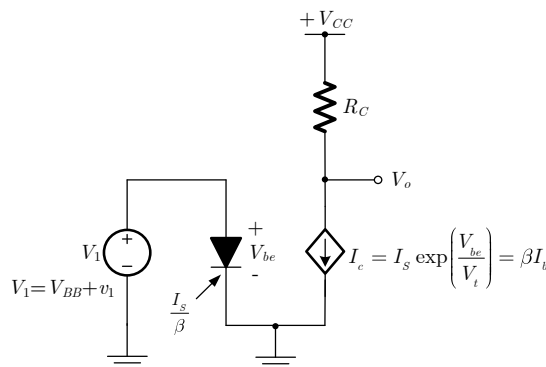
เพื่อเป็นการยกตัวอย่างการใช้เทคนิคข้างต้น โดยพิจารณาวงจรอิมิตเตอร์ร่วมอย่างง่ายดังรูปที่ 4.2(ก). โดยเบื้องต้นเมื่อมีการไบแอสคั้งที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 สามารถยุบวงจรให้ง่ายขึ้น โดยระบุเบื้องต้นให้องค์ประกอบการไบแอส Q_2 แทนที่ด้วยความต้านทาน R_2 และ ย้ายจุดไฟเลี้ยงลบที่ขาอิมิตเตอร์ ซึ่งเป็นแรงดันคั้งที่ให้เป็นกราวด์ (Ground Point) และ ใช้วงจรเสมือน Thevenin แทนที่เอาต์พุตเพื่อแปลงเป็นโครงสร้างหลักของวงจรเป็นดังรูปที่ 4.2(ข). ทำให้แรงดันอินพุตภายหลังการแปลงอยู่ในรูปของ

$$V_1 = V_{BB} + v_1 \tag{4.8}$$



รูปที่ 4.2 (ก) วงจรอิมิตเตอร์ร่วมอย่างง่าย (ข) โครงสร้างวงจรที่ปรับให้ง่าย

พจน์กระแสตรง V_{BB} มีค่าเท่ากับ $0.774V$ สำหรับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Collector Current) ที่มีค่า 1 mA และ $I_s=10^{-16}A$ โดยสมมติให้ค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายสัญญาณมีค่าน้อยมาก ดังนั้นได้ว่า $V_{bc} = V_1$ แบบจำลองวงจรทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 4.3 โดยสมมติให้พารามิเตอร์เบต้าของทรานซิสเตอร์เป็นค่าคั้งที่ $\beta = \beta_{ac}$



รูปที่ 4.3 แบบจำลองวงจรสมมูลของอิมิตเตอร์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์อย่างง่าย

สมมติให้ทรานซิสเตอร์ไม่อยู่ในสภาวะอิ่มตัว (Saturation) ทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$V_o = V_{CC} - R_c I_c \quad (4.9)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} I_c &= I_C + i_c = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_t}\right) = I_S \exp\left(\frac{V_{BB} + v_1}{V_t}\right) \\ &= \left[I_S \exp\left(\frac{V_{BB}}{V_t}\right) \right] \exp\left(\frac{v_1}{V_t}\right) \\ &= I_{CA} \exp\left(\frac{v_1}{V_t}\right) \end{aligned} \quad (4.10)$$

เมื่อเขียนค่าตามสภาวะปกติของกระแส I_C สงบนิ่ง เรียกว่า I_{CA} จะได้เป็น

$$I_{CA} = I_S \exp\left(\frac{V_{BB}}{V_t}\right) \quad (4.11)$$

การกระจายอนุกรมกำลังของ $\exp\left(\frac{v_1}{V_t}\right)$ เขียนให้อยู่ในรูปของ $\exp x = 1 + x + \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{6}x^3 + \dots$ ได้ดัง

สมการ

$$\begin{aligned} I_c &= I_{CA} \left[1 + \left(\frac{v_1}{V_t}\right) + \frac{1}{2}\left(\frac{v_1}{V_t}\right)^2 + \frac{1}{6}\left(\frac{v_1}{V_t}\right)^3 + \dots \right] \\ I_c &= I_{CA} [1 + a'_1 v_1 + a'_2 v_1^2 + \dots] \end{aligned} \quad (4.12)$$

ตัวแปรหลักที่ใช้ข้างต้นนั้นมีความสัมพันธ์กับสมการที่ (4.1) โดยที่ I_{CA} เป็นตัวคูณของอนุกรมกระจาย $a_i = I_{CA} a'_i$ ดังนั้นเพื่อให้สะดวกจะใช้ I_c เป็นตัวแปรเอาต์พุตแทนแรงดันเอาต์พุต ซึ่งตัวแปรทั้งสองนั้นมีความสัมพันธ์กันจากสมการที่ (4.9) ส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมกำลังสำหรับ I_c เป็น

$$\begin{aligned} a_0 &= I_c V_{BB} = I_{CA} \\ a_1 &= a'_1 I_{CA} = I_{CA} \left(\frac{1}{V_t}\right) \\ a_2 &= a'_2 I_{CA} = \frac{1}{2} I_{CA} \left(\frac{1}{V_t}\right)^2 \\ a_3 &= a'_3 I_{CA} = \frac{1}{6} I_{CA} \left(\frac{1}{V_t}\right)^3 \end{aligned} \quad (4.13)$$

โดยเขียนแทนการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตให้อยู่ในรูปของ

$$v_1 = V_{1A} \cos \omega_1 t \quad (4.14)$$

จากหัวข้อที่แล้วและสมการข้างต้น จะนำเพียงพจน์แรกของแต่ละสมการมาเขียนแทนค่าสัมประสิทธิ์การกระจาย Fourier ของเอาต์พุตได้เป็น

$$b_0 \approx \frac{I_{CA}}{4} \left(\frac{V_{1A}}{V_t}\right)^2$$

$$\begin{aligned} b_1 &\approx I_{CA} \left(\frac{V_{1A}}{V_t} \right) \\ b_2 &\approx \frac{I_{CA}}{4} \left(\frac{V_{1A}}{V_t} \right)^2 \\ b_3 &\approx \frac{I_{CA}}{24} \left(\frac{V_{1A}}{V_t} \right)^3 \end{aligned} \quad (4.15)$$

สังเกตว่าค่า b_0 ที่ไม่เป็นศูนย์แสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงค่าไบแอสของ V_o หรือ I_{CA} ที่เกิดขึ้น ซึ่งในวงจร ECP นั้นจะไม่ปรากฏพจน์ b_0 เพราะคุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันวงจร ECP หรือ SCP แบบสมมูลมีลักษณะปฏิสมมาตร (Antisymmetrical) ที่จุดทำงานด้วย $V_1 = V_2$ จากสมการที่ (4.15), (4.6) และ (4.7) จึงสามารถประมาณค่าสมการขององค์ประกอบความเพี้ยนได้เป็น

$$\begin{aligned} HD_2 &\approx \frac{1}{4} \left(\frac{V_{1A}}{V_t} \right) \\ HD_3 &\approx \frac{1}{24} \left(\frac{V_{1A}}{V_t} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.16)$$

ตัวอย่างที่ 4.1 จงคำนวณหาค่าความเพี้ยนของกระแสคอลเล็กเตอร์ (I_c) ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมรูปที่ 4.2(ข) โดยใช้องค์ประกอบ Fourier กำหนดให้ $V_{BB}=0.774V$ และ $I_S=1 \times 10^{-16}A$ กำหนดให้ $V_t=25.86mV$ เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์มีแอมพลิจูด $10mV$ และ กระแสคอลเล็กเตอร์สงบนิ่ง $I_{CA}=1.0mA$ และ จำลองผลการทำงานเปรียบเทียบ

วิธีทำ

องค์ประกอบ Fourier ของกระแสคอลเล็กเตอร์สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.15) และ ค่าแอมพลิจูดสำหรับแรงดันเอาต์พุตหาได้จากการคูณด้วย $RC = 5k\Omega$ โดยไม่ต้องสนใจเครื่องหมายซึ่งจะได้เป็น

$$\begin{aligned} b_0 &= 0.19 \text{ V} \\ b_1 &= 1.93 \text{ V} \\ b_2 &= 0.19 \text{ V} \\ b_3 &= 0.012 \text{ V} \end{aligned}$$

ส่งผลให้ประมาณค่าขององค์ประกอบความเพี้ยนเป็น

$$\begin{aligned} HD_2 &= 9.8\% \\ HD_3 &= 0.62\% \end{aligned}$$

ในการจำลองการทำงานเปรียบเทียบ โดยใช้อินพุตไฟล์สำหรับการจำลอง Spice โดยกำหนดให้ค่า $V_{CC}=15V$ และ $R_C=5k\Omega$ แรงดันไบแอสของอินพุต V_{BB} รวมอยู่ใน V_1 ค่าแรงดันที่โนดและพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก ในสภาวะสงบนิ่งแสดงดังรูปที่ 4.4(ก) แรงดันเอาต์พุตสำหรับสัญญาณไซน์ซึ่งมีค่า $10mV$ แสดงดังรูปที่ 4.4(ข) และเอาต์พุตฮาร์โมนิกได้ดังรูปที่ 4.4(ค) ซึ่งส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์เอาต์พุตเป็น

$$b_0 = 10.05 - 9.855 = 0.185 \text{ V}$$

$$b_1 = 1.942 \text{ V}$$

$$b_2 = 0.1835 \text{ V}$$

$$b_3 = 0.0114 \text{ V}$$

จากพจน์ b_0 กระแสคอลเล็กเตอร์ที่เกิดขึ้นจริงมีค่า 0.99 mA ดังนั้นค่าประมาณในสภาวะปกติของ $V(3)$ หรือ แรงดันคอลเล็กเตอร์จะเป็น $15 - (0.99 \text{ mA})(5\text{k}\Omega) \approx 10.05\text{V}$ ค่าองค์ประกอบความเพี้ยนจากเอาต์พุตไฟส์ของ Spice ได้เป็น $HD_2 = 9.5\%$ และ $HD_3 = 0.59\%$ ซึ่งเห็นได้ว่าค่าที่ได้จากการจำลองและค่าประมาณใกล้เคียงกันมาก

```

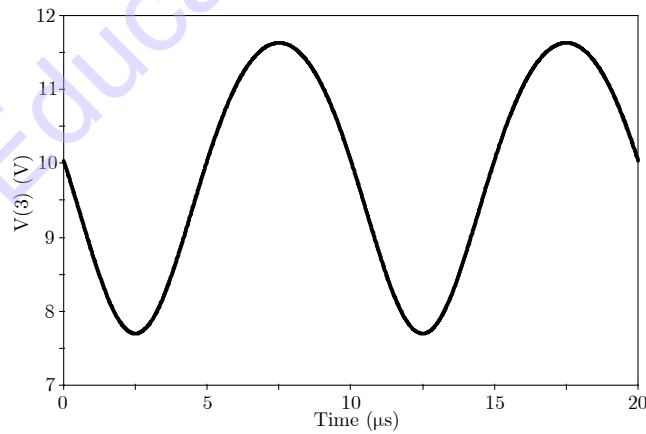
CE STAGE, FIG 4.2
V1 1 0 0.774 SIN(0.774 10M 100KHZ)
.TF V(3) V1
.PLOT DC V(3)
.TRAN 0.5U 20U
.FOUR 100K V(3)
Q1 3 1 0 MOD1
RC 5 3 5K
VCC 5 0 15
.MODEL MOD1 NPN BF=100 IS=1.0E-16
.END

NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(1)       0.7740      (3)       10.0401     (5)       15.0000

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(3)/V1 = -1.918E+02
INPUT RESISTANCE AT V1 = 2.607E+03
OUTPUT RESISTANCE AT V(3) = 5.000E+03
    
```

(ก)



(ข)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE VC (3)					
DC COMPONENT = 9.853E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	1.943E+00	1.000000	179.996	0.000
2	2.000E+05	1.838E-01	0.094586	90.006	-89.990
3	3.000E+05	1.147E-02	0.005900	0.583	-179.413
4	4.000E+05	4.154E-04	0.000214	-94.482	-274.479
5	5.000E+05	1.292E-04	0.000066	119.519	-60.477
6	6.000E+05	1.177E-04	0.000061	114.839	-65.157
7	7.000E+05	1.162E-04	0.000060	118.313	-61.683
8	8.000E+05	1.161E-04	0.000060	122.005	-57.992
9	9.000E+05	1.153E-04	0.000059	126.664	-53.332

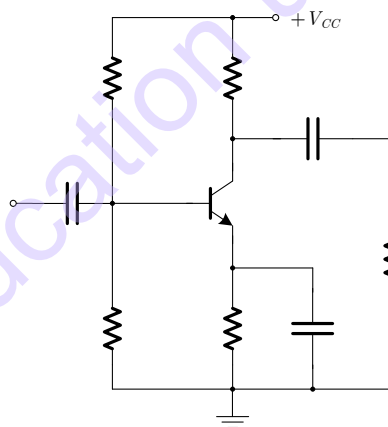
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.477058 PERCENT

(ค)

รูปที่ 4.4 (ก) อินพุตไฟล์ Spice ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (ข) แรงดันเอาต์พุต Transient รูปคลื่นของ วงจรอิมิตเตอร์ร่วม (ค) องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุต

4.2 วงจรอิมิตเตอร์ร่วมแบบแรงดันอินพุตขนาดใหญ่

ในการวิเคราะห์ห้วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมรูปที่ 4.5 ซึ่งประกอบด้วยอินพุตแบบเดี่ยวโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟตัวเดียวที่มี AC Coupling และ มีการ Bypassed โดยเฉพาะวงจรไบแอส ตัวเก็บประจุ Coupling และ Bypassed จะถูกยุบรวมเสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรหลักดังรูปที่ 4.2(ข) และ จะมีการย้ายกราวด์ โดยจะนำวงจรที่ลดรูปไปใช้ในการคำนวณ



รูปที่ 4.5 วงจรอิมิตเตอร์ร่วมแบบ Ac Coupling อินพุตเดี่ยว

ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์อินพุตไม่ได้มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับ V_i แล้ว จะทำให้การกระจายอนุกรมกำลังของ I_C ถูกตัดไปบางส่วน และ ไม่เพียงพอในการใช้คำนวณหาค่า อย่งไรก็ตามฟังก์ชัน $\exp(d \cos \omega_1 t)$ สามารถเขียนในรูปของการกระจายได้เป็น

$$\exp(d \cos \omega_1 t) = I_0(d) + 2I_1(d) \cos \omega_1 t + 2I_2(d) \cos 2\omega_1 t + \dots + 2I_n(d) \cos n\omega_1 t + \dots \quad (4.21)$$

โดยที่ $I_n(d)$ นั้นสามารถเขียนในรูปฟังก์ชันเบสเซล (Bessel functions) แบบดัดแปลงลำดับ n [1] ซึ่งตารางแสดงค่าต่างๆ ของฟังก์ชันในรูป Normalized และ แสดงเป็นกราฟดังรูปที่ 4.6(ก) และ (ข) โดยถ้ามี

การป้อนอินพุตสัญญาณไซน์ดังสมการที่ (4.14) เข้าไปในกระแสคอลเล็กเตอร์ในสมการที่ (4.10) โดยใช้การกระจายฟังก์ชันเบสเซล (Bessel) จากสมการที่ (4.21) กระแส I_C จึงอยู่ในรูปการกระจาย Fourier ได้โดยตรงเป็น

$$\begin{aligned} I_c &= I_{CA} \left[I_0(d) + 2I_1(d) \cos \omega_1 t + \dots + 2I_n(d) \cos n\omega_1 t + \dots \right] \\ &= I_{CA} I_0(d) \left[1 + \frac{2I_1(d)}{I_0(d)} \cos \omega_1 t + \dots + \frac{2I_n(d)}{I_0(d)} \cos n\omega_1 t + \dots \right] \\ &= I_{dc} \left[1 + \frac{2I_1(d)}{I_0(d)} \cos \omega_1 t + \dots + \frac{2I_n(d)}{I_0(d)} \cos n\omega_1 t + \dots \right] \end{aligned} \quad (4.22)$$

โดยที่ $d = \frac{V_{1A}}{V_t}$ คือ แอมพลิจูด Normalized ของสัญญาณอินพุต จากสมการสุดท้าย กระแส DC ที่คอลเล็กเตอร์ สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} I_{dc} &= I_{CA} I_0(d) \\ &= I_S \left[\exp\left(\frac{V_{BB}}{V_t}\right) \right] I_0(d) \end{aligned} \quad (4.23)$$

ดังที่กล่าวข้างต้น ทุกพจน์ที่มีอันดับเป็นเลขคู่ในการกระจายอนุกรมกำลังของ I_C มีองค์ประกอบ DC ขณะที่ไปแอสสงบนิ่ง ซึ่งทั้งหมดรวมอยู่ในกระแส $I_0(d)$

จากสมการที่ (4.22) สามารถเขียนเทียบเคียงกับสมการ Fourier สมการที่ (4.4) พบว่าค่าสัมประสิทธิ์ Fourier ของกระแสคอลเล็กเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{CA} + b_0 &= I_{dc} \\ b_1 &= I_{dc} \left[\frac{2I_1 d}{I_0 d} \right] \\ b_2 &= I_{dc} \left[\frac{2I_2 d}{I_0 d} \right] \\ b_n &= I_{dc} \left[\frac{2I_n d}{I_0 d} \right] \end{aligned} \quad (4.24)$$

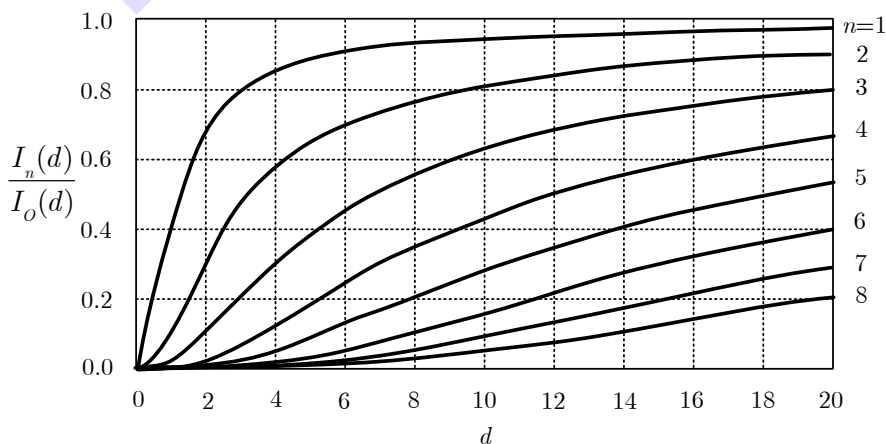
สังเกตว่าค่า I_{CA} ในสภาวะสงบนิ่ง ถูกเพิ่มเข้าไปในพจน์ b_0 เพื่อให้สามารถหาค่า I_{dc} ได้ โดยองค์ประกอบความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกเป็น

$$\begin{aligned} HD_2 &= \frac{|b_2|}{|b_1|} = \frac{I_2 d}{I_1 d} \\ HD_3 &= \frac{|b_3|}{|b_1|} = \frac{I_3 d}{I_1 d} \end{aligned} \quad (4.25)$$

x	$I_0 x$	$I_1 x$	$I_2 x$	$I_3 x$	$\frac{I_1 x}{I_0 x}$	$\frac{I_2 x}{I_0 x}$	$\frac{I_3 x}{I_0 x}$
0	1	0	0	0	0	0	0
0.1	1.0025	0.0501	0.0013	0	0.05	0.001	0
0.2	1.01	0.1005	0.005	0.0002	0.1	0.005	0
0.4	1.0404	0.204	0.0203	0.0013	0.196	0.02	0.001
0.6	1.092	0.3137	0.0464	0.0046	0.287	0.043	0.004
0.8	1.1665	0.4329	0.0844	0.0111	0.371	0.072	0.01
1	1.2661	0.5652	0.1357	0.0222	0.446	0.107	0.018
1.2	1.3937	0.7147	0.2026	0.0394	0.513	0.145	0.028
1.4	1.5534	0.8861	0.2875	0.0645	0.57	0.185	0.041
1.6	1.75	1.0848	0.394	0.0999	0.62	0.225	0.057
1.8	1.9896	1.3172	0.526	0.1482	0.662	0.264	0.074
2	2.2796	1.5906	0.6889	0.2127	0.698	0.302	0.093
2.2	2.6291	1.9141	0.8891	0.2976	0.728	0.338	0.113
2.4	3.0493	2.2981	1.1342	0.4079	0.754	0.372	0.134
2.6	3.5533	2.7554	1.4337	0.5496	0.776	0.404	0.155
2.8	4.1573	3.3011	1.7994	0.7305	0.794	0.433	0.176
3	4.8808	3.9534	2.2452	0.9598	0.81	0.46	0.197
3.2	5.7472	4.7343	2.7883	1.2489	0.824	0.485	0.217
3.4	6.7848	5.6701	3.4495	1.6119	0.836	0.508	0.238
3.6	8.0277	6.7927	4.254	2.0661	0.846	0.53	0.257
3.8	9.5169	8.1404	5.2325	2.6326	0.855	0.55	0.277
4	11.302	9.7595	6.4222	3.3373	0.864	0.568	0.295
4.2	13.442	11.706	7.8684	4.212	0.871	0.585	0.313
4.4	16.01	14.046	9.6258	5.2955	0.877	0.601	0.331
4.6	19.093	16.863	11.761	6.6355	0.883	0.616	0.347
4.8	22.794	20.253	14.355	8.2903	0.889	0.63	0.364
5	27.24	24.336	17.506	10.331	0.893	0.643	0.379
5.2	32.584	29.254	21.332	12.845	0.898	0.655	0.394
5.4	39.009	35.182	25.978	15.939	0.902	0.666	0.409
5.6	46.738	42.328	31.62	19.742	0.906	0.677	0.422
5.8	56.038	50.946	38.47	24.415	0.909	0.687	0.436
6	67.234	61.342	46.787	30.151	0.912	0.696	0.448
6.2	80.718	73.886	56.884	37.187	0.915	0.705	0.461
6.4	96.962	89.026	69.141	45.813	0.918	0.713	0.472
6.6	116.54	107.3	84.021	56.383	0.921	0.721	0.484
6.8	140.14	129.38	102.08	69.328	0.923	0.729	0.495
7	168.59	156.04	124.01	85.175	0.926	0.736	0.505
7.2	202.92	188.25	150.63	104.57	0.928	0.742	0.515
7.4	244.34	227.17	182.94	128.29	0.93	0.749	0.525
7.6	294.33	274.22	222.17	157.29	0.932	0.755	0.534
7.8	354.68	331.1	269.79	192.75	0.933	0.761	0.543
8	427.56	399.87	327.6	236.08	0.935	0.766	0.552

Equation for higher order terms: $I_{n+1}(x) = I_{n-1}(x) - \frac{2n}{x} I_n(x)$

รูปที่ 4.6 (ก) ค่าฟังก์ชัน Bessel สำหรับ $n = 1, 2, 3$



รูปที่ 4.6 (ข) กราฟ Normalized ฟังก์ชัน Bessel สำหรับ $n = 1$ ถึง 8

ในตารางในรูปที่ 4.6(ก), $I_n(x)(=I_n(d))$ จะแสดงเฉพาะเมื่อ $n = 1, 2$ และ 3 เพื่อใช้ในการคำนวณหาอัตราส่วน $\frac{I_1(d)}{I_0(d)}$, $\frac{I_2(d)}{I_0(d)}$ และ $\frac{I_3(d)}{I_0(d)}$ และ ในรูปที่ 4.6(ข) แสดงกราฟของอัตราส่วน $\frac{I_n(d)}{I_0(d)}$ สามารถใช้ได้จนเมื่อ n มีค่าเป็น 8 โดยค่ามากที่สุดของ d ที่เป็นไปได้สอดคล้องกับค่าประมาณของอินพุตสัญญาณไซน์ที่ 0.5 V คือ $d \approx 20$

ตัวอย่างการคำนวณ กำหนดให้ $d = 1$ ซึ่งสอดคล้องกับค่าของแอมพลิจูดอินพุตประมาณ 26 mV จากรูปที่ 4.6(ก) ได้ $\frac{I_1}{I_0} \approx 0.45$ และ $\frac{I_2}{I_0} \approx 0.11$ ดังนั้นจากสมการที่ (4.25) ได้ค่า $HD_2 = 24\%$ และจากสมการที่ (4.16) ผลจากการกระจายอนุกรมกำลัง HD_2 สำหรับ $d = 1$ ได้ประมาณ 25% และ จากกราฟในรูปที่ 4.6(ข) ค่า HD_3 สามารถประมาณได้จากอัตราส่วนของฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 กับค่ามูลฐานเมื่อค่า $d = 1$ ผลลัพธ์ที่ได้คือ $HD_3 \approx \frac{0.02}{0.48} = 4\%$ ส่วนค่าจากสมการที่ (4.16) นั้นเป็น 4.1%

จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันเบสเซลมีค่าเป็นลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรง (Asymptotic) สำหรับค่า d ที่มีขนาดเล็กมาก

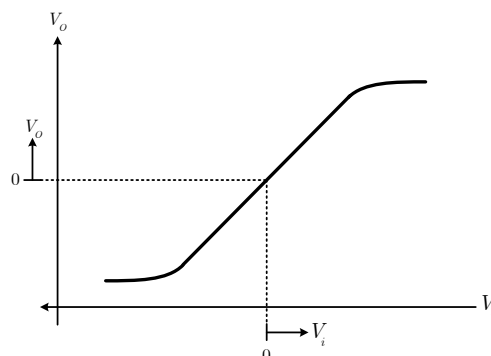
$$\begin{aligned} I_0 d \Big|_{d \ll 1} &= 1 + 0.25d^2 \\ I_1 d \Big|_{d \ll 1} &= 0.5d \\ I_2 d \Big|_{d \ll 1} &= 0.12d^2 \end{aligned} \quad (4.26)$$

จากการประมาณค่านี้ทำให้สมการของ HD_2 ถูกประมาณค่าให้เท่ากับสมการที่ (4.16)

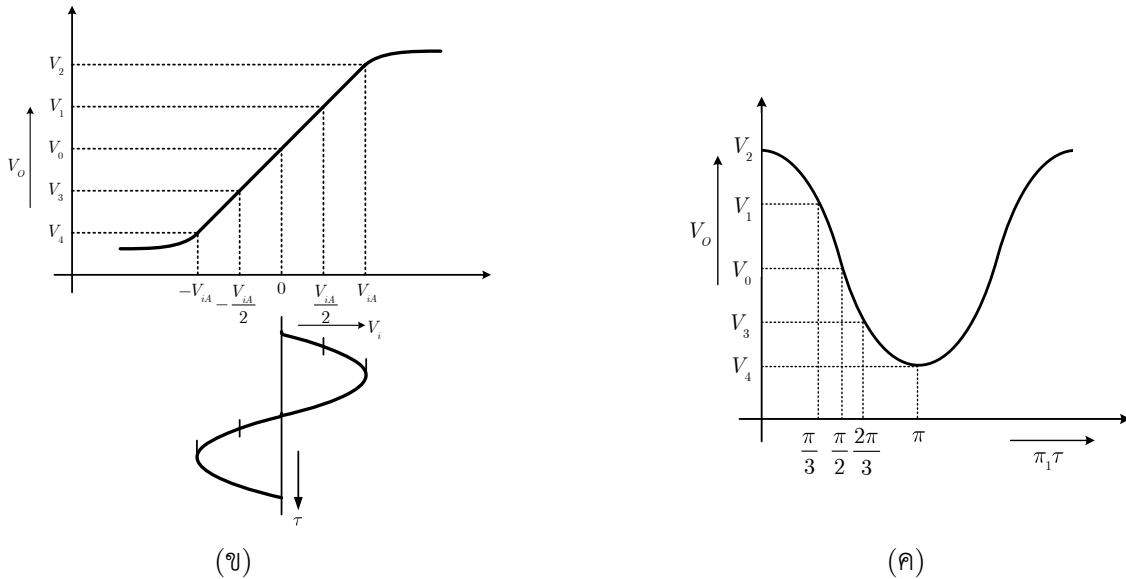
จากกราฟรูปที่ 4.6(ข) พบว่า $\frac{I_1 d}{I_0 d}$ มีค่าเป็น 0.97 สำหรับ d ขนาดใหญ่

4.3 คุณลักษณะของอนุกรมกำลังและอนุกรม Fourier

ในหัวข้อที่ 4.1 ได้กล่าวถึงรูปแบบโดยทั่วไปของการกระจายอนุกรมกำลัง ตัวอย่างวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบไบโพลาร์ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมกำลังได้มาจากการวิเคราะห์โดยมีพื้นฐานบนวงจรทรานซิสเตอร์อย่างง่าย ซึ่งในสถานการณ์ทั่วไปนั้นวิธีการดังกล่าวอาจจะไม่เหมาะสม ดังนั้นกรณีนั้น คุณสมบัติการถ่ายโอนอาจหาได้จากกราวด์วงจรถายจริง และ ค่าสัมประสิทธิ์อนุกรมกำลัง (พหุนาม) ถูกตัดทอน สามารถหาได้จากการแก้ปัญหาค่าโดยใช้สมการเชิงเส้น Simultaneous



(ก)



รูปที่ 4.7 (ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดัน (ข) แรงดันอินพุตสำหรับการคำนวณองค์ประกอบฮาร์มอนิก (ค) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตและค่าของแรงดันเอาต์พุตที่เลือกในตำแหน่งเวลา

คุณสมบัติการถ่ายโอนเป็นดังรูปที่ 4.7(ก) โดยพหุนามที่ใช้ประมาณเส้นโค้งนี้เริ่มต้นด้วยพหุนามทั่วไปของอันดับที่ต้องการ เช่น ในกรณีที่เป็นพหุนามอันดับที่สาม ซึ่งมีค่าเป็น

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 \quad (4.27)$$

สังเกตว่าการเปลี่ยนแปลงเกี่ยวกับจุดทำงานในสภาวะสงบนิ่ง จะอยู่ในรูปของตัวแปรอื่นๆ แทนที่จะเป็นตัวแปรอินพุตและเอาต์พุต สำหรับพหุนามอันดับที่สาม ไม่สามารถทราบค่าสัมประสิทธิ์ของพหุนามทั้งสามได้ ดังนั้นจึงต้องทำการเลือกตัวแปรเป็นแรงดันอินพุตที่ต่างกันสามค่า (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}) และ คำนวณหาค่าการถ่ายโอนเส้นโค้งที่สอดคล้องกับค่าแรงดันเอาต์พุตสามค่า (v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}) เช่นกัน ซึ่งค่าเหล่านี้จะถูกสามารถเขียนได้ตามลำดับในพหุนาม ดังสมการที่ (4.28)

$$\begin{aligned} v_{o1} &= a_1 v_{i1} + a_2 v_{i1}^2 + a_3 v_{i1}^3 \\ v_{o2} &= a_1 v_{i2} + a_2 v_{i2}^2 + a_3 v_{i2}^3 \\ v_{o3} &= a_1 v_{i3} + a_2 v_{i3}^2 + a_3 v_{i3}^3 \end{aligned} \quad (4.28)$$

โดยมีสมการเชิงเส้นสามสมการที่มีตัวแปรที่ไม่ทราบค่าสามตัว a_1, a_2, a_3 ซึ่งวิธีในการหาค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้จะใช้แก้สมการโดยตรง

อีกเทคนิคหนึ่งเพื่อให้ได้ค่าองค์ประกอบฮาร์มอนิกของสัญญาณเอาต์พุตคือ การวิเคราะห์ Fourier ในรูปแบบอย่างง่าย โดยเริ่มต้นด้วยกลุ่มของค่าแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่สอดคล้องซึ่งได้จากคุณสมบัติการถ่ายโอน ในที่นี้ไม่สามารถหาค่า a_i ได้แต่สามารถหาค่า b_i ได้โดยตรงจากการเลือกชุดแรงดันอินพุตที่เหมาะสม โดยอินพุตนั้นถูกสมมติให้เป็นฟังก์ชันสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูด (Peak) เท่ากับ V_{iA} (แต่สำหรับอินพุตสัญญาณโคไซน์จะเกิดที่ $\omega_1 t = 0$) มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดเมื่อ $\omega_1 t = 60^\circ$ มีค่าเป็นศูนย์เมื่อ $\omega_1 t = 90^\circ$ มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าต่ำสุดเมื่อ $\omega_1 t = 120^\circ$ และมีค่าอินพุตต่ำสุดเมื่อ $\omega_1 t = 180^\circ$ ซึ่งตัวเลือกเหล่านี้

เป็นดังรูปที่ 4.7(ข) และเมื่อพิจารณาจากคุณสมบัติการถ่ายโอนแล้วสามารถหาค่าของกลุ่มแรงดันเอาต์พุต, V_2 , V_1 , V_0 , V_3 และ V_4 ได้ (อาจเป็นค่าเหล่านี้ทั้งหมดหรือเพิ่มขึ้นก็ได้) โดยค่าสัญญาณเอาต์พุตเหล่านี้จะเป็นฟังก์ชันของเวลา ($\omega_1 t$) จะแสดงได้ดังรูปที่ 4.7(ค)

สัญญาณเอาต์พุตสามารถเขียนได้เป็นอนุกรม Fourier แบบตัดทอน เฉพาะพจน์ของโคไซน์เพียงอย่างเดียวดังสมการที่ (4.29)

$$V_o + v_o = V_o + b_0 + b_1 \cos \omega_1 t + b_2 \cos 2\omega_1 t + b_3 \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (4.29)$$

เพื่อให้เกิดความสมบูรณ์ของตัวแปรเอาต์พุตทั้งหมด จะทำการเพิ่มแรงดันเอาต์พุตในสภาวะสงบนิ่ง V_o เข้ามาด้วย ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตแต่ละตัวที่ถูกเพิ่มในสมการนั้นเป็นค่าที่สอดคล้องกันของ $\omega_1 t$ ซึ่งส่งผลให้ผลลัพธ์ที่ได้เป็นชุดสมการที่ประกอบด้วยค่าสัมประสิทธิ์ Fourier ที่ไม่ทราบค่า

ตัวเลือกดังกล่าวข้างต้นซึ่งใช้สำหรับกรณีอันดับสามและวิเคราะห์แบบห่าจุด โดยค่าอินพุตข้างต้นที่ได้มาจะนำไปสู่ชุดของค่าเอาต์พุตที่สอดคล้องกัน V_2 , V_1 , V_0 , V_3 และ V_4 ดังแสดงในรูปที่ 4.7(ข) ซึ่งผลลัพธ์จากการแก้ปัญหของ b_i ได้เป็น

$$\begin{aligned} V_o + b_0 &= \frac{1}{6} V_2 + 2V_1 + 2V_3 + V_4 \\ b_1 &= \frac{1}{3} V_2 + V_1 - V_3 - V_4 \\ b_2 &= \frac{1}{4} V_2 - 2V_0 + V_4 \\ b_3 &= \frac{1}{6} V_2 - 2V_1 + 2V_3 - V_4 \\ b_4 &= \frac{1}{12} V_2 - 4V_1 + 6V_0 - 4V_3 + V_4 \end{aligned} \quad (4.30)$$

ตัวอย่างที่ 4.2 จงหาความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตรูปที่ 4.7(ค) จากคุณสมบัติการถ่ายโอนเอาต์พุตจากรูปสัญญาณได้จำนวนห้าจุดดังนี้ $V_2=11.09\text{V}$, $V_1=5.29\text{V}$, $V_0=-0.27\text{V}$, $V_3=-5.87\text{V}$, $V_4=-10.37\text{V}$

วิธีทำ

ค่าสัมประสิทธิ์ Fourier หาได้จากสมการที่ (4.30) ดังนี้

$$\begin{aligned} V_o + b_0 &= -0.063 \text{ V} \\ b_1 &= 10.86 \text{ V} \\ b_2 &= 0.315 \text{ V} \\ b_3 &= -0.13 \text{ V} \\ b_4 &= 0.12 \text{ V} \end{aligned}$$

องค์ประกอบความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} HD_2 &= 2.9\% \\ HD_3 &= 1.2\% \\ THD &\approx 3.3\% \end{aligned}$$

คุณสมบัติการถ่ายโอนที่ใช้ในตัวอย่างข้างต้น ได้มาจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Spice ของวงจรรขยาย จากการ Run แบบ Transient จะได้จากการวิเคราะห์ Fourier ได้ค่า $THD = 3.1\%$

การวิเคราะห์ที่ง่ายกว่า โดยใช้สมการที่ (4.30) แต่ใช้ค่าแรงดันเพียงสามจุด ซึ่งค่าทั้งสามจะขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งมักจะใช้ค่า $\omega_1 t$ ของ 0° , 90° และ 180° ซึ่งได้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้คือเป็น V_2 , V_0 และ V_4 เช่นเดียวกับที่แสดงในรูปที่ 4.7 โดยวิธีแก้ปัญหาลำดับสำหรับ b_i จะนำไปสู่สมการ

$$\begin{aligned} V_o + b_0 &= \frac{1}{4} V_2 + 2V_0 + V_4 \\ b_1 &= \frac{1}{2} V_2 - V_4 \\ b_2 &= \frac{1}{4} V_2 - 2V_0 + V_4 \\ \therefore HD_2 &= \frac{b_2}{b_1} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2 - 2V_0 + V_4}{V_2 - V_4} \right) \end{aligned}$$

ซึ่งค่าค่าสัมประสิทธิ์ Fourier จะมีได้ค่าเป็น

$$\begin{aligned} V_o + b_0 &= 0.045 \text{ V} \\ b_1 &= 10.73 \text{ V} \\ b_2 &= 0.315 \text{ V} \\ HD_2 &= 2.9\% \end{aligned}$$

เมื่อเปรียบเทียบค่าเหล่านี้กับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ห่าจุดด้านบน เห็นได้ว่าใกล้เคียงกันมากยกเว้นพจน์กระแสตรงซึ่งเท่ากับ $V_o + b_0$

ตัวอย่างที่ 4.3 เมื่อค่าแรงดันเอาต์พุตทั้งสามค่าได้จากคุณลักษณะการถ่ายโอนวงจรรขยายสัญญาณที่สร้างจาก MOS ซึ่ง $V_2=4.234\text{V}$, $V_0=2.5\text{V}$, $V_4=0.49\text{V}$

วิธีทำ

ค่าสัมประสิทธิ์ Fourier จากการวิเคราะห์สามจุด ในสมการที่ (4.30) เป็น

$$\begin{aligned} V_o + b_0 &= 2.431 \text{ V} \\ b_0 &= -0.069 \text{ V} \\ b_1 &= 1.87 \text{ V} \\ b_2 &= -0.07 \text{ V} \end{aligned}$$

องค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับที่สองโดยประมาณคือ $HD_2 = b_2/b_1 = 3.7\%$ แต่จากการจำลอง Spice ของวงจรมีคุณสมบัติการถ่ายโอนเดียวกัน ค่า Fourier เอาต์พุตที่มาจากวิเคราะห์การทำงานแบบ Transient ของแอมพลิจูดอินพุต จะได้เป็น

$$\begin{aligned} b_0 &= -0.04 \text{ V} \\ b_1 &= 2.016 \text{ V} \\ b_2 &= 0.084 \text{ V} \end{aligned}$$

$$b_3=0.125V$$

$$b_4=0.039V$$

โดยค่าองค์ประกอบความเพี้ยน จะได้เป็น

$$HD_2 = 4.18\%$$

$$HD_3 = 6.20\%$$

$$THD = 7.90\%$$

ตัวอย่างนี้เห็นได้ชัดว่าการวิเคราะห์สามจุดนั้นอาจจะไม่ละเอียดเพียงพอ แม้ว่าจะสามารถประมาณค่า HD_2 ได้อย่างใกล้เคียงก็ตาม ซึ่งแสดงให้เห็นว่าต้องระมัดระวังในการใช้การประมาณแบบสามจุด

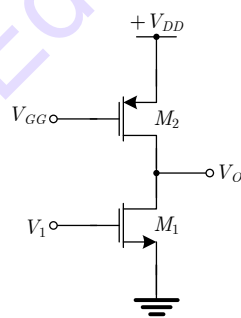
4.4 วงจรขยายสัญญาณแบบซอร์สร่วม (Common-Source)

สำหรับวงจรที่ใช้ MOS ตัวเดียว จากวงจรรูปที่ 4.8(ก) โดยมีทรานซิสเตอร์ NMOS เป็นตัวขับหลัก (Driver) แบบกลับเฟส และมีโหลดเป็นทรานซิสเตอร์ PMOS โดยวงจรแบบลดรูปจะเป็นดังรูปที่ 4.8 (ข) เมื่อแทนที่อุปกรณ์โหลดด้วยตัวต้านทาน R_D การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองอย่างง่ายสามารถทำได้โดยโดยแทนทรานซิสเตอร์ตัวขับหลักด้วยแหล่งจ่ายกระแสไม่อิสระ (Dependent Source) I_D

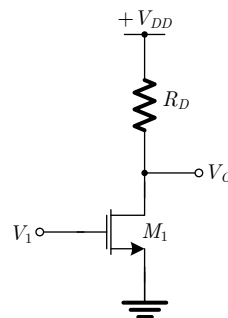
สมมติให้การทำงานถูกจำกัดให้เป็นจุดทำงานในสถานะแอคทีฟ (MOS อิมิตัว) และ แอมพลิจูดของแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์มีขนาดเล็กพอเพื่อบังคับให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในสถานะอิมิตัวอยู่ แรงดันอินพุตรวมเป็น $V_1=V_{GS}=V_{GG}+v_1$ โดย V_{GG} คือ แรงดันสงบนิ่ง ของ V_{GS} และ ในกรณีนี้ยังเป็นค่าแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงแบบไบแอสที่โนดขาเกท กระแสเอาต์พุตที่ขาเดรนจะได้เป็น

$$I_d = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$I_d = \left[\frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GG} - V_T)^2 \right] \left[1 + \frac{v_1}{V_{GG} - V_T} \right]^2 \quad (4.41)$$



(ก)



(ข)

```

MOS CS STAGES, FIG 4.8
V1 1 0 1.5 SIN(1.5 0.05 100K)
.TF V(2) V1
*.TRAN .1U 20U
*.FOUR 100K V(2)
VDD 3 0 5
VSS 5 0 -5
M1 2 1 0 5 MOD1 W=80U L=8U
RD 3 2 66.7K
.MODEL MOD1 NMOS VTO=1 KP=30U
.Probe
.END

NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(1)       1.5000      (2)       2.4987      (3)       5.0000      (5)       -5.0000

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

          V(2)/V1                               = -1.000E+01

INPUT RESISTANCE AT V1                          = 1.000E+20

OUTPUT RESISTANCE AT V(2)                       = 6.670E+04
    
```

(ค)

รูปที่ 4.8 (ก) วงจรขอสร่วที่มี PMOSFET เป็นโหนด (ข) วงจรลดรูป สำหรับวงจรขอสร่ว (ค) อินพุตไฟล์ Spice และ จุดทำงานกระแสตรงและคุณสมบัติสัญญาณขนาดเล็ก

พจน์แรกในวงเล็บใหญ่คือกระแสเดรนที่เกิดขึ้นตามสภาวะสงบนิ่ง ซึ่งหมายถึง I_{DA} โดยถ้าพจน์ที่สองเป็นเลขยกกำลังสอง จะส่งผลให้ผลลัพธ์เป็นสมการพหุนามอันดับสองดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_d &= I_{DA} \left[1 + 2 \frac{v_1}{V_{GG} - V_T} + \left(\frac{v_1}{V_{GG} - V_T} \right)^2 \right] \\
 &= I_{DA} a'_0 + a'_1 v_1 + a'_2 v_1^2
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
 a_0 &= I_{DA} a'_0 \\
 &= I_{DA} \\
 a_1 &= I_{DA} a'_1 \\
 &= I_{DA} \frac{2}{V_{GG} - V_T} \\
 a_2 &= I_{DA} a'_2 \\
 &= \frac{I_{DA}}{(V_{GG} - V_T)^2}
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

แรงดันอินพุตที่แปรผันถูกสมมติให้เป็นการแปรผันของสัญญาณไซน์

$$v_1 = V_{1A} \cos \omega_1 t \tag{4.44}$$

และนำไปแทนในสมการกระแสตรง เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์อนุกรม Fourier ของกระแสเอาต์พุต อย่างไรก็ตามจากที่ได้ทำก่อนหน้านี้และสามารถใช้ผลลัพธ์ได้โดยตรง ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรม Fourier มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{1}{2} \left[\frac{I_{DA}}{V_{GG} - V_T} \right] V_{1A}^2 \\ b_1 &= 2 \left[\frac{I_{DA}}{V_{GG} - V_T} \right] V_{1A} \\ b_2 &= \frac{1}{2} \left[\frac{I_{DA}}{V_{GG} - V_T} \right] V_{1A}^2 \end{aligned} \quad (4.45)$$

องค์ประกอบความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกอันดับที่ 2 เป็น

$$HD_2 = \frac{|b_2|}{|b_1|} = \frac{1}{4} \frac{V_{1A}}{V_{GG} - V_T} \quad (4.46)$$

โดยไม่มีค่าสัมประสิทธิ์อันดับที่สูง เนื่องจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นคุณลักษณะในการถ่ายโอนอันดับสอง

ตัวอย่างที่ 4.4 จากวงจรขยายขอสร่วมดังรูปที่ 4.8(ข) โดยกำหนดให้ $V_{DD}=5V$ ค่า $R_D=66.7 \text{ k}\Omega$ และค่าแรงดันสงบนิ่ง $V_{GG}=1.5V$ แรงดันไบแอสอินพุตรวมอยู่ใน V_1 แอมพลิจูดของอินพุตสัญญาณไซน์ คือ 50mV ที่เงื่อนไขสงบนิ่งได้ $I_D=37.5\mu\text{A}$ และ $V_O=V_{DD}-I_D R_D=2.5V$ จงคำนวณหาค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุต ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Spice

วิธีทำ

ค่าแมกนิจูดของ b_i สำหรับแรงดันเอาต์พุตสามารถหาได้จากการคูณสมการที่ (4.45) ด้วยค่า R_D ได้เป็น

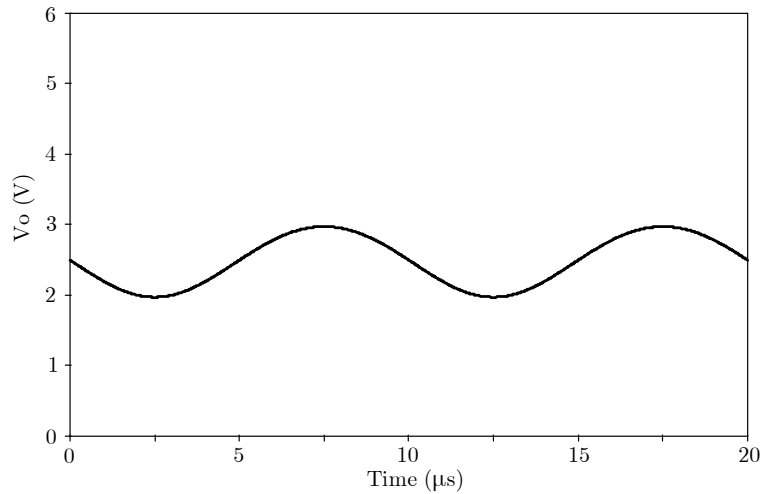
$$b_0=0.0125V$$

$$b_1=0.50V$$

$$b_2=0.0125V$$

$$HD_2 = \frac{|b_2|}{|b_1|} = 2.5\%$$

เมื่อจำลองการทำงาน โดยป้อนแรงดันอินพุต 50mV ความถี่ 200kHz จะได้ค่าแรงดัน V_o ดังแสดงในรูปที่ 4.9 และค่าองค์ประกอบฮาร์มอนิกแสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายข้อรวมนับรูปที่ 4.8(ข)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(6) Basic Circuit (Tstep = 0.1 μs)					
DC COMPONENT = 2.486E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	4.976E-01	1.000000	179.999	0.000
2	2.000E+05	1.224E-02	0.024600	90.012	-89.987
3	3.000E+05	9.620E-06	0.000019	87.905	-92.094
4	4.000E+05	1.164E-05	0.000023	102.248	-77.751
5	5.000E+05	1.083E-05	0.000022	114.173	-65.826
6	6.000E+05	9.718E-06	0.000020	116.985	-63.014
7	7.000E+05	9.650E-06	0.000019	117.157	-62.842
8	8.000E+05	1.003E-05	0.000020	120.667	-59.332
9	9.000E+05	1.006E-05	0.000020	126.858	-53.141

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.460027 PERCENT

รูปที่ 4.10 องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุตของ วงจรข้อรวมนับพื้นฐาน

สัญญาณเอาต์พุตแบบ Transient สำหรับ $V_{1A}=50\text{mV}$ แสดงดังรูปที่ 4.9 และ เอาต์พุต Fourier แสดงดังรูปที่ 4.10 สำหรับวงจรพื้นฐานมีค่าสัมประสิทธิ์ Fourier และองค์ประกอบฮาร์โมนิกมีค่าเป็น

$$b_0=2.486-2.50=-0.014\text{V}$$

$$b_1=0.500\text{V}$$

$$b_0=0.0122\text{V}$$

$$HD_2=2.46\%$$

$$THD=2.46\%$$

การเทียบค่ากับค่าที่ประมาณการมีความใกล้เคียงกันมากตามคาดหมาย ดังนั้นเมื่อแบบจำลอง MOS ใน Level-1 ใน Spice สำหรับการทำงานในสภาวะอิมพัลส์มีคุณสมบัติเป็นกฎกำลังสอง (Square-law) ดังที่กล่าวข้างต้น

4.5 ความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation Distortion)

จากหัวข้อที่ผ่านมา ความเพี้ยนของสัญญาณในวงจรขยายจะพิจารณาจากสัญญาณเอาต์พุต ที่ป้อนโดยสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่เดียว (Single Sinusoidal Tone) ความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรมานั้นจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์อินพุต ซึ่งสามารถคำนวณ และวัดได้จากความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกรวม (THD) แต่ในบางกรณีที่มีความถี่สูง การวัดค่า THD อาจไม่สามารถ

บอกถึงความเพี้ยนที่ฮาร์โมนิกอันดับสูงได้ ทำให้ดูเหมือนกับวงจรขยายจะมี THD ต่ำ ซึ่งในความจริงอาจจะเพียงเพราะค่าฮาร์โมนิกอันดับสูงอยู่เลยความถี่ปฏิบัติงานของวงจร การวัดความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกจะต้องคำนึงถึงย่านความถี่ปฏิบัติงานของวงจร และ จะต้องครอบคลุมทุกย่านฮาร์โมนิกด้วย ดังนั้นถ้าต้องมีการวัดความเพี้ยนที่สามารถทำได้ถึงความถี่สูงใกล้ย่านปฏิบัติงาน จะต้องทำการวัดโดยวิธีอื่น ซึ่งการวัดความเพี้ยนอีกวิธีหนึ่งที่สามารถการบอกได้ว่าวงจรขยายมีประสิทธิภาพดีหรือไม่นั้น สามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณไซน์อินพุตจำนวน 2 สัญญาณ ที่มีความถี่ต่างกัน (Two-tone test) ซึ่งในทางทฤษฎีจะเกิดการ Intermodulation (IM) เมื่อสัญญาณตั้งแต่สองสัญญาณถูกป้อนเข้าสู่วงจรที่ทำงานไม่เป็นเชิงเส้น อีกทั้งแม้ว่าสัญญาณอินพุตหลายสัญญาณนั้นมีความถี่มูลฐานเดียวกันแต่ก็มีฮาร์โมนิกที่แตกต่างกัน จึงนำไปสู่การเกิดองค์ประกอบสัญญาณแปลกปลอมจำนวนมากที่เอาต์พุต

เมื่อกำหนดให้ไบแอสของวงจรขยายสัญญาณอย่างเหมาะสม อุปกรณ์ทั้งหมดทำงานในย่านแอกทิฟ ตัวแปรอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายนำมาใช้ในการไบแอส โดยให้ตัวแปรเอาต์พุตเป็น v_o และอินพุตเป็น v_i คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้นสามารถอธิบายเป็นอนุกรมกำลังได้ดังนี้

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \quad (4.50)$$

สมมติให้ตัวแปรของอินพุตประกอบด้วยสัญญาณไซน์สองความถี่ที่แตกต่างกัน

$$v_i = V_{1A} \cos \omega_1 t + V_{2A} \cos \omega_2 t \quad (4.51)$$

ทำการแทนค่าข้างต้นลงในสมการที่ (4.50)

$$\begin{aligned} v_o = & a_1 V_{1A} \cos \omega_1 t + V_{2A} \cos \omega_2 t + \\ & a_2 V_{1A}^2 \cos^2 \omega_1 t + V_{2A}^2 \cos^2 \omega_2 t + \\ & a_3 V_{1A}^3 \cos^3 \omega_1 t + V_{2A}^3 \cos^3 \omega_2 t + \end{aligned} \quad (4.52)$$

เมื่อพิจารณาเฉพาะพจน์อันดับที่สอง

$$a_2 v_i^2 = a_2 V_{1A}^2 \cos^2 \omega_1 t + V_{2A}^2 \cos^2 \omega_2 t \quad (4.53)$$

$$= a_2 V_{1A}^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 V_{2A}^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 V_{1A} V_{2A} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (4.54)$$

$$\begin{aligned} = & \frac{1}{2} a_2 V_{1A}^2 + V_{2A}^2 + \frac{1}{2} a_2 V_{1A}^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} a_2 V_{2A}^2 \cos 2\omega_2 t \\ & + a_2 V_{1A} V_{2A} \cos \omega_1 + \omega_2 t + a_2 V_{1A} V_{2A} \cos \omega_1 - \omega_2 t \end{aligned} \quad (4.55)$$

ผลลัพธ์สุดท้ายนี้แสดงให้เห็นว่าพจน์อันดับที่สองนั้น จะก่อให้เกิดทั้งองค์ประกอบ DC เอาต์พุตฮาร์โมนิกของทั้งสองสัญญาณ ค่าผลรวม และ ค่าผลต่างของความถี่พจน์ที่เป็นสัญญาณไซน์ โดยพจน์สุดท้ายมักถูกเรียกว่าเป็นพจน์บีต (Beat) ซึ่งค่าผลรวมและผลต่างของความถี่นี้จะเรียกว่า การเกิด Intermodulation อันดับที่สอง (IM_2) ในกรณีทั่วไปจะมีพจน์อันดับที่สูงรวมอยู่ในอนุกรมกำลัง ซึ่งในที่นี้ IM_2 เกิดขึ้นจากพจน์ที่เป็นเลขคู่ในอนุกรมกำลัง ในกรณีที่อินพุตมีระดับต่ำ IM_2 จะเกิดขึ้นโดยพจน์อันดับที่สองเป็นหลัก

องค์ประกอบความเพี้ยน IM_2 เขียนได้ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของพจน์ที่เป็นบีตกับเอาต์พุตมูลฐานได้ดังสมการ

$$IM_2 = \frac{a_2 V_{1A} V_{2A}}{a_1 V_{1A}} = \frac{a_2}{a_1} V_{2A} \quad (4.56)$$

สังเกตได้ว่า IM_2 เป็นสัดส่วนโดยตรงกับระดับสัญญาณที่มีค่าความเพี้ยนต่ำ เพื่อให้ง่ายมักจะกำหนดให้แอมพลิจูด IM_2 เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์อินพุตทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน ดังนี้

$$V_{1A} = V_{2A} \quad (4.57)$$

สังเกตได้จากการเปรียบเทียบสมการที่ (4.6) และ (4.56) โดยใช้ (4.57) ที่ IM_2 ในกรณีนี้เป็นสองเท่าของค่าของ HD_2 สำหรับวงจรขยายเดียวกัน

IM_2 ยังสามารถแสดงในรูปแบบขององค์ประกอบเอาต์พุตมูลฐาน โดยให้แอมพลิจูดขององค์ประกอบมูลฐานแทนด้วย V_{OA} สำหรับกรณีความเพี้ยนต่ำ $V_{OA} \approx a_1 V_{1A}$ ดังนั้นสำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตที่เท่ากัน จะได้ว่า

$$IM_2 = \frac{a_2}{a_1^2} V_{OA} \quad (4.58)$$

กลับไปพิจารณาพจน์อันดับที่ 3 ในอนุกรมกำลังของสมการที่ (4.50) เพื่อตรวจสอบและกำหนดค่าความเพี้ยน Intermodulation อันดับที่ 3 (IM_3) โดยพจน์อันดับที่ 3 ในอนุกรมกำลังคือ

$$\begin{aligned} a_3 v_i^3 &= a_3 V_{1A} \cos \omega_1 t + V_{2A} \cos \omega_2 t^3 \\ &= a_3 V_{1A}^3 \cos^3 \omega_1 t + 3a_3 V_{1A} V_{2A}^2 \cos \omega_1 t \cos^2 \omega_2 t \\ &\quad + 3a_3 V_{1A}^2 V_{2A} \cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t + a_3 V_{2A}^3 \cos^3 \omega_2 t \end{aligned} \quad (4.59)$$

เห็นได้ชัดว่าเอาต์พุตประกอบไปด้วยฮาร์โมนิกที่ 3 ของความถี่มูลฐาน ซึ่งเป็นองค์ประกอบการกระจาย/ลด องค์ประกอบของแต่ละความถี่มูลฐาน เมื่อพิจารณาพจน์ที่สองและสาม ค่า IM_3 (Beat) เกิดจากผลรวมและผลต่างทางความถี่ ของความถี่มูลฐานของความถี่แรกกับฮาร์โมนิกอันดับที่ 2 ของอีกความถี่หนึ่ง โดยสมการที่ (4.59) มาจัดแยกเฉพาะพจน์ Beat ออกมาจะได้เป็น

$$a_3 v_i^3 = \dots a_{32} \cos \omega_1 t \pm 2\omega_2 t + a_{33} \cos 2\omega_1 t \pm \omega_2 t \quad (4.60)$$

โดยที่ a_{32} และ a_{33} เป็นตัวแทนของค่าคงที่ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} a_{32} &= \frac{3}{4} a_3 V_{1A} V_{2A}^2 \\ a_{33} &= \frac{3}{4} a_3 V_{1A}^2 V_{2A} \end{aligned} \quad (4.61)$$

วิธีการหาค่า IM_3 ขึ้นอยู่กับการประยุกต์ใช้ สำหรับวงจรขยายสัญญาณแบนด์กว้าง เงื่อนไขการทดสอบเบื้องต้นทำได้โดย การปรับแอมพลิจูดเอาต์พุต ω_1 และ ω_2 ให้เท่ากัน ซึ่งในกรณีนี้จะกำหนดให้ $V_{1A} = V_{2A}$ ถ้าไม่ต้องสนใจการกระจายฟังก์ชัน ในกรณีนี้ค่าแอมพลิจูดเฉพาะสำหรับองค์ประกอบอันดับที่ 3 หรือ IM_3 มีค่าเป็น

$$V_o IM_3 = \frac{3}{4} a_3 V_{1A}^3 \quad (4.62)$$

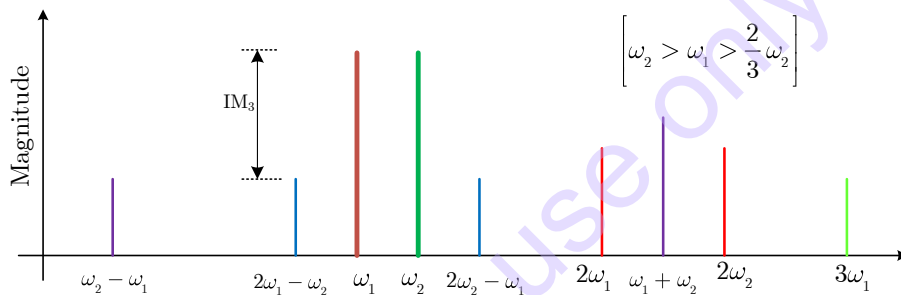
สมการสำหรับ IM_3 ในรูปแบบระดับสัญญาณอินพุตมีค่าเป็น

$$IM_3 = \frac{3}{4} \frac{a_3 V_{1A}^3}{a_1 V_{1A}} = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} V_{1A}^2 \quad (4.63)$$

ในรูปแบบแอมพลิจูดของเอาต์พุตมูลฐาน V_{OA} และสำหรับความเพี้ยนขนาดเล็กมีค่าเป็น

$$IM_3 = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1^3} V_{OA}^2 \quad (4.64)$$

ในทำนองเดียวกับ HD_3 โดยค่า IM_3 จะปรับตัวอยู่ในรูปกำลังสองของระดับสัญญาณสำหรับความเพี้ยนต่ำ และเมื่อเทียบกับสมการที่ (4.7) จะพบว่า $IM_3 = 3HD_3$



รูปที่ 4.11 สเปกตรัมของความถี่เอาต์พุตเมื่อเกิดการ Intermodulation

ตัวคุณความเพี้ยนเกิดขึ้นจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร ความถี่ใหม่จะเกิดขึ้นเป็นผลมาจากบีต (Beating) ของสัญญาณเดิมทั้งสอง และ ฮาร์โมนิระหว่างกัน สามารถสรุปได้ดังรูปที่ 4.11 สำหรับในช่วงความถี่ $\omega_2 > \omega_1 > \frac{2}{3}\omega_2$ สังเกตได้ว่าองค์ประกอบ IM อันดับที่สามของเอาต์พุต คือ $2\omega_1 - \omega_2$ และ $2\omega_2 - \omega_1$ อาจตกในค่าใกล้กับองค์ประกอบมูลฐานถ้า ω_1 อยู่ใกล้กับ ω_2 ปัญหานี้มักเกิดจะขึ้นกับการใช้งานเครื่องรับสัญญาณประเภท Broadcast ซึ่งพจน์ IM_3 อาจตกอยู่ในช่วงความถี่ผ่านของเครื่องรับสัญญาณและไม่สามารถใช้วงจรกรองความถี่กรองออกได้

สำหรับเครื่องรับสัญญาณ จะทำตรงกันข้ามกับวงจรขยายแบนด์กว้าง เงื่อนไขการทดสอบทั่วไปสำหรับ IM_3 คือการป้อนสัญญาณที่ต้องการให้มีขนาดเล็ก โดยให้ความถี่เป็น ω_1 และ สัญญาณที่ไปรบกวนให้ขนาดใหญ่กว่า โดยให้ความถี่เป็น ω_2 และ ปรับเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่รบกวนนั้นจะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งองค์ประกอบ IM_3 สูงเข้าใกล้ค่าส่วนหนึ่งของสัญญาณที่ต้องการ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 1% เนื่องจากการได้ยินของมนุษย์สามารถตรวจสอบสถานะของสัญญาณรบกวนดังกล่าวข้างต้นเมื่อมากกว่า 1% ซึ่งค่าแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวน V_{2A} ที่ความถี่ ω_2 เป็นตัวระบุค่า IM_3 โดยในกรณีนี้

$$\begin{aligned} IM'_3 &= \frac{3}{4} \frac{a_3 V_{1A} V_{2A}^2}{a_1 V_{1A}} = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} V_{2A}^2 \\ IM''_3 &= \frac{3}{4} \frac{a_3 V_{1A}^2 V_{2A}}{a_1 V_{1A}} = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} V_{1A} V_{2A} \end{aligned} \quad (4.65)$$

IM'_3 จากข้างต้นเป็นอิสระจากขนาดของสัญญาณที่ต้องการ โดยสนใจไปที่องค์ประกอบที่ใหญ่ที่สุดของ IM_3 ในสมการที่ (4.65)

คำสั่ง .FOUR ของ Spice สามารถใช้ในการจำลองความเพี้ยน Intermodulation โดยใช้ความถี่มูลฐานที่เหมาะสม สำหรับการวิเคราะห์ Fourier สัญญาณจะต้องเป็นแบบ Periodic ทำให้โหนดต้องเป็นจำนวนเท่า (Commensurate) ของกันและกัน การ Intermodulation ทำได้โดยโดยการจำลองวงจรโดยป้อนสองโหนดซึ่งที่ความถี่ต่างกัน f_1 และ $f_2 = f_1 + \Delta f$ ตัวอย่างเช่น $f_1 = 50$ kHz และ $f_2 = 51$ kHz พจน์ IM อันดับที่ 3 เท่ากับ $2f_1 - f_2 = 49$ kHz และ $2f_2 - f_1 = 52$ kHz โดยองค์ประกอบที่ต่ำที่สุดแตกต่างกันอยู่ที่ $f_2 - f_1 = 1$ kHz ขณะที่องค์ประกอบที่สนใจอีกอย่างก็คือ ความถี่ที่สูงมากกว่า $2f_2 - f_1 = 52$ kHz ในกรณีนี้อัตราส่วนของค่าที่สูงที่สุด 52 kHz กับค่าที่ต่ำที่สุด 1 kHz คือ 52:1 เมื่อใช้วิเคราะห์ Transient แบบปกติ ต้องจำลองให้ครบหนึ่งช่วงขององค์ประกอบที่ต่ำที่สุดอย่างน้อยที่ 1 kHz ในส่วนของความละเอียดสัญญาณที่สูงนั้น จะต้องใช้จำนวนจุดเวลาที่เพียงพอในช่วงเวลาหนึ่งคาบของพจน์ IM อันดับ 3 บนความถี่ 52 kHz โดยความถี่มูลฐานสำหรับคำสั่ง .FOUR คือ 1 kHz เนื่องจากความถี่ทั้งหมดที่สนใจสามารถหารด้วยความถี่นี้ลงตัว ดังนั้นผลลัพธ์ทั้งสองของ IM เป็นฮาร์โมนิกอันดับที่ 49 และ 52 ของความถี่มูลฐานตามลำดับ เนื่องจาก Spice ให้ผลลัพธ์เพียงฮาร์โมนิกที่ 9 อันดับแรกของความถี่มูลฐานเท่านั้น ทำให้พจน์ Intermodulation เหล่านี้ไม่สามารถคำนวณได้โดยตรงจาก Spice จึงต้องใช้ Spice3 ซึ่งการจำลองโดยใช้วิธีสมดุลฮาร์โมนิก (harmonic-balance method) [2], [3] สำหรับการคำนวณ Intermodulation แบบอุดมคติ

เมื่อไม่ต้องสนใจผลกระทบจากการอุปสรรคสมพลังงาน ผลการตอบสนองความถี่จึงไม่ใช่สาระสำคัญ ในกรณีนี้พจน์ Intermodulation สามารถคำนวณได้จาก Spice โดยเลือกโหนดความถี่ที่เหมาะสมสำหรับอินพุตทั้งสอง จากตัวอย่างข้างต้น เช่น $f_1 = 7$ kHz และ $f_2 = 8$ kHz ซึ่งใน Spice2 พจน์ IM อันดับที่ 3 ทั้ง 2 ค่า อยู่ที่ $2f_1 - f_2 = 6$ kHz และ $2f_2 - f_1 = 9$ kHz โดยที่องค์ประกอบที่ต่ำที่สุดที่แตกต่างกันยังคงเป็นที่ $f_2 - f_1 = 1$ kHz ขณะที่สัญญาณความถี่สูงสุดอยู่ที่ 9 kHz การเลือกความถี่อินพุตและความถี่มูลฐาน 1 kHz สำหรับการวิเคราะห์แบบ .FOUR นี้พจน์ IM อันดับที่ 3 ก็คือฮาร์โมนิกอันดับที่ 7 และ 9 ของความถี่มูลฐานนั่นเอง

กรณีการป้อนสัญญาณตั้งแต่ 3 หรือมากกว่าเข้าสู่วงจรขยาย จะทำให้เกิดบีตที่มากขึ้น สำหรับกรณีที่ เป็น 3 สัญญาณ การบีตจะเป็น 3 เท่า (Tripple Beat) โดยส่วนประกอบของเอาต์พุตเป็น

$$V_o(TB) = \frac{3}{2} a_3 V_{1A} V_{2A} V_{3A} \cos \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3 t \quad (4.66)$$

โดยได้ผลลัพธ์เป็นพจน์ทั้งสี่ในสมการที่ (4.66) ซึ่งองค์ประกอบความเพี้ยนของจากบีตส์- เท่า (Tripple Beat: TB) โดยกำหนดให้แอมพลิจูดของอินพุตเท่ากัน จะมีค่าเป็น

$$TB = \frac{3}{2} \frac{a_3}{a_1} V_{1A}^2 \quad (4.67)$$

ค่านี้เป็นสองเท่าของ IM_3 สังเกตได้ว่าความถี่ทั้งสามมีค่าใกล้เคียงกันอย่างมีนัยสำคัญ ดังนั้นการเกิด Tripple Beat จะทำให้เกิดความถี่ที่ใกล้กับองค์ประกอบมูลฐานและ ยากที่จะกรองออก

จุดบีบอัดและจุดตัด (Compression and Intercept points)

ความเพี้ยนสำหรับวงจรความถี่สูง จะพิจารณารูปของการบีบอัด และ จุดตัด โดยใช้การประมาณค่ากำลังงานนอกช่วง (Extrapolate) ของสัญญาณเอาต์พุตสัญญาณขนาดเล็ก โดยจุดบีบอัดที่ 1 dB เท่ากับกำลังงานที่เอาต์พุตมูลฐานมีค่าต่ำกว่าการประมาณค่าออกช่วงของกำลังงานอินพุต 1 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.12(ก) เมื่อพิจารณาถึงการกระจายอนุกรมกำลังในสมการที่ (4.5) พจน์มูลฐานได้เป็น

$$b_1 \approx a_1 V_{iA} + \frac{3}{4} a_3 V_{iA}^3 \tag{4.68}$$

โดยที่การบีบอัดเกิดขึ้นเมื่อ $a_3 < 0$ ซึ่งจุดบีบอัดที่ 1 dB สามารถคำนวณได้จากการกระจายอนุกรมกำลัง ซึ่งกำลังงานพื้นฐาน (P_{fund}) ในหน่วย dBs ได้มาจาก

$$P_{fund} = 20 \log \left(a_1 V_{iA} - \frac{3}{4} |a_3| V_{iA}^3 \right) \tag{4.69}$$

ในขณะที่การประเมินกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตขนาดเล็ก P_{SS} ในหน่วย dBs คือ

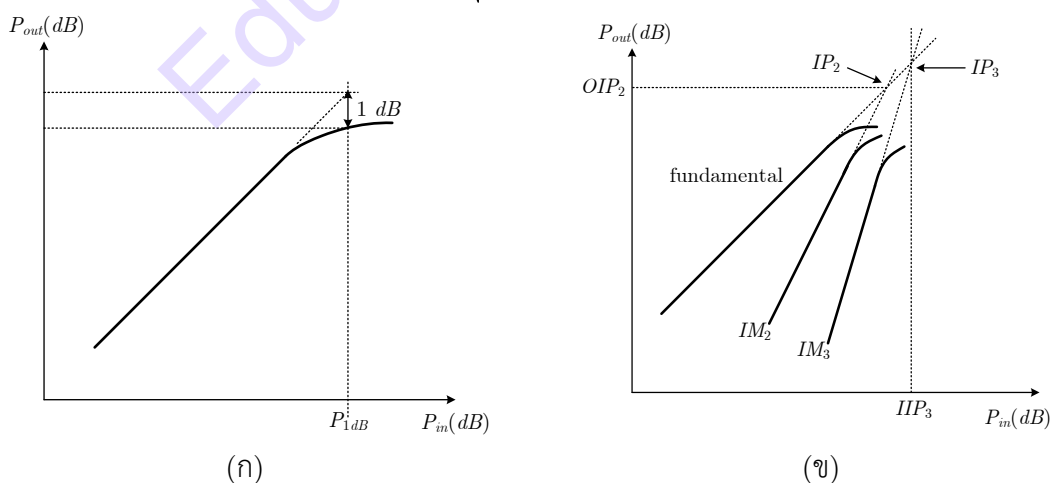
$$P_{SS} = 20 \log a_1 V_{iA} \tag{4.70}$$

จากนิยามของจุดบีบอัดที่ 1 dB ค่า $P_{fund} = P_{ss} - 1 \text{ dB}$ เราได้

$$\begin{aligned} 20 \log \left(a_1 V_{iA} - \frac{3}{4} |a_3| V_{iA}^3 \right) &= 20 \log a_1 V_{iA} - 1 \text{ dB} \\ &= 20 \log \left(\frac{a_1 V_{iA}}{1.12} \right) \end{aligned} \tag{4.71}$$

เพื่อให้เข้าใจง่าย สามารถแสดงให้เห็นแอมพลิจูดแรงดันอินพุตที่สอดคล้องกับจุดบีบอัดที่ 1 dB ได้เป็น

$$V_{iA} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \tag{4.72}$$



รูปที่ 4.12 กำลังงานเอาต์พุตในรูปแบบฟังก์ชันของกำลังอินพุตสำหรับวงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้น (ก) จุดบีบอัด 1 dB (ข) จุดตัดอันดับที่สองและสาม

จุดตัด (Intercept Point: IP) ถูกกำหนดเป็นการตัดจากนอกช่วง (Extrapolated) ของพลังงานสัญญาณเอาต์พุตขนาดเล็กของพจน์ Intermodulation กับค่ามูลฐานดังแสดงในรูปที่ 4.12(ข) ข้อกำหนดที่สำคัญสำหรับระบบแบนด์แคบ (Narrow-band) คือ การตัดอันดับสาม (Third-order intercept: TOI หรือ IP_3) ซึ่งจุดตรงนี้ได้มาจากการ Extrapolated ของกำลังงานสัญญาณขนาดเล็กของค่ามูลฐาน มีค่าเท่ากับพจน์อันดับสามของ Intermodulation ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจุดตัด IP_n อันดับที่ n (โดยที่ $n \geq 2$) คือกำลังงานที่เอาต์พุตที่ได้จากการ Extrapolate ระหว่างกำลังงานสัญญาณขนาดเล็กของค่ามูลฐานกับพจน์ Intermodulation อันดับที่ n มาตัดกัน โดยจุดตัดสามารถกำหนดในรูปของกำลังงานอินพุต (IIP_n) หรือกำลังงานเอาต์พุต (OIP_n)

4.6 ผลกระทบของตัวป้อนกลับแบบลบ

ตัวป้อนกลับแบบลบมักถูกต่อเข้าไปในวงจรขยายสัญญาณ เพื่อให้คุณสมบัตการถ่ายโอนของวงจรมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น และ ช่วยลดความเพี้ยนของสัญญาณอินพุตที่ถูกสร้างแบบไม่เป็นเชิงเส้น แต่อัตราขยายของวงจรมีค่าลดลงที่จุดปฏิบัติงานจะลดลงไปด้วย [6] หลักการดังกล่าวได้แสดงดังบล็อกไดอะแกรมที่แสดงในรูปที่ 4.13(ก) คุณสมบัตการถ่ายโอนของวงจรมีค่าลดลงที่ไม่มีตัวป้อนกลับแสดงดังกราฟ A ในรูปที่ 4.13(ข) สังเกตว่าเอาต์พุตในกราฟเป็น $-v_o$ เบื้องต้นให้ความสนใจกับตัวป้อนกลับแบบลบก่อน ทั้งวงจรมีค่าลดลงหรือตัวป้อนกลับต้องเป็นแบบกลับเฟส สำหรับการพล็อตใช้ $-v_o$ ที่กราฟ A พบว่ามีความไม่เป็นเชิงเส้นชัดเจน เมื่อต่อตัวป้อนกลับความชันในแต่ละจุดตลอดทั้งคุณสมบัตการถ่ายโอนจะลดลงสอดคล้องกับค่าของอัตราขยายรูป เช่นตัวป้อนกลับที่จุดนั้น ๆ ความชันของกราฟ B ที่ค่าอินพุตต่าง ๆ ในรูปเป็นอัตราขยายรูปปิดในจุดนี้และมีแนวโน้มเป็นค่าคงที่ แม้ว่าค่าของตัวป้อนกลับอาจลดลงที่จุดปฏิบัติงานที่ต้องการเมื่ออัตราขยายของวงจรมีค่าลดลง

จากหลักการข้างต้นเมื่อใช้พีชคณิตในอัตราขยายรูปปิด ซึ่งปรับปรุงจากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.13(ก) อัตราขยายของวงจรมีค่า

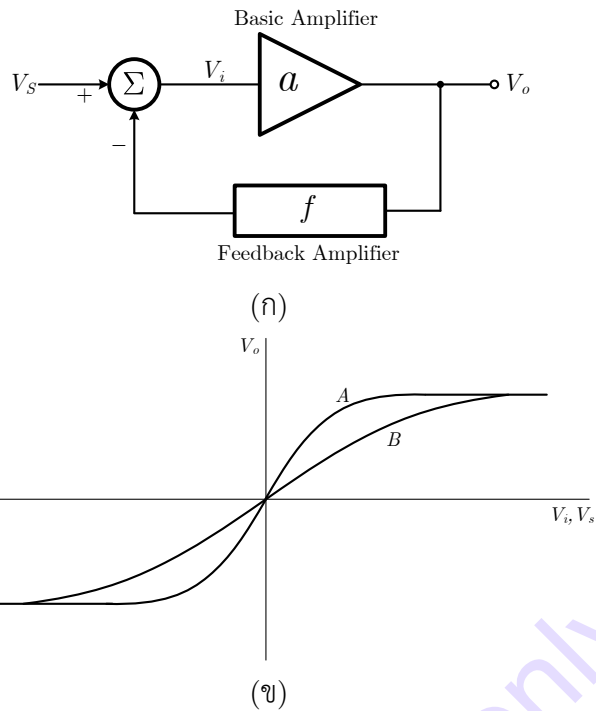
$$a = \frac{v_o}{v_i} \quad (4.73)$$

เมื่อต่อตัวป้อนกลับทำให้อินพุตแรงดันของวงจรมีค่าเป็น

$$v_i = v_s - fv_o \quad (4.74)$$

โดยที่ f เป็นส่วนหนึ่งของกระแสเอาต์พุต v_o ซึ่งป้อนกลับไปยังอินพุต ดังนั้นในรูปที่ 4.13(ก) และในสมการที่ (4.74) อินพุตที่วงจรมีค่าพื้นฐานเป็นผลต่างของแหล่งจ่ายแรงดันกับแรงดันป้อนกลับ จากสมการที่ (4.73) ได้ฟังก์ชันอัตราขยายรูปปิด A

$$A = \frac{v_o}{v_s} = \frac{a}{1 + af} \quad (4.75)$$



รูปที่ 4.13 (ก) บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายสัญญาณแบบป้อนกลับ (ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณโดยไม่มีตัวป้อนกลับ (A) และมีตัวป้อนกลับ (B)

โดยที่ af เป็นค่าการป้อนกลับรวมเช่นค่าของอัตราขยายลูปปิด สำหรับค่า af ที่มีขนาดใหญ่ สมการอัตราขยายลูปปิดแสดงโดยขยายสมการโดยเขียนเฉพาะพจน์แรกๆ เท่านั้น

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{f} \left(1 - \frac{1}{af} + \dots \right) \quad (4.76)$$

ตราบใดก็ตามที่ค่า af ยังมีขนาดใหญ่และสำหรับ f เป็นค่าคงที่ ความชันของคุณสมบัติการถ่ายโอนลูปปิดเกือบจะเป็นค่าคงที่เท่ากับ $1/f$ ดังนั้นวงจรขยายสัญญาณก็จะทำงานเป็นเชิงเส้น ด้วยเหตุนี้ความเพี้ยนที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณก็จะลดลงด้วยตัวป้อนกลับแบบลบ

การแสดงผลรวมของความเพี้ยนที่เกิดขึ้นในวงจรขยายชนิดป้อนสัญญาณกลับแบบลบ เริ่มจากบล็อกไดอะแกรมในอุดมคติในรูปที่ 4.13(ก) โดยไม่มีตัวป้อนกลับคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณทั่วไป โดยเอาต์พุตสามารถเขียนได้โดยอนุกรมกำลัง (Power Series) ในรูปแบบของค่าที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ของค่าอินพุต

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + \dots \quad (4.77)$$

เมื่อขยายสมการที่จุดปฏิบัติงาน และไม่รวมพจน์สงบนิ่ง (Quiescent Term) ของอนุกรมกำลัง โดยต่อกับตัวป้อนกลับ แรงดันอินพุตของวงจรขยายสัญญาณสมการที่ (4.74) ทำให้แรงดันเอาต์พุตกลายเป็น

$$v_o = a_1 v_s - f v_o + a_2 v_s^2 - f v_o^2 + \dots \quad (4.78)$$

กำหนดค่าอนุกรมกำลังใหม่ วงจรขยายสัญญาณลูปปิดในรูปแบบของแหล่งจ่ายแรงดันคือ

$$v_o = a'_1 v_s + a'_2 v_s^2 + \dots \quad (4.79)$$

สมการสำหรับ a'_i เขียนได้โดยอนุกรมกำลัง เช่นเดียวกับอนุกรม Taylor

$$v_o = \left. \frac{dv_o}{dv_s} \right|_{0,0} v_s + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2v_o}{dv_s^2} \right|_{0,0} v_s^2 + \dots \quad (4.80)$$

โดยที่ค่าอนุพันธ์ที่จำเป็นหาได้ที่จุดปฏิบัติงาน $v_s = 0, v_o = 0$ เขียนสมการได้เป็น

$$\left. \frac{dv_o}{dv_s} \right|_{0,0} = a'_1$$

$$\left. \frac{d^2v_o}{dv_s^2} \right|_{0,0} = 2a'_2$$

$$\left. \frac{d^3v_o}{dv_s^3} \right|_{0,0} = 6a'_3$$

ทำการอนุพันธ์สมการที่ (4.78) ใช้ค่า $v_o = 0$ เมื่อ $v_s = 0$ ได้

$$\left. \begin{aligned} a'_1 &= \frac{a_1}{1 + a_1 f} \\ a'_2 &= \frac{a_2}{1 + a_1 f^3} \\ a'_3 &= \frac{a_3 (1 + a_1 f) - 2a_2^2 f}{1 + a_1 f^5} \end{aligned} \right\} \quad (4.81)$$

จากสมการที่ (4.6) และ (4.7) องค์กรประกอบความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรขยายสัญญาณรูปเปิดเป็น

$$\left. \begin{aligned} HD_2 &\approx \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} V_{sA} \\ HD_3 &\approx \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} V_{sA}^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.82)$$

โดยที่ พจน์อันดับสูงของอนุกรมไม่มีนัยสำคัญและเพื่อให้ง่ายจะทำการกำหนดอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ มีแอมพลิจูดเท่ากับ V_{sA} ทำนองเดียวกันสำหรับวงจรรขยายสัญญาณรูปปิดได้เป็น

$$HD_2 \approx \frac{1}{2} \frac{a'_2}{a'_1} V_{sA} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} V_{sA} \frac{1}{1 + a_1 f^2}$$

$$\approx \frac{1}{1 + a_1 f^2} HD_2 \Big|_{\text{Without FB}}$$

$$HD_3 \approx \frac{1}{4} \frac{a'_3}{a_1'^3} V_{sA}^2 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} V_{sA}^2 \frac{\left| 1 - \frac{2a_2^2 f}{a_3 (1 + a_1 f)} \right|}{1 + a_1 f^3}$$

$$\approx \frac{\left| 1 - \frac{2a_2^2 f}{a_3 (1 + a_1 f)} \right|}{1 + a_1 f} HD_3 \Big|_{\text{Without FB}}$$

เครื่องหมายแสดงแอมพลิจูดที่สมการหลัง เพื่ออธิบายขนาดขององค์ประกอบความเพี้ยนสอดคล้องกับหัวข้อก่อนหน้าเช่น $HD_3 = |b_3|/|b_1|$ และ เป็นอีกแนวทางหนึ่งในการหาค่า HD_3 สำหรับวงจรอิมิตเตอร์ร่วมแบบต่อร่วมกับตัวป้อนกลับภายใน ถูกอธิบายในหัวข้อ 4.8 และ 4.9

เมื่อกำหนดให้ความเพี้ยนของวงจรขยายเมื่อแอมพลิจูดมูลฐานของเอาต์พุตมีค่าคงที่ สมการ อัตราขยายสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายตัวเดิมที่ใช้สำหรับองค์ประกอบความถี่มูลฐานคือ

$$v_o = a_1 v_i \quad (4.83)$$

สมการผลลัพธ์ของ HD_2 และ HD_3 ของวงจรขยายสัญญาณอัตราขยายลูบเปิดเมื่อ V_{oA} เป็นแอมพลิจูดของเอาต์พุตมูลฐานได้แก่

$$\left. \begin{aligned} HD_2 &\approx \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1^2} V_{oA} \\ HD_3 &\approx \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} V_{oA}^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.84)$$

สำหรับวงจรขยายสัญญาณอัตราขยายลูบปิด

$$\begin{aligned} HD_2 &\approx \frac{1}{2} \frac{a_2'}{a_1'^2} V_{oA} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1^2} V_{oA} \frac{1}{1 + a_1 f} \\ &\approx \frac{1}{1 + a_1 f} HD_2 \Big|_{\text{Without FB}} \\ HD_3 &\approx \frac{1}{4} \frac{a_3'}{a_1'^3} V_{oA}^2 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} V_{oA}^2 \frac{\left| 1 - \frac{2a_2^2 f}{a_3 (1 + a_1 f)} \right|}{1 + a_1 f} \\ &\approx \frac{\left| 1 - \frac{2a_2^2 f}{a_3 (1 + a_1 f)} \right|}{1 + a_1 f} HD_3 \Big|_{\text{Without FB}} \end{aligned}$$

จากสมการที่ (4.82) และ (4.84) สังเกตได้ว่า HD_2 มีค่าลดลงเนื่องจาก $(1 + a_1 f)^2$ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าคงที่ และ จะมีค่าลดลงเนื่องจาก $(1 + a_1 f)$ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ ซึ่งก็หมายถึงสิ่งที่จะทำให้ HD_2 มีค่าลดลง อย่างแรกคือจากการลดลงของแรงดันเอาต์พุตและอย่างที่สองคือจากคุณสมบัติการถ่ายโอนที่เป็นเชิงเส้นซึ่งจะกล่าวเฉพาะส่วนคุณสมบัติการถ่ายโอนที่เป็นเชิงเส้นเท่านั้น

ในสมการ HD_3 สามารถมีการหักล้างเกิดขึ้นได้ การตัดความเพี้ยนอันดับที่สามออกสามารถทำได้เมื่อ

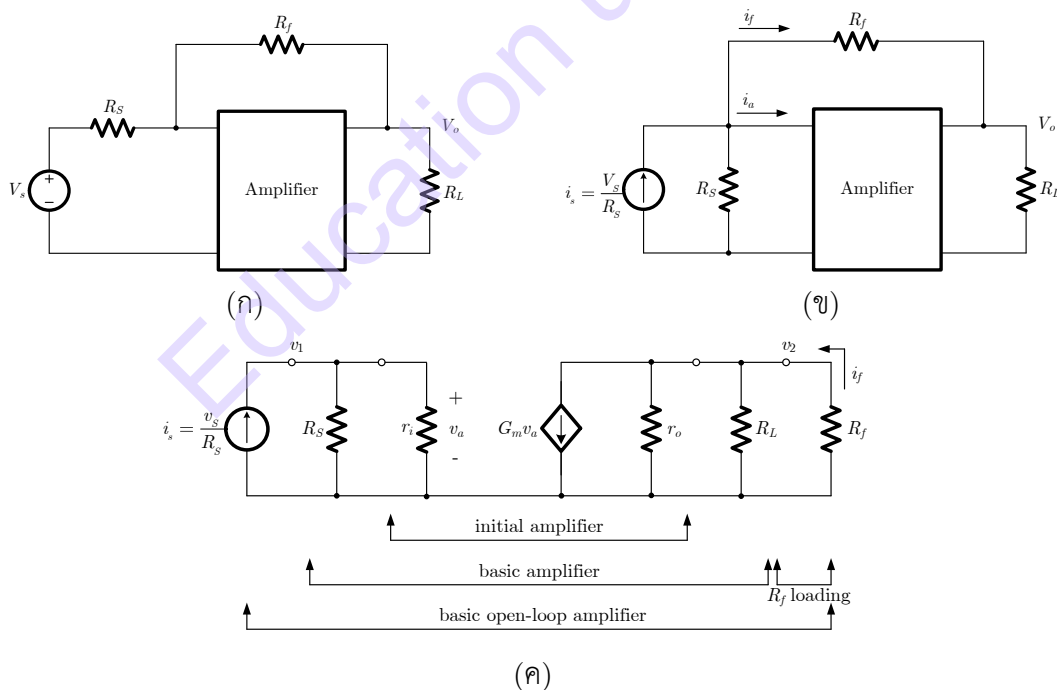
$$\frac{2a_2^2 f}{a_3 (1 + a_1 f)} = 1 \quad (4.85)$$

เพื่อให้วงจรขยายสัญญาณแบนด์กว้างที่มีประสิทธิภาพสูงนั้น จะต้องจำกัดค่า IM_3 (หรือปรับลดให้มากที่สุด) ถ้าไม่มีพจน์ a_2 ในอนุกรมกำลังของวงจรขยายสัญญาณ เช่น ในกรณีของวงจรคู่อิมิตเตอร์แบบสมดุล (balanced emitter-coupled pair) ทำให้ไม่มีความเพี้ยนอันดับสอง และ ความเพี้ยน HD_3 จะลดลงเนื่องจาก $(1+a_1f)^3$ เมื่ออินพุตมีค่าคงที่ และ ลดลงเนื่องจาก $(1+a_1f)$ เมื่อเอาต์พุตมีค่าคงที่

4.7 การป้อนกลับสำหรับวงจรขยายสัญญาณทั่วไป

บล็อกไดอะแกรมถูกนำเสนอในหัวข้อที่แล้ว เพื่อชี้ให้เห็นว่าตัวป้อนกลับจะส่งผลกระทบต่ออัตราขยายลูปปิดได้ค่อนข้างง่าย ทั้งต่ออัตราขยายลูปปิด ความเป็นเชิงเส้น และ ค่าความไวลดลง (Desensitization) อย่างไรก็ตามปัญหาต่างๆ เหล่านี้สามารถแก้ไขได้โดยวิธีทั่วไปเช่น การรวมกัน (Combining) หรือ การหักล้างกัน (Subtracting) ของสัญญาณที่อินพุต เพื่อใช้กำหนดเงื่อนไขการออกแบบ และ การทำงานกับฟังก์ชันอัตราขยายที่เหมาะสมของวงจรขยายสัญญาณพื้นฐาน และ การรวมสัญญาณทั้งหมดจะต้องกำหนดอัตราขยายลูปเปิดได้อย่างถูกต้อง ปัญหาอื่นๆ ที่สำคัญ คือ การใช้แหล่งจ่ายไฟ (Loading of the Source) และ การจ่ายกระแสให้โหลด (Load Resistances) ของวงจรขยายสัญญาณพื้นฐาน เช่นเดียวกับอุปกรณ์ตัวป้อนกลับ

การอธิบายในเรื่องดังกล่าว จะอธิบายโดยใช้การมองวงจรขยายสัญญาณอัตราขยายลูปปิดเหมือนกับการรวมโครงข่าย Two-port เข้าด้วยกัน เทคนิคนี้สามารถทำได้ในตัวป้อนกลับที่ใช้งานได้ทั่วไป ในหัวข้อนี้ได้ นำการออกแบบวงจรขยายสัญญาณมา เพื่อใช้อธิบายถึงปัญหาและแนวทางแก้ไข การรวม Two-port แบบอีกแบบหนึ่งจะกล่าวในหัวข้อที่ 4.9



รูปที่ 4.14(ก) วงจรขยายสัญญาณทั่วไปที่มีการป้อนกลับ (ข) วงจรขยายสัญญาณที่แทนสัญญาณแหล่งจ่ายด้วยวงจรเสมือนของ Norton (ค) แบบจำลองของวงจรขยายสัญญาณดั้งเดิมและพื้นฐาน

หลักการของโครงข่าย Two-port เป็นหลักการที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณทั่วไปในยุคแรกแสดงในรูปที่ 4.14(ก) โดยสมมติให้วงจรขยายสัญญาณหลัก ทำหน้าที่จ่ายทั้งอัตราขยายแรงดัน

อัตราขยายกระแส และ มีเฟสกลับ 180° หรือ อัตราขยายเป็นลบ ดังแสดงในวงจรด้านล่างโดยการแทน สัญญาณแหล่งจ่ายด้วยวงจรเสมือนแบบ Norton ทำให้วงจรง่ายขึ้นดังในรูปที่ 4.14(ข) กระแสที่ไหลผ่าน R_f จากอินพุตไปยังเอาต์พุตถูกแทนด้วย i_f และหักล้างกับ i_s ดังนั้นกระแสในวงจรขยายสัญญาณเป็น $i_a = i_s - i_f$ ได้มาจากการแปลงวงจรในรูปแบบของแรงดันจากรูปที่ 4.13(ก)

โครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณหลัก ถูกนำเสนอในรูปที่ 4.14(ค) สังเกตได้ว่าค่าความต้านทานอินพุตคือ r_i ค่าความต้านทานเอาต์พุตคือ r_o และ ฟังก์ชันการถ่ายโอนขึ้นอยู่กับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ G_m (อัตราขยายลูปเปิดรูปแบบแรงดันของวงจรขยายสัญญาณดั้งเดิมคือ $-G_m r_o$ อย่างไรก็ตามค่าอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปด้วยค่าภาระที่อินพุตและเอาต์พุตขึ้นอยู่กับ R_s , R_L และ R_f)

วงจรขยายสัญญาณพื้นฐานกำหนดให้เป็นวงจรขยายสัญญาณหลัก พร้อมกับโหลดในรูปแบบ Shunt ที่อินพุต (R_s) และ โหลดรูปแบบ Shunt ที่เอาต์พุต (R_L) ในดังแสดงในรูปที่ 4.14(ค) สมมติให้ความต้านทานอินพุตรวมเท่ากับ $R_s || r_i$ โดยสัญลักษณ์ $||$ หมายถึงการต่อขนานซึ่งมีขนาดเล็กกว่าความต้านทานตัวป้อนกลับ ดังนั้นผลกระทบจากภาระของ R_f ที่อินพุตสามารถตัดทิ้งได้ อย่างไรก็ตามภาระที่เอาต์พุตจาก R_f จะยังมีอยู่ในวงจรขยายสัญญาณพื้นฐาน การวงจรทั้งหมดเทียบเคียงได้กับ วงจรขยายสัญญาณลูปเปิดพื้นฐาน (basic open-loop amplifier) ซึ่งสามารถวิเคราะห์ให้เป็น (a) กับของบล็อกป้อนกลับ (f) นั่นเอง

โดยทั่วไปแล้วกระแสที่ไหลผ่าน R_f คือ $i_f = (v_1 - v_2) / R_f$ และ เมื่อพิจารณาความต้านทานอินพุตของวงจรเป็น ($R_s || r_i$) ซึ่งมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับ R_f สามารถลดรูปได้เป็น

$$i_f \approx -\frac{v_2}{R_f} \quad (4.86)$$

กระแสที่ไหลผ่าน R_f ถูกแสดงในรูปที่ 4.14(ค) อัตราขยายของวงจรป้อนกลับทั้งหมด สามารถวิเคราะห์โดยใช้แนวทางที่คล้ายกับการวิเคราะห์หบล็อกจากโตะแกรมที่ 4.13(ก) โดยแรงดันเอาต์พุตสามารถเขียนได้เป็น

$$v_2 = z_{21}^a i_s - i_f \quad (4.87)$$

สังเกต $R_s || r_i$ ถูกสมมติให้มีค่าน้อยมากเทียบกับ R_f ในสมการที่ (4.87) z_{21}^a เป็นอิมพีแดนซ์ (ความต้านทาน) ถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณลูปเปิดพื้นฐานในรูปที่ 4.14(ค)

$$z_{21}^a = - R_s || r_i G_m r_o || R_L || R_f \quad (4.88)$$

เขียนสมการที่ (4.88) ใหม่ในรูปอัตราขยายลูปปิด ได้เป็นสมการที่ (4.89)

$$\frac{v_2}{i_s} = \frac{z_{21}^a}{1 - \frac{z_{21}^a}{R_f}} = z_{21}^T \quad (4.89)$$

สังเกตว่าสมการอัตราขยายลูปปิดไม่ได้อยู่ในรูปของแรงดันหรือกระแส แต่เป็นอิมพีแดนซ์ถ่ายโอน z_{21}^T ซึ่งเมื่อสมการที่ (4.90) แสดงอัตราขยายระบบป้อนกลับลูปปิด

$$A = \frac{a}{1 + af} \quad (4.90)$$

เปรียบเทียบสมการที่ (4.89) และ (4.90) จะพบว่า

$$\left. \begin{aligned} A &= A_z = z_{21}^T \\ a &= a_z = z_{21}^a \\ f &= f_y = \frac{-1}{R_f} \end{aligned} \right\} \quad (4.91)$$

ดังนั้น A_z และ a_z ไม่ใช่อัตราขยายและ f_y ไม่ใช่อัตราส่วนแรงดันหรือกระแส a_L เป็นอัตราขยายลูปของโครงสร้างนี้เช่น อัตราขยายลูปจะเป็นการเปิด เห็นได้ชัดว่าอัตราส่วนของกระแส i_f กับแหล่งจ่ายกระแส (วงจรเสมือน Norton) i_s ดังแสดงในรูปที่ 4.14(ค)

$$a_L = \frac{i_f}{i_s} = \frac{v_2}{i_s} \frac{i_f}{v_2} = z_{21}^a \left(\frac{-1}{R_f} \right) = a_z f_y \quad (4.92)$$

อัตราขยายลูป a_L สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบของ $a_z f_y$ เช่น เป็นผลคูณของอัตราขยายวงจรถยายสัญญาณพื้นฐานและฟังก์ชันป้อนกลับ ซึ่งอัตราขยายลูป a_L ซึ่งเป็นอัตราขยายกระแสสำหรับโครงสร้างนี้ ไม่ใช่ผลคูณของอัตราขยายกระแสสองตัวแต่เป็นรูปแบบของทรานส์อิมพีแดนซ์ และ คอนดักแตนซ์

ถ้าวงจรถยายสัญญาณพื้นฐานทำหน้าที่เป็นตัวกลับเฟส เช่นในรูปที่ 4.14(ค) เมื่อ G_m มีค่าเป็นบวก z_{21}^a มีค่าเป็นลบ และ a_L ต้องมีค่าเป็นบวก โดยตรงกันข้ามแล้วถ้า $a_L < 0$ จะกลายเป็นการป้อนกลับแบบบวกค่า $(1+a_L)$ เป็นตัวทำให้อัตราขยายของวงจรถยายสัญญาณทั้งหมดลดลงเมื่อมีการต่อตัวป้อนกลับ และ ยังหมายถึงการลดลงของความเพี้ยนและค่าที่เป็นเชิงเส้น และ ทำให้ค่าความไวของวงจรถยายลดลงด้วย

บ่อยครั้งที่การใช้วงจรถยายแรงดันโดยตรง ในการป้อนกลับวงจรถยายสัญญาณพื้นฐานทั้งหมด อาจจะสะดวกมากกว่าป้อนกลับด้วยทรานส์อิมพีแดนซ์ วงจรลูปเปิดสามารถหาแรงดันได้จากแหล่งจ่ายสัญญาณ (แรงดันเสมือน Thevenin:) v_s สามารถหาได้โดยใช้

$$v_s = i_s R_s$$

แรงดันอัตราขยายลูปปิดสามารถเขียนได้ดังนี้

$$A_v = \frac{v_2}{v_s} = \frac{A_z}{R_s} = \frac{v_2/v_s \Big|_a}{1+a_L} = \frac{a_v}{1+a_L} \quad (4.93)$$

เมื่อ $v_2/v_s \Big|_a$ อธิบายถึงฟังก์ชันอัตราขยายของบล็อก a และ เมื่ออัตราขยายแรงดันลูปเปิดคือ a_v และ อัตราขยายลูป a_L สามารถหาได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} a_v &= \frac{v_2}{v_s \Big|_a} = \frac{v_2^a}{i_s R_s} = \frac{z_{21}^a}{R_s} \\ a_L &= \frac{-z_{21}^a}{R_f} = -a_v \frac{R_s}{R_f} \end{aligned} \right\} \quad (4.94)$$

สังเกตว่า a_v เป็นอัตราขยายแรงดันจาก v_s (ไม่ใช่ v_{in} ของวงจรถยายสัญญาณ) ไปยังแรงดันเอาต์พุต รวมถึงผลกระทบจากภาระจากแหล่งจ่าย โหลดเอาต์พุต และ ค่าความต้านทานป้อนกลับ อัตราขยายลูป a_L

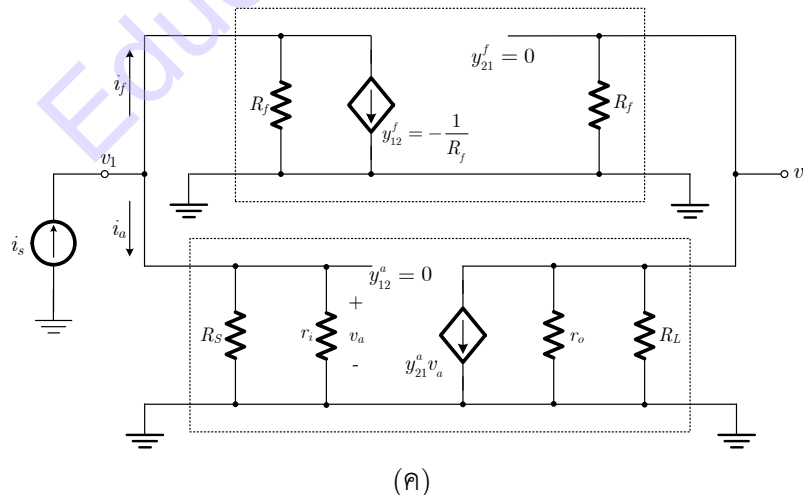
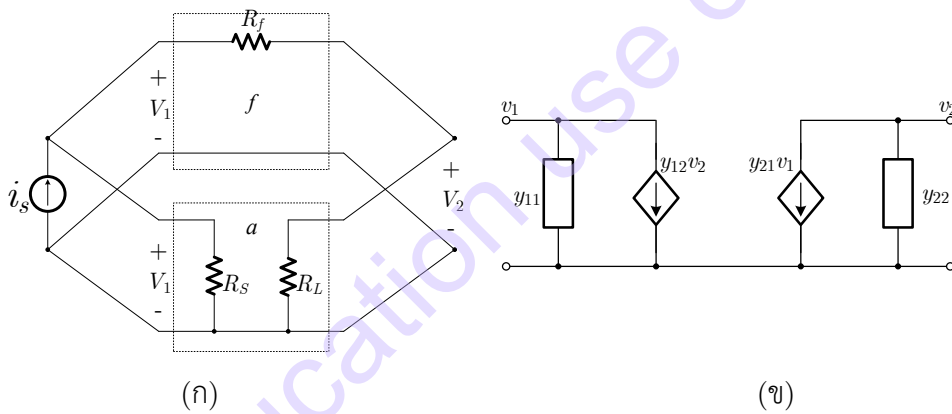
เป็นผลคูณของของอัตราขยายและฟังก์ชันการสูญเสีย สำหรับโครงสร้างวงจรขยายป้อนกลับนี้ อัตราขยายพื้นฐานที่ไม่มีตัวป้อนกลับ จะต้องทำการกลับเฟสเพื่อให้ค่า a_L เป็นบวก และ ป้อนกลับเป็นแบบลบ

พิจารณาจากผลลัพธ์ดังกล่าว เพื่อหลีกเลี่ยงสมมติฐานการเกิดค่าความต้านทานอินพุตเริ่มต้นจากสมการที่ (4.88) จะต้องเพิ่มความต้านทานแบบ Shunt มีค่าเท่ากับ R_f ที่อินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยาย สัญญาณแบบไม่มีตัวป้อนกลับ ในตอนหาค่า z_{21}^a หรือ $a_v = v_2/v_s|_a$ ซึ่งจะกล่าวถึงในอันดับต่อไป

โครงสร้างในรูปที่ 4.14(ก) ถูกเรียกว่าวงจรขยายสัญญาณป้อนกลับแบบ Shunt-Shunt ซึ่งความต้านทานป้อนกลับ R_f สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยหลักการโครงข่าย Two-port ดังแสดงในรูปที่ 4.15(ก) โครงสร้างทั้งหมดสามารถ มองเป็นโครงข่าย Two-port สองตัวต่อขนานกันมีแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของพอร์ตร่วมกัน ค่าพารามิเตอร์ Two-port ที่เหมาะสมในการอธิบายกรณีนี้ คือ ค่าพารามิเตอร์แอดมิตแทนซ์ลัดวงจร (The Short-circuit Admittance Parameters) y_{ij} โดยที่

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \\ i_2 &= y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \end{aligned} \right\} \quad (4.95)$$

วงจรเสมือนสำหรับค่าแอดมิตแทนซ์ลัดวงจรถูกแสดงในรูปที่ 4.15(ข)



รูปที่ 4.15 (ก) วงจรขยายสัญญาณป้อนกลับแบบ Shunt-shunt นำเสนอในรูปแบบ Two-port (ข) วงจรเสมือนสำหรับพารามิเตอร์แอดมิตแทนซ์ลัดวงจร (ค) ผลกระทบจากภาวะของแหล่งจ่ายและตัวต้านทานโหลด

แหล่งจ่ายตามธรรมชาติแสดงดังรูปที่ 4.15(ก) แทนด้วยแหล่งจ่ายกระแส i_s ในวงจรเสมือนของ Norton อัตราขยายตามธรรมชาติทั้งหมดของวงจรอยู่ในรูปการรวมกันของทรานสอิมพีแดนซ์ เช่น อัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต v_2 ต่อแหล่งจ่ายกระแสอินพุตซึ่งขับไปยังคูโนอินพุตร่วม

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_2}{i_s} &= z_{21}^T \\ &= \frac{-y_{21}^T}{y_{11}^T y_{22}^T - y_{21}^T y_{12}^T} \end{aligned} \right\} \quad (4.96)$$

เมื่อพารามิเตอร์ลัตวงจร Two-port ของวงจรขยายรวมกับตัวป้อนกลับ ทำให้เขียนพารามิเตอร์ของ Two-port ในแบบผสมได้เป็น

$$y_{ij}^T = y_{ij}^a + y_{ij}^f \quad (4.97)$$

ผลกระทบจากภาระคอนดักแตนซ์ของแหล่งจ่าย ($1/R_s$) และ จากคอนดักแตนซ์ของโหลด ($1/R_L$) ถูกรวมอยู่ใน y_{11}^a และ y_{22}^a ของวงจรขยายสัญญาณพื้นฐาน (บล็อก a) ดังแสดงในรูปที่ 4.15(ค) ถ้าเศษและส่วนของสมการที่ (4.96) ถูกหารด้วย $y_{11}^T y_{22}^T$ ฟังก์ชันผลลัพธ์ในรูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันอัตราขยายลูปปิดคือ

$$\left. \begin{aligned} A_z = z_{21}^T &= \frac{\frac{-y_{21}^T}{y_{11}^T y_{22}^T}}{1 + \left(\frac{-y_{21}^T}{y_{11}^T y_{22}^T} \right) y_{12}^T} \\ &= \frac{a_z}{1 + a_z f_y} \end{aligned} \right\} \quad (4.98)$$

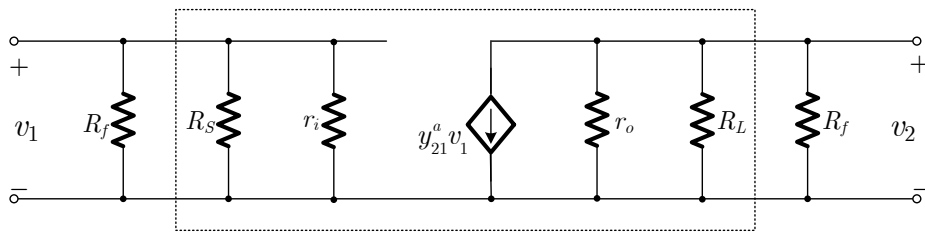
การประมาณค่า อัตราขยาย ตัวป้อนกลับ และ ฟังก์ชันที่เหมาะสม สามารถทำได้โดยทั่วไปสองแบบ การประมาณแบบแรกคือการส่งผ่านฟอร์เวิร์ด (Forward Transmission) ผ่านตัวต้านทานป้อนกลับต้องมีค่าน้อยกว่าวงจขยายสัญญาณมากๆ แบบที่สองคือการส่งผ่านรีเวิร์ส (Reverse Transmission) ผ่านวงจขยายสัญญาณต้องมีค่าน้อยกว่าตัวต้านทานป้อนกลับมากๆ ในรูปแบบของพารามิเตอร์ Two-port

$$y_{21}^a \gg y_{21}^f \quad \text{และ} \quad y_{12}^a \gg y_{12}^f \quad (4.99)$$

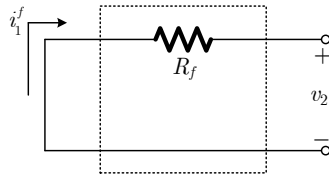
สำหรับวงจขยายส่วนมากที่มีตัวป้อนกลับ สามารถนำข้อกำหนดนี้มาใช้งานได้ ในรูปที่ 4.15(ง) แสดงแบบจำลองวงจรสำหรับบล็อก a สมมติให้ $y_{12}^a = 0$ ในบล็อก f วงจรเสมือนถูกใช้งานเมื่อ y_{21}^f ถูกสมมติให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ผลกระทบจากภาระของตัวต้านทานป้อนกลับ (วงจร) ถูกรวมในสมการ a_z ซึ่งอธิบายอัตราขยายของวงจขยายสัญญาณพื้นฐาน

$$a_z = \left. \frac{v_2}{i_s} \right|_{\text{no fb}} = z_{21}^a = -\frac{y_{21}^a}{y_{11}^T y_{22}^T} \quad (4.100)$$

สำหรับตัวอย่างของรูปที่ 4.15(ค)



(จ)



(จ)

รูปที่ 4.15 (จ) โครงสร้างวงจรสำหรับบล็อก a (จ) นิยามของพารามิเตอร์ลัดวงจร y_{12}

$$\left. \begin{aligned} y_{21}^T &= y_{21}^a + y_{21}^f \approx y_{21}^a \\ y_{11}^T &= y_{11}^a + y_{11}^f = \frac{1}{R_s \parallel r_i \parallel R_f} \\ y_{22}^T &= \frac{1}{r_o \parallel R_L \parallel R_f} \end{aligned} \right\} \quad (4.101)$$

จากสมการที่ (4.98) ฟังก์ชันป้อนกลับคือ

$$f_y = y_{12}^T \approx y_{12}^f \approx -\frac{1}{R_f} \quad (4.102)$$

ในด้านของการนิยามพารามิเตอร์ลัดวงจร Two-port y_{12} ว่าเป็นอัตราส่วนของกระแสอินพุต i_1^f จากการลัดวงจรและแรงดันเอาต์พุต v_2 ดังแสดงในรูปที่ 4.15(จ) กระแสป้อนกลับแบบบวกไหลใน R_f จากอินพุตสู่เอาต์พุต ฟังก์ชันอัตราขยายลูป a_L สามารถเขียนได้ดังนี้

$$a_L = a_z f_y = \left(\frac{-y_{21}^a}{y_{11}^T y_{22}^T} \right) y_{12}^f \quad (4.103)$$

ดังนั้นจึงระบุฟังก์ชัน a , f และ a_L ได้ในรูปแบบของโครงสร้างวงจรเฉพาะ ต้องระวังเครื่องหมายของ a_z , f_y และ a_L ด้วย โดยฟังก์ชันอัตราขยายลูปปิดแสดงในจากสมการที่ (4.98) ตัวส่วนของฟังก์ชันอัตราขยายเป็น $(1+a_z f_y) = (1+a_L)$ และอัตราขยายลูปคือ $a_L = a_z f_y$ ผลกระทบจากตัวป้อนกลับถูกคำนวณจาก $(1+a_L)$ มีค่าเป็นจำนวนบวกสำหรับตัวป้อนกลับแบบลบ

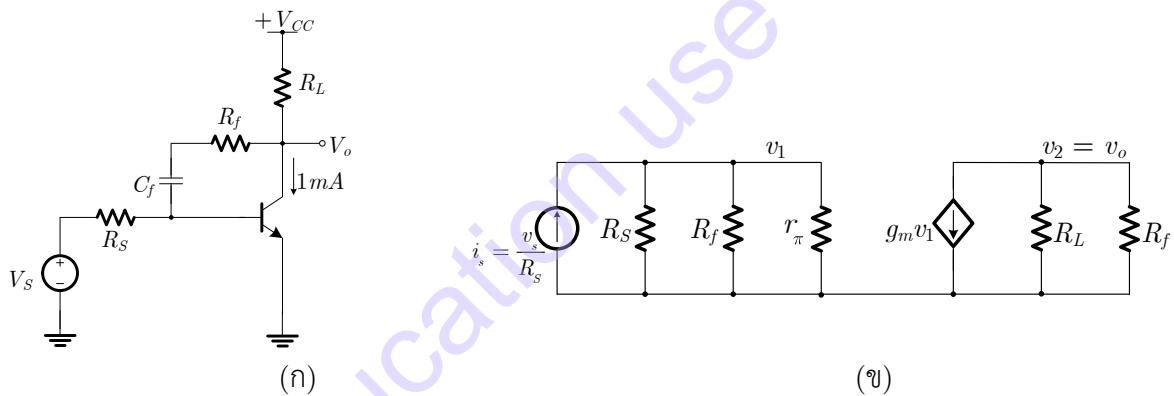
ย้อนมาที่ความไม่เป็นเชิงเส้น จะมุ่งเน้นการพัฒนาที่แสดงด้านบนบนสามารถใช้ได้กับวงจรขยายสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจำกัดเฉพาะการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กที่จุดทำงานสงบนิ่ง (Quiescent) เท่านั้น ในวงจรขยายสัญญาณลูปเปิด รวมถึงเงื่อนไขโพลดของ R_f , R_s และ R_L อนุกรมกำลังสามารถใช้ในการอธิบายคุณลักษณะการถ่ายโอนได้ สำหรับโครงสร้างแบบ Shunt-Shunt ตัวแปรเอาต์พุต v_2 เป็นแรงดันเอาต์พุตของ

ทั้งหมดดังแสดงในรูปที่ 4.15(ค) ในขณะที่ตัวแปรอินพุต i_s เป็นสัญญาณกระแส (กระแสลัดวงจร) ตัวแปร I/O เป็นการเพิ่มขึ้นของจุดทำงาน V_2 และ I_s

4.8 วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมและตัวป้อนกลับแบบ Shunt

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรวจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการป้อนกลับ โดยพิจารณาวงจรขยายสัญญาณแบบอิมิตเตอร์ร่วมอย่างง่ายชุดเดียว ดังแสดงในรูปที่ 4.16(ก) สมมติให้ความถี่ที่ใช้งานสูงมากทำให้ตัวเก็บประจุเสมือนกับลัดวงจร ดังนั้นผลกระทบจากตัวเก็บประจุลัดปั้ง C_f จึงตัดทิ้งได้ ที่กระแสไบแอส 1mA ซึ่งค่าสงบนิ่ง (Quiescent) กำหนดจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต วงจรจำลองสัญญาณขนาดเล็กใช้อธิบายอัตราขยายลูปเปิดแสดงในรูปที่ 4.16(ข) สังเกตว่าตัวต้านทานแหล่งจ่ายสัญญาณ ตัวต้านทานโหลดและตัวต้านทานป้อนกลับอยู่ในวงจรด้วย สำหรับค่าที่ให้ในไฟล์อินพุต Spice ในรูปที่ 4.17

$$a_v = \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{R_S}{r_\pi \parallel R_f}} \left(1 + \frac{R_L}{R_f} \right)^{-1} \approx -87 \quad (4.104)$$

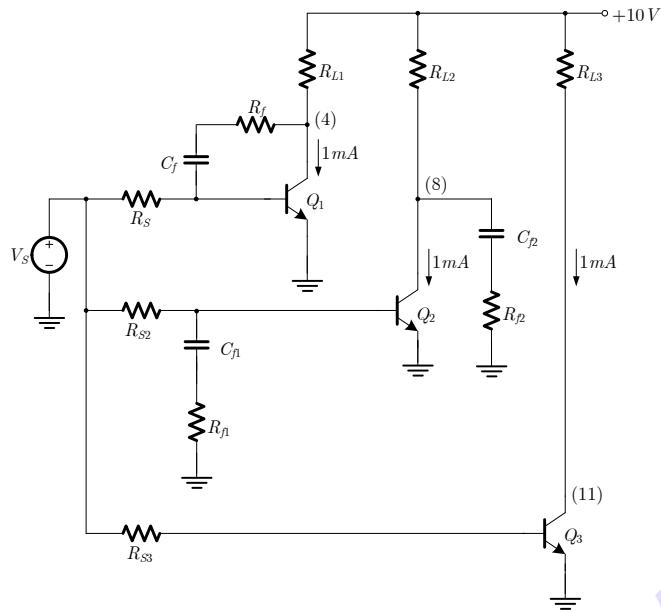


รูปที่ 4.16 (ก) วงจรขยายสัญญาณเดี่ยวอิมิตเตอร์ร่วมแบบง่าย (ข) วงจรสำหรับหาค่าสัญญาณขนาดเล็ก อัตราขยายลูปเปิด

เมื่อสัญลักษณ์ \parallel หมายความว่ามีการต่อขนานของตัวต้านทานสองตัว ส่วนค่าทรานสคอนดักแตนซ์ $g_m = I_C / V_T = 1.2585 \text{ V}$ เมื่อสมมติให้ค่ากระแส I_C ที่จุดทำงานเท่ากับ 1mA เนื่องจากสมการที่ (4.94) ค่าของอัตราขยายลูปได้มาจากสมการที่ (4.103) คูณด้วย $-R_S / R_f$ ดังนั้น

$$a_L = - -87 \frac{1k\Omega}{10k\Omega} = +8.7 \quad (4.104)$$

โดยที่ $(1 + a_L) = 9.7$ เป็นตัวลดอัตราขยายจากตัวป้อนกลับเช่น $A_v = -87 / 9.7 = -8.97$ และค่า HD_2 ก็ลดลงเมื่อเอาต์พุตแอมพลิจูดคงที่เหมือนดังอธิบายในหัวข้อที่ 4.6 ค่าอัตราขยายและความเพี้ยนที่ลดลงเปรียบเทียบกับผลลัพธ์หาได้จากจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Spice



```

CE STAGE WITH SHUNT FB, FIGURE 5.5
V1 1 0 0.784 SIN(0.784 10M 100K)
RS 1 2 1K
CF 2 3 16NF
RF 3 4 10K
RL 5 4 5K
VCC 5 0 10
Q1 4 2 0 MOD1
.MODEL MOD1 NPN IS=1E-16 BF=100
.TRAN 0.1U 20U
.FOUR 100K V(4)
RS2 1 6 1K
CF1 6 7 16N
RF1 7 0 10K
Q2 8 6 0 MOD1
RL2 5 8 5K
CF2 8 9 16N
RF2 9 0 10K
.FOUR 100K V(8)
RS3 1 10 1K
Q3 11 10 0 MOD1
RL3 5 11 5K
.FOUR 100K V(11)
.PROBE
.END
    
```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.7840	(2)	0.7741	(3)	5.0290	(4)	5.0290
(5)	10.0000	(6)	0.7741	(7)	0.0000	(8)	5.0290
(9)	0.0000	(10)	0.7741	(11)	5.0290		

รูปที่ 4.17 วงจร และ Spice Input File และ จุดทำงานกระแสตรงของวงจรขยายสัญญาณสามสถานะ

สำหรับไฟล์อินพุต Spice ถูกแสดงในรูปที่ 4.17 การจำลองการทำงานมีด้วยกัน 3 ขั้นตอน ขั้นตอนแรกคือวงจรขยายสัญญาณลูปปิด ขั้นตอนที่สองคือวงจรขยายสัญญาณลูปเปิดพร้อมกับมีภาระ R_f ตั้งด้านบน และขั้นตอนที่สามสำหรับลูปเปิดโดยไม่มีภาระตัวป้อนกลับ ค่าองค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุตฮาร์โมนิกแสดงในรูปที่ 4.18(ก), (ข) และ (ค) จากรูปที่ 4.18(ก) สำหรับสภาวะที่มีตัวป้อนกลับ

$$\begin{aligned}
 |A_v| &= 8.91 \\
 HD_2 &= 0.050\%
 \end{aligned}
 \tag{4.106}$$

จากค่าของรูปที่ 4.18(ข) สำหรับวงจรขยายสัญญาณพื้นฐานไม่มีตัวป้อนกลับแต่มีภาระ R_f

$$\begin{aligned}
 |a_v| &= 85.98 \\
 HD_2 &= 4.73\%
 \end{aligned}
 \tag{4.107}$$

อัตราขยายลดลงด้วยองค์ประกอบ 9.65 จากการป้อนกลับ ความเพี้ยนถูกลดลง $95.3 = (9.76)^2$ ซึ่งประมาณค่าด้วยอัตราขยายที่ลดลงยกกำลังสองเมื่อแอมพลิจูดของอินพุตมีค่าคงที่ จากรูปที่ 4.18(ค) สำหรับสถานะที่ไม่มีภาวะ R_f อัตราขยายลูบเปิดเป็นองค์ประกอบมากกว่า 15.5 เท่าของอัตราขยายลูบปิด สำหรับอัตราขยายลูบเปิดโดยไม่มีภาวะของ R_f ต่ออยู่เลยจะมีค่า HD_2 เป็น 4.9% และมีค่ามากกว่าในสถานะที่สองในรูปที่ 4.18(ข) เนื่องจากตัดภาวะของ R_f ออกที่อินพุต การคาดการณ์ระดับ HD_2 สำหรับสถานะลูบปิดจากการลดลงของอัตราขยายพื้นฐานมีค่าเป็น 15.5 มีค่าเป็น 0.2% ดังนั้นสถานะที่สามไม่ได้ให้ค่าประมาณของอัตราขยายลูบที่ถูกต้อง

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(4)					
DC COMPONENT = 5.028E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	8.913E-02	1.000000	179.468	0.000
2	2.000E+05	4.416E-05	0.00049	89.616	-89.852
3	3.000E+05	5.394E-07	0.00000	80.662	-98.806
4	4.000E+05	9.548E-07	0.000011	100.561	-78.907
TOTAL HARMONIC DISTORTION = .049595 PERCENT					

(ก)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(8)					
DC COMPONENT = 4.983E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	8.598E-01	1.000000	179.771	0.000
2	2.000E+05	4.066E-02	0.047295	89.706	-90.064
3	3.000E+05	4.459E-04	0.000519	4.132	-175.639
4	4.000E+05	7.797E-05	0.000091	57.615	-122.155
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.729808 PERCENT					

(ข)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(11)					
DC COMPONENT = 4.959E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	1.383E+00	1.000000	179.998	0.000
2	2.000E+05	6.829E-02	0.049393	90.008	-89.990
3	3.000E+05	5.127E-04	0.000371	5.318	-174.680
4	4.000E+05	1.156E-04	0.000084	96.468	-83.530
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.939443 PERCENT					

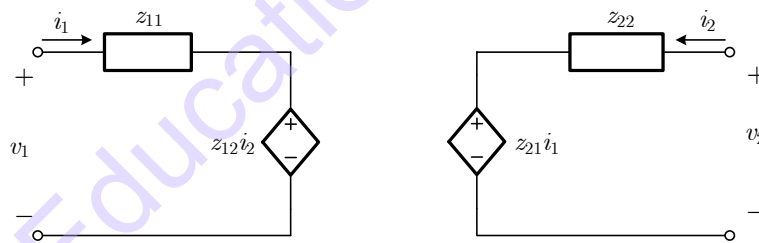
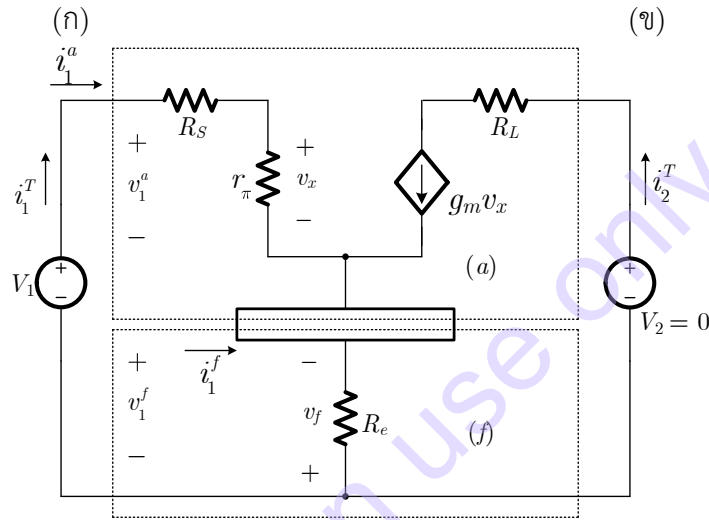
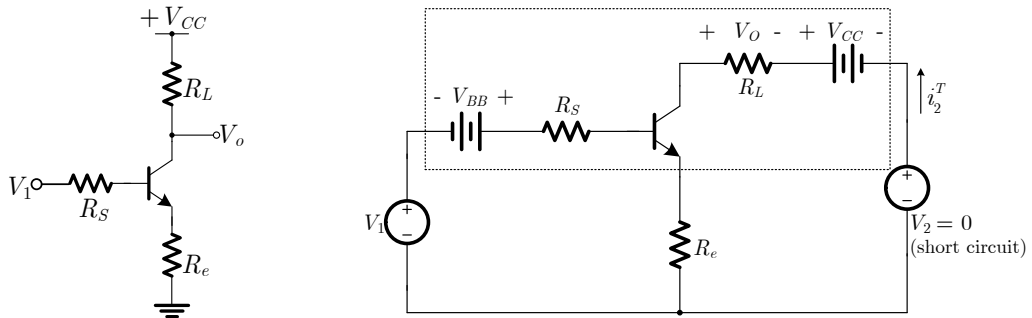
(ค)

รูปที่ 4.18 องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุตสำหรับ (ก) วงจรขยายสัญญาณลูบปิด (ข) วงจรขยายสัญญาณลูบเปิดมีภาวะตัวป้อนกลับและ (ค) วงจรขยายสัญญาณลูบเปิดไม่มีภาวะตัวป้อนกลับ

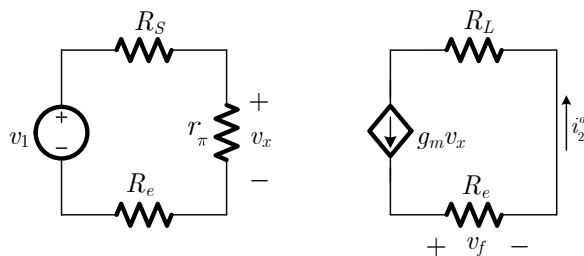
4.9 วงจรอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการป้อนกลับอิมิตเตอร์

จากรูปที่ 4.19(ก) วงจรอิมิตเตอร์ร่วมต่อกับตัวต้านทานภายนอก R_e แบบอนุกรมกับขาอิมิตเตอร์ ตัวป้อนกลับแบบลูบถูกสร้างจากตัวต้านทานอนุกรม (ป้อนกลับ) วงจรป้อนกลับอย่างง่ายรู้จักกันในรูปของการลดอัตราขยาย (Degenerate) หรือ การรวมโครงข่ายแบบอนุกรม-อนุกรม (Series-Series Combination) ของวงจรขยายแบบ Two-port และ ตัวต้านทานป้อนกลับแบบ Two-port โดยการรวมโครงข่ายแบบ Two-port อธิบายได้โดยวงจรเสมือนที่มีแหล่งจ่ายแรงดัน DC แบบลอยตัวรวมอยู่ดังรูปที่ 4.19(ข) เมื่อวิเคราะห์ด้วย

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ผลลัพธ์ที่ได้ถูกแสดงในรูปที่ 4.19(ค) สังเกตว่า $i_1^T = i_1^a = i_1^f$ และ $v_1 = v_1^a + v_1^f$ หรือ $v_1^a = v_1 - v_1^f$



for 'a': $z_{12}^a \approx 0$
for 'f': $z_{21}^f \approx 0$



รูปที่ 4.19 (ก) วงจรขยายสัญญาณอิมิตเตอร์ร่วมต่อกับตัวป้อนกลับอิมิตเตอร์ (ข) แทนวงจรขยายด้วย
โครงข่าย Two-port (ค) แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแบบโครงข่าย Two-port (ง) วงจรเสมือน
สำหรับอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์เปิดวงจร (จ) วงจรสัญญาณขนาดเล็กกลุ่มเปิดที่ใช้ในการคำนวณ

ธรรมชาติของโครงข่าย Two-port อธิบายได้ด้วยการผสมผสานเชิงคณิตศาสตร์ของการอนุกรมและขนาน สำหรับการต่อรวมแบบ Series-Series ซึ่งเป็นคู่ของการต่อรวมแบบ Shunt-Shunt ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.7 จะโครงข่ายแอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์ลัตววงจร แต่ในกรณีการต่อแบบรวม Series-Series นี้จะใช้โครงข่ายอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์เปิดวงจร โดยวงจรเสมือนถูกแสดงในรูปที่ 4.19(ง) และ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \\ v_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{aligned} \right\} \quad (4.108)$$

จากรูปที่ 4.19(ข) และ (ค) ถ้าตัวต้านทานโหลดของวงจรขยายสัญญาณ R_L ถูกรวมในวงจรขยายสัญญาณพื้นฐาน การรวมโหลดเสมือนลัตววงจรและ $v_2 = v_2^T = 0$ ตัวแปรเอาต์พุตกรณีลัตววงจรได้เป็นกระแสเอาต์พุต $i_2 = i_2^T$ ในทำนองเดียวกันตัวต้านทานแหล่งจ่ายสัญญาณถูกรวมในวงจรขยายสัญญาณพื้นฐานและ v_1 เป็นตัวแปรอินพุต แรงดันอินพุตไปยังกระแสเอาต์พุตมีฟังก์ชันการถ่ายโอนคือ y_{21}^T

$$\frac{i_2}{v_1} = y_{21}^T = \frac{\frac{-z_{21}^T}{z_{11}^T z_{22}^T}}{1 + \left(\frac{-z_{21}^T}{z_{11}^T z_{22}^T} \right) z_{12}^T} \approx \frac{a_y}{1 + a_y f_z} \approx \frac{a_y}{1 + a_L} \quad (4.109)$$

โดยที่

$$\left. \begin{aligned} a_y &= \frac{i_2^a}{v_1} = y_{21}^a = \frac{-z_{21}^a}{z_{11}^T z_{22}^T} \\ f_z &= \frac{v_f}{i_2^a} = z_{12}^f = R_e \\ a_L &= a_y f_z = y_{21}^a z_{12}^f \end{aligned} \right\} \quad (4.110)$$

คล้ายกันกับกรณี Shunt-Shunt สังเกตว่า f ไม่ได้เป็นส่วนหนึ่งของตัวแปรเอาต์พุต เงื่อนไขที่จำเป็นในระบุเป็นฟังก์ชันอย่างง่ายดังนี้

$$\left. \begin{aligned} z_{21}^a &\gg z_{21}^f = z_{12}^f \\ z_{12}^a &\ll z_{12}^f \end{aligned} \right\} \quad (4.111)$$

ในกรณีรูปเปิด แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้คำนวณฟังก์ชันในสมการที่ (4.109) ถูกแสดงในรูปที่ 4.19(จ) สังเกตว่าภาวะของตัวต้านทานป้อนกลับถูกรวมอยู่ทั้งในอินพุตและเอาต์พุตของวงจร แรงดันป้อนกลับรูปเปิด v_f ตกร่วมที่ R_e ในส่วนเอาต์พุต ถ้าสมมติให้ทรานซิสเตอร์ไม่มีค่าความต้านทานเอาต์พุตอยู่ ($r_o = V_A/I_C = \infty$) ผลกระทบจากภาวะของ R_e ต่อเอาต์พุตก็จะมีน้อย อย่างไรก็ตามแรงดันที่ตกคร่อม R_e ก็ยังเท่ากับ v_f ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น

บ่อยครั้งที่การหาฟังก์ชันด้วยอัตราขยายแรงดัน v_o/v_i สามารถหาได้อย่างง่ายจากรูปที่ 4.19(ข) โดย $v_o = -R_L i_2$ ดังนั้น

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_L i_2}{v_1} = \frac{a_v}{1 + a_L} \quad (4.112)$$

โดยที่

$$\left. \begin{aligned} a_L &= a_v f' \\ a_v &= -a_y R_L \\ f' &= \frac{z_{12}^j}{R_L} = \frac{R_e}{R_L} \end{aligned} \right\} \quad (4.113)$$

เมื่อ f' เป็น f_z ตัวเดิมที่หารด้วย R_L และ สามารถระบุได้ว่าเป็นสัดส่วนแรงดันเอาต์พุต จากรูปที่ 4.19(จ)

$$\left. \begin{aligned} a_v &= -g_m \left(\frac{R_L}{1 + \frac{R_s + R_e}{r_\pi}} \right) \\ f' &= \frac{R_e}{R_L} \\ a_L &= g_m \left(\frac{R_e}{1 + \frac{R_s + R_e}{r_\pi}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.114)$$

ถ้า $(R_s + R_e) \ll r_\pi$ อัตราขยายลูปจะสามารถประมาณค่าได้เป็น $g_m R_e$

ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.6 ว่าค่า HD_3 สามารถตัดทิ้งได้ในบางกรณี สำหรับวงจรอิมิตเตอร์ร่วมแบบมีตัวต้านทานอิมิตเตอร์นั้น เงื่อนไขการพิจารณาจะง่ายขึ้นถ้ากำหนดให้ $(R_s + R_e) \ll r_\pi$ และ $a_L \approx g_m R_e$ สำหรับวงจรนี้การเพิ่มขึ้นของกระแสคอลเล็กเตอร์สามารถเขียนในรูปอนุกรมกำลัง ได้เป็น

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \left(\frac{I_{CA}}{V_t} \right) v_i + \left(\frac{I_{CA}}{2V_t^2} \right) v_i^2 + \left(\frac{I_{CA}}{6V_t^3} \right) v_i^3 + \dots \\ &= a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.115)$$

แทนค่าสัมประสิทธิ์ลงในสมการที่ (4.82) ได้เป็น

$$HD_3|_{\text{With FB}} = \frac{|1 - 2a_L|}{1 + a_L} HD_3|_{\text{Without FB}} \quad (4.116)$$

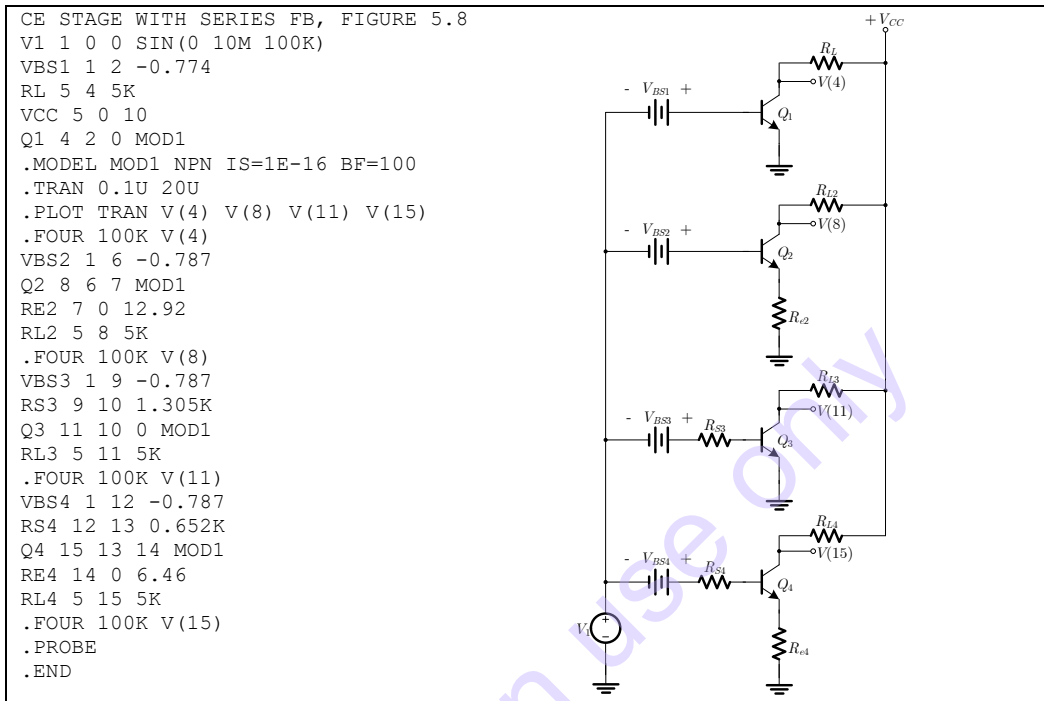
สัมประสิทธิ์ของสมการที่ (4.115) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถจัดการกับ HD_3 ได้ง่ายขึ้น เงื่อนไขสำหรับการตัด HD_3 ings คือ

$$a_L = \frac{1}{2} \approx g_m R_e \quad (4.117)$$

เงื่อนไขในการกำจัด HD_3 ings ทำได้โดยกำหนดให้ $a_L = \frac{1}{2}$ วงจรเสมือนในรูปแบบพารามิเตอร์ของวงจรแบบง่ายเฉพาะเพื่อใช้ในการประมาณค่าอัตราขยายลูปเท่ากับ $g_m R_e$ ความต้านทานเสมือนของแหล่งจ่าย

สัญญาณ $R_s=(\beta+1)R_c$ จะลดอัตราขยายแรงดันโดย $(1+g_m R_c)$ เมื่อใช้ความสัมพันธ์นี้กับสมการของ HD_2 และ HD_3 พบว่าทำได้เหมือนกันทั้งสองกรณีถ้า $\beta_{ac}=\beta$

ตัวอย่างที่ 4.5 จงวิเคราะห์การกำจัดค่า HD_3 โดยใช้วงจรอิมิตเตอร์ร่วมที่ไม่มีการป้อนกลับ หรือ ไม่มีตัวต้านทานแหล่งจ่าย โดยใช้วงจร และ Spice Input File ดังรูปที่ 4.20(ก)



รูปที่ 4.20 (ก) วงจร Spice Input File และจุดทำงานกระแสตรงสำหรับวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมต่ออนุกรมกับตัวป้อนกลับ

กรณีแรกกระแสคอลเล็กเตอร์ Q_1 สบหนึ่งมีค่าประมาณ 1 mA สำหรับแรงดันไบแอส 0.774 V ทั้งสามสถานะ

กรณีที่สองที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 มีตัวต้านทานอิมิตเตอร์ $R_{e2}=1/2g_m=12.92\Omega$ เพื่อเปรียบเทียบ สำหรับสถานะนี้ค่า $a_L=1/2$ และ HD_3 จะสามารถตัดทิ้งได้

กรณีที่สามทรานซิสเตอร์ Q_3 จะมีตัวต้านทานที่ขาเบส $R_{s3}=(\beta+1)R_{e2}=1.305k\Omega$ จากที่กล่าวไว้ข้างต้นสถานะนี้ HD_3 จะสามารถตัดทิ้งได้ และ

กรณีที่สี่ทรานซิสเตอร์ Q_4 จะมี R_{e4} และ R_{s4} มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของ R_{e2} และ R_{s3} กรณีนี้ก็จะสามารถตัด HD_3 ทิ้งเช่นกัน

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(4)					
DC COMPONENT = 4.853324E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	1.943E+00	1.000E+00	180.0	0.000
2	2.000E+05	1.840E-01	9.466E-02	90.05	-89.90
3	3.000E+05	1.142E-02	5.876E-03	1.675	-179.412
4	4.000E+05	2.184E-04	1.124E-04	-95.82	-274.506
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.483801E+00 PERCENT					
$R_s = R_e = 0$					
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(8)					
DC COMPONENT = 4.978E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	1.273E+00	1.000000	179.998	0.000
2	2.000E+05	5.353E-02	0.042066	90.009	-89.989
3	3.000E+05	3.830E-05	0.000030	95.737	-84.261
4	4.000E+05	8.810E-05	0.000069	96.754	-83.244
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.206633 PERCENT					
$R_e > 0$					
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(11)					
DC COMPONENT = 4.978E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	1.272E+00	1.000000	179.998	0.000
2	2.000E+05	5.353E-02	0.042065	90.009	-89.989
3	3.000E+05	3.830E-05	0.000030	95.828	-84.170
4	4.000E+05	8.809E-05	0.000069	96.754	-83.244
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.206517 PERCENT					
$R_s > 0$					
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(15)					
DC COMPONENT = 4.978E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	1.273E+00	1.000000	179.998	0.000
2	2.000E+05	5.355E-02	0.042073	90.009	-89.989
3	3.000E+05	3.828E-05	0.000030	95.221	-84.777
4	4.000E+05	8.813E-05	0.000069	96.754	-83.245
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.207286 PERCENT					
$R_s, R_e > 0$					

รูปที่ 4.20 (ข) องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.20(ก)

เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์แอมพลิจูดเท่ากับ 10 mV สัญญาณกระแสเอาต์พุตที่ออกมาจะค่อนข้างใกล้เคียงกัน เมื่อวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตโดยด้วยคำสั่ง Fourier สำหรับกรณีทั้งสี่แสดงในรูปที่ 4.20(ข) ค่า HD_3 ลดลงอย่างมีนัยสำคัญสำหรับโครงสร้างสามกรณีสุดท้าย ค่าความเพี้ยน HD_3 จากการจำลองการทำงานของทั้งสามกรณีสุดท้าย จากการคำนวณสัญญาณรบกวนเชิงตัวเลข (Numerical-noise level) สังเกตว่า HD_2 ก็ยังลดลงในแต่ละกรณีประมาณ $(1+0.5)^2$ อีกด้วย

ข้อควรระวัง ในการจำลอง Spice โดยเฉพาะในการวิเคราะห์ความเพี้ยนทางฮาร์มอนิก ไม่ควรใช้การกวาดค่าด้วยตัวเลขจำนวนน้อยเกินไป ควรเลือกใช้จำนวนจุดที่เหมาะสมกับช่วงเวลาในการวิเคราะห์ความเพี้ยนทางฮาร์มอนิก เพื่อให้การวิเคราะห์ของ Spice มีความแม่นยำสูงขึ้น

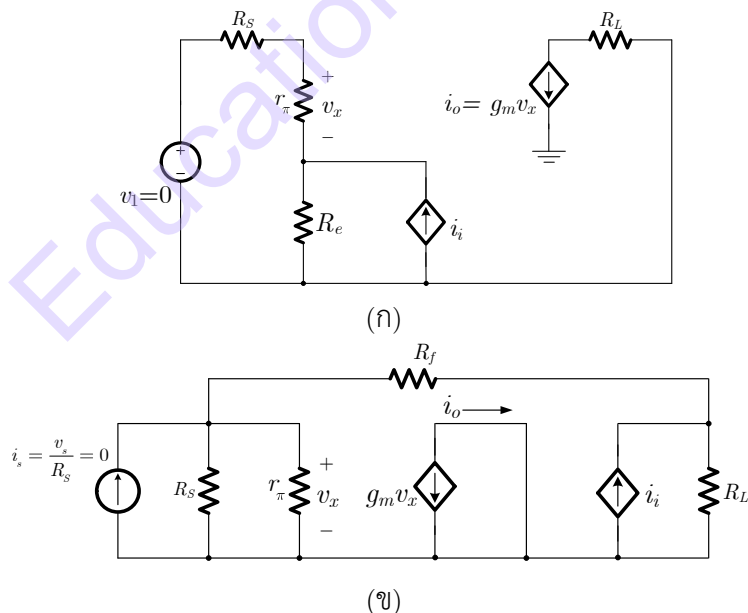
4.10 การคำนวณอัตราขยายรูปแบบอื่น

หัวข้อนี้เป็นการเน้นว่าเทคนิค Two-port ไม่ใช่วิธีเดียวที่ใช้ในการแก้ปัญหา แต่แสดงให้เห็นถึงการกำหนดสมมติฐานและมูลเหตุที่จำเป็น เพื่อจัดการกับสมการป้อนกลับเช่นเดียวกับผลกระทบของโหลดของโครงข่ายป้อนกลับ

ถ้าต้องการพิจารณาอัตราขยายลูบซึ่งอาจจะยุ่งยากในการพิจารณา ในบางครั้งการตัดลูบ หรือเปิดลูบ ที่จุดที่ต้องการเพื่อทำให้วิเคราะห์ง่ายยิ่งขึ้นจึงเป็นวิธีที่นิยมทำกัน ตัวอย่างเช่น พิจารณาโครงสร้างของตัวป้อนกลับในรูปที่ 4.19(ค) เอาต์พุตถูกขับไปยังแหล่งจ่ายกระแสไม่อิสระ (Dependent Current Source) $g_m v_x$ สามารถเปิดลูบตัวป้อนกลับโดยต่อ $g_m v_x$ เข้ากับกราวด์กระแสสลับ (หรือ แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง) ดังแสดงในรูปที่ 4.21(ก) กระแสลกราวด์เป็นกระแสตอบสนองของลูบ (Loop Response Current) ที่แทนด้วยสัญลักษณ์ i_o การกระตุ้นลูบสามารถทำได้โดยแหล่งจ่ายกระแสอิสระ (Independent Current Source) i_i เมื่อความสัมพันธ์และปฏิกิริยาของวงจรไม่มีการเปลี่ยนแปลง อัตราขยายลูบมีค่าเป็นลบในรูปอัตราส่วนของ i_o/i_i

$$a_L = -\frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m R_e}{\left(1 + \frac{R_s + R_e}{r_\pi}\right)} \quad (4.118)$$

ซึ่งได้ค่าเท่ากับหลักการของ Two-port ในสมการที่ (4.114)



รูปที่ 4.21 (ก) ลูปตัวป้อนกลับแยกออก ด้วยการต่อ $g_m v_x$ เข้ากับกราวด์กระแสสลับ (ข) วงจรสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมต่อกับตัวป้อนกลับแบบ Shunt-Shunt

ตัวอย่างที่สอง พิจารณาวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมต่อกับตัวป้อนกลับแบบ Shunt-Shunt ดังรูปที่ 4.16(ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแสดงในรูปที่ 4.21(ข) สังเกตลูบตัวป้อนกลับถูกแยกออก ที่ $g_m v_x$ โดยแหล่งจ่าย

กระแสไม่อิสระด้วยการต่อกับกราวด์กระแสลับ ลูบถูกป้อนอินพุต ด้วยแหล่งจ่ายกระแสอิสระตัวใหม่ i_i โดยแปลงเป็นวงจรเสมือน Norton อัตราขยายลูปจากการวิเคราะห์วงจรรายง่ายคือ

$$a_L = -\frac{i_o}{i_i} = \frac{R_i}{R_L + R_f + R_i} g_m R_L \quad (4.119)$$

โดยที่อัตราขยายลูปหาได้จากหลักการ Two-port จากรูปที่ 4.16(ข) มีค่าเท่ากับ

$$a_L = \frac{R_f}{R_i + R_f} \frac{R_i}{R_L + R_f} g_m R_L \quad (4.120)$$

ผลต่างระหว่าง (4.119) และ (4.120) เกิดจากการส่งผ่านไปยังเอาต์พุตผ่าน R_f ซึ่งถูกตัดทิ้งในวิธี Two-port ทั้งสองสมการถูกประมาณให้มีค่าเท่ากันถ้า $\frac{R_L R_i}{R_f} < (R_i + R_L + R_f)$ ซึ่งมักจะใช้ได้ กับวงจรขยายทางปฏิบัติ

4.11 การป้อนกลับขามิตเตอร์ของวงจร Emitter Couple Pairs (ECP)

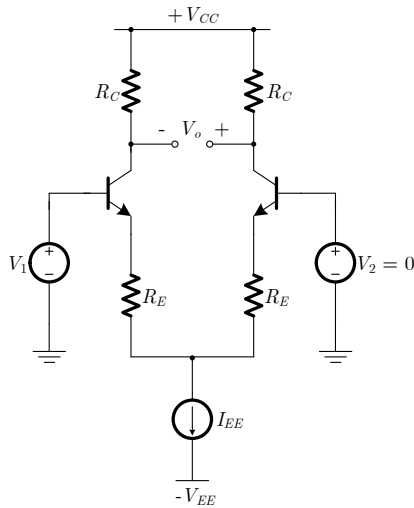
ตัวป้อนกลับแบบลบสามารถใช้กับวงจร Emitter-coupled Pair ด้วยการเพิ่มตัวต้านทานต่ออนุกรมที่ขามิตเตอร์แต่ละตัวดังแสดงในรูปที่ 4.22(ก) ผลกระทบจากตัวป้อนกลับแบบลบได้รับ เช่นคุณสมบัติเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์แสดงในรูปที่ 4.22(ข) และ ความเพี้ยนจะลดลงด้วยอัตราขยายรวมที่ลดลง และ เมื่อพิจารณาที่อินพุต

$$V_1 = V_{BE1} - V_{BE2} + I_{E1} - I_{E2} R_e \quad (4.121)$$

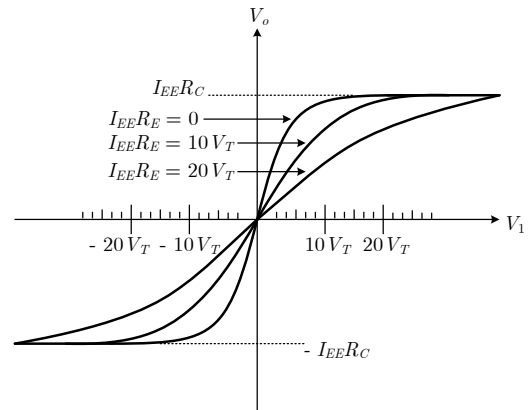
สมมติให้พารามิเตอร์ทรานซิสเตอร์ β มีค่าสูงมาก และ กระแสที่ขาเบสสามารถตัดทิ้งได้โดยไม่มีความสัมพันธ์ต่อกระแสคอลเล็กเตอร์ทำให้

$$\left. \begin{aligned} I_{C1} &\approx |I_{E1}| \\ I_{C2} &\approx |I_{E2}| \\ I_{C1} + I_{C2} &\approx I_{EE} \end{aligned} \right\} \quad (4.122)$$

$$V_1 = V_t \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} + 2I_{C1} - I_{EE} R_e \quad (4.123)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.22 (ก) วงจร Emitter Couple Pairs พร้อมด้วยตัวต้านทานต่ออนุกรมกับแต่ละอิมิตเตอร์ (ข) คุณสมบัติเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์จากคู่อิมิตเตอร์ โดยการต่อตัวต้านทานค่าต่างๆ ที่ขาอิมิตเตอร์

พจน์แรกของสมการที่ (4.123) เป็นผลจากที่กล่าวไว้ก่อนหน้าในบทที่ 3 พจน์ที่สองเป็นผลกระทบของตัวป้อนกลับ ถ้า R_e ที่มีค่ามาก

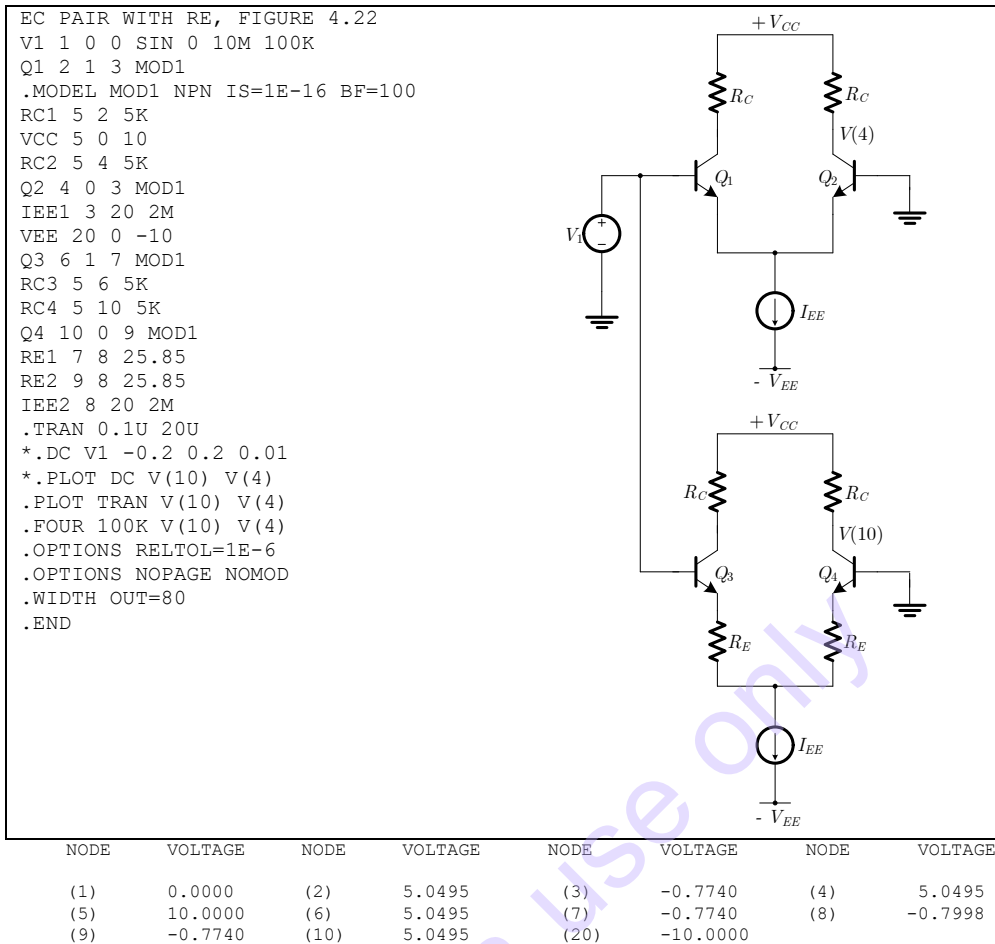
$$\left. \begin{aligned} V_1 &\approx 2I_{C1} - I_{EE} R_e \\ I_{C1} &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{R_e} + I_{EE} \right) \\ I_{C2} &= \frac{1}{2} \left(-\frac{V_1}{R_e} + I_{EE} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.124)$$

I_{C1} และ I_{C2} ถูกประมาณค่าให้เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของแรงดันอินพุตสำหรับค่ากระแสที่ใกล้สภาวะสงบนิ่ง ดังแสดงในรูปที่ 4.22 (ข) อย่างไรก็ตามสำหรับ I_{C1} ที่เพิ่มขึ้น (ค่า I_{C2} ลดลง) ค่า “ \ln ” จะกลายเป็นสมการที่ (4.124) เมื่อแรงดันเอาต์พุตและอัตราขยายแรงดันมีความเป็นเชิงเส้นเป็นสัดส่วนตามกระแสคอลเล็กเตอร์ เห็นได้ชัดว่าค่าความชันของคุณสมบัติการถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์จะลดลงเนื่องจากตัวป้อนกลับ สำหรับวงจร Emitter Couple Pairs ที่มีการป้อนกลับอิมิตเตอร์นั้น สมการแรงดันอินพุตสามารถเขียนได้เป็น

$$V_1 = V_{BE1} + R_e (\beta + 1) I_{B1} - R_e (\beta + 1) I_{B2} - V_{BE2} \quad (4.125)$$

เขียนค่าตัวแปรต่างๆ ในรูปแบบของกระแสตรงและการเพิ่มจำนวนของอุปกรณ์ได้

$$v_1 = (\beta + 1) R_e (i_{b1} - i_{b2}) + v_{be1} - v_{be2} \quad (4.126)$$



รูปที่ 4.23 Spice Input File ของวงจร Emitter Couple Pairs ที่ไม่มีตัวต้านทานต่ออนุกรมกับอิมิตเตอร์ และ แบบมีตัวต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์

ถ้า R_s ถูกแทนค่าด้วย $(\beta + 1)R_e$ ในกรณีนี้สามารถใช้ได้โดยตรงหลังจากแทนที่ตัวต้านทาน

$$a_L = \beta + 1 \frac{R_e}{r_\pi} = \frac{\beta + 1}{\beta} g_m R_e \approx g_m R_e \quad (4.127)$$

$$HD_3 = \frac{1}{48} \frac{1}{1 + a_L} \left(\frac{V_{1A}}{V_t} \right)^2 = \frac{1}{1 + a_L} HD_3 \Big|_{R_e=0} \quad (4.128)$$

Input File สำหรับการจำลองการทำงานด้วย Spice แสดงในรูปที่ 4.22 ค่าต่างๆ ของวงจร ประกอบด้วย $I_{EE} = 2 \text{ mA}$, $V_{CC} = -V_{EE} = 10\text{V}$, $R_e = 25.85\Omega$, $R_{C1} = R_{C2} = 5k\Omega$ แอมพลิจูดของอินพุต สัญญาณไซน์ถูกเลือกให้มีค่า 10 mV (โดย ECP ตัวที่สองมีตัวป้อนกลับอิมิตเตอร์เพื่อให้เกิดการเปรียบเทียบ) ค่าอัตราขยายโดยประมาณที่ได้คือ

$$\left. \begin{aligned} g_m &= \frac{1}{25.85} \\ g_m R_e &= 1 \\ 1 + a_L &= 2 \\ g_m R_C &= 192 \\ A_v &= 48 \end{aligned} \right\} \quad (4.128)$$

แอมพลิจูดของเอาต์พุตมีค่าเป็น $(10 \text{ mV})(48) = \pm 0.48 \text{ V}$ ค่า HD_3 ที่ไม่มีตัวป้อนกลับมีค่า 0.295% ดังแสดงในรูปที่ 4.24(ก) ถ้าต่อตัวป้อนกลับค่าประมาณของค่า HD_3 จะน้อยกว่าเป็น $2^3 = 8$ เท่าของแบบที่ไม่มีตัวป้อนกลับหรือ $0.295\% \div 8 = 0.037\%$ ดังแสดงในรูปที่ 4.24(ข) และ แอมพลิจูดขององค์ประกอบมูลฐานเอาต์พุตโดยไม่ต่อตัวป้อนกลับมีค่าเป็น 0.943 V และ 0.476 V เมื่อต่อตัวป้อนกลับอิมิตเตอร์ โดยลดลงประมาณครึ่งหนึ่ง (0.5 เท่า)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(4)					
DC COMPONENT = 5.049E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	9.432E-01	1.000000	0.000	0.000
2	2.000E+05	2.016E-05	0.000021	81.879	81.879
3	3.000E+05	2.784E-03	0.002951	-0.092	-0.092
4	4.000E+05	8.276E-06	0.000009	-84.203	-84.203
5	5.000E+05	1.454E-05	0.000015	-24.079	-24.078
6	6.000E+05	4.857E-06	0.000005	-54.029	-54.029
7	7.000E+05	4.817E-06	0.000005	-66.910	-66.909
8	8.000E+05	5.779E-06	0.000006	-63.846	-63.846
9	9.000E+05	5.961E-06	0.000006	-52.771	-52.771
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 0.295136 PERCENT					
Without R_E					
(ก)					
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(10)					
DC COMPONENT = 5.049E+00					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+05	4.756E-01	1.000000	0.000	0.000
2	2.000E+05	1.063E-05	0.000022	82.456	82.457
3	3.000E+05	1.750E-04	0.000368	-0.676	-0.675
4	4.000E+05	4.265E-06	0.000009	-85.345	-85.345
5	5.000E+05	3.385E-06	0.000007	-56.439	-56.438
6	6.000E+05	2.243E-06	0.000005	-52.454	-52.454
7	7.000E+05	2.222E-06	0.000005	-68.084	-68.083
8	8.000E+05	2.735E-06	0.000006	-64.485	-64.484
9	9.000E+05	2.829E-06	0.000006	-52.681	-52.681
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 0.036889 PERCENT					
With R_E					
(ข)					

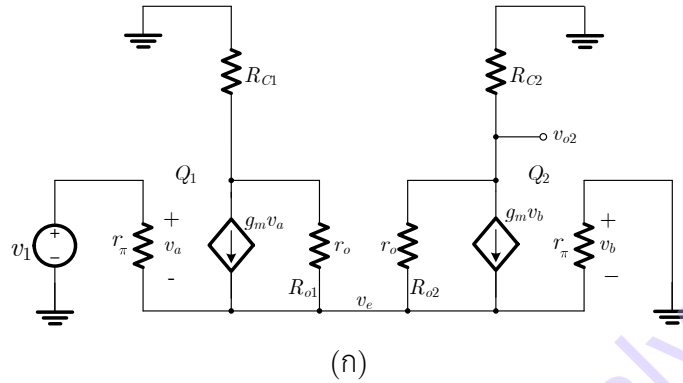
รูปที่ 4.24 (ก) องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุตกรณีไม่ต่อตัวต้านทานอิมิตเตอร์

(ข) องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุตกรณีต่อตัวต้านทานอิมิตเตอร์

4.12 ตัวป้อนกลับภายในของ ECP และ SCP

โดยปกติแล้วตัวป้อนกลับภายในถูกนำเสนอใน ECP และ SCP โดยมีกลไกหลายอย่าง เมื่อพิจารณาแบบจำลองวงจรสัญญาณขนาดเล็กของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ตัวป้อนกลับเกิดขึ้นเนื่องจากองค์ประกอบตัวต้านทานเช่น r'_b และ r_o เช่นเดียวกับองค์ประกอบตัวเก็บประจุแฝง C_{jc} ในหัวข้อนี้ให้ความสนใจไปที่ผลกระทบ

จากตัวป้อนกลับเนื่องจาก Basewidth Modulation ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และ Channel-length Modulation ในมอสทรานซิสเตอร์ ผลกระทบทั้งสองนี้กำหนดอยู่ในแบบจำลองในโปรแกรม Spice ด้วยพารามิเตอร์ V_A และ λ ตามลำดับ [5] จะส่งผลทำให้ทำให้เกิดความต้านทานเอาต์พุต r_o ในแบบจำลองวงจรของทรานซิสเตอร์ สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์องค์ประกอบนี้ต่อจากขาคอลเล็กเตอร์ไปยังอิมิตเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.24(ก)



```

FIGURE 4.24
V1 1 0 0 SIN 0 10M 100K
.TF V(4) V1
Q1 2 1 3 MOD1
.MODEL MOD1 NPN IS=1E-16 BF=100
RC1 5 2 5K
RO1 2 3 50K
VCC 5 0 10
RC2 5 4 5K
Q2 4 0 3 MOD1
RO2 4 3 50K
IEE1 3 20 2M
VEE 20 0 -10
*.TRAN 0.5U 20U
.PLOT DC V(4)
.PLOT TRAN V(4)
.END
    
```

รูปที่ 4.25 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจร Emitter Couple Pair โดยมีความต้านทาน r_o
 (ข) Spice input file ของวงจรรูปที่ 4.25 (ก)

ผลกระทบจากตัวป้อนกลับสำหรับสถานการณ์ต่างๆ เช่น ในด้านโหลด และ ความต้านทานป้อนกลับ จากผลการจำลองการทำงานด้วย Spice แสดงในตารางที่ 4.1 อุปกรณ์และค่าต่างๆ กำหนดใน Spice input file ดังรูปที่ 4.25(ข) ตัวต้านทาน R_{O1} และ R_{O2} กำหนดให้มากกว่า r_o ภายในทรานซิสเตอร์เพื่อแยกส่วนของกระแสคอลเล็กเตอร์

ตารางที่ 4.1 ค่าองค์ประกอบวงจร กระแสไบแอส และพารามิเตอร์ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแสดงถึงผลกระทบของตัวป้อนกลับ ค่าทั้งหมดมีหน่วยเป็น $k\Omega$ หรือ mA

R_{C1}	R_{C2}	R_{O1}	R_{O2}	I_{C2}	A_v	R_m	R_{out}	$\frac{A_v}{0.5g_m R_{C2}}$	$\frac{R_m}{2r_\pi}$	$\frac{R_{out}}{R_{C2}}$
5	5	-	-	0.990	95.7	5.23	5	1.00	1.00	1.00
5	5	50	50	0.875	76.9	5.91	4.77	0.91	1.00	0.95
0.1	5	50	50	0.824	75.8	6.59	4.76	0.95	1.05	0.95
0.1	5	-	50	0.935	86.0	5.80	4.76	0.95	1.05	0.95

ในแถวแรกของตารางคือค่าจากคำสั่ง .TF เพื่อประมวลผลอัตราขยายแรงดันอินพุต และ ตัวต้านทานเอาต์พุต สำหรับ ECP อุดมคติ (ไม่มี R_{O_i}) แถวที่ 2 เป็นข้อมูลจากคำสั่ง .TF เพื่อประมวลผล ECP เมื่อความต้านทาน $R_{O_1} = R_{O_2} = 50k\Omega$ สอดคล้องกับแบบจำลองทรานซิสเตอร์ที่กำหนด $V_A = 50 V$ โดยประมาณ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเล็กเตอร์เป็นผลมาจากตัวต้านทาน ค่า .TF ในรูปการ Normalized เทียบกับตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงตาม I_C ดังแสดงหัวตารางในสามคอลัมน์สุดท้าย สังเกตว่าสถานะสมมูลอัตราขยายแรงดัน Normalized มีค่าลดลง 10% ตัวต้านทานอินพุต Normalized ยังคงค่าเดิมไม่เปลี่ยนแปลง และ ตัวต้านทานเอาต์พุต Normalized ลดลง 5% ส่วนในกรณี ECP สมดุล แรงดันเอาต์พุต V_{O_1} และ V_{O_2} จะมีเฟสต่างกัน ดังนั้นกรณีนี้ r_o มีค่าเท่ากันสำหรับทรานซิสเตอร์สองตัว กระแสป้อนกลับผ่านตัวต้านทานที่โนดอิมิตเตอร์ร่วมมีค่าเท่ากันและมีทิศทางตรงกันข้าม ตัวป้อนกลับเนื่องจาก r_o มีค่าเป็นลบสำหรับ Q_1 และมีค่าเป็นบวกสำหรับ Q_2 ในการ Normalized ตัวต้านทานอินพุตต้องมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากตัวป้อนกลับแบบลบและบวกยังต่ออยู่กับโนดอิมิตเตอร์ร่วม อัตราขยายแรงดันรวมของ ECP ลดลงโดย $(1 + R_L/r_o)$ และจะต้องป้อนกลับของทั้งคู่เป็นแบบสมดุล ทำให้สามารถคำนวณอัตราขยายได้จากความแตกต่างครึ่งวงจรถ่วง (differential half-circuit) ผลลัพธ์ของ R_L มีผลกระทบจาก r_o จึงเกิดการลดลง 5% ในค่า Normalized ของ R_{out}

ถ้า R_{C_1} กำหนดให้มีค่าน้อยมากประมาณ 0.1Ω ตัวป้อนกลับแบบลบเนื่องจาก R_{O_1} สามารถตัดทิ้งได้ เหลือเฉพาะผลกระทบจากตัวป้อนกลับแบบบวกเนื่องจาก R_{O_2} เท่านั้น เหตุการณ์นี้มักจะเกิดขึ้นในสภาวะวงจรรขยายสัญญาณแถบความถี่ผ่าน เมื่อทำงานที่ความถี่สูงถึงจุดวิกฤต สังเกตว่าความสัมพันธ์ของวงจรรวมอัตราขยายแรงดัน Normalized ในแถวที่ 3 ของตารางเพิ่มขึ้นราว 5% เช่นเดียวกับความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุต Normalized จะไม่เปลี่ยนแปลงในความสัมพันธ์สมดุล การประเมินสถานการณ์ป้อนกลับนี้แสดงอยู่ในแถวสุดท้ายของตาราง เป็นข้อมูลกรณีที่ไม่มี R_{O_1} ความสัมพันธ์ของข้อมูลหาได้จากแถวที่ 3 อย่างไรก็ตามค่าต่างๆ ที่ได้เช่น A_v และ ค่าอื่นๆ ที่มีความแตกต่าง เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแสไบแอสลงบ้าง

เมื่อพิจารณากระแสคอลเล็กเตอร์ เมื่อมีผลกระทบของ V_A (R_o ในตัวอย่างด้านบน) รวมอยู่ด้วยก็เป็นประโยชน์มาก ซึ่งจะใช้แบบจำลอง Ebers-Moll อย่างง่ายของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยกระแสคอลเล็กเตอร์ที่รวมค่า Base-width modulation [4] แสดงดังสมการ

$$I_C = \left[I_S \exp \left(\frac{V_{BE}}{V_t} \right) \right] \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) = I'_C \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (4.130)$$

เมื่อ I'_C เป็นกระแสที่ไม่มีผลกระทบจาก V_A สังเกต I_C ที่เพิ่มขึ้นตาม V_A ถ้า V_{BE} มีค่าคงที่ อย่างไรก็ตามใน ECP เมื่อมี V_A รวมอยู่ กระแสคอลเล็กเตอร์รวมจะมีค่าคงที่ โดยแหล่งจ่ายกระแสภายใต้โครงสร้างของวงจรรวมอิมิตเตอร์ร่วม ดังนั้น I'_C และ V_{BE} ต้องมีค่าลดลง ดังข้อมูลในแถวที่สองในตารางที่ 4.1

ค่าความต้านทานเอาต์พุต r_o ส่วนกลับ สามารถเขียนในรูปของกระแสคอลเล็กเตอร์หารด้วย V_A อธิบายได้ด้วยสมการที่ (4.130) โดยแสดงในสมการที่ (4.131)

$$\frac{1}{r_o} = \frac{I'_C}{V_A} = \frac{\frac{I_C}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE}}{V_A}} \quad (4.131)$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับทรานซิสเตอร์แบบ MOS สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ขาเดรนกับตัวต้านทานเอาต์พุตสำหรับแบบจำลอง Level-1 MOSFET (Shichman-Hodges) [4] สามารถเขียนได้เป็น

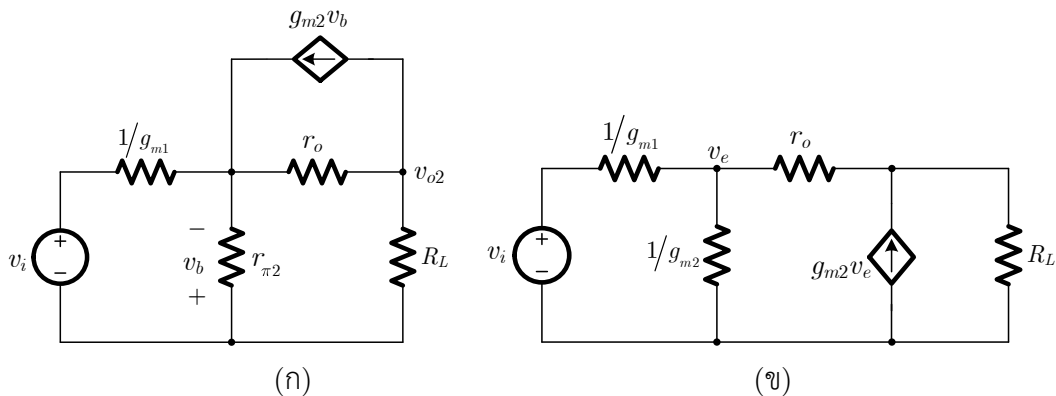
$$\left. \begin{aligned} I_D &= I'_D (1 + \lambda V_{DS}) \\ I'_D &= \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \\ \frac{1}{r_o} &= \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{DS}} \end{aligned} \right\} \quad (4.132)$$

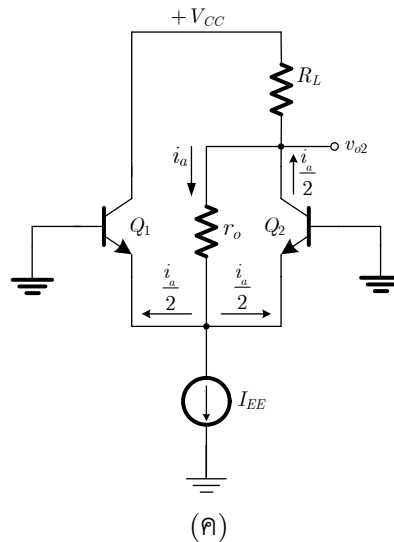
โดยที่ λ เป็นพารามิเตอร์ LAMBDA ในแบบจำลอง Spice

การเปลี่ยนแปลงประสิทธิภาพของ Emitter Couple Pair หรือ Source Couple Pair เนื่องจาก r_o สามารถประมาณได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรปกติ และ จากวิธีป้อนกลับดังแสดงในบทนี้ได้ทั้งสองวิธี แรกสุดใส่ตัวต้านทานเอาต์พุต r_o ของทรานซิสเตอร์ฝั่งขวามือเท่านั้น (ถ้าตัวต้านทานเอาต์พุตของ Q_1 ทางซ้ายมือสำหรับ $R_{C1} = 0$ และ r_o อยู่ในรูปการ Shunt กับแหล่งจ่ายกระแสอิมิตเตอร์ร่วม จากสัญญาณขนาดเล็ก ตัวต้านทานระหว่างโนดกับกราวด์ (Node-to-ground) ที่ตกรวมแหล่งจ่ายกระแสมีค่าน้อยมากเนื่องจากคุณสมบัติความเป็นโนดเสมือนกราวด์ของอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว)

ในแบบจำลองวงจร Emitter Couple Pair ในรูปที่ 4.26(ก) แรงดัน v_1 , v_e และ v_{o2} มีเฟสเดียวกัน ดังนั้น r_o ของ Q_2 เป็นตัวป้อนกลับแบบบวก จากการกำหนดสถานะตัวป้อนกลับอย่างชัดเจนยิ่งขึ้น ทรานซิสเตอร์ตัวแรกจะมองเป็นวงจรอิมิตเตอร์ตาม (Emitter Follower) ป้อนเข้าสู่วงจรเบสร่วมกับตัวป้อนกลับ Shunt-Shunt แบบบวก จากการสรุปข้างต้นของบทนี้ สามารถประเมินค่าตัวต้านทานอินพุตและเอาต์พุตได้เหมือนกับอัตราขยายแรงดันที่ควรเพิ่มขึ้นด้วย $\frac{1}{(1 - |a_L|)}$ เมื่อ a_L เป็นค่าลบบของตัวป้อนกลับแบบ

บวก การวิเคราะห์ที่ตัวป้อนกลับแสดงดังด้านล่าง





รูปที่ 4.26 (ก) วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจร ECP (ข) วงจร ECP ที่ลดรูปโดยใช้แบบจำลองเบสรวมสำหรับ Q_2 (ค) วงจรสำหรับคำนวณตัวต้านทานเอาต์พุตของวงจร Emitter Couple Pair

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ห้วงจร โดยแบบจำลองของวงจร Emitter Couple Pair ดังรูปที่ 4.25(ก) สามารถลดรูปได้ดังรูปที่ 4.26(ก) ด้วยสมการของ Thevenin สำหรับ Q_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรมิตเตอร์ตาม ในรูปที่ 4.26(ข) แบบจำลองเบสรวมใช้สำหรับ Q_2 สำหรับผลลัพธ์วงจรแบบอย่างง่ายทำได้เป็น

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{1}{2} g_m R_L \left(\frac{1}{1 + \frac{R_L}{2r_o}} \right) \quad (4.133)$$

โดยการประมาณค่าทั้งหมดจะใช้เงื่อนไข $g_m \gg \frac{1}{r_o}$ โดยความต้านทานอินพุตเมื่อมองเข้าไปยังขาอิมิตเตอร์ของ Q_2 เป็น

$$R'_m \approx \frac{1}{g_{m2}} \left(1 + \frac{R_L}{r_o} \right) \quad (4.134)$$

ความต้านทานอินพุตเมื่อมองเข้าไปยังขาเบสของ Q_1 เป็น

$$R_m \approx 2r_\pi \left(1 + \frac{R_L}{2r_o} \right) \quad (4.135)$$

สังเกตอัตราขยายแรงดันของ ECP จะลดลงโดย $\left(1 + \frac{R_L}{2r_o} \right)$ มีความสัมพันธ์กับค่าของ $r_o = \infty$ ค่าความต้านทานอินพุตของ ECP เพิ่มขึ้นด้วยอัตราเดียวกัน ความต้านทานเอาต์พุตเมื่อมองกลับไปยังวงจรจาก R_{C2} สามารถหาได้โดยตรงจากรูปที่ 4.26(ข) อย่างไรก็ตามการใช้โครงสร้างด้วยการประมาณค่าจากรูปที่ 4.26(ค) มีความง่ายมากกว่า โดยจากรูปกระแสสลับย้อนกลับ i_a ถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน $i_a/2$ เท่าๆ กันในแต่ละโหนด

ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม โดย Q_2 สามารถพิจารณาในลักษณะวงจรเบสร่วมเมื่อมีอินพุตที่ขาอิมิตเตอร์ซึ่งมีอัตราขยายกระแสประมาณหนึ่ง (Unity) กระแสที่ออกจากคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 ประกอบไปด้วย $i_a/2$ จะได้ผลรวมกระแสที่ v_{o2} เท่ากับ

$$i_o = i_{R_L} + i_a - \frac{i_a}{2} \quad (4.136)$$

โดยที่ $i_{R_L} = \frac{v_o}{R_L}$, $i_a = \frac{v_o - v_e}{r_o} \approx \frac{v_o}{r_o}$

ความต้านทานเมื่อมองจาก v_o คือ

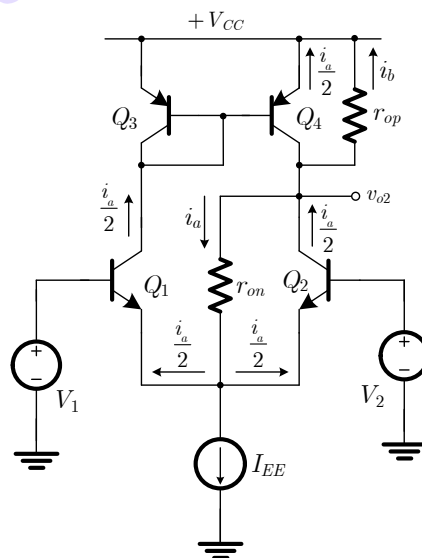
$$\frac{v_o}{i_o} = R_L \parallel R_{out} \quad (4.137)$$

โดยที่ $R_{out} = 2r_o$

ถ้าวงจร ECP มีตัวต้านทานแรงดันอินพุต R_S ที่อินพุตขาเบสของ Q_1 พบว่าจะมีองค์ประกอบเพิ่มเติมใน R_{out} เกิดขึ้น

$$R_{out} \approx 2r_o \left(1 + \frac{R_S}{2r_\pi} \right) \quad (4.138)$$

ความต้านทานเอาต์พุตของวงจร ECP เมื่อถูกตัดแปลงสำหรับแอกทีฟโหลด (Active-load) โดยวงจรสะท้อนกระแสแสดงในรูปที่ 4.27 โหลดลักษณะนี้จะใช้บ่อยกับการแปลงแบบ Differential-to Single end อัตราขยายแรงดันของวงจรจากขาเบสของ Q_1 ไปยังเอาต์พุตที่ Q_2 ด้วยแอกทีฟโหลดจะมีค่าเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับกรณีตัวต้านทานโหลดคอลเล็กเตอร์



รูปที่ 4.27 วงจร Emitter Couple Pair ต่อกับแอกทีฟโหลด

ความต้านทานเอาต์พุตสามารถประมาณค่าโดยขยายผลจากเทคนิคกระแสย้อนกลับ ในสมการที่ (4.13) ข้างต้น จากรูปที่ 4.26(ค) กระแสย้อนกลับเนื่องจาก r_{on} ของ Q_1 สามารถตัดทิ้งได้ เพราะที่ขาคอลเล็กเตอร์เปรียบเสมือนต่อกับตัวต้านทานที่มีค่าน้อยมาก เนื่องจากการเชื่อมต่อแบบไดโอด (Diode-connected) ของ Q_3 ในรูปที่ 4.27 กระแสย้อนกลับจาก r_{on} ของ Q_2 คือ i_a มีค่าประมาณ $i_a \approx v_o / r_{on}$ กระแสนี้แบ่งไหลไปยังอุปกรณ์ที่สองตัวในปริมาณเท่ากัน อินพุตที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q_2 มีค่าเป็น $i_a/2$ ไปในโนดเอาต์พุต อินพุตที่ขาอิมิตเตอร์ที่ Q_1 กลายเป็นอินพุตสำหรับ Q_3 ซึ่งสะท้อนมาและเป็นกระแสเอาต์พุต $i_b/2$ ออกจากโนด v_o และ ไปใน Q_4 สุดท้ายนี้เนื่องจาก r_{op} ใน Q_4 กระแสอื่น ๆ จากโนดเอาต์พุตไหลไปยัง Q_4 ด้วยค่า $i_b = v_o / r_{op}$ โดยกระแสเอาต์พุตรวมคือ

$$i_o = i_a - \frac{i_a}{2} + \frac{i_a}{2} + i_b = i_a + i_b = \frac{v_o}{r_{on}} + \frac{v_o}{r_{op}} \quad (4.139)$$

สำหรับความต้านทานเอาต์พุตเป็น

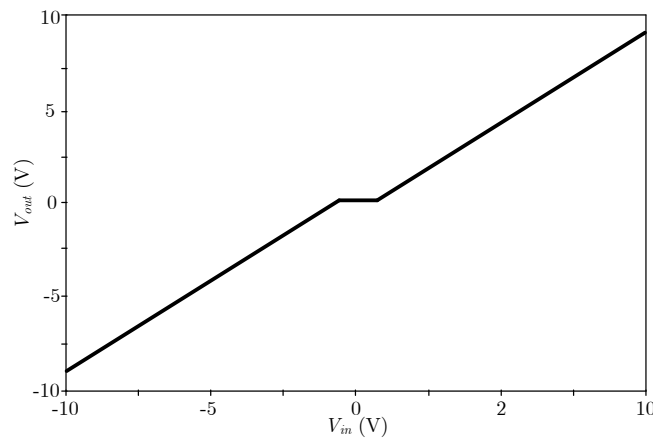
$$R_{out} = \frac{v_o}{i_o} = r_{on} \parallel r_{op} \quad (4.140)$$

4.13 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการอธิบายเรื่องความเพี้ยนในวงจรขยายและการลดความเพี้ยนที่เกิดขึ้น โดยความเพี้ยนที่สนใจได้ถูกอธิบายไว้คือ ความเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Harmonic Distortion) และ ความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation) ที่จะทำให้รูปร่างของสัญญาณผิดรูปไป โดยความเพี้ยนทั้งสองนั้นเกิดขึ้นเกิดมาจากสาเหตุเดียวกันคือ ความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์หรือวงจรถ่าย ซึ่งจะต้องคำนึงถึงในการออกแบบวงจรในบทต่อไป อาทิ วงจรบล็อกแอกทิฟ วงจรกรองสัญญาณ วงจรมอดูเลต ดิมอดูเลต เป็นต้น การวัดความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสามารถวัดได้จาก Spectrum Analyzer แต่ก็ยังมีข้อจำกัดถ้าหากวงจรถ่ายเป็นแบบแบนด์แคบ การวัดด้วย Spectrum Analyzer จะไม่สามารถแสดงฮาร์โมนิกได้ครบถ้วน จึงต้องวัดด้วย IM3 ซึ่งจะเป็นตัววัดค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกที่สาม (ที่มีนัยสำคัญมากที่สุด) ได้ โดยการป้อนสัญญาณ multitone เข้าไป การลดความเพี้ยน เป็นสิ่งหนึ่งที่สำคัญซึ่งในบทนี้กล่าวถึงหลักการป้อนกลับแบบลบในรูปแบบต่างๆ ซึ่งโดยหลักการแล้วการป้อนกลับแบบลบจะทำการลดอัตราขยายลง (Degenerate) เพื่อให้ได้ความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น ซึ่งจะมีการยกตัวอย่างวงจรถ่ายและการลดความเพี้ยนด้วยวิธีต่างๆ และ ยืนยันการลดลงขอความเพี้ยนด้วยการเลียนแบบการทำงานโดย Spice การวิเคราะห์ที่ใช้โครงข่าย Two-port รวมถึงวงจรดิฟเฟอเรนเชียล ECP ซึ่งด้วยโครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลจะมีความเพี้ยนอันดับสองต่ำมาก แต่ก็ยังมีความเพี้ยนอันดับสามอยู่ และ เมื่อมีการป้อนกลับภายในวงจร ECP ก็จะสามารถลดความเพี้ยนอันดับสามได้

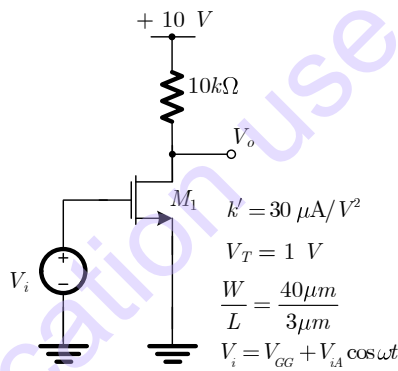
แบบฝึกหัดท้ายบท

- 4.1. คุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 4.28 สำหรับอินพุตไบแอสที่ 2 V และ แรงดันอินพุต สัญญาณไซน์ที่ 4 V จงประมาณการค่าของ THD ในสัญญาณแรงดันเอาต์พุต Waveform



รูปที่ 4.28 คุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันสำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.1

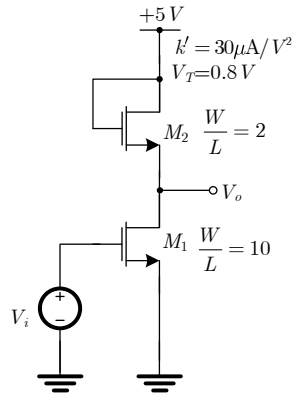
- 4.2. วงจรรขยายแบบซอร์ร่วมด้วย MOS ทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.29 วงจร MOS สำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.2

- (ก) จงใช้ Spice เพื่อหาคุณลักษณะการถ่ายโอนของกระแสตรง
- (ข) จงเลือกค่าแรงดันอินพุตไบแอสตามสภาวะสงบนิ่งและแอมพลิจูดอินพุตสัญญาณไซน์เพื่อทำการหา ค่าแรงดันเอาต์พุตเริ่มถูกคลิป์
- (ค) สำหรับเงื่อนไขใน (ข) จงวิเคราะห์ความเพี้ยนสามจุดในการประมาณค่าของ HD_2 พร้อมทั้งยืนยันด้วยโปรแกรม Spice

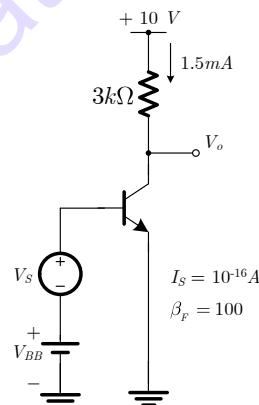
4.3. วงจร MOS ทรานซิสเตอร์แสดงในรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 วงจร MOS สำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.3

- (ก) จงใช้ Spice เพื่อหาคุณลักษณะในการถ่ายโอนกระแสตรง
- (ข) จงหาความต้านทานโหลดเพื่อประมาณภาระที่เกิดขึ้นจริงและอุดมคติเบื้องต้น
- (ค) จงหาค่าแรงดันอินพุตไบแอสตามสภาวะสงบนิ่ง และ แอมพลิจูดอินพุตสัญญาณไซน์เพื่อทำการหาค่าแรงดันเอาต์พุตเริ่มถูกคลิบ และ ประมาณการค่าของ HD_2 และ HD_3 พร้อมทั้งยืนยันด้วยโปรแกรม Spice
- (ง) สำหรับเงื่อนไขของ (ค) ใช้ลักษณะการถ่ายโอนกระแสตรงของ (ก) จงวิเคราะห์ความเพี้ยนสามจุดในการประมาณการ HD_2 และจงวิเคราะห์ความเพี้ยนห้าจุดในการประมาณค่า HD_2 และ HD_3 พร้อมทั้งยืนยันด้วยโปรแกรม Spice

4.4. วงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมแสดงในรูปที่ 4.31

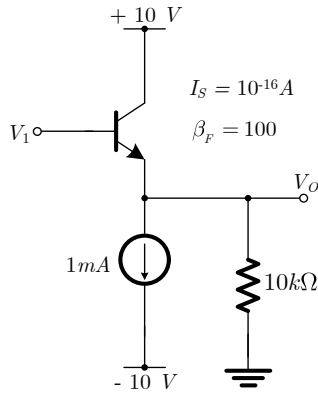


รูปที่ 4.31 วงจรรขยายอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.4

- (ก) จงหาค่าแรงดันอินพุตไบแอส
- (ข) จงประมาณค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตสำหรับแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตที่ 1.75V
- (ค) จงประมาณการค่าของ HD_2 และ HD_3 สำหรับอินพุตของข้อ (ข) โดยการใช้การกระจายอนุกรมกำลังพร้อมทั้งยืนยันด้วยโปรแกรม Spice
- (ง) ถ้าแอมพลิจูดอินพุตมีค่าเป็นสองเท่าแล้ว จงหาแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุต

- (จ) จงประมาณการค่าของ HD_2 และ HD_3 สำหรับอินพุตจากข้อ (ง) อินพุต และ ยืนยันด้วยโปรแกรม Spice
- (ฉ) กำหนดค่าของ IM_3 สำหรับเงื่อนไขข้อ (ข) สมมติว่าสัญญาณที่เสียหายมีแอมพลิจูดของอินพุตเพียงครึ่งหนึ่งของอินพุตที่ต้องการ จงยืนยันด้วยโปรแกรม Spice

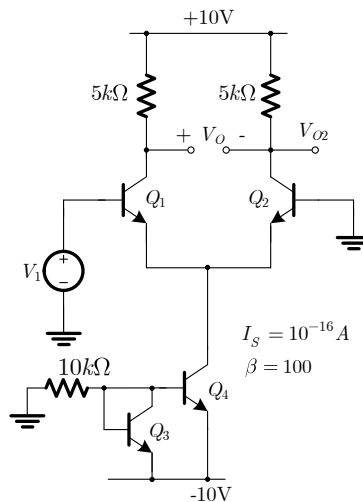
4.5. วงจรเอาต์พุตอิมิตเตอร์ตาม (Emitter-follower) แสดงในรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 วงจรอิมิตเตอร์ตามสำหรับแบบฝึกหัดข้อ 4.5

- (ก) จงกำหนดสถานะไบแอสของวงจร
- (ข) สำหรับ $V_1 = 4.4 \cos 2\pi 10^4 t$ จงประมาณการตอบสนองต่อสัญญาณเอาต์พุตขนาดใหญ่ $V_O t$
- (ค) จงประมาณค่าความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของ $V_O t$ สำหรับเงื่อนไขข้อ (ข) โดยใช้วิธีการวิเคราะห์ความเพี้ยนแบบห้าจุด
- (ง) จงตรวจสอบผลของข้อ (ก) - (ค) ด้วยการโปรแกรม Spice

4.6. จงประมาณค่าความเพี้ยนของ $V_{O2} t$ และ $V_O t$ จากวงจรดังรูปที่ 4.33 โดยใช้วิธีการวิเคราะห์ความเพี้ยนแบบห้าจุด โดยกำหนดให้แอมพลิจูดอินพุตเป็น $20 \cos(2\pi 10^4 t)$ mV

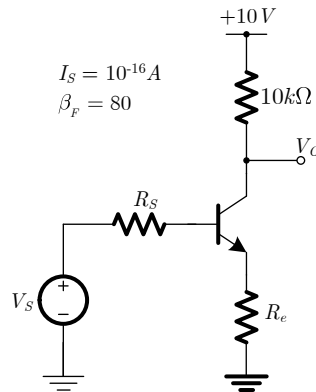


รูปที่ 4.33 วงจร ECP ที่ใช้ในการวิเคราะห์ความเพี้ยนแบบห้าจุด

4.7. จากสมการที่ (4.72) จงแสดงว่าแรงดันอินพุตที่สอดคล้องกับจุดตัดอันดับที่สามมีค่าเป็น

$$V_{1A} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}$$

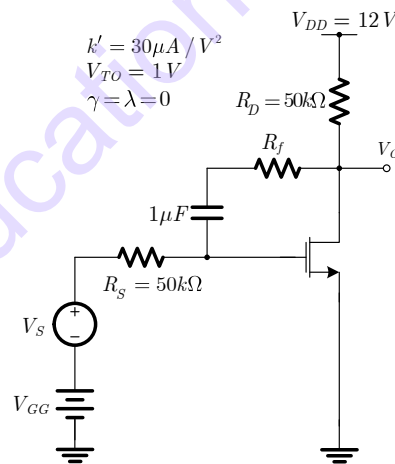
4.8. วงจรอิมิตเตอร์ร่วมแสดงในรูปที่ 4.34



รูปที่ 4.34 วงจรอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.8

- (ก) จงหาแรงดัน DC อินพุตที่ทำให้ได้กระแสไบแอสที่คอลเล็กเตอร์เป็น 1 mA
- (ข) สำหรับสัญญาณไซน์อินพุตที่ให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐาน 0.5 V จงหาค่าของ HD_2
- (ค) จงยืนยันผลลัพธ์ของ (ข) ด้วยโปรแกรม Spice

4.9. จากวงจรถ่าย MOS แสดงในรูปที่ 4.35

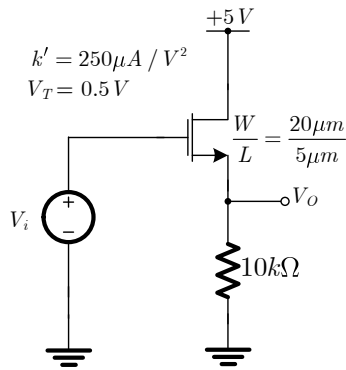


รูปที่ 4.35 วงจรถ่าย MOS สำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.9

- (ก) จงใช้โปรแกรม Spice เพื่อหาค่าคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสตรงของสภาวะนี้
- (ข) จงพิสูจน์ว่าค่า $V_{GG} = 1.7 V$ และ $V_{sA} = 0.4 V$ เป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับอินพุต
- (ค) สำหรับ $R_f = \infty$ จงประมาณค่าของ HD_2 สำหรับขั้ววงจรในข้อ (b) และยืนยันผลด้วยโปรแกรม Spice
- (ง) สำหรับ $R_f = 200k\Omega$ จงหาค่าความเพี้ยนทางฮาร์มอนิก (THD) ด้วยโปรแกรม Spice

(จ) สำหรับ $R_f = 200k\Omega$ และ $R_s = 0$ จงหาค่า HD_2 ว่ามีค่าเท่าไร?

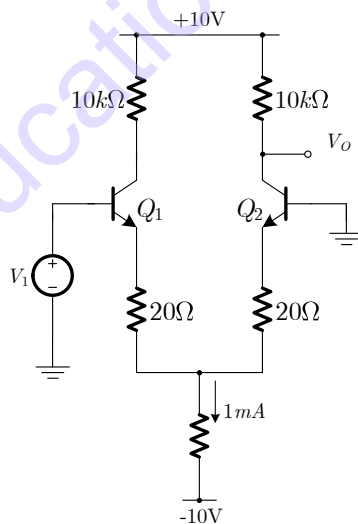
4.10. วงจร MOS แสดงในรูปที่ 4.36



รูปที่ 4.36 วงจร MOS สำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.10

- (ก) จงใช้แนวคิดของตัวป้อนกลับคำนวณหา HD_2 สำหรับสัญญาณไซน์อินพุต 1V แรงดันไบแอสอินพุตให้กระแสเดรน $200\mu A$
- (ข) จงหาผลลัพธ์ในข้อ (ก) ด้วยโปรแกรม Spice
- (ค) มี HD_3 ในวงจรนี้หรือไม่? จงอธิบายคำตอบและหาค่าของ HD_3
- (ง) จงอธิบายผลลัพธ์ของข้อ (ค) เทียบกับโปรแกรม Spice

4.11. วงจร Emitter Couple Pair ต่อกับตัวต้านทานอิมิตเตอร์แสดงในรูปที่ 4.37 จงหา HD_3 สำหรับ $V_1 = 0 + 50 \cos \omega_1 t$ mV



รูปที่ 4.37 Emitter Couple Pair สำหรับแบบฝึกหัดข้อที่ 4.11

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. K. Clarke and D. T. Hess, "Communication Circuits: Analysis and Design," Addison-Wesley Publishing Company, 1971.
- [2] K. S. Kundert, "Introduction to RF simulation and its application," IEEE J. Solid-State Circuits, pp. 1298-1319, Sept. 1999.
- [3] K. Mayaram, D. C. Lee, S. Moinian, D. A. Rich, J. Roychowdhury, "Computer aided circuit analysis tools for RFIC simulation: algorithms, features, and limitations," IEEE Trans. Circuits and Systems - II, pp. 274-286, April 2000.
- [4] P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Lewis and R.G. Meyer "Analysis and Design of Analog Intergrated Circuits," 5th ed., New York: Wiley, 2009.
- [5] A. Vladimirescu, "The SPICE Book," John Wiley & Sons, Inc., 1994.
- [6] D.O. Pederson and K. Mayaram "Analog Integrated Circuits for Communication Principles, Simulation and Design," 2nd ed, New York, Springer Science, 2008.

Education use only

บทที่ 5

วงจรรวมบล็อกแอกทิฟสำหรับประมวลสัญญาณ

วงจรรวมแอนะล็อกด้านการสื่อสารนั้น อุปกรณ์บล็อกแอกทิฟจัดว่าเป็นกลไกสำคัญในการ

ออกแบบวงจรรวมแอนะล็อกด้านการสื่อสาร ในอดีตถึงปัจจุบันได้มีการอุบัติขึ้นของอุปกรณ์ประเภทบล็อกแอกทิฟออกมามากมาย ทั้งในรูปแบบแรงดัน และ กระแส อีกทั้งนำบล็อกแอกทิฟที่มีอยู่แล้วมาพัฒนา แก้ไขให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น และ ยืดหยุ่นในการทำงานมากขึ้น ซึ่งในบล็อกแอกทิฟที่จะกล่าวถึงในบทนี้ อาจจะไม่สามารถนำมาอธิบายได้ทั้งหมด แต่ผู้เขียนจะพยายามนำอุปกรณ์ที่มีคุณลักษณะที่เด่น ทั้งในอดีต ตั้งแต่บล็อกแอกทิฟยออดนิยม เช่น ออปแอมป์ (Operational Amplifier: OPAMP) โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor: CCII) วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน (Current Differencing Transconductance Amplifier: CDTA) รวมถึงบล็อกแอกทิฟที่ผู้เขียนได้ออกแบบขึ้นเช่น วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันควบคุมด้วยกระแส (Current-Controlled Differential Difference Current Conveyor: CC-DDCC) และ วงจรสายพานกระแสผลต่างสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (Current-Controlled Current Differencing Current Copy Conveyor CC-CDCCC) ซึ่งตัวอย่างบล็อกแอกทิฟทั้งหลายที่กล่าวมานี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางโดยเฉพาะในด้านการสื่อสาร ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อ 5.5

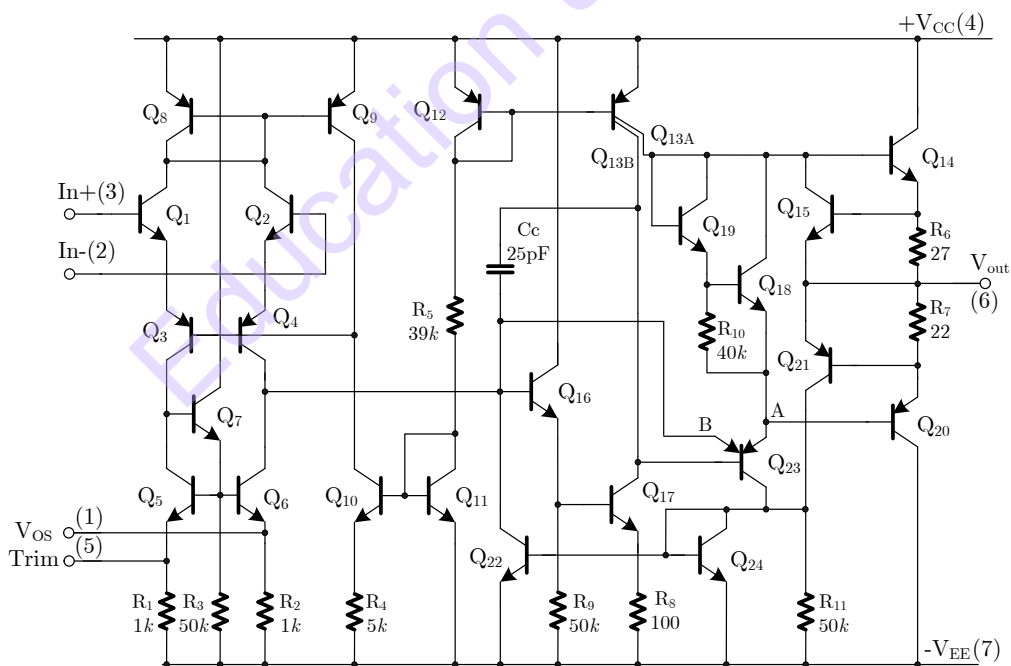
ในการออกแบบบล็อกแอกทิฟใดๆ ก็ตาม จะต้องทราบถึงคุณสมบัติเฉพาะตัวของอุปกรณ์นั้นให้แน่ชัดเสียก่อน เช่น มีความต้านทานอินพุต-เอาต์พุตเป็นเช่นใด มีอัตราขยายเท่าไร สามารถปรับค่าได้อย่างไร การทำงานอยู่ในรูปของแรงดัน หรือ กระแส มีจำนวนอินพุต และ เอาต์พุต เป็นแบบใดบ้าง การวิเคราะห์วงจรขยายพื้นฐานเป็นสิ่งจำเป็น โดยในหัวข้อนี้ได้นำเสนอในวงจรบล็อกแอกทิฟแบบต่างๆ เพื่อให้เนื้อหา มีความกระชับ ไม่เยิ่นเย้อ แต่ยังคงสามารถทำความเข้าใจได้อย่างดี ดังนั้นการวิเคราะห์บางส่วนของบทนี้อาจรวบรัด โดยใช้วิธีอ้างอิงการวิเคราะห์จากบทที่ผ่านมา โดยในหัวข้อแรกจะกล่าวถึงบล็อกแอกทิฟที่เก่าแก่ และ จัดว่าเป็นอุปกรณ์ตัวแรกๆ ที่วิศวกรไฟฟ้า และ นักออกแบบวงจรรวมอิเล็กทรอนิกส์จะต้องรู้จักกันเป็นอย่างดี คือ ออปแอมป์ โดยจะอธิบายโดยบางการทำงานเป็นภาคต่างๆ และ วิเคราะห์การทำงานของวงจรรวมออปแอมป์ภายใน รวมถึงคุณสมบัติเฉพาะของออปแอมป์ โดยเฉพาะจะทำให้ง่ายต่อการศึกษา วิเคราะห์ บล็อกแอกทิฟ ตัวอื่นๆ ในอันดับต่อไป และ ผู้เขียนยังคาดหวังว่าผู้อ่านยังสามารถนำความรู้ทั้งหมดมาใช้ประโยชน์ ในการออกแบบบล็อกแอกทิฟตัวใหม่ในอนาคตได้อีกด้วย

5.1 วงจรรวมออปแอมป์ (Operational Amplifier: OPAMP)

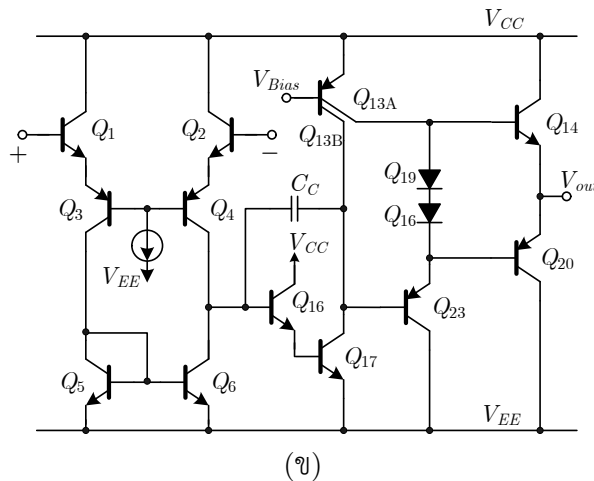
จากหลักการของวงจรรขยายดังรูปที่ 3.1 และ หลักการของวงจรรขยายในแต่ละหัวข้อในบทที่ 3 สามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรรขยายแรงดันอเนกประสงค์ ที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย โดยวงจรรวมดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเบื้องต้นดังต่อไปนี้ 1) มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก 2) มีอัตราการขยายแรงดันสูงมาก และ มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำมาก ซึ่งวงจรมีชื่อเรียกกันอย่างติดหูว่า “ออปแอมป์ (OPAMP)” โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงออปแอมป์ยออดนิยมเบอร์ LM741/uA741 ที่ใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ และ มีโครงสร้างดังรูปที่ 5.1(ก) โดยโครงสร้างแบบลดรูปอย่างง่ายแสดงไว้ดังรูปที่ 5.1(ข) [1] โดยทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นวงจรมิตเตอร์

ตาม และ มีการปรับปรุงความต้านทานอินพุตให้สูงขึ้น และ มีกระแสอินพุตที่ต่ำลง โดยการขับที่ขาอิมิตเตอร์ของตัววงจรเบสร่วมแบบดิฟเฟอเรนเชียลด้วยทรานซิสเตอร์ PNP Q_3 และ Q_4 ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 จะทำหน้าที่เป็นแอกทิฟโหลด ให้กับ Q_3 และ Q_4 ซึ่งทรานซิสเตอร์ทั้ง 6 ตัวจะทำงานพร้อมกัน โดยแยกหน้าที่การทำงานของภาคแรกจะมีคุณสมบัติ 3 ข้อหลักดังนี้

- ก) ภาคอินพุตดิฟเฟอเรนเชียล เพื่อที่จะให้ออปแอมป์มีคุณสมบัติตามทฤษฎี ภาคนี้มีคุณสมบัติดังนี้ แรงดันโหมตร่วมต่ำมาก มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง มีอัตราขยายในระดับหนึ่ง มีสัญญาณรบกวนต่ำ และ ปรับค่าแรงดันออฟเซตได้ โดยจะนำไปเพิ่มอัตราการขยายในภาคต่อไป
- ข) การเลื่อนระดับแรงดัน เป็นที่ทราบดีว่าทรานซิสเตอร์ PNP ในกระบวนการสร้างวงจรรวมมาตรฐานนั้นมีการตอบสนองต่อความถี่สูงไม่ดึ๊ง ซึ่งเป็นผลให้ OPAMP ต้องพยายามใช้ทรานซิสเตอร์ NPN เป็นหลัก ดังนั้นจึงต้องมีการเลื่อนระดับแรงดันให้ทำงานต่ำลงเหมาะสมกับการทำงานของทรานซิสเตอร์ NPN ซึ่งใน 741 ที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 จะมีแรงดันใกล้เคียงกับแรงดันอินพุต ขณะที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีแรงดันใกล้เคียงกับแรงดันไฟเลี้ยงลบ
- ค) การแปลงจากดิฟเฟอเรนเชียลสองขั้ว (Differential) ไปเป็นแบบขั้วเดียว (Single-end) ออปแอมป์ในบทนี้จะเป็วงจรแบบอินพุตดิฟเฟอเรนเชียล และ เอาต์พุตแบบขั้วเดียวโดยที่วงจรภายในส่วนใหญ่จะทำงานแบบขั้วเดียว วิธีที่ง่ายที่สุดคือการดึงเอาต์พุตออกมา 1 ตัวและป้อนแบบขั้วเดียวเข้าวงจรภาคถัดไป ซึ่งด้วยวิธีนี้จะทำให้มีความไวสูงต่อแรงดันโหมตร่วม ซึ่งสามารถลดความไวโหมตร่วมได้โดยใช้แอกทิฟโหลด Q_5 และ Q_6



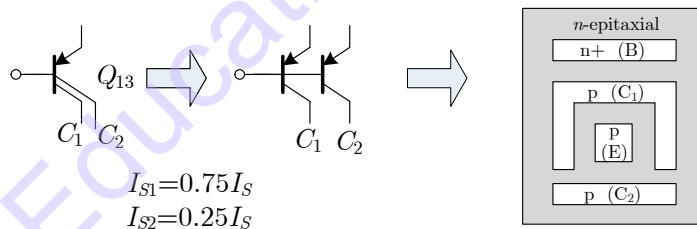
(ก)



รูปที่ 5.1 (ก) วงจรรวมแอมป์ LM741 แบบสมบูร์ณ(ข) วงจรรวมแอมป์ LM741 แบบลดรูป [1]

ทรานซิสเตอร์ Q_{16} ทำงานเป็นวงจรมิตเตอร์ตาม เพื่อต้องการการเกิดสภาวะ Loading ที่ Q_4 และ Q_6 และ จ่ายกระแสให้กับ Q_{17} ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมิตเตอร์ร่วมโดยมีแอกทิฟโหลด Q_{13B} ซึ่งวงจรมิตเตอร์นี้จะให้อัตราขยายแรงดันสูงมาก ทรานซิสเตอร์ Q_{23} ก็ทำงานเป็นวงจรมิตเตอร์ตามด้วยเช่นกันเพื่อป้องกันปัญหา Loading ระหว่างภาคขยายเอาต์พุตคลาส AB (Q_{14} และ Q_{20}) กับภาคขยายเกนสูง

ทรานซิสเตอร์ Q_{13} เป็นทรานซิสเตอร์ PNP แบบพิเศษที่มีขาคอลเล็กเตอร์สองขา โดยมีโครงสร้างกายภาพเป็นดังรูปที่ 5.2 ซึ่งขาคอลเล็กเตอร์ที่แต่เดิมจะเป็นวงแหวนรอบขามิตเตอร์ แต่ถูกตัดแยกออกเป็นสองส่วน ซึ่งส่วนแรกมีพื้นที่เป็น $3/4$ ของคอลเล็กเตอร์ทั้งหมด และ ส่วนที่สองมีพื้นที่เป็น $1/4$ ของพื้นที่ทั้งหมดซึ่งสัมพันธ์กับการเก็บโฮลของทรานซิสเตอร์ และ เปรียบเสมือนกับมีทรานซิสเตอร์ PNP สองตัวที่มีค่า I_{S1} และ I_{S2} เป็น $1/4$ และ $3/4$ เท่าของทรานซิสเตอร์มาตรฐานนั่นเอง

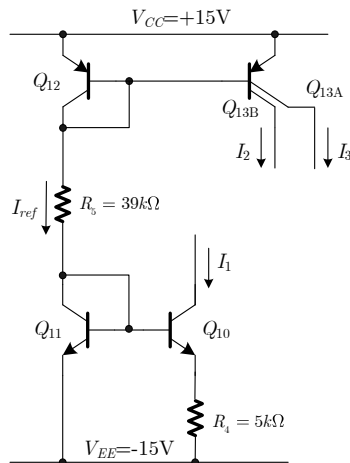


รูปที่ 5.2 สัญลักษณ์และโครงสร้างทางกายภาพของทรานซิสเตอร์ Q_{13}

5.1.1 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟตรงของ OPAMP 741

ในเบื้องต้นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรเพื่อวิเคราะห์กระแส และ แรงดันสงบนิ่ง ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในวงจร การวิเคราะห์ไฟตรงในออปแอมป์เนื่องจากมีอัตราขยายสูงมาก โดยสมมติให้อินพุตทั้งสองต่อกราวด์ และ คาดการณ์แรงดันเอาต์พุต โดยที่ค่า β หรือ r_o ของทรานซิสเตอร์ จะส่งผลอย่างไรต่อแรงดันเอาต์พุต ในความจริงแล้วการคำนวณจะแสดงถึงการที่ภาคขยายเอาต์พุตไม่ทำงานในย่านแอกทิฟ แต่จะทำงานในย่านอิ่มตัว และจากการวิเคราะห์สรุปได้ว่าจะได้อัตราขยายแรงดันสูงถึง 10^5 เท่า ซึ่งก็หมายถึงเมื่อมีแรงดันอินพุตเพียง 0.1mV จะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น $\pm 10\text{V}$ ได้เลยทีเดียว ซึ่งการวิเคราะห์จะทำให้ได้โดยเริ่มต้นสมมติอย่างแรกคือ เงื่อนไขในบางวงจรที่มีการป้อนกลับ อาจจะต้องสมมติเอาต์พุตมีค่าใดค่าหนึ่งเพื่อให้สามารถคำนวณย้อนกลับได้ และ สองคือการสมมติให้การวิเคราะห์ไฟตรงง่ายขึ้นเช่น ค่าความต้านทาน

เอาต์พุตจะไม่มีผลต่อกระแสในวงจรมากนัก ซึ่งในความจริงอาจทำให้เกิดความผิดพลาดถึง 10-20% ในการคำนวณ



รูปที่ 5.3 วงจรกระแสไบแอสของ LM741

ขั้นแรกพิจารณาวงจรไบแอสกระแสด้วย Q_{10} และ Q_{13AB} ดังรูปที่ 5.1(ก) เมื่อนำมาแยกพิจารณาเป็นวงจรย่อยดังรูปที่ 5.3 โดยสมมติให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยมาก และทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านแอกทิฟ สามารถคำนวณกระแสอ้างอิงได้มีค่าเท่ากับ

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - 2V_{BE}}{R_5} = 733\mu A \quad (5.1)$$

โดยที่สมมติให้แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ ($V_{BE(on)}$) เท่ากับ 0.7V และ โครงสร้างของ Q_{10} และ Q_{11} ต่อกันเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ Widlar กระแสเอาต์พุต I_1 สามารถหาได้จาก

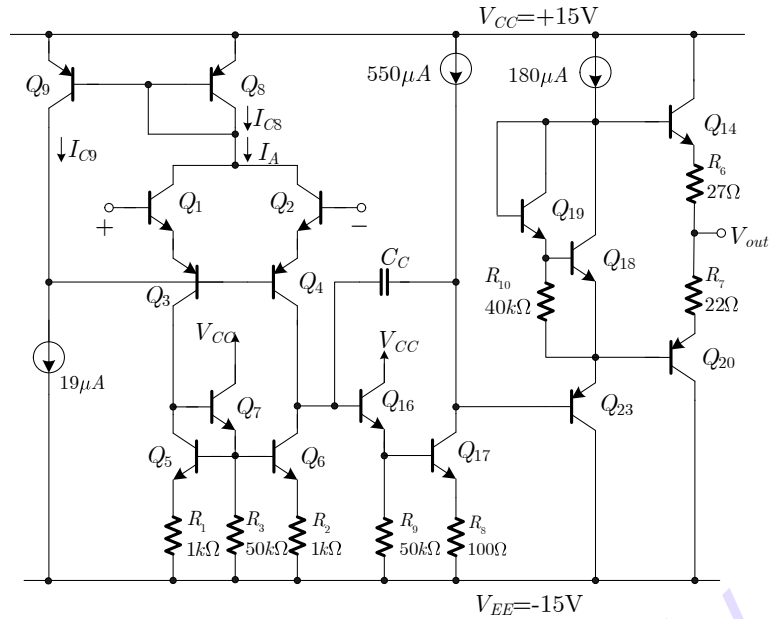
$$I_1 = I_{10} = \frac{V_T}{R_4} \left[\ln I_{ref} - \ln I_1 \right] = 19\mu A \quad (5.2)$$

ส่วนกระแส I_2 และ I_3 มีค่าเท่ากับ

$$I_2 = I_{13B} = 0.75I_{ref} = 550\mu A \quad (5.3)$$

$$I_3 = I_{13A} = 0.25I_{ref} = 180\mu A \quad (5.4)$$

จากการคำนวณกระแสไบแอสข้างต้น จึงสามารถลดรูปลงวงจรออปแอมป์ 741 ให้ดูง่ายลงดังรูปที่ 5.4 ทำการวิเคราะห์กระแสในภาคอินพุต โดยสมมติให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ NPN ไหลน้อยมาก ไม่มีผลต่อวงจร เนื่องจาก ค่า β ของทรานซิสเตอร์ PNP มีค่าต่ำกว่า β ของทรานซิสเตอร์ NPN มาก



รูปที่ 5.4 วงจรออปแอมป์ LM741 ที่แทนวงจรวจรไบแอสด้วยแหล่งจ่ายกระแส

เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_8 และ Q_9 มีความสมพงศ์กันทุกประการ และ ไม่สนใจแรงดัน Early ดังนั้น $I_{C8} = I_{C9}$ และ เมื่อใช้ KCL ที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q_8 ได้เป็น

$$I_A = I_{C9} \left(1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right) \quad (5.5)$$

และ ถ้ากำหนดให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ใหลน้อยมาก กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 สามารถเขียนได้โดย

$$I_{C1} + I_{C2} = I_A = I_{E3} + I_{E4} = I_{C9} \left(1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right) \quad (5.6)$$

ใช้ KCL ที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q_9 ได้เป็น

$$19\mu A = I_{C9} + \frac{I_{E3}}{1 + \beta_{pnp}} + \frac{I_{E4}}{1 + \beta_{pnp}} = I_{C9} \left[1 + \frac{\left(1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right)}{1 + \beta_{pnp}} \right] \quad (5.7)$$

ดังนั้นกระแส I_A สามารถหาได้โดยแทนสมการที่ (5.7) ใน (5.5)

$$I_A = 19\mu A \frac{\left(1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right)}{1 + \frac{\left(1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right)}{1 + \beta_{pnp}}} \approx 19\mu A \left(1 + \frac{1}{\beta_{pnp}} \right) \quad (5.8)$$

แทนสมการที่ (5.8) ในสมการที่ (5.6) ด้วยเงื่อนไข $I_{E3} + I_{E4} = (I_{C3} + I_{C4})(1 + 1/\beta_{pnp})$ ได้เป็น

$$I_{C3} + I_{C4} = \left[\frac{19\mu A}{1 + \frac{1}{\beta_{pnp}(\beta_{pnp} + 2)}} \right] \approx 19\mu A \quad (5.9)$$

จากสมการที่ (5.9) พบว่ากระแสคอลเล็กเตอร์รวมของ Q_3 และ Q_4 ของออปแอมป์ 741 นั้นมีค่าใกล้เคียงกับกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_{10} ซึ่งแสดงถึงค่า β ส่งผลต่อกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_3 และ Q_4 น้อยมาก โดยภาคอินพุตของ 741 จะคล้ายกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ในบทที่ 2 รูปที่ 2.44 ซึ่ง Q_1 และ Q_3 จะทำหน้าที่รับกระแสและป้อนกลับโดย Q_2 และให้กระแสเอาต์พุตด้วย ส่วนในรูปที่ 5.4 นั้น Q_8 และ Q_9 ทำหน้าที่รับกระแส และ ป้อนกลับโดยใช้ Q_3 และ Q_4 ซึ่งผลที่ได้คือกระแส $I_{C3}+I_{C4}$ เป็นผลของกระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีกระแสอินพุตผ่าน Q_{10} ที่ $I_{C10}=19\mu A$ และพบว่าสมการที่ (2.133) กับ (5.9) มีความสอดคล้องกัน

เมื่อแรงดันอินพุตดิฟเฟอเรนเชียลมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นก็หมายถึงแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 จะมีค่าเท่ากัน ทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากัน ซึ่งเป็นกระแสที่ถูกแบ่งครึ่งมาจาก I_A หรืออาจจะกล่าวได้ว่าทรานซิสเตอร์ Q_1 - Q_6 มีกระแสคอลเล็กเตอร์ไหล $9.5\mu A$ ทุกตัว (กรณีที่มี β ของทรานซิสเตอร์ PNP มีขนาดใหญ่ในระดับหนึ่ง)

ขนาดของกระแสคอลเล็กเตอร์ Q_5 และ Q_6 มีค่าเท่ากัน ($9.5\mu A$) และ ถ้าสมมติให้กระแสเบสของ Q_3 และ Q_4 ไหลน้อยมาก ทำให้สามารถคำนวณกระแสที่ไหลผ่าน Q_7 ได้ โดยคำนวณจากแรงดันตกคร่อมความต้านทาน R_3 ($50k\Omega$) แทน เมื่อกำหนดให้ I_S ของทรานซิสเตอร์ NPN มาตรฐานเท่ากับ 10^{-14} แรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_5 และ Q_6 มีค่าเท่ากับ

$$V_{BE5} = V_{BE6} = V_T \ln \left(\frac{9.5\mu A}{1 \times 10^{-14}} \right) = 0.537V \quad (5.10)$$

และพบว่าแรงดันตกคร่อม ความต้านทาน $1k\Omega$ มีค่าเท่ากับ $9.5\mu A \times 1k\Omega = 9.5mV$ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน Q_7 ประมาณเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน R_3 จะได้เป็น

$$I_{C7} \simeq I_{R3} = \frac{537mV + 9.5mV}{50k\Omega} = 11\mu A \quad (5.11)$$

ต่อไปพิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_{17} จากรูปที่ 5.4 พบว่าสามารถคำนวณหาแรงดันที่ขาเบสของ Q_{17} จากกระแสคอลเล็กเตอร์ที่ได้จากกระแสไบแอสคงที่ $550\mu A$ และ แรงดันตกคร่อม R_8 เท่ากับ

$$V_{B17} = (550\mu A)(100) + V_T \ln \left(\frac{550 \times 10^{-6}}{10^{-14}} \right) = 697mV \quad (5.12)$$

ถ้ากำหนดให้ $\beta=250$ กระแสเบสของ Q_{17} จะเท่ากับ

$$I_{B17} = \frac{550\mu A}{\beta} = \frac{550\mu A}{250} = 2.2\mu A \quad (5.13)$$

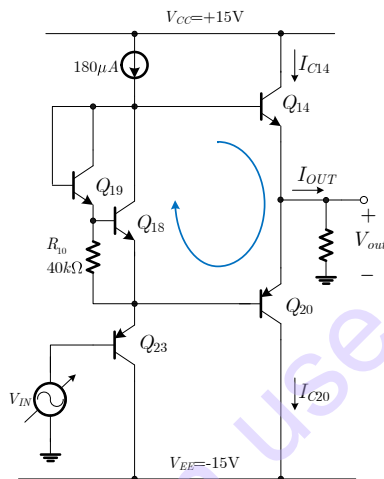
กระแสคอลเล็กเตอร์ Q_{16} จะมีค่าเท่ากับ กระแสที่ไหลผ่าน R_9 รวมกับกระแสเบสของ Q_{17} โดยเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$I_{C16} = I_{R9} + I_{B17} = \frac{697mV}{50k\Omega} + 2.2\mu A = 16\mu A \quad (5.14)$$

เมื่อพิจารณาภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ดังรูปที่ 5.5 โดยเพื่อให้ลดความซับซ้อนลง จะทำการตัดความต้านทานที่ทำหน้าที่ตรวจจับกระแส R_6, R_7 ออก และ ไม่สนใจกระแสเบสซึ่งพบว่ากระแสไหลผ่าน Q_{23} มีค่าเท่ากับ $180\mu A$ ซึ่งทำให้สามารถนำไปหาค่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_{14}, Q_{18}, Q_{19} และ Q_{20} โดย

สมมติให้แรงดันสงบนิ่งที่อินพุต เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตมีค่ากับศูนย์ และกระแสเอาต์พุตจะเป็นศูนย์ด้วย ซึ่งหมายถึง $I_{C14}=I_{C20}$ เพื่อการหาค่ากระแส I_{C18} และ I_{C19} ทำได้โดยการประมาณค่า และ กระทำซ้ำ (Iteration Method) 2 ครั้ง โดยครั้งแรกทำได้โดยไม่สนใจกระแสเบสของ Q_{18} และให้กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_{19} มีค่าประมาณ $0.6V/40k\Omega = 15\mu A$ ดังนั้นกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_{18} จึงมีค่าเท่ากับ $I_{C18}=(180-15)\mu A=165\mu A$ ส่วนครั้งที่สอง จะทำการคำนวณกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_{19} ใหม่โดยใช้กระแสเบสของ Q_{18} ด้วย จะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{C19} = \frac{165\mu A}{\beta_F} + \frac{V_T \ln\left(\frac{165\mu A}{10^{-14} A}\right)}{40k\Omega} = 16\mu A \quad (5.15)$$



รูปที่ 5.5 วงจรออปแอมป์ LM741 โดยแยกเฉพาะภาคขยายเอาต์พุต

จากสมการที่ (5.15) ทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_{18} มีค่าเท่ากับ $I_{C18}=(180-16)\mu A= 164\mu A$ ซึ่งการทำซ้ำมากเท่าไรก็จะทำให้ได้ผลใกล้กับความจริงมากเท่านั้น และ พบว่าผลครั้งที่สองห่างจากครั้งแรกเล็กน้อย และ เป็นที่น่าพอใจแล้ว

ส่วนเมื่อทราบกระแสที่ไหลผ่าน Q_{18} และ Q_{19} ก็สามารถนำไปคำนวณหากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_{14} และ Q_{20} ได้ โดยพิจารณาอุป

$$0 \approx V_{BE14} + |V_{BE20}| - V_{BE16} - V_{BE19} \quad (5.16)$$

โดยที่กระแสที่ทรานซิสเตอร์เอาต์พุต $I_{C14} = |I_{C20}|$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C18}}{I_{S18}}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{C19}}{I_{S19}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{C14}}{I_{S14}}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{C20}}{I_{S20}}\right) \quad (5.17)$$

ในทางปฏิบัติ ทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_{14} และ Q_{20} จะต้องรองรับกระแสสูงในกรณีที่โหลดมีความต้านทานต่ำๆ ซึ่งหมายความว่าโครงสร้างทางกายภาพของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องต่างจากทรานซิสเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจร การทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถรองรับกระแส I_C ได้สูงในกรณีนี้นั้น จะต้องทำให้ทรานซิสเตอร์มีขนาดใหญ่มากกว่าทรานซิสเตอร์ตัวอื่น 3 เท่า ซึ่งหมายความว่า $I_{S14}=I_{S20}=3I_S$ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการกระแสของทรานซิสเตอร์เอาต์พุตได้เป็น

$$I_{C14} = I_{C20} = 3\sqrt{I_{C18}I_{C19}} = 3\sqrt{(16\mu A)(164\mu A)} = 154\mu A \quad (5.18)$$

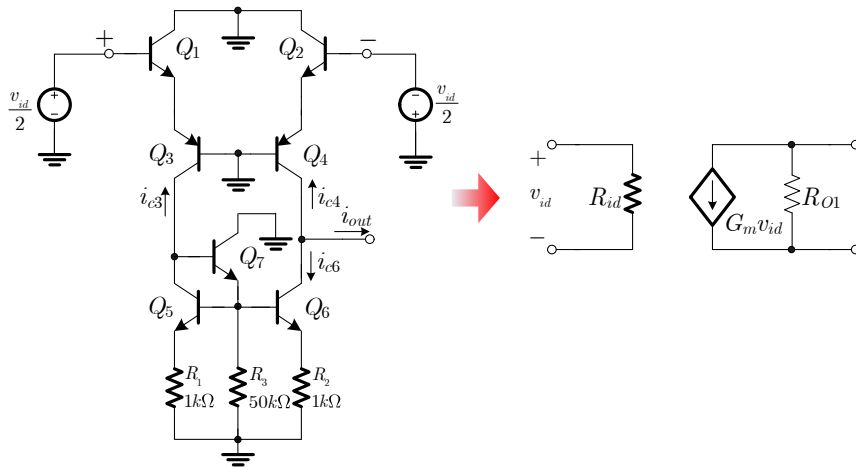
ย้อนกลับไปรูปที่ 5.1(ก) ยังมีทรานซิสเตอร์ Q_{15} , Q_{21} , Q_{22} และ Q_{24} โดยทรานซิสเตอร์กลุ่มนี้จะไม่ได้ทำงานในกรณีที่ออปแอมป์ทำงานปกติ แต่จะทำงานในกรณีที่มีการลัดวงจร หรือ เกิดกระแสเกิน (Overload) ที่เอาต์พุต ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 โดยทรานซิสเตอร์ Q_{15} จะไม่ทำงานจนกว่าแรงดันที่ตกคร่อม R_6 จะสูงกว่า $0.55V$ หรือ มีกระแสไหลผ่าน R_6 ประมาณ $0.55V/27\Omega \cong 20mA$ ซึ่งทรานซิสเตอร์จะทำงานโดยดึงกระแสเบสของ Q_{14} ให้ไหลผ่าน Q_{15} จนทำให้ Q_{14} หยุดทำงานในที่สุด ซึ่งถือว่าการป้องกันเฉพาะด้านบวก

ส่วนการป้องกันด้านลบนั้น กรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_{20} ทำงานปกติ นั้น ทรานซิสเตอร์ Q_{16} , Q_{17} และ Q_{23} ก็จะอยู่น่าสภาวะนำกระแสปกติ แต่เมื่อเกิดการลัดปกติ และมีแรงดันตกคร่อม R_7 สูงกว่า $0.55V$ หรือ มีกระแสไหลผ่าน R_7 ประมาณ $0.55V/22\Omega \cong 25mA$ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_{21} นำกระแส และ ผ่านวงจรสะท้อนกระแส Q_{22} และ Q_{24} มาดึงกระแสเบสของ Q_{16} ลงกราวด์ จนทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_{16} , Q_{17} , Q_{23} และ Q_{20} หยุดนำกระแส ซึ่งเป็นการป้องกันเฉพาะด้านลบ และ เมื่อสมมติให้ออปแอมป์ทำงานปกติที่ไฟเลี้ยง $\pm 15V$ แรงดัน $V_{sat} \approx \pm 14V$ ความต้านทานที่สามารถใช้เป็นโหลดให้กับออปแอมป์ได้จะต้องอยู่ในเงื่อนไข

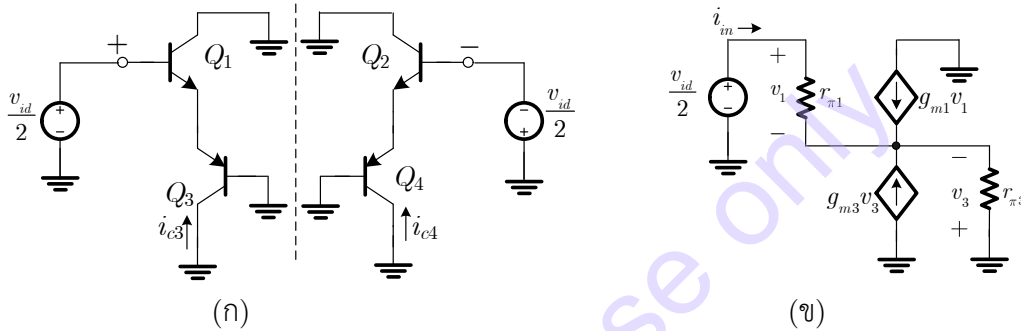
$$R_L > \frac{V_{sat}}{22mA} = \frac{14}{25mA} = 560\Omega \quad (5.19)$$

5.1.2 การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของออปแอมป์ LM741

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติของออปแอมป์ 741 โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก โดยการวิเคราะห์จะแยกวงจรออปแอมป์เป็นสามภาค ภาคอินพุต ภาคขยาย และ ภาคเอาต์พุต โดยจะทำการหาความต้านทานอินพุต เอาต์พุต และ ค่าความนำถ่ายโอนในแต่ละภาค โดยในส่วนแรกจะทำการวิเคราะห์ภาคอินพุตของวงจรก่อน โดยแยกวงจรรย่อยออกมาเขียนใหม่ โดยให้อินพุตของวงจรเป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียลสมบรูณ์ ซึ่งจะทำงานง่ายโดยพิจารณาโนดที่มีแรงดันคงที่จะสามารถกำหนดให้จุดนั้นเป็นกราวด์เสมือนได้ ดังแสดงรูปที่ 5.6 ทำให้ที่ชาคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 เสมือนต่อกับกราวด์ และ ที่ขาเบสของ Q_3 และ Q_4 ก็เสมือนต่อกับกราวด์ โดยค่าความนำถ่ายโอนของภาคแรกคำนวณได้จากกระแสเอาต์พุตเมื่ออินพุตเป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียล เมื่อเอาต์พุตของภาคแรกต่อลงกราวด์ แอกทิฟโหลด Q_5 - Q_7 จะจ่ายกระแส i_{c6} มีค่าประมาณเท่ากับ i_{c3} แต่มีเครื่องหมายตรงกันข้าม ดังนั้น i_{out} จะมีค่าเท่ากับ $-(i_{c4}-i_{c3})$ และ เมื่อคำนวณเป็นค่าความนำถ่ายโอน G_m จะใช้วงจรรูปที่ 5.6 ด้านขวามือ โดยจะแสดงค่าความต้านทานที่ชาคอลเล็กเตอร์ของ Q_3 ว่ามีค่าเล็กมากเมื่อเทียบกับ r_o ของ Q_3 โดยจะแสดงในหัวข้อนี้ วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กแบบครึ่งวงจรของรูปที่ 5.7(ก) แสดงในรูปที่ 5.7(ข)



รูปที่ 5.6 วงจรอินพุตของออปแอมป์ LM741 และ วงจรเสมือน



รูปที่ 5.7 (ก) วงจรในรูปแบบ AC แบ่งครึ่งวงจร

(ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กใช้คำนวณค่าความนำถ่ายโอน

จากรูปที่ 5.7(ข) แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$\frac{v_{id}}{2} = v_1 - v_3 \quad (5.20)$$

พิจารณาด้วย KCL ที่โหนดกลาง และเขียนสมการได้เป็น

$$g_{m1}v_1 + g_{\pi1}v_1 + g_{m3}v_3 + g_{\pi1}v_3 = 0 \quad (5.21ก)$$

หรือ

$$g_{m1}v_1 \left(1 + \frac{1}{\beta_{O1}}\right) = -g_{m3}v_3 \left(1 + \frac{1}{\beta_{O3}}\right) \quad (5.21ข)$$

โดยที่ β_{O1} และ β_{O3} เป็นค่า β_0 ของ Q_1 และ Q_3 ตามลำดับ ทำให้สามารถเขียนสมการที่ (5.20) และ (5.21) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{v_{id}}{2} = -v_3 \left[\frac{g_{m3} \left(1 + \frac{1}{\beta_{O3}}\right)}{g_{m1} \left(1 + \frac{1}{\beta_{O1}}\right)} + 1 \right] \quad (5.22)$$

เมื่อพิจารณาในรายละเอียดพบว่า $|I_{C1}| = |I_{C3}|$ ดังนั้น $g_{m1} = g_{m3}$ และ $\beta_{O1}, \beta_{O3} \gg 1$ ดังนั้น

$$v_3 = -\frac{v_{id}}{4} \quad (5.23)$$

และ
$$i_{c3} = \frac{-g_{m1}v_{id}}{4} \quad (5.24)$$

เมื่อวงจรมีความสมมาตรดังนี้

$$i_{c4} = \frac{g_{m1}v_{id}}{4} \quad (5.25)$$

และเมื่อพิจารณาที่ 5.6 กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = i_{c3} - i_{c4} = -\frac{g_{m1}v_{id}}{2} \quad (5.26)$$

ซึ่งค่าความนำถ่ายโอนของภาคอินพุตจะมีค่าเท่ากับ

$$G_{m1} = -\frac{i_{out}}{v_{id}} = \frac{g_{m1}}{2} = \frac{9.5\mu A}{2V_T} = \frac{1}{5.4k\Omega} = 183.4\mu S \quad (5.27)$$

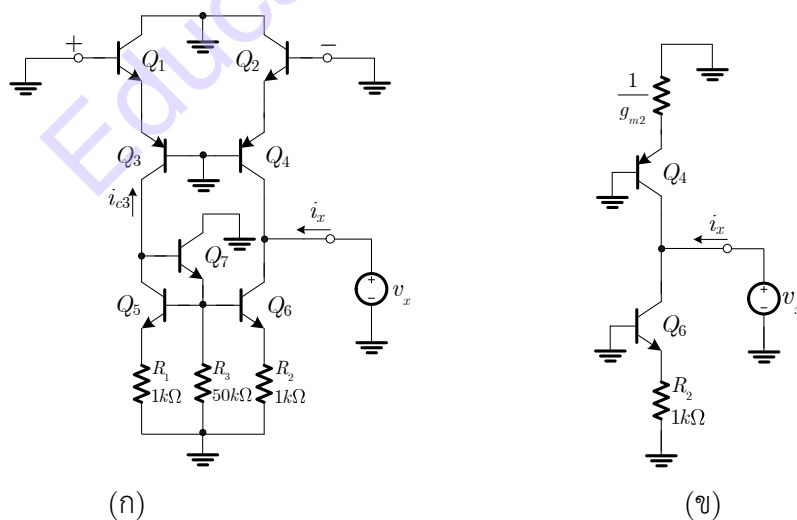
เมื่อพิจารณาที่ 5.7(ข) และ สมการที่ (5.22) สามารถเขียนสมการความต้านทานอินพุตได้เป็น

$$\frac{v_{id}}{2} \approx -2v_3 = -2\left(i_{in}r_{\pi1} - \frac{v_{id}}{2}\right) \quad (5.28)$$

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_{in}} \approx 4r_{\pi1} = 2.7M\Omega \quad (5.29)$$

โดยที่กำหนดให้ค่า $\beta_0=250$ และ พบว่าค่าความต้านทานอินพุตดิฟเฟอเรนเชียลมีค่าเป็น 4 เท่าของความต้านทานอินพุตของทรานซิสเตอร์

ส่วนการคำนวณความต้านทานเอาต์พุต R_{O1} ของภาคแรก ในการหาค่า R_{O1} ทำได้โดยต่ออินพุต Q_1, Q_2 ลงกราวด์ และ แรงดันที่ขาเบสของ Q_3, Q_4 คงที่ สามารถต่อลงกราวด์ได้เช่นกัน ทั้งนี้เนื่องจากกระแสไบแอสคงที่ และ R_{O1} มีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยเนื่องจากอิทธิพลของ Q_5-Q_7 ซึ่งจะกล่าวถึงในอันดับต่อไป



รูปที่ 5.8 (ก) วงจรภาคอินพุตที่ใช้ในการคำนวณความต้านทานเอาต์พุตโดยป้อนแรงดันทดสอบ
(ข) วงจรที่ลดรูปให้ง่ายในการวิเคราะห์

จากรูปที่ 5.8(ก) พบว่าถ้า r_o และ β_o ของ Q_1 - Q_7 มีค่าสูงแต่ไม่เป็นอนันต์ กระแสคอลเล็กเตอร์ Q_3 จะ มีค่าคงที่ และนอกจากนั้นค่าความต้านทานเสมือน Thevenin ที่ขาเบสของ Q_6 มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ r_π ของ Q_6 นั้นหากต่อขาเบสของ Q_6 ลงกราวด์ก็จะทำให้เกิดความผิดพลาดเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นวงจรที่จะใช้ คำนวณความต้านทานเอาต์พุต ของภาคอินพุต 741 สามารถลดรูปให้ง่ายได้ดังแสดงในรูปที่ 5.8(ข) ซึ่งเมื่อ พิจารณาแล้วพบว่า

$$R_{O1} = (R_{out4} \parallel R_{out6}) \quad (5.30)$$

ที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q_6 มีความต้านทานเพิ่มเติมอีก $1k\Omega$ และขณะเดียวกันที่ Q_4 มีความต้านทาน เพิ่มเติมเท่ากับ r_e ของ Q_2 เช่นกัน ทั้งนี้การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสได้อธิบายไว้ ในบทที่ 2 และ ผลของความต้านทานที่ได้มีค่าเท่ากับกับวงจรอิมิตเตอร์ร่วมแบบที่มีการลดอัตราขยายที่ อิมิตเตอร์ ในสมการที่ (5.30) ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$R_o = \left\{ r_{o4} \left(1 + \frac{g_{m4} \frac{1}{g_{m2}}}{1 + \frac{g_{m4}/g_{m2}}{\beta_{o4}}} \right) \right\} \parallel \left\{ r_{o6} \left(1 + \frac{g_{m6} 1k\Omega}{1 + \frac{g_{m6} 1k\Omega}{\beta_{o6}}} \right) \right\} \quad (5.31)$$

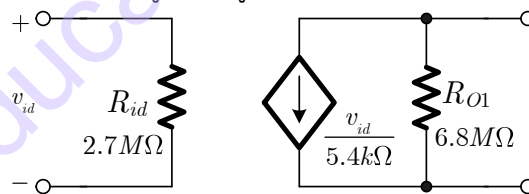
สมมติให้ $\beta_{o4} \gg 1$ และ $\beta_{o6} \gg g_{m6}(1k\Omega)$ จะได้เป็น

$$R_o = 2r_{o4} \parallel 1.36r_{o6} \quad (5.32)$$

โดยที่ $V_{Ampm}=130V$, $V_{Amp}=50V$ และ $I_C=9.5\mu A$ ดังนั้น

$$R_o = 6.8M\Omega \quad (5.33)$$

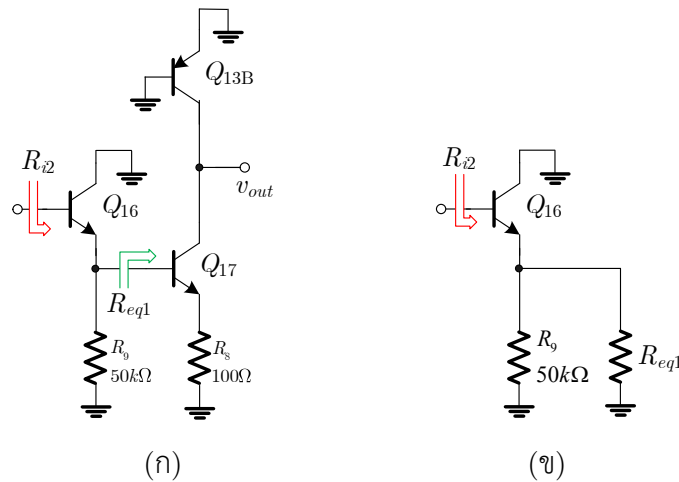
ซึ่งวงจรในภาคแรกสามารถสรุปเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 วงจรสมมูลแบบ Two-port ของวงจร 741 ภาคอินพุต

วงจรภาคที่สอง สามารถพิจารณาได้ลักษณะเดียวกันกับวงจรขยายภาคแรก คือ ต้องทำการคำนวณ ความต้านทานอินพุต ค่าความนำถ่ายโอน และ ความต้านทานเอาต์พุต ซึ่งการคำนวณความต้านทานอินพุต จะ แบ่งการคำนวณเป็นสองขั้นตอน โดยจะพิจารณาเป็นวงจรเสมือน Thevenin ย่อยๆ ขั้นตอนแรก โดยมองเข้าไปที่ขาเบสของ Q_{17} เพื่อหาความต้านทานอินพุตซึ่งก็คือ R_{eq1} ดังรูปที่ 5.10(ก) ซึ่งสามารถใช้การคำนวณความ ต้านทานอินพุต ของวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์ดังสมการที่ (3.82) ได้เป็น

$$R_{eq1} \simeq r_{\pi 17} + (\beta_{o17} + 1)100\Omega \quad (5.34)$$



รูปที่ 5.10 (ก) วงจรขยายภาคที่สองขั้นที่หนึ่ง (ข) วงจรขยายภาคที่สองขั้นที่สอง

และ เมื่อวงจรขั้นที่สองก็สามารถใช้วิธีเดียวกันคำนวณความต้านทาน R_{i2} ได้เป็น

$$R_{i2} \simeq r_{\pi 16} + (\beta_{016} + 1)(50k\Omega \parallel R_{eq1}) \quad (5.35)$$

เมื่อนำสมการที่ (5.34) และ (5.35) มารวมกันจะได้

$$R_{i2} \simeq r_{\pi 16} + (\beta_0 + 1) 50k\Omega \parallel r_{\pi 17} + (\beta_0 + 1)100\Omega \quad (5.36)$$

สมมติให้ทรานซิสเตอร์ NPN ปกติมี $\beta_0=250$ และทรานซิสเตอร์ Q_{16} มีกระแสไหลเท่ากับ $16\mu A$ ขณะที่ Q_{17} มีกระแสไหล $550\mu A$ แทนลงในสมการที่ (5.36) ได้เป็น

$$R_{i2} \simeq 406k\Omega + 251 \cdot 50k\Omega \parallel 37k\Omega = 5.7M\Omega \quad (5.37)$$

ส่วนค่าความนำถ่ายไอออนของวงจรจะพบว่า Q_{16} ทำงานเป็นวงจรอิมิตเตอร์ตาม หรือ วงจรตามแรงดัน ซึ่งจะมีอัตราขยายประมาณ 1 ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_{17} นั้นจะทำงานเป็นวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วมที่มีการลดอัตราขยายที่อิมิตเตอร์ โดยมีค่าความนำถ่ายไอออนเท่ากับสมการที่ (3.85) และ เมื่อนำมาแทนค่าจะมีค่า G_{m2} เท่ากับ

$$G_{m2} \simeq \left[\frac{g_{m17}}{1 + g_{m17}R_E} \right] = \frac{1}{147\Omega} \quad (5.38)$$

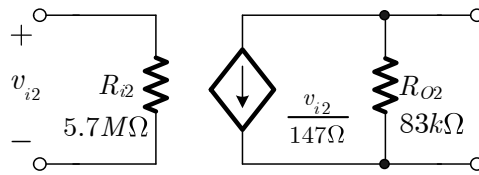
ส่วนความต้านทานเอาต์พุตของวงจรภาคที่สอง (R_{o2}) นี้ ได้มาจากความต้านทานเอาต์พุตของ Q_{13B} ขนานกับความต้านทานที่มองเข้าไปที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q_{17} ซึ่งสามารถใช้สมการที่ (3.90) ในการคำนวณได้เช่นกัน ดังนี้

$$R_{o2} = r_{o13B} \parallel \left\{ r_{o17} \left[1 + \frac{g_{m17}R_E}{1 + \frac{g_{m17}R_E}{\beta_0}} \right] \right\} \quad (5.39)$$

สมมติให้ $\beta_0 \gg g_{m17}R_E$ ดังนั้น

$$R_{o2} = r_{o13B} \parallel \left[r_{o17} \left[1 + g_{m17} \cdot 100\Omega \right] \right] = 83k\Omega \quad (5.40)$$

ซึ่งวงจรในภาคที่สองสามารถสรุปเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 วงจรสมมูลแบบ Two-port ของวงจรขยาย 741 ภาคที่สอง

ในการวิเคราะห์ภาคที่สามของ 741 ซึ่งคือภาคเอาต์พุต โดยแสดงดังวงจรรูปที่ 5.12(ก) โดยภาคที่สามเป็นภาคขยายสุดท้าย โดยหลักการแล้วในภาคนี้จะต้องทำตัวเป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่ดี และ ขับกระแสให้กับโหลดได้ดี ซึ่งความต้านทานเอาต์พุตจะต้องมีค่าต่ำ ส่วนความต้านทานอินพุตควรมีค่าสูง ส่วนอัตราขยายประมาณ 1 โดยเพื่อให้สะดวกในการวิเคราะห์ จะตัดความต้านทานตรวจจับกระแสเกินออก ซึ่งแหล่งจ่ายกระแส Q_{13} และ ไดโอดที่สร้างจาก Q_{18} และ Q_{19} จะมีกระแสไหลคงที่ สามารถกำหนดให้เท่ากับความต้านทาน 3 ตัวดังรูปที่ 5.12(ข) โดยจะกำหนดกระแสเอาต์พุตเท่ากับ 2mA และ ต่อกับโหลดเท่ากับ 2kΩ โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ Q_{14} ทำงานในย่านแอกทิฟ ในขณะที่ Q_{20} มีการนำกระแสเพียงเล็กน้อย ในที่นี้จะไม่นำมาพิจารณา โดยสามารถพิจารณาเป็นวงจรแบบลดรูปได้ดังรูปที่ 5.12(ข) โดยมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 1 เนื่องจากเป็นวงจรอิมิตเตอร์ตามแบบอนุกรมนั่นเอง

อันดับแรก พิจารณาความต้านทานอินพุต R_{i3} ที่ภาคขยายเอาต์พุต โดยมองเข้าไปที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ จะได้เป็น R_{eq2} ดังรูปที่ 5.12(ข) ซึ่งมีลักษณะเป็นวงจรอิมิตเตอร์ตาม ซึ่งมีความต้านทานอินพุตตามสมการที่ (3.65) ดังนั้นความต้านทาน R_{eq2} จึงมีค่าเท่ากับ

$$R_{eq2} = r_{\pi14} + (\beta_{014} + 1)(2k\Omega) \quad (5.41)$$

และเมื่อมองออกจากขาอิมิตเตอร์ Q_{23} เพื่อหาความต้านทานเสมือน R_{eq3} จะได้เป็น

$$R_{eq3} = r_{d18} + r_{d19} + r_{o13A} \parallel R_{eq2} \quad (5.42)$$

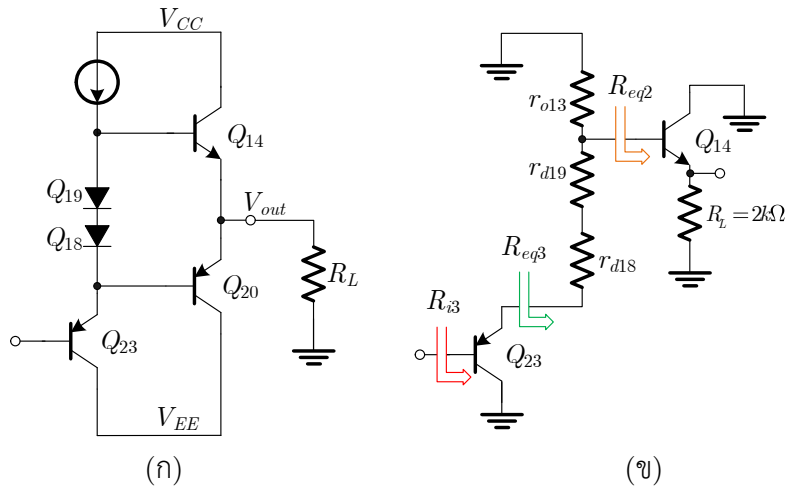
และ เมื่อมองมาถึง R_{i3} ที่ขาเบสของ Q_{23} วงจรก็จะเป็นวงจรอิมิตเตอร์ตาม โดยมี R_{eq3} เป็นโหลด ดังนั้น R_{i3} จึงมีค่าเท่ากับ

$$R_{i3} = r_{\pi23} + (\beta_{023} + 1)R_{eq3} \quad (5.43)$$

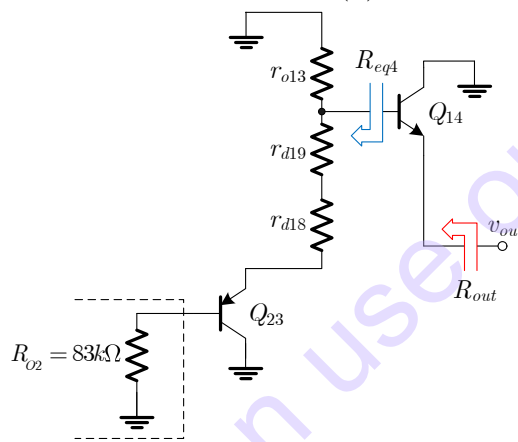
ในที่นี้ทรานซิสเตอร์ Q_{23} และ ไดโอดทั้งสองมีกระแสไหลผ่านเท่ากับ 180μA ขณะที่ Q_{14} มีกระแสไหลผ่าน 2mA และ สมมติให้ทรานซิสเตอร์ NPN มี $\beta_0=250$ และ PNP มี $\beta_0=50$ ความต้านทานอินพุตจึงมีค่าเท่ากับ

$$R_{i3} = r_{\pi23} + 51R_{eq3} = 9.1M\Omega \quad (5.44)$$

เป็นที่สังเกตได้ว่า ความต้านทานอินพุตมีค่าสูงกว่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรขยายภาคที่สองค่อนข้างมาก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีอย่างยิ่งในการเชื่อมต่อ โดยมั่นใจได้ว่าจะไม่ไปส่งผลกระทบต่อภาคขยายก่อนหน้า



รูปที่ 5.12 (ก) วงจรรขยายภาคที่สามชั้นที่หนึ่ง (ข) วงจรรขยายภาคที่สามชั้นที่สอง



รูปที่ 5.13 วงจรรขยายภาคที่สามใช้คำนวณความต้านทานเอาต์พุต

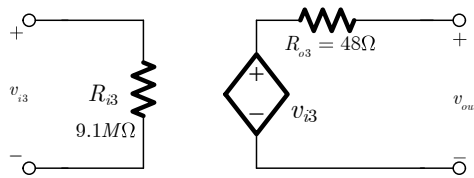
อันดับต่อไปคือการคำนวณความต้านทานเอาต์พุต ซึ่งในกรณีนี้จะต้องรวมความต้านทานเอาต์พุตของวงจรรขยายก่อนหน้าเข้ามาวงจรด้วย ดังแสดงในวงจรรูปที่ 5.13 ทำให้วงจรมีลักษณะเป็นวงจรอิมิตเตอร์ตาม ซึ่งสามารถนำสมการที่ (3.68) มาประยุกต์ใช้หาความต้านทานเอาต์พุตได้ โดยเมื่อมองออกจากขาเบสของ Q_{14} จะพบว่าความต้านทานเสมือน R_{eq4} จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{eq4} = r_{o13A} \parallel \left[r_{d18} + r_{d19} + \frac{R_{o2} + r_{\pi23}}{\beta_{023} + 1} \right] = 2.06k\Omega \quad (5.45)$$

และในทำนองเดียวกัน เมื่อมองเข้ามาที่เอาต์พุต ความต้านทานเอาต์พุต R_{out} จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{out} = \frac{R_{eq4} + r_{\pi14}}{\beta_{014} + 1} = 21\Omega \quad (5.46)$$

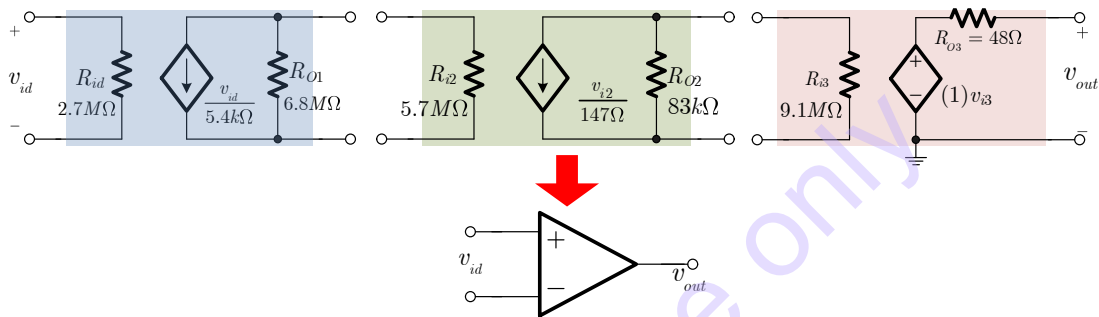
หากต้องการความต้านทานเอาต์พุตที่ถูกต้อง จึงต้องนำเอาความต้านทานตรวจจับกระแส 27Ω รวมกับสมการที่ (5.46) ทำให้ R_{os} เท่ากับ 48Ω และ เขียนเป็นวงจรสมมูลแบบ Two-port ของวงจรรขยาย 741 ภาคที่สามได้ดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 วงจรสมมูลแบบ Two-port ของวงจรรขยาย 741 ภาคที่สาม

5.1.3 การวิเคราะห์คุณสมบัติของ 741 ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแบบสมบูร์ณ

วงจรรวมสัญญาณขนาดเล็กของออปแอมป์ 741 สามารถสรุปได้โดยนำทั้งการวิเคราะห์สามส่วนจากรูปที่ 5.9 รูปที่ 5.11 และ รูปที่ 5.14 มาต่อกันแบบคาสเคดดังรูปที่ 5.15 โดยสามารถสรุปเป็นอัตราขยายแรงดัน ความต้านทานอินพุต และ เอาต์พุตของออปแอมป์ได้ดังนี้



รูปที่ 5.15 วงจรสมมูลของวงจรรขยาย 741 แบบสมบูร์ณ

จากรูปที่ 5.15 อัตราขยายแรงดันของออปแอมป์ 741 มีค่าเท่ากับ

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{id}} = [G_{m1}(R_{O1} \parallel R_{i2})][G_{m1}(R_{O2} \parallel R_{i3})]$$

$$= \left[-(1/5.4k\Omega)(3.1M\Omega) \right] \left[-(1/147\Omega)(82.25k\Omega) \right] \quad (5.47)$$

ส่วนความต้านทานอินพุต และ เอาต์พุต มีค่าเท่ากับ

$$R_{id} = 2.7M\Omega \quad (5.48)$$

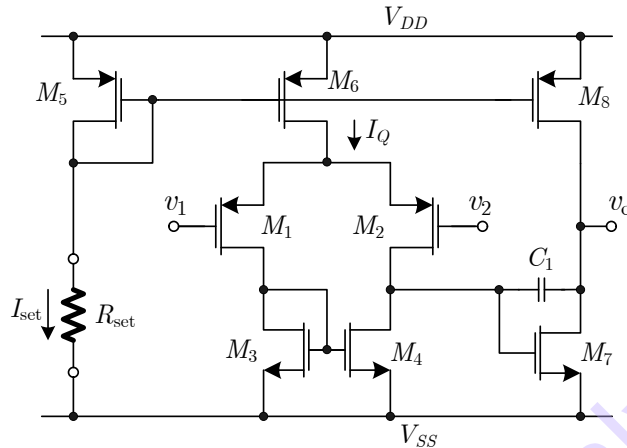
$$R_o = 48\Omega \quad (5.49)$$

5.1.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟตรงของซีมอสออปแอมป์ MC14573

จากหัวข้อที่แล้ว ออปแอมป์ LM741 เป็นออปแอมป์ที่สร้างจากเทคโนโลยีไบโพลาร์ เพื่อใช้ในงานทั่วไป สามารถรองรับโหลดขนาดใหญ่ได้ โดยใช้วงจรมิตเตอร์ตามซึ่งมีความต้านทานเอาต์พุตต่ำ ทำให้ลดผลกระทบจากโหลด (Loading Effect) ได้

ในอีกด้านหนึ่ง ออปแอมป์ที่ใช้เทคโนโลยีซีมอส ก็มีการนำใช้งานเช่นเดียวกัน โดยใช้ในการขับโหลดที่เป็นตัวเก็บประจุประมาณในหน่วย Pico Farad เป็นหลัก ในซีมอสออปแอมป์ส่วนใหญ่จะมักจะไม่จำเป็นต้องมีความต้านทานเอาต์พุตที่ต่ำ และ ถ้าออปแอมป์อินพุตไม่ได้เชื่อมต่โดยตรงกับภายนอก ก็ไม่จำเป็นต้องมีการป้องกันไฟฟ้าสถิตที่อินพุตแต่อย่างใด ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงตัวอย่างการวิเคราะห์ และ ออกแบบซีมอสออปแอมป์ โดยเริ่มต้นจะทำความเข้าใจแนวคิดพื้นฐานของซีมอสออปแอมป์ และ วิเคราะห์ออปแอมป์แบบสามภาคที่เอาต์พุตมีการทำงานแบบ Push-pull ซึ่งจะวิเคราะห์ทั้งในแบบ DC และ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก โดย

ในตัวอย่างของซีมอสอปแอมป์ในหัวข้อนี้จะใช้ออปแอมป์เบอร์ MC14573 [2] โดยมีวงจรรายในอย่างง่ายเป็นดังรูปที่ 5.16 โดยทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ชนิด PMOS จะทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายคู่ดิฟเฟอเรนเชียล และมีทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 ชนิด NMOS ทำงานในรูปของแอกทิฟโหลต โดยมี M_5 และ M_6 ทำหน้าที่เป็นวงจรรสะท้อนกระแส ซึ่งกำหนดกระแสไบแอสด้วยความต้านทาน R_{set}



รูปที่ 5.16 โครงสร้างของซีมอสอปแอมป์เบอร์ MC14573

ในภาคที่สองจะเป็นภาคเอาต์พุตประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_7 ทำงานเป็นวงจรรขยายแบบซอร์รวม ทรานซิสเตอร์ M_8 เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ให้กับทรานซิสเตอร์ M_7 และทำงานเป็นเหมือนแอกทิฟโหลต รวมถึงมีการชดเชยภายในด้วย C_1 เพื่อรักษาเสถียรภาพการทำงาน

เริ่มต้นจากการวิเคราะห์การทำงานส่วนของการไบแอสกระแส โดยออปแอมป์ตัวนี้จะใช้การไบแอสจากตัวต้านทานภายนอก R_{set} โดยผ่านวงจรรสะท้อนกระแสด้วยทรานซิสเตอร์ M_5 และ M_6 ซึ่งมีความสมพงค์กันทุกประการดังนั้นสามารถเขียนสมการกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน R_{set} ได้เป็น

$$I_{set} = I_Q = \frac{V_{DD} - V_{SS} - V_{SG5}}{R_{set}} \quad (5.50)$$

และ เมื่อพิจารณาที่ด้านหนึ่งกระแส I_{set} ก็เท่ากับกระแสซอสของทรานซิสเตอร์ M_5 เช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$I_{set} = \frac{k'_{p5}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) V_{SG5} - |V_{TP}|^2 \quad (5.51)$$

ในการพิจารณากระแสไบแอสของ MC14573 สามารถคำนวณได้จากเงื่อนไขดังต่อไปนี้ สมมติให้ $k'_n = 100 \mu A/V^2$, $k'_p = 40 \mu A/V^2$ โดยใช้ไฟเลี้ยง $V_{DD} = -V_{SS} = 5V$ และ $R_{set} = 225k\Omega$ และ $(W/L) = 6.25$ สำหรับทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 และ $(W/L) = 12.5$ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่เหลือ โดยค่าความนำถ่ายโอนของ M_5 และ M_6 มีค่าเท่ากับ

$$\frac{k'_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{5,6} = \left(\frac{0.04}{2} \right) 12.5 = 0.25 \text{ mA}/V^2 \quad (5.52)$$

จากสมการที่ (5.50) และ (5.51) สามารถใช้คำนวณหา V_{SG5} ได้โดย

$$\frac{k'_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right) V_{SG5} - |V_{TP}|^2 = \frac{V_{DD} - V_{SS} - V_{SG5}}{R_{set}} \quad (5.53ก)$$

หรือ
$$0.25 V_{SG5} - 0.5^2 = \frac{5 - (-5) - V_{SG5}}{225} \quad (5.53ข)$$

ดังนั้น
$$V_{SG5} = 0.9022V \quad (5.54)$$

และ จากสมการที่ (5.50) จะได้

$$I_{set} = I_Q = \frac{10 - 0.9022}{225} = 40.4\mu A \quad (5.55)$$

กระแสของ M_7 และ M_8 จะมีค่า $40.4\mu A$ เท่ากัน และ กระแสของ M_1 และ M_2 มีค่าเป็น $20.2\mu A$ เท่าๆ กัน อย่างไรก็ตามกระแสของ M_1 สามารถเปลี่ยนแปลงได้ง่ายๆ โดยเปลี่ยนที่ค่าต้านทาน R_{set} เมื่อทรานซิสเตอร์ M_5 , M_6 และ M_8 มีค่าสมพงค์กัน กระแสของทั้งสามตัวก็จะเท่ากัน เนื่องจากแรงดันขอส-เกตที่เท่ากัน ส่วน M_7 มีค่า Aspect Ratio (W/L) มากกว่าทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 อยู่ 2 เท่า ซึ่งก็หมายถึงกระแสที่ M_7 จะมากกว่ากระแสของ M_3 และ M_4 อยู่ 2 เท่าด้วย

5.1.5 การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของซีมอสออปแอมป์ MC14573

ในการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก จะนำมาใช้อธิบายเรื่องอัตราขยาย ซึ่งในซีมอสออปแอมป์จะสามารถแบ่งเป็นภาคขยายสองส่วนคือ ภาคอินพุต และ เอาต์พุต ซึ่งในส่วนแรกคือภาคอินพุต โดยวงจรจะเป็นวงจรขอสคู่ดิฟเฟอเรนเชียล โดยสามารถนำสมการที่ (3.144) มาอธิบายอัตราขยายของวงจรได้เป็น

$$A_{dm1} = g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4}) = \sqrt{2k'_p W/L} I_{D1} r_{o2} \parallel r_{o4} = \sqrt{k'_p W/L} I_Q r_{o2} \parallel r_{o4} \quad (5.56)$$

โดยที่ r_{o2} และ r_{o4} คือความต้านทานเอาต์พุตของ M_2 และ M_4 ตามลำดับ และ เนื่องด้วยความต้านทานอินพุตของภาคเอาต์พุตมีค่าเป็นอนันต์ จึงไม่เกิดสภาวะ Loading Effect ระหว่างกัน และ ถ้าเราสมมติให้ค่า λ ของทรานซิสเตอร์เท่ากันทุกตัวจะพบว่า

$$r_{o2} = r_{o4} = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (5.57)$$

ด้วย I_D ของ M_2 และ M_4 ในสถานะสงบมีค่าเท่ากับ $I_D = I_Q/2$ และ ในทำนองเดียวกัน อัตราขยายของภาคที่สองจะขึ้นอยู่กับ M_7 และ M_8 ดังสมการที่ (5.58)

$$A_2 = g_{m7}(r_{o7} \parallel r_{o8}) \quad (5.58)$$

โดยที่ $g_{m7} = \sqrt{2k'_n W/L} I_{D7}$ และ $r_{o7} = r_{o8} = 1/\lambda I_{D7}$ โดยสมการที่ (5.58) จะสมมติให้ไม่มีโหนดที่เอาต์พุต เมื่อพิจารณาอัตราขยายของภาคที่สอง เพื่อหาอัตราขยายรวมของวงจร โดยสมมติทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่า Channel Length Modulation (λ)=0.02V⁻¹ ความนำรวมของ M_1 และ M_2 จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{k'_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{1,2} = \left(\frac{0.04 \times 10^{-3}}{2} \right) 12.5 = 0.25 \text{ mA/V}^2 \quad (5.59)$$

ความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ M_2 และ M_4 เท่ากับ

$$r_{o2} = r_{o4} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} = \frac{1}{(0.02)(0.0202 \times 10^{-3})} = 2.475 \text{ M}\Omega \quad (5.60)$$

จากสมการที่ (5.58) อัตราขยายแรงดันของภาคอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} A_{dm1} &= \sqrt{k'_p \frac{W}{L} I_Q r_{o2} \parallel r_{o4}} \\ &= \sqrt{5 \times 10^{-3} \cdot 12.5 \cdot (40.4 \times 10^{-6}) \cdot 2.475 \times 10^6 \parallel 2.475 \times 10^6} = 176 \end{aligned} \quad (5.61)$$

ค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ M_7 คำนวณได้จาก

$$g_{m7} = \sqrt{2k'_n \frac{W}{L} I_{D7}} = \sqrt{2 \cdot 0.1 \times 10^{-3} \cdot 12.5 \cdot 40.4 \times 10^{-6}} = 317.8 \mu\text{A/V} \quad (5.62)$$

ส่วนความต้านทานเอาต์พุตของ M_7 และ M_8 เท่ากับ

$$r_{o7} = r_{o8} = \frac{1}{\lambda I_{D7}} = \frac{1}{0.02 \cdot 4.04 \times 10^{-6}} = 1.238 \text{ M}\Omega \quad (5.63)$$

จากสมการที่ (5.58) อัตราขยายของภาคขยายที่สอง

$$A_2 = g_{m7}(r_{o7} \parallel r_{o8}) = 317.8 \mu\text{A} \cdot 1.238 \text{ M}\Omega \parallel 1.238 \text{ M}\Omega = 197 \quad (5.64)$$

ดังนั้นอัตราขยายรวมของซีมอสอปแอมป์จะมีค่าเท่ากับ

$$A_v = (A_{dm1})(A_2) = 176 \times 197 = 34,672 \quad (5.65)$$

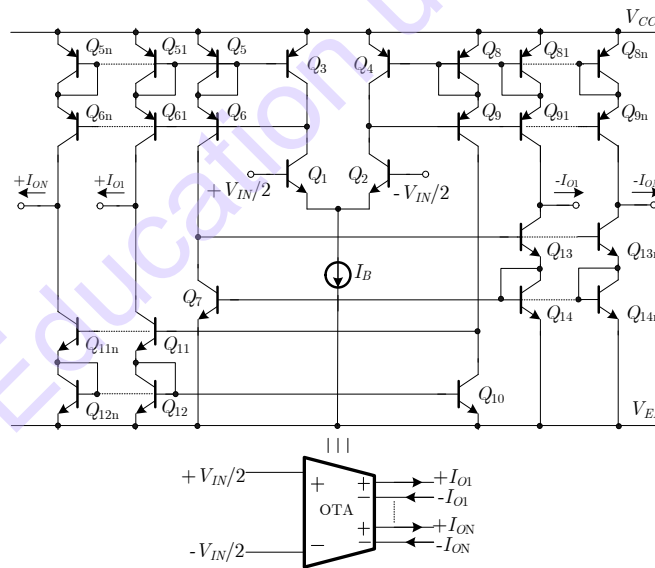
5.2 โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifiers: OTA)

บล็อกแอกทิฟที่มีความสำคัญอีกวงจรหนึ่ง ที่จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่ได้รับความนิยม เนื่องจากมีโครงสร้างง่ายไม่ซับซ้อน สามารถสร้างได้โดยใช้วงจรรคูดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Pair) และ วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) สามารถทำงานได้ทั้งในรูปแบบแรงดันและกระแส อีกทั้งยังสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ มีผู้นำไปต่อยอดเป็นงานวิจัยอีกมากมาย ทั้งในอดีตจนถึงปัจจุบัน อีกทั้งได้มีการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมชนิด LSI เชิงพาณิชย์อีกด้วย อุปกรณ์ดังกล่าวก็คือ โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifiers: OTA) ซึ่งอุปกรณ์ตัวนี้จะทำงานเป็นเสมือนกับแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Current Source: VCCS) โดยจะให้เอาต์พุตเป็นกระแสจากอินพุตที่เป็นแรงดัน ข้อดีของอุปกรณ์ตัวนี้มีหลายอย่างเช่น สามารถออกแบบในรูปแบบ Monolithic การตอบสนองในด้านความถี่สูงกว่าออปแอมป์ อย่างมีนัยสำคัญ สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรต่างๆ ได้อย่างกว้างขวาง ในทางปฏิบัติยังสามารถออกแบบเป็นวงจรรวมได้ทั้งในเทคโนโลยีไบโพลาร์ หรือ ซีมอส ซึ่งในท้องตลาดสามารถพบโอทีเอเชิงพาณิชย์ที่มีอยู่ในท้องตลาดสามารถหาได้อย่างกว้างขวาง อาทิเช่น CA3080,

LM13700, LM13600, OPA861 ซึ่งใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ แต่ในเทคโนโลยีแบบซีมอสนั้นไม่เป็นที่นิยมมาสร้างเป็นวงจรรวมแบบ LSI เนื่องจากการจ่ายกระแสที่น้อยกว่า ไม่ทนทานต่อไฟฟ้าสถิต ดังนั้นมักจะทำโอทีเอทีที่สร้างด้วยเทคโนโลยีซีมอสประกอบอยู่เป็นส่วนหนึ่งในวงจรรวมขนาดใหญ่มาก (Very Large Scale Integrated Circuit: VLSI) ซึ่งสามารถทำงานได้เช่นเดียวกับไบโพลาร์โอทีเอที เพียงแต่มีค่าความนำถ้ายโอน (g_m) ต่ำกว่า แต่มีข้อดีคืออินพุตอิมพีแดนซ์สูงเป็นอนันต์ และใช้กำลังงานต่ำกว่า ซึ่งจะกล่าวถึงในอันดับต่อไป

5.2.1 วงจรโอทีเอทีโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ในความจริงแล้ว โอทีเอทีคือวงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล (Emitter-Coupled Pair) ประกอบร่วมกันกับวงจรสะท้อนกระแสจำนวนหนึ่ง เพื่อนำผลต่างของกระแสจากคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลออกมาเป็นเอาต์พุตนั่นเอง ซึ่งในอดีตได้ถูกออกแบบมาเพียงหนึ่งเอาต์พุต แต่ในโอทีเอทียุคใหม่ที่อยู่ในวงจรรวมมักจะมีหลายเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 5.17 โดยเอาต์พุตจะสามารถมีเท่าไรก็ได้ (Arbitrary) ในหลักการ แต่ในความจริงแล้วก็ไม่ควรจะมีมากเกินไปเพราะจะเกิดกระแสผิดพลาดได้ และ ยังมีองค์ประกอบแฝงมากขึ้นทำให้ประสิทธิภาพของบล็อกแอกทิฟลดลง ด้วยโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอทีมาจากวงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลจากรูปที่ 3.32 ในหัวข้อ 3.11.1 เพื่อความสะดวกในการอธิบายการทำงานของวงจร จะนำสมการที่เกี่ยวข้องมาอ้างอิง และ ปรับใช้ในบทนี้เป็นส่วนใหญ่ และ วงจรโอทีเอทีในที่นี้จะใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson จากรูปที่ 2.47 ในหัวข้อที่ 2.3.4 เพื่อความแม่นยำในการถ่ายทอดกระแส และ มีความต้านทานเอาต์พุตที่สูง แต่ในบางกรณีอาจจะใช้เพียงแควงกระแสสะท้อนอย่างง่ายก็เพียงพอ และ เช่นเดียวกันเพื่อความสะดวกในการอธิบายในบทนี้จะอ้างอิงเฉพาะสมการ และ คำอธิบายที่จำเป็นเท่านั้น

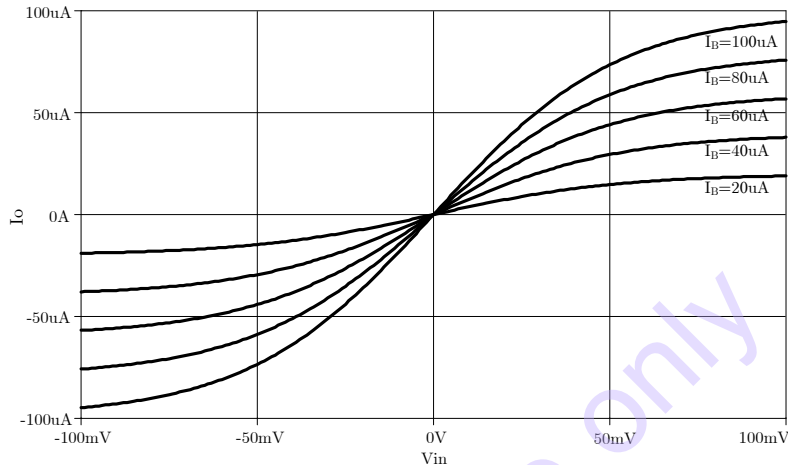


รูปที่ 5.17 วงจรไบโพลาร์โอทีเอทีเอชชนิดหลายเอาต์พุต (Multiple-output BJT-OTA) [3]

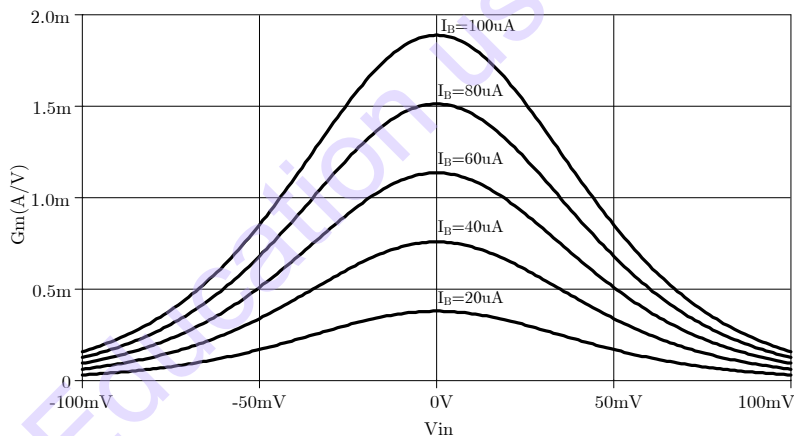
จากรูปที่ 5.17 และ สมการที่ (3.127) สามารถเขียนสมการเอาต์พุตของโอทีเอทีได้เป็น

$$I_{O_i} = \alpha_F I_B \tanh\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right) \approx v_{id} \left(\frac{I_B}{2V_T}\right) = v_{id} g_m \quad (5.66)$$

โดยที่ $\alpha_F \simeq 1$ ซึ่งจะพบว่าค่าความนำถ่ายโอน (g_m) สามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับกระแสไบแอส (I_B) และ จากเงื่อนไข $v_{id} < 2V_T$ ทำให้อินพุตมีความเป็นเชิงเส้นที่จำกัด โดยวงจรไบโพลาร์โอทีเอที่ใช้เป็นตัวอย่าง สามารถจำลองการทำงานด้วย Model Transistor Array 3127 และ 3128 [4] ซึ่งคุณสมบัติทางไฟตรงของ ไบโพลาร์โอทีเอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.18 ซึ่งจะพบว่ากระแสเอาต์พุต I_O มีสามารถปรับได้โดยการ เปลี่ยนแปลงกระแสไบแอส I_B โดยไม่มีผลกระทบต่อย่านอินพุตปฏิบัติงาน และ รูปที่ 5.19 แสดงให้เห็นว่าค่า ความนำถ่ายโอน (g_m) มีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นตามการปรับกระแสไบแอส



รูปที่ 5.18 กระแสเอาต์พุต I_O ของไบโพลาร์โอทีเอเมื่อปรับกระแสไบแอส I_B

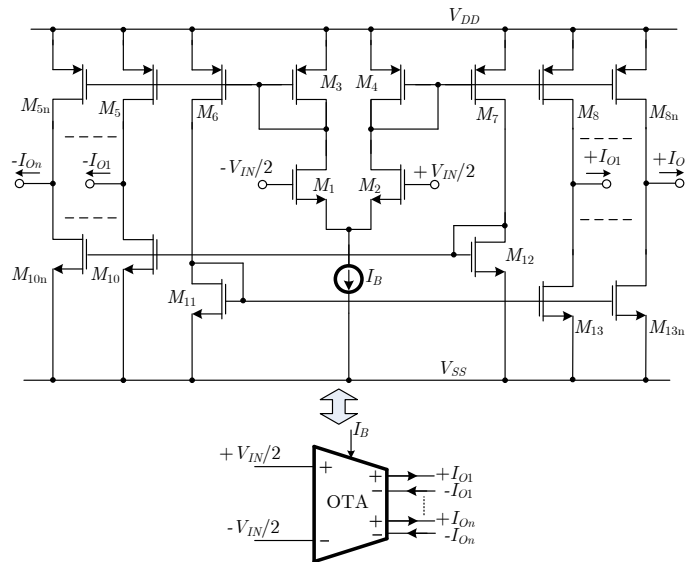


รูปที่ 5.19 ค่าความนำถ่ายโอนของไบโพลาร์โอทีเอเมื่อปรับกระแสไบแอส I_B

5.2.2 วงจรโอทีเอโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

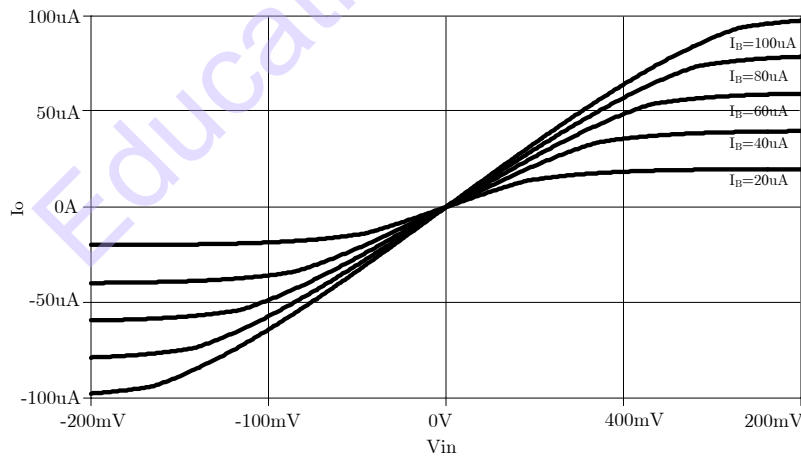
เทคโนโลยีซีมอสก็สามารถนำมาสร้างเป็นโอทีเอได้เช่นเดียวกัน โดยใช้โครงสร้างของวงจรคูตีฟเฟอเรนเชียล (Differential Pairs) แบบซีมอส ประกอบร่วมกับกับวงจรสะท้อนกระแสจำนวนหนึ่ง และ นำผลต่างของกระแสจากคูตีฟเฟอเรนเชียลออกมาเป็นเอาต์พุต ในซีมอสโอทีเอยุคใหม่มักจะสร้างเป็นแบบหลายเอาต์พุต ซึ่งมีโครงสร้างคล้ายกับไบโพลาร์โอทีเอมากดังในรูปที่ 5.20 และ ด้วยพื้นฐานของวงจรคูตีฟเฟอเรนเชียลแบบซีมอสทำให้สามารถทำอนุพันธ์สมการที่ (3.141) โดยสามารถเขียนค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของโอทีเอแบบซีมอสได้เป็น

$$g_m = \left. \frac{\partial \Delta I_d}{\partial V_{id}} \right|_{V_{id}=0} = \sqrt{\mu_o C_{OX}(I_B)(W/L)_{1,2}} \quad (5.60)$$

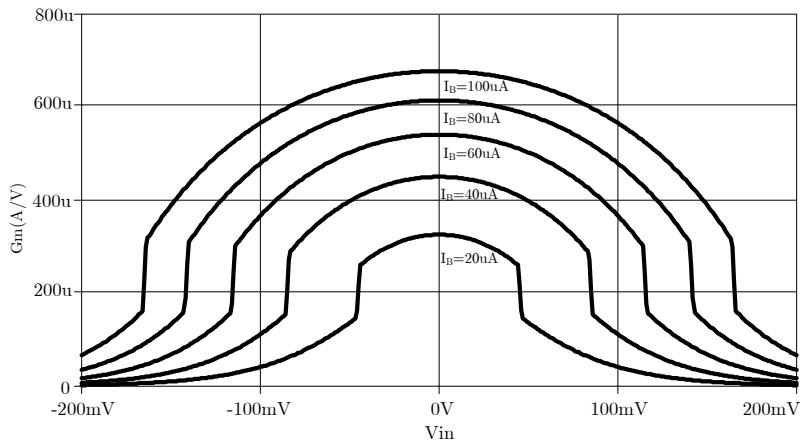


รูปที่ 5.20 วงจรซีมอสโอทีเอชนิดหลายเอาต์พุต (Multiple-output CMOS-OTA) [5]

จากสมการที่ (5.60) จะเห็นได้ว่าค่าความนำถ่ายโอนของซีมอสโอทีเอสามารถปรับค่าได้ตามกระแสไบแอส แต่จะไม่เป็นเชิงเส้นเหมือนกับของไบโพลาร์โอทีเอ โดยวงจรซีมอสโอทีเอที่ใช้เป็นตัวอย่างสามารถจำลองการทำงานจะใช้ Model TSMC 0.25 μm [6] โดยกำหนดค่า $(W/L)_{1,2}=10\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ และด้วยหลักการทำงานของซีมอสโอทีเอนั้น ก็มีความคล้ายกันกับไบโพลาร์โอทีเอ แต่ก็มีคุณสมบัติบางประการที่แตกต่างกัน บางส่วนถือเป็นข้อดี เช่น ความต้านทานอินพุตของซีมอสโอทีเอมีค่าสูงมาก เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ไม่มีกระแสไหลที่ขาเกต มีช่วงอินพุตปฏิบัติการที่กว้าง และ ค่าน้ำหนักจะมีความเป็นเชิงเส้นมากกว่าไบโพลาร์โอทีเอ ดังแสดงรูปที่ 5.21 แต่การเปลี่ยนแปลงของค่าความนำถ่ายโอนในมอสโอทีเอ นั้นไม่เชิงเส้นตามการปรับกระแสไบแอส ดังรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.21 กระแสเอาต์พุต I_O ของซีมอสโอทีเอเมื่อปรับกระแสไบแอส I_B

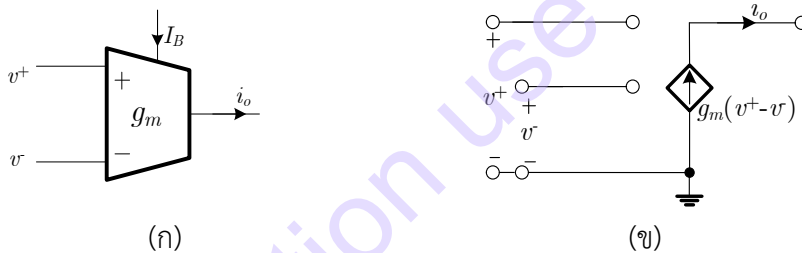


รูปที่ 5.22 ค่าความนำถ่ายโอนของซีมอสโอทีเอเมื่อปรับกระแสไบแอส I_B

5.2.3 แบบจำลองของโอทีเอ

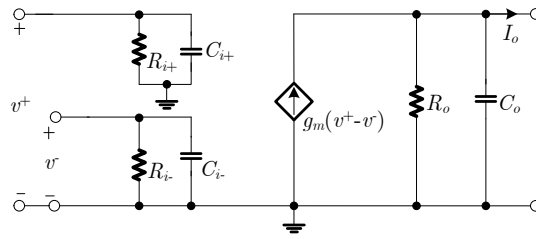
สัญลักษณ์โอทีเอที่แสดงอยู่ในรูปที่ 5.23(ก) ส่วนแบบจำลองอธิบายในรูปแบบ VCCS และมีสมการความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตดังสมการที่ (5.68)

$$i_o = g_m(v^+ - v^-) \quad (5.68)$$



รูปที่ 5.23 (ก) สัญลักษณ์โอทีเอ และ (ข) วงจรสมมูล

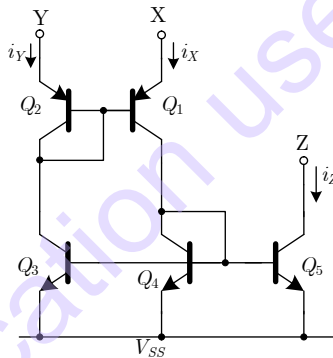
ด้วยคุณสมบัติอินพุต และ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงมาก โดยทั่วไป g_m จะมีค่าน้อยมาก และสามารถปรับค่าได้แสดงด้วยกระแส I_B ในรูปที่ 5.23(ก) ซึ่งในกรณีนี้สามารถเขียนได้เป็น $g_m = KI_B$ ในการแสดงค่าของ g_m จะมีหน่วยเป็น μs และ กระแสควบคุม I_B มีหน่วยเป็น μA ค่า K พื้นฐานทั่วไปอาจมีค่าประมาณ 15 ความเป็นเชิงเส้นของ g_m ด้วยการปรับ I_B จะสามารถปรับค่าได้หลายสิบเท่า โดยจะได้ค่าประมาณจาก $10\mu\text{A}$ ถึง $500\mu\text{A}$ ขนาดของเกนแบนด์วิดท์ จะแปรผันตามกระแสควบคุม I_B อาจจะได้ค่าถึงกว่า 100 MHz ตัวประกอบแฝงที่มีผลด้านแบนด์วิดท์ ที่สำคัญเห็นจะเป็นอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ แบบจำลองดังกล่าวนี้จะมีความซับซ้อนขึ้นได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.24 โดยค่าความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ $R_i = 0.5\text{M}\Omega$ และ $R_o = 0.5\text{M}\Omega$ ตามลำดับ ตัวเก็บประจุอินพุตและเอาต์พุต C_i และ C_o ปกติจะมีค่าเป็น pF (Picofarads) ในการออกแบบตัวกรองด้วยโอทีเอ ในทางปฏิบัติจะต้องพิจารณาในส่วนองค์ประกอบแฝงเหล่านี้ด้วย อีกข้อจำกัดหนึ่งของโอทีเอคือข้อจำกัดด้านขนาดของสัญญาณอินพุตที่มีขนาดค่อนข้างเล็ก และ ในการทำงานแบบเชิงเส้นซึ่งจะต้องคำนึงถึงในการออกแบบระบบที่อาจจะเกิดความเพี้ยนได้ง่าย



รูปที่ 5.24 แบบจำลองโอทีเอพร้อมอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

5.3 วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor)

วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) เป็นบล็อกแอกทิฟที่มี 3 ขา (บางกรณีอาจจะมีมากกว่า) เพื่อที่จะเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ในการประมวลสัญญาณแอนะล็อก มีหลายวิธีด้วยกันที่จะสร้างวงจรสายพานกระแสให้มีคุณสมบัติตามต้องการ คล้ายกับการสร้างออปแอมป์ ด้วยอุปกรณ์สายพานกระแสตัวนี้เป็นต้นกำเนิดของแนวทางการออกแบบวงจรที่ซับซ้อนต่างๆ และ ช่วยในการออกแบบวงจรใหม่ๆ ได้อีกมากมาย [7] ในคุณสมบัติบางส่วนของวงจรสายพานกระแสมีความคล้ายกับออปแอมป์ ซึ่งเป็นเรื่องง่ายที่ผู้ที่เข้าใจเรื่องออปแอมป์จะสามารถออกแบบวงจรสายพานกระแส ซึ่งก็ไม่ใช่เป็นเรื่องยากเกินไปที่ผู้อ่านจะสามารถออกแบบวงจรสายพานกระแสได้



รูปที่ 5.25 วงจรเบื้องต้นของสายพานกระแส

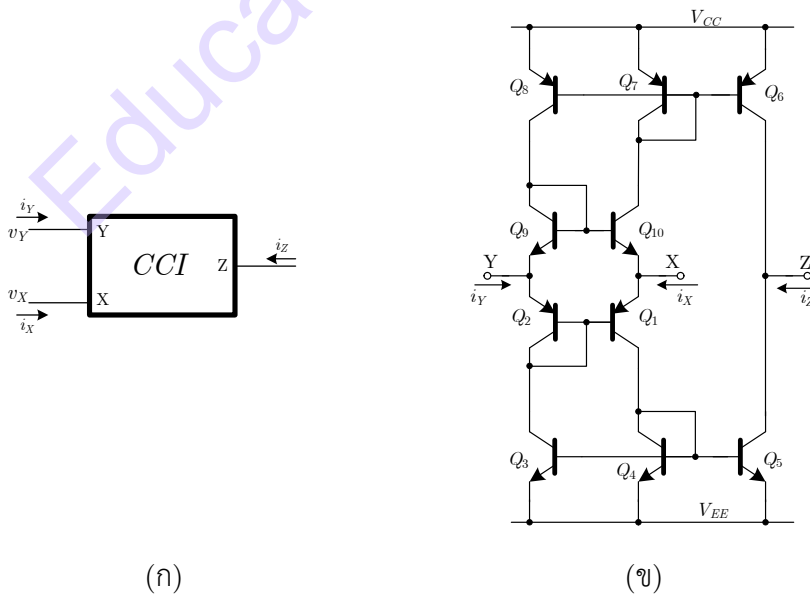
วงจรสายพานกระแสตัวแรกได้ถูกพัฒนาขึ้นในห้องทดลองของนักศึกษาปริญญาโท A. Sedra โดยมีอาจารย์ที่ปรึกษา K.C. Smith ได้จินตนาการถึงอุปกรณ์แอกทิฟเอนกประสงค์ตัวหนึ่ง และ นำไปสู่การออกแบบอุปกรณ์ดังกล่าวโดยใช้ทรานซิสเตอร์ในเบื้องต้นเพียง 5 ตัว ซึ่งมี 3 ขา ดังรูปที่ 5.25 และ ตั้งชื่อขาทั้งสามอย่างง่าย ๆ ว่า X, Y และ Z ซึ่งมีคุณสมบัติในการสำเนาแรงดัน ($V_X = V_Y$) และ กระแส ($i_Y = i_Z = i_X$) แต่ก็ยังไม่สมบูรณ์เนื่องจากยังรับกระแส และ แรงดันได้ในทิศทางเดียว จึงได้มีการปรับปรุงและทดสอบหลายต่อหลายแบบ จนกระทั่งมาได้วงจรที่ลงตัว สามารถรองรับแรงดันและกระแสแบบสองทิศทางได้ จึงทำการตั้งชื่อว่าเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง [8] และ ในการเปิดตัววงจรสายพานกระแสในครั้งแรก (ค.ศ.1968) ไม่เป็นที่ชัดเจนนักว่าวงจรสายพานกระแสจะมีประโยชน์มากกว่าออปแอมป์ตรงไหน และ ในขณะที่วงการอุตสาหกรรมด้านอิเล็กทรอนิกส์เพิ่งเริ่มผลิตวงจรรวมออปแอมป์รุ่นแรกในเชิงพาณิชย์พอดี จากการทำไม่ชัดเจนในแง่ข้อดี และ ประโยชน์ ของวงจรสายพานกระแส จึงไม่ได้มีการพัฒนามาสู่เชิงพาณิชย์ ทำให้ออปแอมป์เป็นบล็อกแอกทิฟเพียงตัวเดียวที่วงการอิเล็กทรอนิกส์รู้จัก ซึ่งถือเป็นเวลายาวนานตั้งแต่ ค.ศ.1940 แต่ในอีกด้านหนึ่งนักออกแบบวิจยก็ได้พัฒนา และ นำเสนอวงจรสายพานกระแสที่มีประสิทธิภาพเหนือกว่าออปแอมป์ออก

มาอยู่เรื่อยๆ เช่น อัตราขยายแรงดันที่สูงกว่า มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าออปแอมป์ ทั้งกรณีสัญญาณขนาดใหญ่และขนาดเล็ก ขณะที่ออปแอมป์มีข้อจำกัดที่อัตราขยายแบนด์วิดท์ (Gain Bandwidth) ยิ่งไปกว่านั้น วงจรสายพานกระแสที่เหมาะสมจะนำไปสร้างเป็นวงจรขยายเครื่องมือวัด (Instrument Amplifier) เพราะไม่ต้องพึ่งพิงเงื่อนไขการสมพงค์กันของอุปกรณ์ภายนอก โดยใช้เพียงอุปกรณ์ตัวเดียว ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรสายพานกระแสในรุ่นต่างๆ ทั้งในโครงสร้างแบบไบโพลาร์ และ ซีมอส แต่เนื่องจากวงจรรายพานกระแสที่ผ่านมานี้ในอดีตจนถึงปัจจุบันนี้มีจำนวนค่อนข้างมาก เพื่อความกระชับของเนื้อหา จะนำเสนอเพียงเฉพาะเทคโนโลยีเดียวแต่จะระบุเพิ่มเติมไว้ว่า สามารถใช้เทคโนโลยีในการออกแบบและสร้างได้ทั้งไบโพลาร์ และ ซีมอส แต่อย่างไรก็ตามคงไม่สามารถยกตัวอย่างทุกวงจรได้ จึงจะขอกกล่าวถึงเฉพาะวงจรรายพานกระแสบางส่วนที่ค่อนข้างโดดเด่น รวมถึงการนำไปประยุกต์ใช้งานที่เป็นประโยชน์

5.3.1 วงจรรายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First-generation Current Conveyor: CCI)

วงจรรายพานกระแสรุ่นที่ 1 (CCI) จัดเป็นการเริ่มต้นด้วยอุปกรณ์แอกทิฟที่มี 3 พอร์ต ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.26(ก) โดยมีการทำงานโดยป้อนแรงดันอินพุตที่ขา Y จะทำให้เกิดแรงดันเท่ากันที่ขา X ขณะเดียวกันจะเกิดกระแส I ที่บ่งค้บที่ขา X ก็มาทำให้กระแสเกิดที่ขา Y เท่ากัน และ กระแส I นั้นจะถูกลำเลียงไปยังขา Z ซึ่งเป็นเอาต์พุต โดยที่ขา Z เป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแสจึงมีอิมพีแดนซ์สูง เมื่อพิจารณาจากรูปพบว่าแรงดันที่ขา X จะถูกกำหนดโดยแรงดันที่ขา Y จะเป็นอิสระจากกระแสที่บ่งค้บที่ขา X ในทำนองเดียวกันกระแสที่ผ่านอินพุต Y จะถูกกำหนดโดยกระแส X เป็นอิสระจากแรงดันที่จ่ายให้กับ Y ซึ่งอุปกรณ์จะเสมือนลัดวงจรที่ขา X ขณะที่เสมือนกับเปิดวงจรที่ขา Y คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่กล่าวมานั้นสามารถเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ ในแบบฟังก์ชัน Hybrid ต่อไปนี้

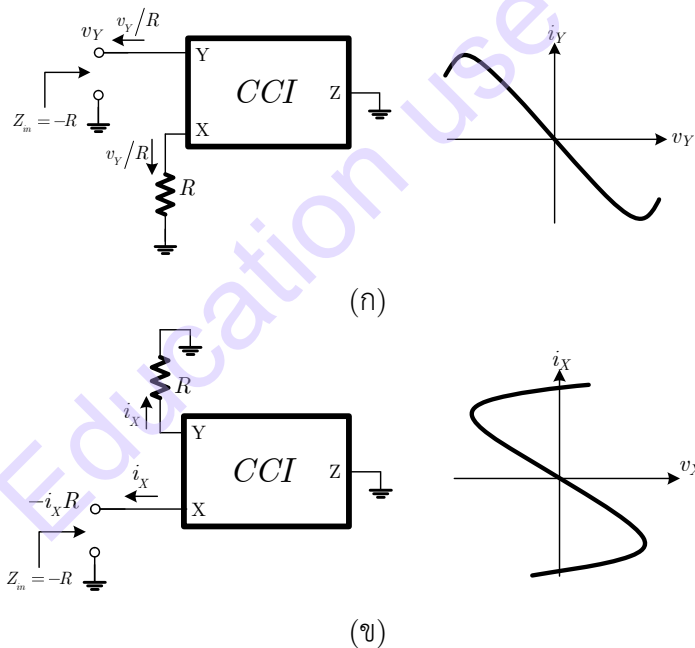
$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (5.69)$$



รูปที่ 5.26 วงจรรายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) (ก) บล็อกไดอะแกรม (ข) วงจร CCI จากไบโพลาร์

จากวงจรรูปที่ 5.26(ข) แสดงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ NPN มีความสมพงค์กันทุกตัว และ PNP ก็มีความสมพงค์กันทุกตัวเช่นเดียวกัน เมื่อแรงดัน V_Y ป้อนเข้ามา โดยทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_9 และ Q_{10} ต่อกันแบบทรานสลิเนียร์รูป โดย Q_3, Q_4 และ Q_7, Q_8 เป็นวงจรสะท้อนกระแส ทำให้กระแสของ Q_9 จะเท่ากับ Q_{10} และ ของ Q_2 จะเท่ากับ Q_1 หรืออีกนัยหนึ่งคือ V_X จะเท่ากับ V_Y และเมื่อนำความต้านทานหรืออิมพีแดนซ์มาต่อที่ขา X จะทำให้เกิดกระแส i_X ซึ่งกระแสดังกล่าวจะสะท้อนกลับไปยัง i_Y และ ลำเลียงออกไปที่เอาต์พุตเป็นกระแส i_Z ด้วย

การนำเอาวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง ไปประยุกต์ใช้งานที่น่าสนใจจำนวนมากเช่น วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์แบบลบ วงจรโพรบกระแสย่านความถี่กว้าง [9] โดยการตัดวงจรและแทรกขา X และ Y ของวงจรสายพานกระแส โดยความต้านทานอินพุตต่ำกว่า 1 โอห์ม ซึ่งมีผลลัพธ์เป็นที่น่าพอใจ และ ทำงานได้ตั้งแต่ไฟตรงไปจนถึงความถี่ 100MHz และ สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรถแปลงค่าอิมพีแดนซ์แบบลบ (Negative Impedance Converter: NIC) ดังแสดงในรูปที่ 5.27 ซึ่งสามารถทำได้สองวิธีโดย (ก) ป้อนที่พอร์ต Y และ (ข) ป้อนเข้าพอร์ต X ซึ่งจะให้คุณสมบัติทางไฟตรงต่างกันเล็กน้อยดังแสดงในกราฟด้านขวามือ ซึ่งเมื่อป้อน v_X ในรูปที่ 5.27 (ก) มากเกินไปจะทำให้กระแสเป็นศูนย์วงจรจะทำงานเสมือนเปิดวงจร (Open Circuit) ส่วนอีกกรณีหนึ่ง เมื่อป้อนแรงดัน v_X ในรูปที่ 5.27 (ข) มากเกินไปจะทำให้แรงดันเป็นศูนย์วงจรจะทำงานเสมือนลัดวงจร (Short Circuit)



รูปที่ 5.27 วงจรถแปลงค่าอิมพีแดนซ์แบบลบโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) (ก) ป้อนเข้าพอร์ต Y (ข) ป้อนเข้าพอร์ต X

5.3.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second-generation Current Conveyor: CCII)

หลังจากที่ Sedra และ Smith ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งในปี 1968 แล้ว ต่อมาในปี 1970 [10] ทั้งสองก็ได้นำเสนอหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ที่มีความยืดหยุ่นกว่า CCI และ ประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวาง โดยสามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

ด้วยคุณสมบัติเด่นที่เพิ่มขึ้นมาของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองคือ ที่พอร์ต Y จะมีอิมพีแดนซ์สูงมาก แต่คุณสมบัติอื่นๆ ยังเหมือนกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง เช่นการสำเนาแรงดัน $v_X=v_Y$ และ กระแส $i_Z=i_X$ โดยที่พอร์ต X จะมีอิมพีแดนซ์ต่ำ โดยกระแสจากพอร์ต X จะถูกลำเลียงไปยังพอร์ต Z ที่มีอิมพีแดนซ์สูง โดยสายพานกระแสรุ่นที่สองสามารถเป็นได้ทั้งแบบบวก (CCII+) และ แบบลบ (CCII-) โดยรูปที่ 5.28 แสดงส่วนหนึ่งของการประยุกต์ใช้งานเชิงโครงข่ายแอกทิฟ ส่วนรูปที่ 5.29 แสดงส่วนหนึ่งของการประยุกต์ใช้งานเป็นการคำนวณทางคณิตศาสตร์

2-Port Realized	Characterization	Realization using Current Conveyor
Voltage-Controlled Voltage-Source	$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	
Voltage-Controlled Current-Source	$Y = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g & 0 \end{bmatrix}$	
Current-Controlled Current-Source	$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	
Current-Controlled Voltage-Source	$Z = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ r & 0 \end{bmatrix}$	
NIC	$G = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	
NIV	$Y = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ g_2 & 0 \end{bmatrix}$	

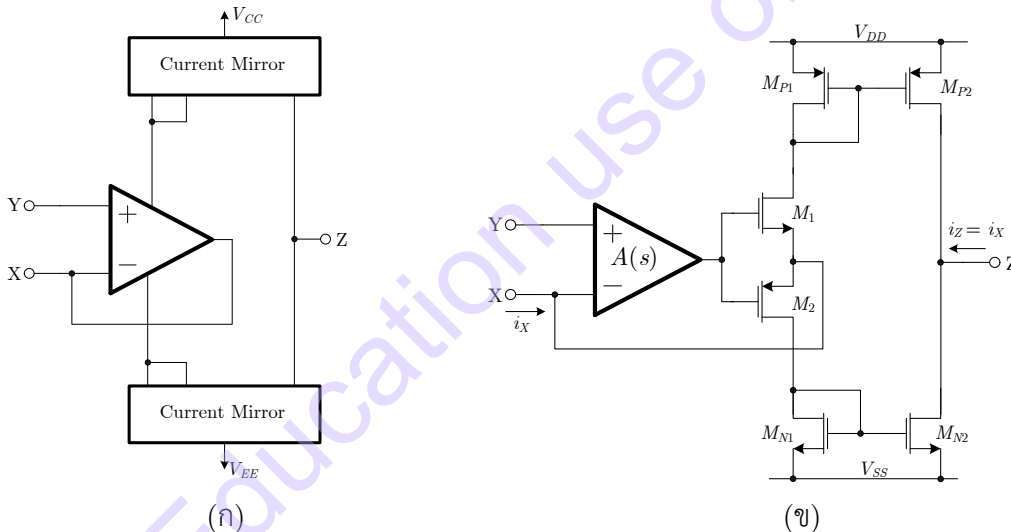
รูปที่ 5.28 การประยุกต์ใช้งานของ CCII ในโครงข่ายแอกทิฟ

Functional Element	Function	Realization using Current Conveyor
Current Amplifier	$I_O = (R_2/R_1)I_1$	
Current Differentiator	$I_O = (CR)dI_1/dt$	

Current Integrator	$I_o = (1/CR) \int I_1 dt$	
Current Summer	$I_o = -\sum_j I_j$	
Weighted Current Summer	$I_o = -\sum_j I_j R_j / R$	

รูปที่ 5.29 การประยุกต์ใช้งานของ CCII ในฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์

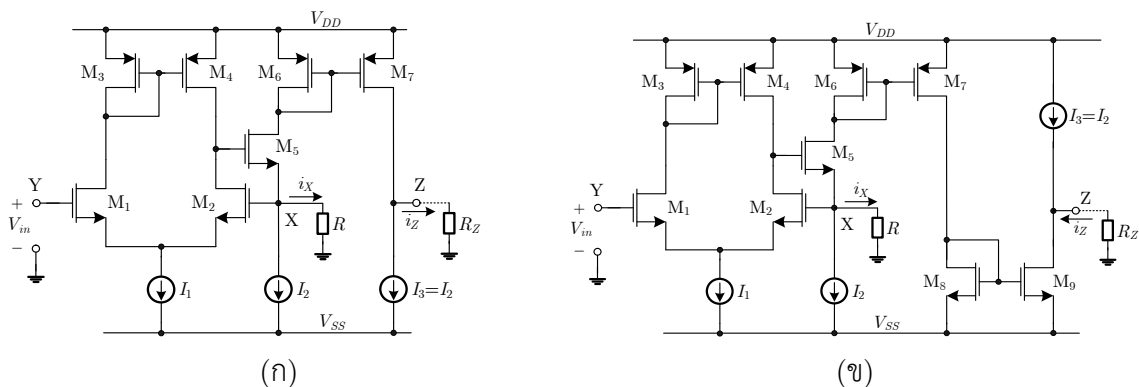
โครงสร้างที่หลากหลายของ CCII ได้มีการนำเสนอออกมาอย่างต่อเนื่อง พร้อมทั้งการประยุกต์ใช้งานต่างๆ โดยสามารถสร้างได้โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ และ ซีมอส โดยหลักการแล้ว เป็นเพียงการนำวงจร CCI เดิมมาปรับแต่งให้พอร์ต Y มีความต้านทานสูงมาก และ แรงดันที่พอร์ต X จะถูกสำเนาให้เท่ากับพอร์ต Y ด้วยหลักการนี้ทำได้ง่ายโดยเพิ่มออปแอมป์เป็นวงจรส่วนหน้าดังรูปที่ 5.30 (ก) และ วงจรที่ดัดแปลงมาจาก CCI โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสแสดงดังรูปที่ 5.30 (ข)



รูปที่ 5.30 โครงสร้างของ CCII (ก) หลักการของ CCII (ก) การดัดแปลงจาก CCI

แต่อย่างไรก็ตามการใช้โครงสร้างรูปที่ 5.30(ก) สามารถสร้างได้โดยใช้ทั้งเทคโนโลยีไบโพลาร์ และ ซีมอสก็ตาม ในการออกแบบวงจรรวมสมัยใหม่ มักจะมุ่งเน้นในวงจรมีขนาดเล็ก ปรับแต่งขนาดของทรานซิสเตอร์ได้ง่าย และสิ้นเปลืองกำลังงานต่ำ แม้ว่าจะสามารถใช้โครงสร้างของ CCI มาดัดแปลงเป็น CCII ได้ดังรูปที่ 5.30(ข) จะต้องใช้ใช้ออปแอมป์เป็นวงจรส่วนหน้า แม้ว่าออปแอมป์ในเทคโนโลยีวงจรรวมแบบซีมอสนั้นสามารถสร้างได้ง่าย ดังในหัวข้อ 5.1.4 แต่ออปแอมป์ต้องการพื้นที่ชิปจำนวนมาก สิ้นเปลืองกำลังงานสูง และมีข้อจำกัดเรื่องอัตราสุ่ว [2] ด้วยเหตุนี้จึงมีการนำเสนอวงจรสายพานกระแสร่นที่สองออกมาหลายต่อหลายวงจร ที่ผู้เขียนขอแนะนำวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่น่าสนใจ เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมวงจรหนึ่ง เป็นวงจรที่มีความแม่นยำสูง มีขนาดเล็ก แต่ก็ยังมีข้อเสียอยู่เล็กน้อยในด้านการใช้พลังงานที่ค่อนข้างสูง แม้ว่าวงจรจะอยู่ในสภาวะสงบนิ่งก็ตาม ซึ่งวงจรไบแอสคงที่ด้วยกระแส (I_1+2I_2) และใช้ไฟเลี้ยง $V_{DD}=-V_{SS}$

ดังนั้นวงจรจะใช้กำลังงานในสภาวะสงบนิ่งเท่ากับ $(I_1 + 2I_2)2V_{DD}$ วัตต์เสมอ ตัวอย่างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้เทคโนโลยีซีมอส [11] แบบบวก และ แบบลบ นำเสนอไว้โดย W. Surakamponorn และ คณะ ในปี 1991 ดังแสดงในรูปที่ 5.31 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 5.31 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

เนื่องจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวกและแบบลบนั้นต่างกันเพียงชุดสะท้อนกระแสที่พอร์ต Z เท่านั้น เพื่อความกระชับจะอธิบายเฉพาะวงจรสายพานกระแสแบบบวกเท่านั้น โดยวงจรสายพานกระแสแบบนี้ จะใช้โครงสร้างของวงจรถูกขอสติฟเฟอเรนเชียล M_1 และ M_2 และ บังคับกระแสเดรนของทั้งสองให้เท่ากันด้วยวงจรถัดสะท้อนกระแส M_3 และ M_4 เป็นผลให้ $v_X = v_Y$ มีอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y สูงมากเพราะเป็นขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ แต่ที่พอร์ต X จะต้องมียิมพีแดนซ์ต่ำ เพื่อสามารถขับโหลด (R) ได้ดี จึงใช้ทรานซิสเตอร์ M_5 ต่อเพื่อจ่ายกระแสด้านบวก โดยใช้หลักการเดียวกับวงจรถัดสะท้อนอย่างง่ายพร้อมกระแสเสริมในหัวข้อ 2.3.2 และมีกระแสไบแอสคงที่ I_2 จ่ายกระแสในด้านลบ กระแสเดรนของ M_5 จะมีค่าเท่ากับ $I_2 + i_X$ จะไหลผ่านวงจรถัดสะท้อนกระแส M_6 และ M_7 มาหักล้างกับ $I_3 = I_2$ ที่พอร์ต Z ทำให้ $i_Z = i_X$ โดยการถ่ายโอนแรงดันที่พอร์ต X และ Y มีค่าเท่ากับ

$$\frac{v_X}{v_Y} \simeq \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{d2} + g_{d4}} \quad (5.71)$$

ความต้านทานที่พอร์ต X และ Z มีค่าเท่ากับ

$$r_X = \frac{v_X}{i_X} \simeq \frac{(g_{m1} + g_{m2})(g_{d2} + g_{d4})}{g_{m1}g_{m2}g_{m5}} \quad (5.72)$$

$$r_Z \simeq \frac{1}{(g_{d7} + g_3)} \quad (5.73)$$

และการถ่ายโอนกระแสที่พอร์ต Z และ X มีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_Z}{i_X} \simeq \frac{g_{m7}}{g_{m6}} \left[\frac{\frac{g_{m6}}{(C_{gs6} + C_{gs7})}}{s + \frac{g_{m6}}{(C_{gs6} + C_{gs7})}} \right] \quad (5.74)$$

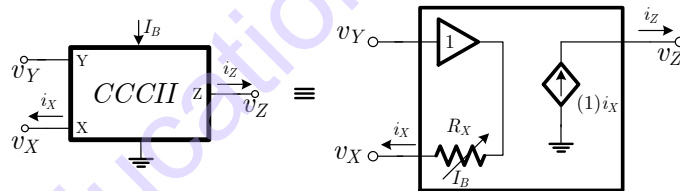
โดยสมมติให้ $g_{m1}=g_{m2}=3.3\times 10^{-4}\text{A/V}$, $g_{m5}=4.7\times 10^{-4}\text{A/V}$, $g_{m6}=g_{m7}=3.6\times 10^{-4}\text{A/V}$, $g_{m2}=g_{m4}=1.5\times 10^{-6}\text{A/V}$ และ $C_{gs6}=C_{gs7}=5\text{pF}$ พบว่าการถ่ายโอนแรงดัน $v_X/v_Y \simeq 0.99$, ความต้านทาน $r_X \simeq 40\Omega$ และ ค่าความถี่โพลของการถ่ายโอนกระแสระหว่างพอร์ต Z และ X มีค่าประมาณ 5.73MHz จากตัวอย่างวงจรสายพานกระแสด้วยเทคโนโลยีซีมอสรุ่นที่สองข้างต้น พบว่ามีคุณสมบัติเพียงพอที่จะเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองได้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตามวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบอื่นๆ ได้มีการนำเสนอต่อมากอีกเป็นจำนวนมาก ซึ่งสามารถค้นคว้าต่อได้ไม่ยากนัก

5.3.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแส (Second-generation Current-controlled Current Conveyor: CCCII)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองอีกรูปแบบหนึ่งที่เป็นสามารถสร้างเป็นวงจรรวม และ ที่นิยมนำมาออกแบบเป็นวงจรต่างๆ ได้หลากหลาย และ ข้อดีประการหนึ่งที่สำคัญคือ การปรับค่าความต้านทานแฉ่งที่พอร์ต X ได้ด้วยกระแสไบแอส ทำให้วงจรที่ออกแบบไม่ต้องใช้ตัวต้านทานต่อที่พอร์ต X โดยคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแส (Second-generation Current-controlled Current Conveyor: CCCII) นั้นสามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

จากสมการที่ (5.75) พบว่าแรงดันที่พอร์ต X เหมือนกับมีตัวต้านทานอนุกรมกับแหล่งจ่ายมีค่าเท่ากับ $v_X = v_Y + i_X R_X$ โดยอาจจะเขียนเป็นสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 5.32

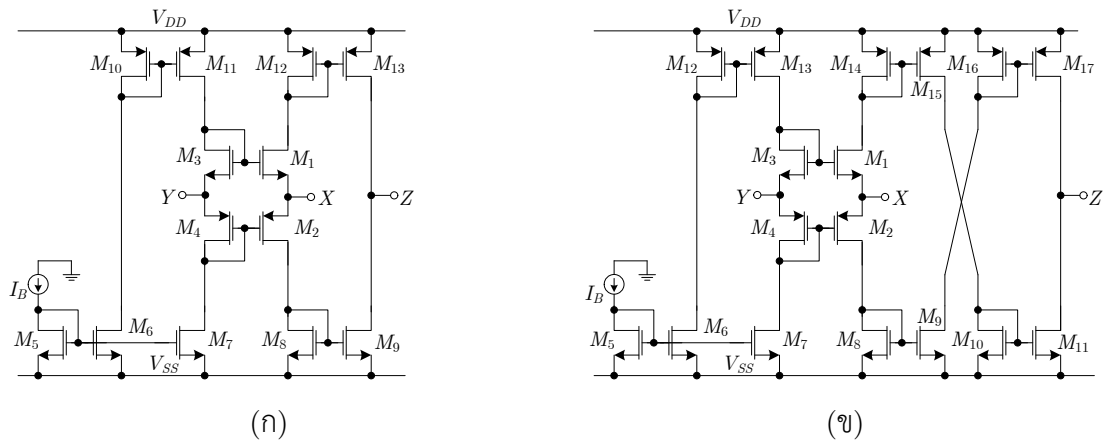


รูปที่ 5.32 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแส

ด้วยแนวคิดของ CCCII ในรูปที่ 5.32 ทำให้ E. Bruun ได้ค้นพบวงจรร CCCII ในปี ค.ศ.1993 [12] โดยได้ใช้โครงสร้างซีมอสทรานสลิเนียร์มาออกแบบ ดังรูปที่ 5.33 โดยมีโครงสร้างคล้ายกับวงจรร CCI ในรูปที่ 5.26(ข) แต่เพิ่มกระแสไบแอสคงที่ I_B เข้ามาสองตัวโดยจ่ายกระแสเท่ากันให้กับทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 เพื่อบังคับให้กระแส i_Y มีค่าเป็นศูนย์ และ เมื่อทำการวิเคราะห์ความต้านทานที่พอร์ต X พบว่า ความต้านทานแฉ่งที่พอร์ต X มีความเป็นสัดส่วนผกผันกับค่าความนำถ่ายโอน โดยเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$R_X \simeq \frac{1}{g_{m1} + g_{m2}} \quad (5.76)$$

โดยที่ $g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2\mu_o C_{OX} \frac{W}{L} I_B}$ ซึ่งสรุปได้ว่าความต้านทานแฉ่งที่พอร์ต X สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบแอส I_B แต่การปรับค่า R_X นั้นจะไม่มีความเป็นเชิงเส้นกับกระแสไบแอส ทำให้ช่วงของความต้านทานก่อนจะปรับได้จำกัด

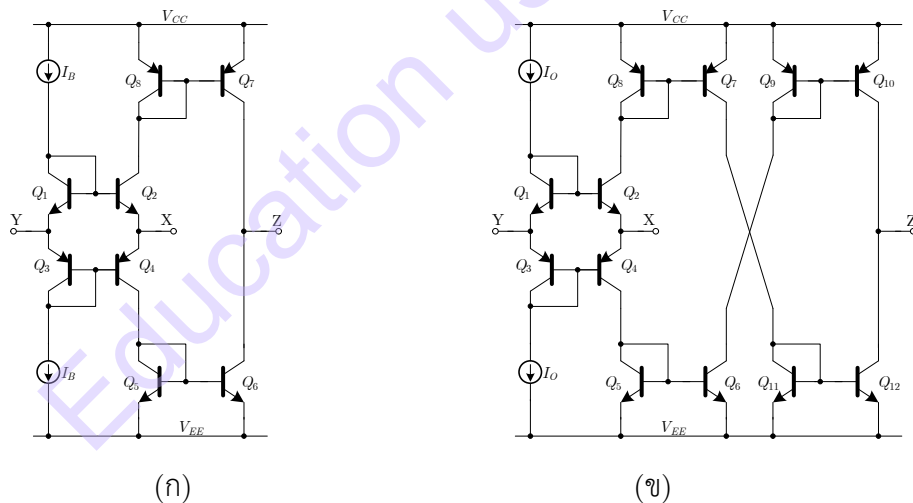


รูปที่ 5.33 วงจรสายพานกระแสรูนที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแสโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

(ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

หลังจากนั้นไม่นานด้วยแนวคิดของ CCCII ในรูปที่ 5.33 ทำให้ A. Fabre และ คณะ ได้พัฒนาวงจร CCCII ในปีค.ศ.1996 โดยได้ใช้โครงสร้างไบโพลาร์ทรานสลิเนียน์ [13] ดังรูปที่ 5.34 โดยมีโครงสร้างคล้ายกับวงจร CCCII ในรูปที่ 5.33 และ เมื่อทำการวิเคราะห์ความต้านทานที่พอร์ต X พบว่า ความต้านทานแฝงที่พอร์ต X มีความเป็นสัดส่วนผกผันกับกระแสไบแอส I_B โดยเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$R_X = V_T / 2I_B \quad (5.77)$$



รูปที่ 5.34 วงจรสายพานกระแสรูนที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแสโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์

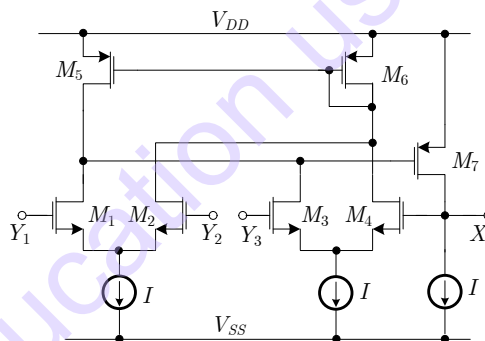
(ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

จากสมการที่ (5.77) พบว่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบแอส I_B ด้วยข้อดีของวงจรที่สร้างจากไบโพลาร์ และ มีค่าความนำถ่ยไอสูงกว่่าซีมอส ทำให้การปรับค่าความต้านทานด้วยการปรับกระแสไบแอส มีความเป็นเชิงเส้นกว่่าวงจรที่เป็นโครงสร้างซีมอส และ ปรับค่า R_X ได้กว้างกว่่า แต่ก็มีข้อเสียในด้านการใช้กำลังงานที่สูงกว่่า และ อาจจะต้องปรับปรุงในส่วนของวงจรสะท้อนกระแสให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เพื่อลดความผิดพลาดในการลำเลียงกระแสไปยังพอร์ต Z ในด้านคุณสมบัติอื่นๆ ของ CCCII ทั้งสองแบบนี้ ยังคงความเป็นวงจรรสายพานกระแสรูนที่สองอย่างครบถ้วน แต่เพิ่มคุณสมบัติพิเศษใน

การปรับค่าความต้านทานทานแฝง R_X ได้ด้วยกระแส และสามารถขยายพอร์ต Z ให้เป็นบวกและลบในตัวเดียวกัน และมีหลายๆ พอร์ต ได้ ทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้มากมาย ซึ่งจะกล่าวถึงในโอกาสถัดไป อย่างไรก็ตามได้มีนักวิจัยได้พยายามนำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม ซึ่งมีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง ต่างกันที่กระแสที่พอร์ต Y มีค่าเท่ากับ $i_Y = -i_X$ แต่ก็ไม่เป็นที่แพร่หลาย และไม่นิยมนำไปใช้งานเพราะวงจรมีขนาดใหญ่ และ ออกแบบได้ยาก [14], [15] ผู้เขียนเห็นว่าไม่น่าจะเป็นประโยชน์มากนักในการกล่าวถึง และ หากผู้อ่านสนใจสามารถติดตามอ่านเองได้

5.3.4 วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Difference Current Conveyor: DDCC)

ตามที่กล่าวไปแล้วว่ามีนักวิจัยบางส่วนได้พัฒนาออกแบบสายพานกระแสรุ่นที่สาม แต่ไม่เป็นที่นิยมมากนัก เพราะความซับซ้อน และ ข้อจำกัดด้านอินพุต ในช่วงปี 1996 W. Chiu และ คณะ ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรูปแบบใหม่โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส [16] โดยใช้เทคนิคของวงจรมัลติฟังก์ชันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Difference Amplifier: DDA) [17] ที่ E. Sackinger ได้เคยเสนอไว้ในปี 1987 ดังรูปที่ 5.35 โดยตั้งชื่อวงจรสายพานกระแสรูปแบบใหม่นี้ว่า วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Difference Current Conveyor: DDCC) ซึ่งทำให้โครงสร้างของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสามารถรองรับอินพุตพอร์ต Y ได้หลายอินพุต และมีลักษณะเป็นการบวก/ลบ ทางคณิตศาสตร์อีกด้วย



รูปที่ 5.35 วงจรมัลติฟังก์ชันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (DDA)

จากรูปที่ 5.35 แสดงวงจรมัลติฟังก์ชันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Difference Amplifier: DDA) ประกอบด้วยวงจรมัลติฟังก์ชันแบบดิฟเฟอเรนเชียลโดยมีกระแสทางไบแอส (I) เท่ากัน และ ต่อดวงจรมัลติฟังก์ชันแบบดิฟเฟอเรนเชียล M_5 และ M_6 บั๊กกระแสขาเดรนให้มีความเท่ากัน ดังนั้นวงจรมัลติฟังก์ชันนี้จะทำงานเปรียบเสมือนกับเป็นวงจรมัลติฟังก์ชันแบบดิฟเฟอเรนเชียลสองตัวที่ทำงานเหมือนกันทุกประการ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

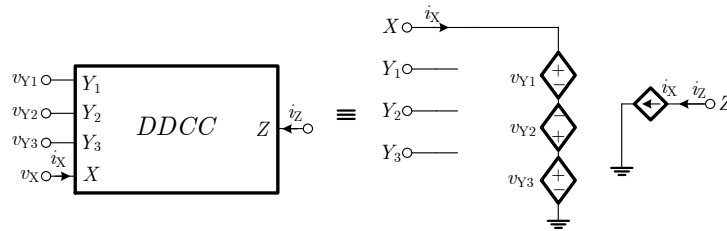
$$V_X - V_{Y3} = V_{Y1} - V_{Y2} \quad (5.78ก)$$

หรือ เขียนในรูป V_X ได้เป็น

$$V_X = V_{Y1} - V_{Y2} + V_{Y3} \quad (5.78ข)$$

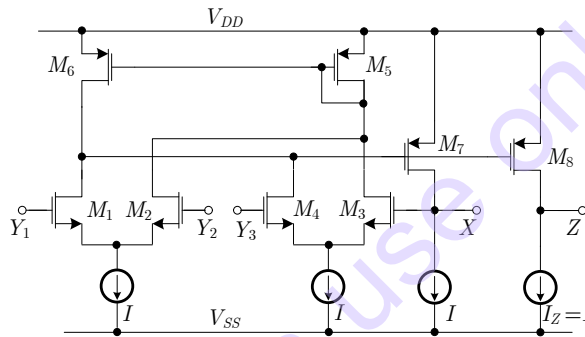
ทรานซิสเตอร์ M_7 ต่อแบบ Shunt-feedback เพื่อรองรับการจ่ายกระแสโหลดต้านบวก และ M_{10} เป็นกระแสคงที่รองรับการจ่ายกระแสต้านลบ คล้ายกับวงจรมัลติฟังก์ชันแบบดิฟเฟอเรนเชียลสองตัวในรูปที่ 5.31 ด้วยหลักการ

ของ DDCC ข้างต้นสามารถนำเขียนเป็นสัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 5.36 ซึ่งเปรียบเสมือนที่พอร์ต X มีแหล่งจ่ายแรงดันเท่ากับ 3 ตัวต่ออนุกรมกัน และ มีกระแสไหลผ่านเป็น i_X ส่วนด้านพอร์ต Z มีคุณสมบัติเหมือนกับ CCII



รูปที่ 5.36 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (DDCC)

เมื่อต้องการให้วงจร DDCC สมบูรณ์ทำได้โดยการเพิ่มทรานซิสเตอร์อีก 1 ตัว คือ M_8 ทำหน้าที่สะท้อนกระแสที่เท่ากันของ M_7 และ กระแสไบแอส I ที่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 5.37



รูปที่ 5.37 วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (DDCC)

เมื่อประกอบวงจรสมบูรณ์ จะทำให้วงจรมีคุณสมบัติเป็นวงจรสายพานกระแสแบบหลายอินพุต โดยสามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} V_X \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_{Y3} \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \pm 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_X \\ V_{Y1} \\ V_{Y2} \\ V_{Y3} \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (5.79)$$

โดยคุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันที่พอร์ต X และ Y มีค่าเท่ากับ

$$v_X \simeq \frac{g_{m7}g_{meq}}{g_{m7}g_{meq} + g_{d12} + g_{d34} + g_{d6}} v_{Y1} - v_{Y2} + v_{Y3} \quad (5.80)$$

โดยที่ $g_{meq} = \frac{2g_{m1}g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} = \frac{2g_{m3}g_{m4}}{g_{m3} + g_{m4}}$ และ $g_{dij} = \frac{2g_{di}g_{dj}}{g_{di} + g_{dj}}$ ความต้านทานที่พอร์ต X และ Z มีค่า

เท่ากับ

$$r_X = \frac{v_X}{i_X} \simeq \frac{(g_{m3} + g_{m4})(g_{d12} + g_{d34} + g_{d6})}{2g_{m3}g_{m4}g_{m7}} \quad (5.81)$$

$$r_z \simeq \frac{1}{(g_{ds} + g_{dl})} \quad (5.82)$$

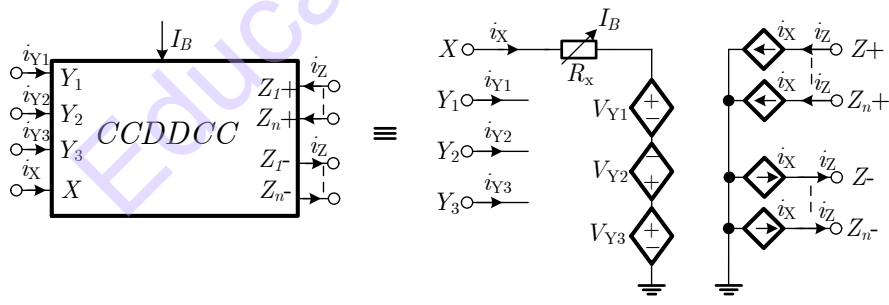
และการถ่ายโอนกระแสที่พอร์ต Z และ X มีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_z}{i_x} \simeq \frac{g_{m8}}{g_{m7}} \left[\frac{\frac{g_{m7}}{(C_{gs7} + C_{gs8})}}{s + \frac{g_{m7}}{(C_{gs7} + C_{gs8})}} \right] \quad (5.83)$$

จากสมการที่ (5.80)-(5.83) พบว่าวงจร DDCC มีคุณสมบัติสอดคล้องกับทฤษฎี คล้ายกับกรณีของวงจร CCII ในหัวข้อ 5.3.2

5.3.5 วงจรสายพานกระแสผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลปรับค่าได้ด้วยกระแส (Current-controlled Differential Difference Current Conveyor: CCDDCC)

จากหัวข้อที่แล้วพบว่าคุณสมบัติของ DDCC นั้นมีคุณสมบัติพื้นฐานคล้ายกับ CCII เพียงต่างกันที่ DDCC มีอินพุตพอร์ต Y หลายอินพุต แต่จากหัวข้อ 5.3.3 ยังพบว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองจะทำงานได้กว้างขึ้นถ้าวงจรสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ถ้าสามารถออกแบบให้วงจร DDCC สามารถปรับค่าได้ก็จะทำให้วงจรทำงานได้กว้างขึ้น และ ยังไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานอีกด้วย ด้วยเหตุนี้ในปี 2011 P. Prommee และ คณะ ได้ออกแบบวงจรสายพานกระแสผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลปรับค่าได้ด้วยกระแส (Current-controlled Differential Difference Current Conveyor: CCDDCC) โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส [18] ซึ่งเป็นการนำโครงสร้างของ DDCC เดิมมาประยุกต์เข้ากับโครงสร้างของ CCCII และ ออกแบบให้ทำงานได้ทั้งแบบบวกและแบบลบในตัวเดียวกัน โดยมีสัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลทางไฟฟ้าดังรูปที่ 5.38 และ สามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ดังสมการที่ (5.84)



รูปที่ 5.38 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแสผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCDDCC)

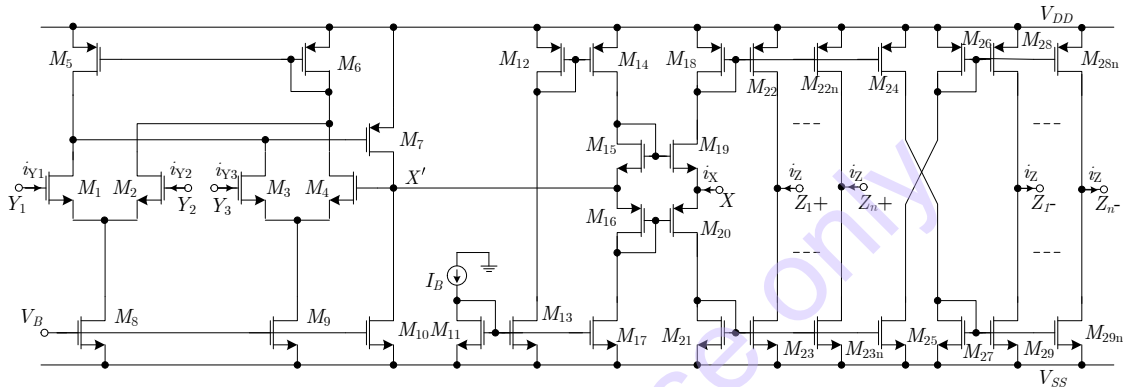
$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_{Y3} \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_x & 1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \pm 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ V_{Y1} \\ V_{Y2} \\ V_{Y3} \\ V_z \end{bmatrix} \quad (5.84)$$

จากวงจรสมมูลทางไฟฟ้ารูปที่ 5.38 และ หลักการของวงจรร DDA รูปที่ 5.35 และ CCCII รูปที่ 5.33 สามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรร CCDDCC แบบหลายเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 5.39 และ ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X มีค่าเป็น

$$R_X \simeq \frac{1}{g_{m19} + g_{m20}} \quad (5.85)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ M_{19} และ M_{20} เท่ากัน ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X จะมีค่าประมาณ

$$R_X \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_o C_{OX}(W/L)I_B}} \quad (5.86)$$



รูปที่ 5.39 วงจรรสายพานกระแสผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCDDCC)

โดยคุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันที่พอร์ต X' และ Y มีค่าเท่ากับ

$$V_X \simeq (\beta_{y1} V_{Y1} - \beta_{y2} V_{Y2} + \beta_{y3} V_{Y3}) \left(\frac{A}{A+B} \right) \quad (5.87)$$

โดยที่

$$\beta_{y1} \simeq \frac{g_{m7} g_{m1} g_{m6} + g_{d2} + g_{d4} + g_{d6}}{g_{m4} g_{m5} g_{m7} + g_{m6} g_{d7} g_{d1} + g_{d3} + g_{d5}} \quad (5.88)$$

$$\beta_{y2} \simeq \frac{g_{m2} g_{m5} g_{m7}}{g_{m4} g_{m5} g_{m7} + g_{m6} g_{d7} g_{d1} + g_{d3} + g_{d5}} \quad (5.89)$$

$$\beta_{y3} \simeq \frac{g_{m3} g_{m7} g_{m6} + g_{d2} + g_{d4} + g_{d6}}{g_{m4} g_{m5} g_{m7} + g_{m6} g_{d7} g_{d1} + g_{d3} + g_{d5}} \quad (5.90)$$

$$A \simeq g_{m18} g_{m21} g_{m19} + g_{m20} + g_{m18} g_{m19} g_{d20} + g_{d21} \quad (5.91)$$

$$B \simeq g_{m18} g_{m21} g_{d19} + g_{d20} \quad (5.92)$$

ความต้านทานที่พอร์ต Z มีค่าเท่ากับ

$$r_Z \simeq \frac{1}{(g_{d28} + g_{d29})} \quad (5.93)$$

และการถ่ายโอนกระแสที่พอร์ต Z และ X มีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_Z}{i_X} \simeq \frac{g_{m20}g_{m23} g_{m18} + g_{d18} + g_{d19} + g_{m22} g_{m19}g_{m21} + g_{d19}g_{m21} + g_{m19}g_{d20}}{C} \quad (5.94)$$

$$\text{โดยที่ } C \simeq \begin{cases} g_{m20}g_{m21} g_{m18} + g_{d18} + g_{d19} \\ +g_{m18} g_{m19}g_{m21} + g_{d19}g_{m21} + g_{m19}g_{d20} + g_{d20}g_{m21} + g_{m19}g_{d21} \\ +g_{m18}g_{m20}g_{d21} + g_{m19}g_{m21}g_{d18} \end{cases}$$

จากสมการที่ (5.94) ถ้า $g_{mi} \gg g_{di}$, $g_{m21} = g_{m23}$ และ $g_{m18} = g_{m22}$, พบว่าวงจร CCDDCC มีคุณสมบัติสอดคล้องกับทฤษฎี โดยที่ $V_X \simeq (V_{Y1} - V_{Y2} + V_{Y3})$ และ $i_Z \simeq i_X$ คล้ายกับกรณีของวงจร DDCC ในหัวข้อ 5.3.4 แต่มีคุณสมบัติพิเศษเพิ่มเติมคือ สามารถปรับค่าความต้านทานแฉงที่พอร์ต X ได้

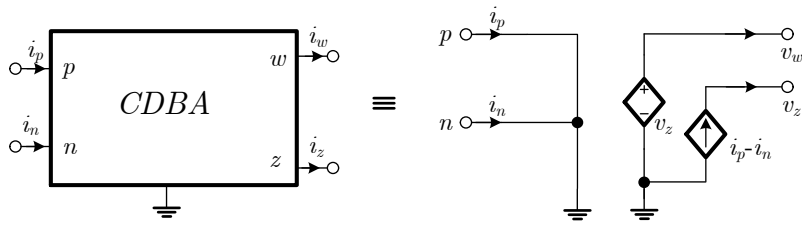
5.4 วงจรขยายผลต่างกระแส (Current Differencing Amplifier)

บล็อกแอกทิฟรูปแบบกระแสอีกรูปแบบหนึ่งซึ่งเป็นที่นิยม มีอยู่หลายแบบด้วยกัน โดยวงจรถุ่มนี้จะมีอินพุตเป็นกระแส แต่การประมวลผลภายใน และ เอาต์พุต อาจจะเป็นแรงดันหรือกระแสก็ได้ โดยวงจรถุ่มนี้อาจจะมีหลายวงจรถุ่มที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ แต่บางส่วนก็ปรับค่าไม่ได้ โดยหลักการแล้วบล็อกแอกทิฟเหล่านี้มักจะสามารแยกส่วนการทำงานภายในค่อนข้างชัดเจน เช่นวงจรถุ่มที่เป็นวงจรถุ่มผลต่างกระแส อินพุตเพื่อการประมวลผล และ นำผลลัพธ์มาแปลงเป็นเอาต์พุต ซึ่งอาจจะใช้วงจรถุ่มเช่น โอทีเอ วงจรถุ่มแรงดัน หรือ วงจรถุ่มกระแส

บล็อกแอกทิฟที่น่าสนใจ และ นำมาเป็นตัวอย่างในการศึกษานี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อใช้เป็นแนวทางวิเคราะห์ อาจจะไม่ครบถ้วนทุกวงจรถุ่ม แต่ก็น่าจะได้ประโยชน์ในการศึกษาบล็อกแอกทิฟเหล่านี้ เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์ และ ออกแบบบล็อกแอกทิฟ ตัวอื่นๆ ได้ โดยในที่นี้จะขอยกตัวอย่าง วงจรถุ่มผลต่างกระแสขยายบัฟเฟอร์ (Current Differencing Buffered Amplifier: CDBA) วงจรถุ่มผลต่างกระแส ความนำถ่ายไอออน (Current Differencing Transconductance Amplifier: CDTA) วงจรถุ่มผลต่างกระแสความนำถ่ายไอออนควบคุมด้วยกระแส (Current Differencing Transconductance Amplifier: CC-CDTA) และ วงจรถุ่มสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (Current-controlled Current Differencing Current Copy Conveyor: CC-CDCCC) ซึ่งวงจรถุ่มในแต่ละแบบจะมีคุณสมบัติเด่นที่แตกต่างกันไป โดยจะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรถุ่มทั้ง 4 ตามลำดับ

5.4.1 วงจรถุ่มผลต่างกระแสขยายบัฟเฟอร์ (Current Differencing Buffered Amplifier: CDBA)

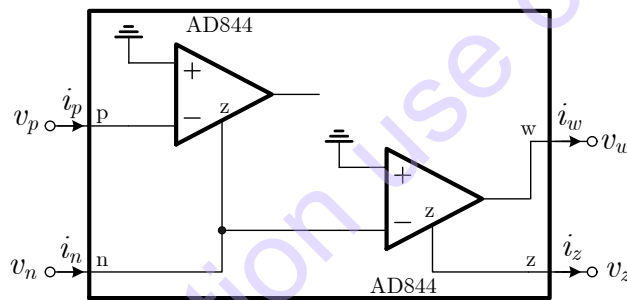
นอกจากวงจรถุ่มสายพานกระแสจะเป็นที่นิยม ในหมู่นักวิจัยด้านประมวลสัญญาณแอนะล็อกเป็นอย่างมากแล้ว การพัฒนางจรถุ่มแบบบล็อกแอกทิฟแบบใหม่ ก็ยังมีขึ้นอย่างต่อเนื่องโดยมีหลักการทำงานพื้นฐานเป็นสองหน้าที่คล้ายกับ CCII ซึ่งมีการทำงานเป็นบัฟเฟอร์แรงดันอินพุต และมีกระแสเป็นเอาต์พุต โดยในปี 1999 นี้เอง [19] C. Acar และ คณะ ได้นำเสนอบล็อกแอกทิฟที่มีหลายพอร์ต โดยมีอินพุต 2 พอร์ตเป็นกระแส ผลต่าง เอาต์พุตแรงดัน 1 พอร์ต และ กระแส 1 พอร์ต ซึ่งคล้ายกับเป็นการกลับทางการทำงานของ CCII และ ตั้งชื่อบล็อกแอกทิฟนี้ว่า วงจรถุ่มผลต่างกระแสขยายบัฟเฟอร์ (Current Differencing Buffered Amplifier: CDBA) โดยมี p และ n เป็นอินพุตกระแส และ w และ z เป็นเอาต์พุต ซึ่งสามารถเขียนสัญลักษณ์ และ วงจรถุ่มทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 5.40 และ สามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ดังสมการที่ (5.95)



รูปที่ 5.40 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรมลต่างกระแสขยายบัพเฟอร์ (CDBA)

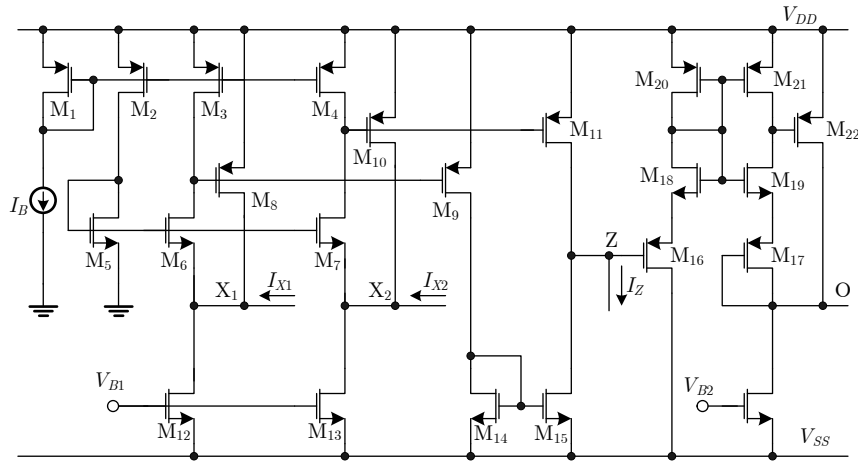
$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_w \\ v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} \quad (5.95)$$

ด้วยคุณสมบัติทางไฟฟ้าจากสมการที่ (5.95) C. Acar และ คณะ ได้สร้างบล็อกแอกทิฟนี้โดยดัดแปลงจากวงจรร CFA (Current Feedback Amplifier) เบอร์ AD844 ดังรูปที่ 5.40 ซึ่งสามารถทำงานได้สอดคล้องกับคุณสมบัติในสมการที่ (5.95)



รูปที่ 5.40 วงจรมลต่างกระแสขยายบัพเฟอร์ (CDBA) ที่ดัดแปลงจากไอซีเบอร์ AD844

ต่อมาในปี 2001 K.N. Salama และคณะ ได้นำเสนอบล็อกแอกทิฟ CDBA โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส โดยเป็นการกลับการทำงานของวงจรรสายพานกระแสดังที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ แต่ไม่ได้ใช้ชื่อ CDBA แต่ใช้ชื่อว่าวงจรรสายพานแรงดันอินพุตผลต่างกระแส (Differential Current Voltage Conveyor: DCVC) [20] โดยดัดแปลงจากโครงสร้างของวงจรรสายพานกระแสผลต่างกระแส (Differential Current Conveyor) [21] ดังแสดงในรูปที่ 5.41 ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนกับ CDBA ทุกประการ



รูปที่ 5.41 วงจรสายพานแรงดันอินพุตผลต่างกระแส (DCVC)

จากรูปที่ 5.41 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัว ทำให้กระแสเดรนของ M_5 , M_6 และ M_7 มีค่าเท่ากับ

$$I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_B \quad (5.96)$$

ทำให้แรงดันที่ขาเดรน-ซอสของ M_5 , M_6 และ M_7 มีค่าเท่ากับ

$$V_{GS5} = V_{GS6} = V_{GS7} \quad (5.97)$$

เนื่องจาก $V_{G5} = V_{G6} = V_{G7}$ และ $V_{S5} = 0$ ดังนั้น $V_{S6} = V_{S7} = 0$ โดยมีทรานซิสเตอร์ M_8 และ M_{10} ต่อแบบ Shunt Feedback ทำหน้าที่จ่ายกระแสด้านบวกให้กับพอร์ต X_1 และ X_2 ลักษณะเดียวกับวงจร 5.35 และมีทรานซิสเตอร์ M_{12} และ M_{13} ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่และจ่ายกระแสด้านลบ เป็นผลให้ความต้านทานที่พอร์ต X_1 และ X_2 มีค่าต่ำดังที่วิเคราะห์ไว้ดังสมการที่ (5.82) ส่วนกระแส I_{X1} และ I_{X2} ที่ได้นั้นผ่านทรานซิสเตอร์ M_8 และ M_{10} มีค่าเท่ากับ

$$I_{S8} = I_{D12} - I_B - I_{X1} \quad (5.98)$$

$$I_{S10} = I_{D13} - I_B - I_{X2} \quad (5.99)$$

กระแส I_Z ได้มาจากวงจรสะท้อนกระแส M_{11} และ M_{15} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_Z = I_{S10} - I_{S8}$ และเนื่องจาก $V_{GS12} = V_{GS13}$ ดังนั้น $I_{D12} = I_{D13}$ เป็นผลให้

$$I_Z = I_{S10} - I_{S8} = I_{X1} - I_{X2} \quad (5.100)$$

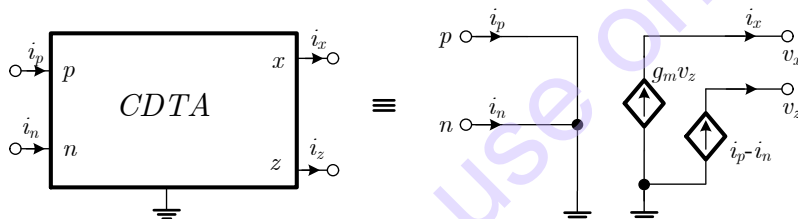
หากที่พอร์ต Z ต่อกับอิมพีแดนซ์ จะทำให้เกิดแรงดัน V_Z ซึ่งเป็นแรงดันที่ขาเกตของ M_{16} ทำให้เกิดกระแส I_{S16} ซึ่งผ่านวงจรสะท้อนกระแส M_{20} และ M_{21} ทำให้กระแส $I_{S16} = I_{S17}$ โดยมีทรานซิสเตอร์ M_{22} ต่อแบบ Shunt Feedback ทำหน้าที่จ่ายกระแสด้านบวกให้กับพอร์ต Z และ M_{23} ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่และจ่ายกระแสด้านลบ เป็นผลให้

$$V_O = V_{G17} = V_Z \quad (5.101)$$

ซึ่งพบว่าคุณสมบัติของ DCVC มีความสอดคล้องกับ CDBA ทุกประการ

5.4.2 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน (Current Differencing Transconductance Amplifier: CDTA)

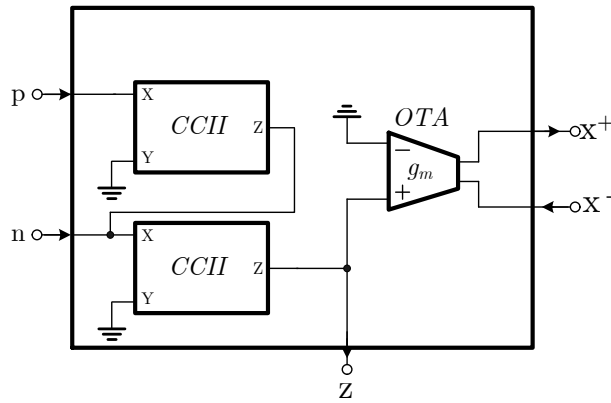
ในการประมวลสัญญาณทางแอนะล็อกโดยเฉพาะด้านสื่อสารยุคใหม่ มีความนิยมที่จะให้วงจรทำงานในรูปแบบกระแส ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ และ ใช้กำลังงานต่ำ จากหัวข้อ 5.4.1 แม้ว่าบล็อกแอกทิฟ CDBA จะทำงานในรูปแบบกระแส และสามารถประยุกต์การทำงานได้กว้างขวาง แต่ก็ยังมีข้อจำกัดคือ ยังใช้อุปกรณ์แพสซีฟจำนวนมาก และ ไม่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ในปี 2003 D. Biolek ได้นำเสนอบล็อกแอกทิฟตัวใหม่มี 4 พอร์ต มีการทำงานคล้ายกับ CDBA แต่ต่างกันที่ด้านเอาต์พุตจะเป็น OTA แทน วงจรบัพเฟอร์แรงดัน และ ตั้งชื่อว่าวงจรรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน (Current Differencing Transconductance Amplifier: CDTA) [22] โดยมี p และ n เป็นอินพุตกระแส และ z และ x เป็นเอาต์พุต ซึ่งสามารถเขียนสัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 5.42 และ สามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ดังสมการที่ (5.102)



รูปที่ 5.42 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน (CDTA)

$$\begin{bmatrix} I_z \\ I_{x+} \\ I_{x-} \\ V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_z \\ V_{x+} \\ V_{x-} \\ I_p \\ I_n \end{bmatrix} \quad (5.102)$$

ด้วยคุณสมบัติทางไฟฟ้าจากสมการที่ (5.102) D. Biolek ได้สร้างบล็อกแอกทิฟนี้โดยดัดแปลงจากวงจร CCII และ OTA แบบสองเอาต์พุต เพื่อให้เอาต์พุตเป็นแบบบวกและลบ ในตัวเดียวกัน ดังรูปที่ 5.43 ซึ่งสามารถทำงานได้สอดคล้องกับคุณสมบัติในสมการที่ (5.102)



รูปที่ 5.43 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายไอออน (CDTA) ที่ดัดแปลงจากวงจรสายพานกระแสและ โอทีเอ

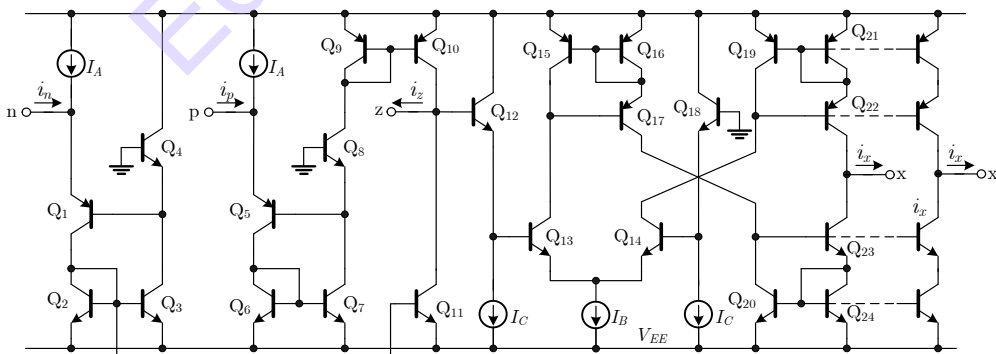
ต่อมาในปี 2006 W. Tangsrirat ได้นำเสนอวงจร CDTA โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ ดังรูปที่ 5.44 และ การประยุกต์เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่อкасцепต์ได้ ซึ่งโครงสร้างของ CDTA ที่นำเสนอ [23] ใช้หลักการบังคับกระแสของทรานซิสเตอร์คู่เหมือน (Complementary) โดยกำหนดให้ Q_1 (PNP) และ Q_4 (NPN) เป็นทรานซิสเตอร์คู่เหมือน มีกระแสไหลเท่ากัน (กำหนดโดยวงจรสะท้อนกระแส Q_2 และ Q_3) ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_S \exp\left(\frac{V_{BE4}}{V_T}\right) \simeq I_S \exp\left(\frac{V_{EB1}}{V_T}\right) \quad (5.103)$$

สมมติให้กระแส I_S และ แรงดัน V_T มีค่าเท่ากันเนื่องจากเป็นทรานซิสเตอร์คู่เหมือนดังนี้

$$V_{BE4} \simeq V_{EB1} \quad (5.104)$$

โดยที่ $V_{E1} = V_{B4}$ และ $V_{B4} = 0$ ดังนั้น แรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 จึงมีค่าเป็น $V_{E1} \simeq 0$ และในทำนองเดียวกัน $V_{E5} \simeq 0$ หรือมีความต้านทานต่ำมากทำให้เป็นอินพุตของกระแสได้ดี



รูปที่ 5.44 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายไอออน (CDTA) โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์

จากรูปกระแสอินพุต $i_p + I_A$ และ $i_n + I_A$ จะไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแส Q_{10} และ Q_{11} ตามลำดับ ทำให้กระแสที่พอร์ต z เท่ากับ

$$i_z = i_p - i_n \quad (5.105)$$

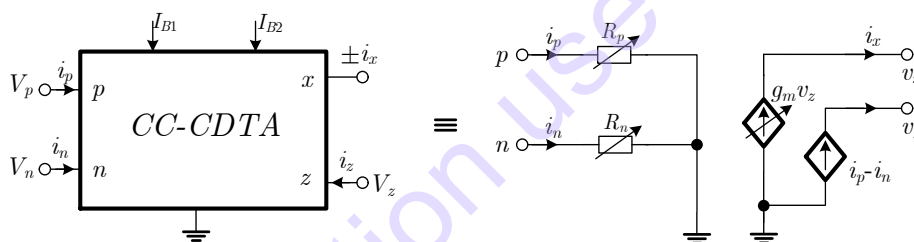
ส่วนวงจรถูหลังเป็น OTA ที่มีการขยายช่วงการทำงานอินพุต ซึ่งมีค่าความนำถ่ายโอนเท่ากับ

$$g_m = \frac{i_x}{v_z} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (5.106)$$

จากการวิเคราะห์สมการที่ (5.102) พบว่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของโพลาร์ CDTA มีความสอดคล้องทฤษฎี และสามารถปรับค่า g_m ได้ด้วยกระแสไบแอส I_B

5.4.3 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอนปรับค่าได้ด้วยกระแส (Current-Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier: CC-CDTA)

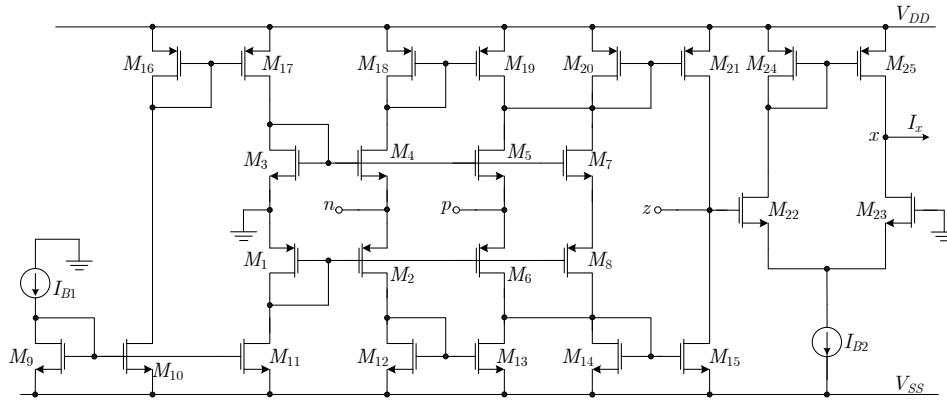
จากคุณสมบัติของบล็อกแอกทิฟ CDTA ข้างต้น แม้ว่าจะมีคุณสมบัติในด้านการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ก็ตาม การนำไปประยุกต์ใช้ยังจำเป็นต้องมีตัวต้านทานต่อร่วมอยู่ หรือ ถ้าไม่ต้องการตัวต้านทานอาจจะต้องสิ้นเปลืองบล็อกแอกทิฟเพิ่มขึ้น ด้วยปัญหานี้ทำให้ในปี 2008 M. Siripruchyanun และคณะ [24] ได้นำคุณสมบัติการปรับค่าความต้านทานแฝง [12] ในรูปที่ 5.33 มาสร้างเป็นวงจรถูผลต่างกระแสปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่อรวมกับโอทีเอ ซึ่งสามารถเขียนสัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 5.45 และ สามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ดังสมการที่ (5.107)



รูปที่ 5.45 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรถูผลต่างกระแสความนำถ่ายโอนปรับค่าได้ด้วยกระแส (CC-CDTA)

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (5.107)$$

ด้วยคุณสมบัติทางไฟฟ้าจากสมการที่ (5.107) M. Siripruchyanun และ คณะ ได้นำเอาโครงสร้างของ CCCII ในรูปที่ 5.33 โดยต่อพอร์ต y ลงกราวด์ มาดัดแปลงทำเป็นอินพุตกระแส p และ n และนำผลต่างกระแสออกมาที่พอร์ต z ต่อกับอินพุตของโอทีเออย่างง่าย และ นำกระแสเอาต์พุตของโอทีเอ มาเป็นกระแสพอร์ต x ดังแสดงในรูปที่ 5.46 ซึ่งสามารถทำงานได้สอดคล้องกับคุณสมบัติในสมการที่ (5.107)



รูปที่ 5.46 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอนปรับค่าได้ด้วยกระแส (CDTA) โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

จากวงจรรูปที่ 5.46 นอกจากกระแส i_z จะมีค่าเท่ากับ $i_p - i_n$ คุณสมบัติพิเศษเพิ่มเติมของบล็อกแอกทิฟ CC-CDTA นี้คือค่าความต้านทานที่พอร์ต p และ n สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแส สามารถเขียนเป็นสมการได้เท่ากับ

$$R_p = R_n \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_n C_{OX}(W/L)I_{B1}}} \quad (5.108)$$

ส่วนวงจรชุดหลังเป็นโอทีเอ ซึ่งมีค่าความนำถ่ายโอนเท่ากับ

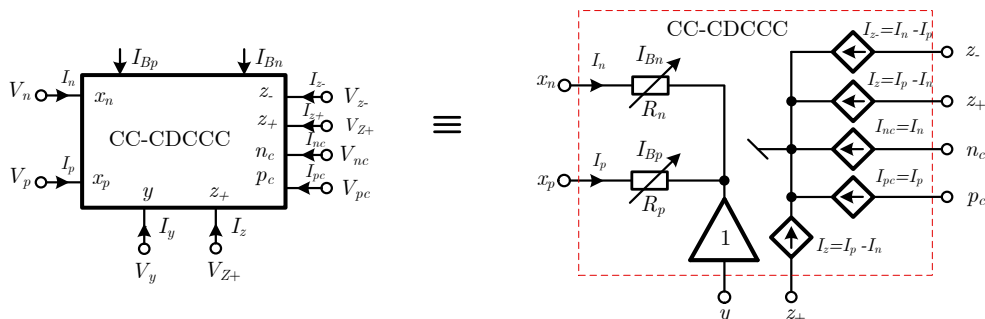
$$g_m = \frac{I_x}{V_z} = \sqrt{\mu_n C_{OX}(W/L)I_{B2}} \quad (5.109)$$

จากการวิเคราะห์สมการที่ (5.108) พบว่าไม่เพียงคุณสมบัติทางไฟฟ้า CC-CDTA สามารถทดแทน CDTA ได้ทันที แต่ CC-CDTA ยังมีคุณสมบัติพิเศษเนื่องจากสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแส จึงทำให้มีความยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้งาน อีกทั้งยังได้ประโยชน์ทางอ้อมจากความต้านทานแฝง เป็นผลให้สามารถลดการใช้ตัวต้านทานในวงจรได้ด้วย และ โดยวงจรสามารถปรับค่าความต้านทานแฝง R_p , R_n และ g_m ได้ด้วยกระแสไบแอส I_{B1} และ I_{B2} ตามลำดับ

5.4.4 วงจรสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (Current-controlled Current Differencing Current Copy Conveyor: CC-CDCCC)

บล็อกแอกทิฟรูปแบบกระแสผลต่างได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งพบว่าส่วนมากมักจะปรับค่าโดยใช้โอทีเอ ซึ่งจากที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้ก่อนหน้านี้ พบว่าย่านการทำงานของแรงดันอินพุตจะแคบลง เมื่อปรับกระแสไบแอสเพิ่มขึ้น ซึ่งจะถูกจำกัดด้วยแรงดัน Overdrive $\sqrt{2}V_{ov}$ หรือ $\sqrt{2} \left[\sqrt{\frac{2I_{d1}}{k'(W/L)}} \right]$ นั่นก็หมายถึงการปรับกระแสไบแอสของวงจรโอทีเอแบบซีมอสจะไม่สามารถใช้ค่าสูงมากๆ ได้ แต่ต่างจากการปรับค่ากระแสไบแอสของบล็อก CCCII แบบซีมอสทรานสลิเนียร์ ที่สามารถปรับค่าได้กว้างกว่าโอทีเอมาก ด้วยเหตุนี้เองในปี 2014 P. Prommee และ คณะ ได้ออกแบบบล็อกแอกทิฟรูปแบบกระแสผลต่างแบบใหม่ [25] โดยใช้

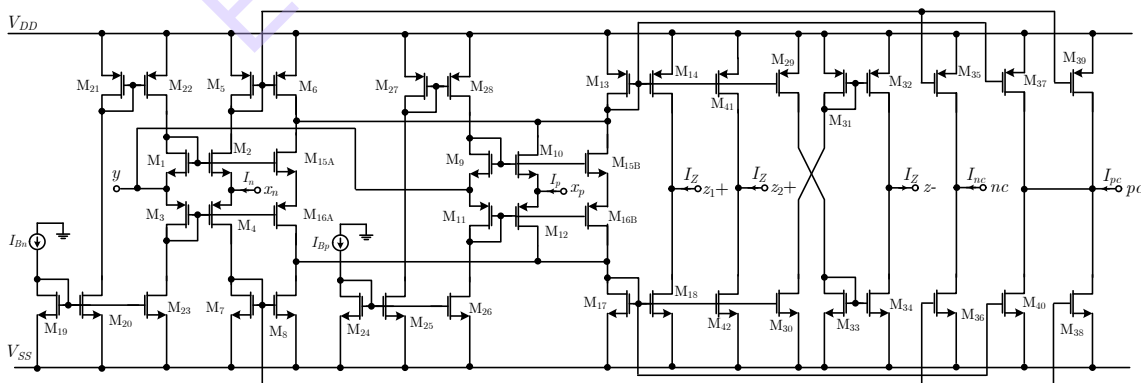
เฉพาะการปรับค่าความต้านทานแฝงของซีมอสทรานสลิเนียร์แยกกันอิสระสองพอร์ต และ มีเอาต์พุตหลายแบบ เช่น เอาต์พุตจากการสำเนากระแสของอินพุต และ เอาต์พุตจากความแตกต่างของกระแสอินพุต มีพอร์ตการใช้งานและควบคุมทั้งหมด 10 พอร์ต โดยสามารถเขียนสัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 5.47 และ สามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้ด้วยฟังก์ชัน Hybrid ดังสมการที่ (5.110)



รูปที่ 5.47 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (CC-CDCCC)

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_p \\ V_n \\ I_{z+} \\ I_{z-} \\ I_{pc} \\ I_{nc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & R_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_p \\ I_n \\ V_{z+} \\ V_{z-} \\ V_{pc} \\ V_{nc} \end{bmatrix} \quad (5.110)$$

ด้วยคุณสมบัติทางไฟฟ้าจากสมการที่ (5.110) P. Prommee และ คณะ ได้นำเอาโครงสร้างของ CCCII ในรูปที่ 5.33 โดย มาดัดแปลงทำเป็นอินพุตกระแส p และ n และ นำเอาต์พุตผลต่างกระแสออกมาที่พอร์ต z และ นำเอาต์พุตในรูปการสำเนากระแสของพอร์ต p และ n ออกมาด้วย ที่พอร์ต pc และ nc ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.48 ซึ่งสามารถทำงานได้สอดคล้องกับคุณสมบัติในสมการที่ (5.110)



รูปที่ 5.48 วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอนปรับค่าได้ด้วยกระแส (CC-CDCCC) โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

จากวงจร CC-CDCCC ดังรูปที่ 5.48 ใช้โครงสร้างของวงจรซีมอสทรานสลิเนียร์ [12] เพื่อเป็นวงจรอินพุตกระแส p และ n ซึ่งแต่ละพอร์ตจะมีกระแสไบแอสแยกอิสระกัน ขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่เป็นวงจร

สายพานกระแสโดยเป็นบัพเฟอร์แรงดันระหว่างพอร์ต y กับ p และ n ดังนั้นที่แรงดันที่พอร์ต p และ n จึงมีค่าเป็น $V_p = V_n = V_y$ และ สามารถเขียนสมการความต้านทานที่พอร์ต p และ n ดังนี้

$$R_p \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_n C_{OX}(W/L)I_{Bp}}} \quad (5.111)$$

$$R_n \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_n C_{OX}(W/L)I_{Bn}}} \quad (5.112)$$

ส่วนพอร์ต pc และ nc ทำหน้าที่สำเนากระแส p และ n ตามลำดับ และ พอร์ต z ทำหน้าที่ลำเลียงกระแสผลต่าง $i_p - i_n$ โดยมีทั้งแบบบวกและแบบลบ ด้วยคุณสมบัติการปรับค่าด้วยเทคนิคของซีมอสทรานซิสลิเนียร์ ทำให้การปรับค่าทำได้กว้างกว่าโอทีเอ และสามารถทำไปใช้งานแทน CCII ได้ อีกทั้งยังสามารถลดการใช้ตัวต้านทานได้ โดยใช้บล็อกแอกทิฟจำนวนน้อยกว่า

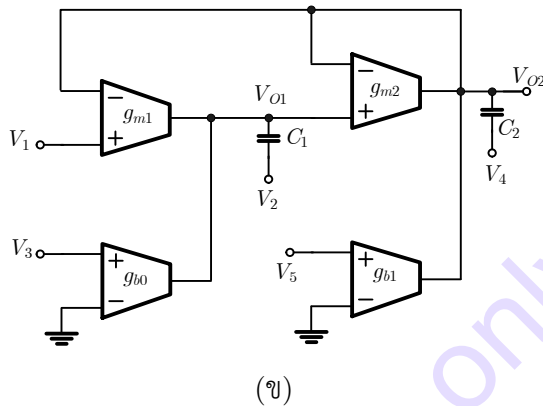
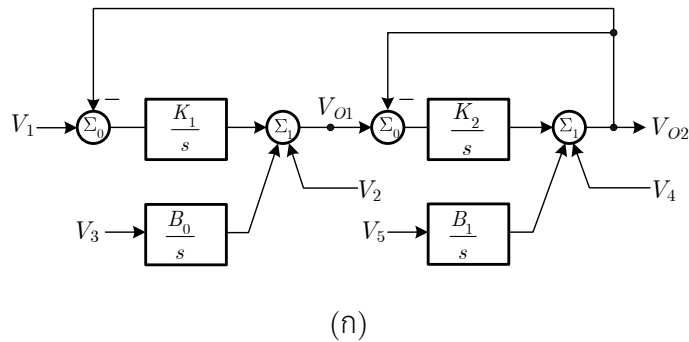
5.5 การประยุกต์ใช้งานบล็อกแอกทิฟในการประมวลสัญญาณ

เพื่อให้การศึกษาถึงประโยชน์อย่างแท้จริงของบล็อกแอกทิฟ การประยุกต์ใช้งานนับเป็นสิ่งที่สำคัญที่สุด และ เป็นวัตถุประสงค์หลักในการสร้างบล็อกแอกทิฟ โดยหลักการแล้วบล็อกแอกทิฟจะต้องสามารถนำประประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ตัวอย่างเช่น ออปแอมป์สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรบวก ลบ คูณ หาร อินทิเกรเตอร์ อินทิเกรเตอร์ กรองสัญญาณ ฯลฯ และ ด้วยวัตถุประสงค์แบบเดียวกันนี้ บล็อกแอกทิฟทุกตัวจะต้องนำมาประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางเป็นวัตถุประสงค์หลัก ส่วนวัตถุประสงค์รองของบล็อกแอกทิฟแต่ละตัว ก็อาจจะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับจุดเด่นในการออกแบบของบล็อกแอกทิฟนั้นๆ เพื่อให้การอธิบายในเนื้อหาที่กระชับ ผู้เขียนมีความเห็นว่าจะไม่กล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานของออปแอมป์ เนื่องจากสามารถหาอ่านได้จากหนังสือ หรือ บทความในอินเทอร์เน็ตทั่วไปได้ ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะการประยุกต์ใช้งานบล็อกแอกทิฟตั้งแต่โอทีเอไปจนถึงวงจรขยายผลต่างกระแส ซึ่งในความความจริงแล้วการประยุกต์ใช้งานบล็อกแอกทิฟโดยทั่วไป มักจะมีความสามารถใกล้เคียงกัน ไม่แตกต่างกันมากนัก และ เพื่อให้มีความชัดเจน ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานที่ผู้เขียนจะนำมากล่าวถึงนั้นจะพยายามให้ไปในทางเดียวกัน เพื่อศึกษาเชิงเปรียบเทียบ ทั้งนี้แล้วแต่กรณี ซึ่งผู้อ่านอาจจะเลือกพิจารณาเฉพาะในส่วนที่ต้องการศึกษาได้ ไม่จำเป็นต้องอ่านทุกหัวข้อย่อยในหัวข้อนี้ หรือ อาจติดตามอ่านในบทความฉบับเต็มในเอกสารอ้างอิงท้ายบทที่ได้อ้างอิงไว้ในเนื้อหาแล้ว

5.5.1 การประยุกต์ใช้งานโอทีเอ (OTA)

ก) การประยุกต์ใช้งานโอทีเอเป็นวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่รูปแบบแรงดัน

โอทีเอนับเป็นบล็อกแอกทิฟตัวแรกๆ ที่มีนักวิจัยนำมาใช้ออกแบบเป็นวงจรต่างๆ เช่น วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ (Universal Filter) รูปแบบแรงดันในอดีตปี 1988 E. Sanchez-sinencio และ คณะ [26] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ที่สร้างจากโอทีเอ โดยใช้โครงสร้างแบบอินทิเกรเตอร์รูป โดยซึ่งมีการนำเสนอไว้ 3 โครงสร้างหลัก และ จัดว่าเป็นต้นแบบของนักออกแบบวงจรกรองด้วยบล็อกแอกทิฟชนิดอื่นๆ จนมาถึงปัจจุบันเลยทีเดียว โครงสร้างอินทิเกรเตอร์รูปที่ E. Sanchez-sinencio และ คณะ นำเสนอไว้แสดงดังรูปที่ 5.49



รูปที่ 5.49 (ก) โครงสร้างแบบอินทิเกรเตอร์รูป (ข) วงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่ที่สร้างจากโอทีเอ

รูปที่ 5.49 (ก) แสดงโครงสร้างอินทิเกรเตอร์รูปที่ประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์สูญเสีย และไม่สูญเสียอย่างละหนึ่งตัว เพื่อสร้างเป็นฟังก์ชันไบควอด [27] โดยเบื้องต้นจะไม่มีเทอมอินพุต และมีเพียงจุดรวมสัญญาณ Σ_0 เท่านั้น ทำให้บล็อกอินทิเกรเตอร์รูปมีสมการคุณลักษณะ (Characteristic Equation) เท่ากับ

$$D(s) = s^2 + K_2s + K_1K_2 \quad (5.113)$$

จากทำการเพิ่มอินพุต $V_1 - V_5$ โดยการเพิ่มจุดรวมสัญญาณ Σ_1 แรกเข้าไปในรูปอินทิเกรเตอร์เพื่อกำหนดเป็น Zero ถ่ายโอนอีก 5 ตำแหน่ง ทำให้สมการเอาต์พุต V_{O2} สามารถเขียนในรูปไบควอดฟังก์ชันได้ดังสมการที่ (5.114)

$$V_{O2} = \frac{K_1K_2V_1 + sK_2V_2 + B_0K_2V_3 + s^2V_4 + sB_1V_5}{D(s)} \quad (5.114)$$

จากไบควอดฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์รูปสมการที่ (5.114) และ บล็อกไดอะแกรมรูปที่ 5.49(ข) นำต้องการสร้างวงจรรองความถี่ สามารถใช้โอทีเอและตัวเก็บประจุมาประกอบกันโดยตรงไปตรงมาตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 5.49(ข) โดยจะมีเอาต์พุตสอดคล้องกับฟังก์ชันในสมการที่ (5.114)

$$V_{O2} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_1 + s\left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)V_2 + \left(\frac{g_{b0}}{C_1}\right)\left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)V_3 + s^2V_4 + s\left(\frac{g_{b1}}{C_2}\right)V_5}{s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)} \quad (5.115)$$

จากสมการที่ (5.115) สามารถบอกได้ว่าวงจรมีสามารถสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ได้หลายแบบดังต่อไปนี้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่ 1 (LPF₁) เมื่อ $V_1=V_{in}$ และ $V_2=V_3=V_4=V_5=0$
- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่ 2 (LPF₂) เมื่อ $V_3=V_{in}$ และ $V_1=V_2=V_4=V_5=0$ อีกทั้งกำหนดให้ $g_{b0}=g_{m1}$
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบที่ 1 (BPF₁) เมื่อ $V_2=V_{in}$ และ $V_1=V_3=V_4=V_5=0$
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบที่ 2 (BPF₂) เมื่อ $V_5=V_{in}$ และ $V_1=V_2=V_3=V_4=0$ อีกทั้งกำหนดให้ $g_{b1}=g_{m2}$
- วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (HPF) เมื่อ $V_4=V_{in}$ และ $V_1=V_2=V_3=V_5=0$
- วงจรกรองแถบความถี่หยุดแบบที่ 1 (BRF₁) เมื่อ $V_1=V_4=V_{in}$ และ $V_2=V_3=V_5=0$
- วงจรกรองแถบความถี่หยุดแบบที่ 2 (BRF₂) เมื่อ $V_3=V_4=V_{in}$ และ $V_1=V_2=V_5=0$ อีกทั้งกำหนดให้ $g_{b0}=g_{m1}$
- วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบที่ 1 (APF₁) เมื่อ $V_1=-V_2=V_4=V_{in}$ และ $V_3=V_5=0$
- วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบที่ 2 (APF₂) เมื่อ $V_3=V_4=-V_5=V_{in}$ และ $V_1=V_2=0$ อีกทั้งกำหนดให้ $g_{b0}=g_{m1}$ และ $g_{b1}=g_{m2}$

จากสมการที่ (5.115) ค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรกรองความถี่รูปที่ 5.49 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0^2 = \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) \quad (5.116)$$

$$Q_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (5.117)$$

จากสมการที่ (5.116) และ (5.117) พบว่าค่าความถี่โพล (ω_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) จะไม่เป็นอิสระต่อกันและกัน เช่นถ้าต้องการปรับค่า Q_0 ให้มีค่ามากกว่า 1 จะมีผลต่อการปรับ ω_0 เสมอ ซึ่งจัดว่าประสิทธิภาพของวงจรกรองแบบนี้ยังไม่ดีนักเท่าที่ควร

ข) การประยุกต์ใช้งานโอทีเอในวงจรกรองหลายหน้าที่รูปแบบกระแส

การประยุกต์ใช้งานโอทีเอในการออกแบบวงจรกรองหลายหน้าที่รูปแบบกระแส ก็เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่สามารถทำได้เช่นกัน ในปี 2010 P.Prommee และคณะได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต (Multiple-output OTA: MO-OTA) [3] มีการทำงานประสิทธิภาพอยู่ในระดับสูง ปรับความถี่โพลได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ และสามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ และ ปรับจากค่าตัวเก็บประจุ โดยแนวทางการออกแบบ สามารถทำได้โดยการนำสมการไบควอตของวงจรกรองแถบความถี่หยุดดังสมการที่ (5.118) ที่มีความถี่โพล $\omega_p = 1$ เป็นสมการตั้งต้น

$$\frac{V_o s}{V_{in} s} = \frac{s^2 + 1}{s^2 + s/Q + 1} \quad (5.118)$$

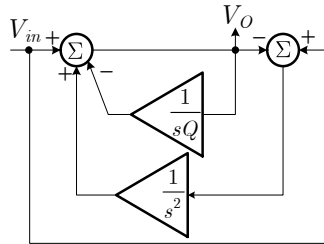
โดยคุณสมการที่ (5.110) ด้วย $1/s^2$ ทั้งเศษและส่วน และ ปรับสมการใหม่ดังนี้

$$V_o \left(1 + \frac{1}{sQ} + \frac{1}{s^2} \right) = V_{in} \left(1 + \frac{1}{s^2} \right) \quad (5.119)$$

ปรับสมการที่ (5.111) อีกครั้งเพื่อให้สามารถออกแบบได้ด้วยอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียได้เป็น

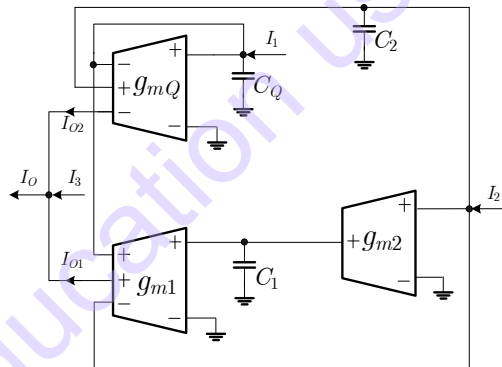
$$V_o \cdot s = V_{in} \cdot s + \left(\frac{V_{in} - V_o \cdot s}{s^2} \right) - \frac{V_o \cdot s}{sQ} \quad (5.120)$$

จากสมการที่ (5.120) สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมจากอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียได้ดังรูปที่ 5.50



รูปที่ 5.50 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองความถี่แบบหลายหน้า

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.50 สามารถออกแบบโดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต 3 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 3 ตัว ต่อกันแบบตรงไปตรงมาตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.50 จะได้เป็นวงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุตดังรูปที่ 5.51



รูปที่ 5.51 วงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ MO-OTA

จากวงจรรูปที่ 5.51 เมื่อทำการวิเคราะห์ผลของกระแสเอาต์พุตทั้งสอง จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{O1} = \frac{I_1 g_{m1} g_{m2} g_{mQ} + I_2 g_{m1} g_{m2} g_{mQ} + s g_{m1} g_{m2} C_Q}{D_1 s} \quad (5.121)$$

$$I_{O2} = \frac{-I_1 g_{m1} g_{m2} g_{mQ} + s^2 g_{mQ} C_1 C_2 - I_2 g_{m1} g_{m2} g_{mQ}}{D_1 s} \quad (5.122)$$

โดยที่ $D_1 s = s^3 C_1 C_2 C_Q + s^2 g_{mQ} C_1 C_2 + s g_{m1} g_{m2} C_Q$ และ กระแสเอาต์พุต I_O มีค่าเท่ากับ $I_O = I_{O1} + I_{O2} + I_3$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$I_O = \frac{-I_1 s \frac{g_{mQ}}{C_Q} + I_2 \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} + I_3 D s}{D s} \quad (5.123)$$

ซึ่งตัวหารของสมการที่ (5.123) มีค่าเท่ากับ $D s = s^2 + s \frac{g_{mQ}}{C_Q} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}$ ซึ่งพบว่าสามารถ

สังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบไบควอดได้หลายชนิดเพียงกำหนดอินพุตที่เหมาะสมดังเงื่อนไขต่อไปนี้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) เมื่อ $I_2=I_m$ และ $I_1=I_3=0$
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) เมื่อ $I_1=I_m$ และ $I_2=I_3=0$
- วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (HPF) เมื่อ $I_1=-I_2=I_3=I_m$
- วงจรกรองแถบความถี่หยุด(BRF) เมื่อ $I_1=I_3=I_m$ และ $I_2=0$
- วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (APF) เมื่อ $I_1/2=I_3=I_m$ และ $I_2=0$

จากสมการที่ (5.123) ค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรกรองความถี่รูปที่ 5.51 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0^2 = \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) \quad (5.124)$$

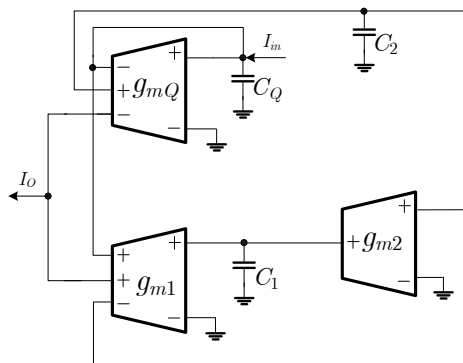
$$Q_0 = \frac{C_Q}{g_{mQ}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.125)$$

จากสมการที่ (5.124) และ (5.125) พบว่าค่าความถี่โพล (ω_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) จะเป็นอิสระต่อกัน เช่นถ้าต้องการปรับค่า Q_0 ให้มีค่ามากกว่า 1 จะสามารถปรับได้ที่ g_{mQ} หรือ C_Q โดยไม่กระทบต่อค่า ω_0 เลย ซึ่งจัดว่าวงจรกรองความถี่วงจรมีประสิทธิภาพดี

ตัวอย่างที่ 5.1 จงสังเคราะห์วงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ MO-OTA หาค่าตัวเก็บประจุ (C_1 , C_2 และ C_Q) และ ค่าความนำถ่ายโอน (g_{m1} , g_{m2} และ g_{mQ}) ให้มีความถี่กลาง $f_0=100\text{kHz}$ และ มีค่า $Q_0=4$ และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่

วิธีทำ

จากวงจรรูปที่ 5.51 และสมการที่ (5.123) วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) เมื่อ $I_1=I_m$ และ $I_2=I_3=0$ กลายเป็นวงจรดังรูปที่ 5.52



รูปที่ 5.52 รูปวงจรกรองแถบความถี่ผ่านรูปแบบกระแสโดยใช้ MO-OTA

จากสมการที่ (5.124) และ (5.125) สามารถสังเคราะห์ได้ 2 แนวทางแต่จะแสดงเฉพาะแนวทางที่ 1

แนวทางที่ 1

กำหนดให้ $C_1=C_2=C_Q=2\text{nF}$

จะได้ค่า $g_{m1} = g_{m2} = 2\pi(100\text{k})2\text{nF} = 1.257\text{mS}$

และ $g_{mQ} = \frac{g_m}{4} = \frac{2.513\text{mS}}{4} = 314.16\mu\text{S}$

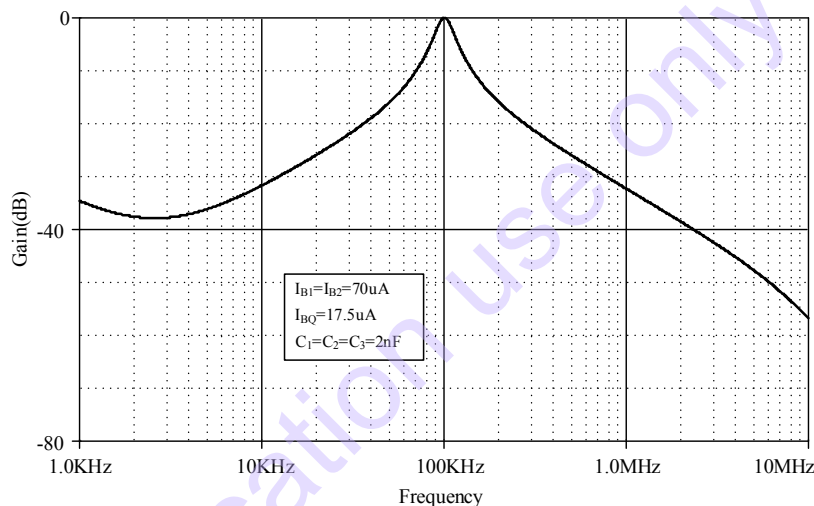
จากสมการที่ (5.66) $I_B = 2V_T g_m$ โดยที่ $V_T \approx 26\text{mV}$

กระแสไบแอสของ OTA_1 และ OTA_2 เท่ากับ

$I_{B1,2} = 2(26\text{mV})1.257 \times 10^{-3} = 65.36\mu\text{A}$ และ

$I_{BQ} = 2(26\text{mV})314.16 \times 10^{-6} = 16.34\mu\text{A}$

โดยผลการตอบสนองทางความถี่แสดงในรูปที่ 5.53 ที่ความถี่ $f_0=100\text{kHz}$ พบว่ากระแสที่ใช้ไบแอสจะมีความคลาดเคลื่อนจากที่คำนวณเล็กน้อย ส่วนค่า Q_0 ก็สามารถปรับค่ากระแสไบแอสของ OTA_3 ตามอัตราส่วน $I_{BQ}=I_B/4$ สอดคล้องกับที่คำนวณไว้



รูปที่ 5.53 ผลการตอบสนองความถี่วงจรรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ MO-OTA

ค) การประยุกต์ใช้งานโอทีเอในการสังเคราะห์อิมพีแดนซ์อันดับย่อย

คณิตศาสตร์อันดับย่อย (Fractional order Mathematic) หรือ อันดับทศนิยม เป็นทฤษฎี สามารถนำมาอธิบายพฤติกรรมทางธรรมชาติได้อย่างกว้างขวาง แคลคูลัสอันดับย่อยถูกค้นพบมานานกว่า 300 ปี เพื่อใช้ในการหาอนุพันธ์ (Differentiations) และการหาปริพันธ์ (Integrations) ที่อันดับ (order) ไม่เป็นจำนวนเต็ม โดยแนวคิดนี้ได้รับความสนใจจากนักคณิตศาสตร์อย่างมาก แต่ก็ยังไม่สามารถใช้งานได้อย่างเป็นรูปธรรม และ ตั้งแต่ปี 1990 จนถึงปัจจุบัน การคำนวณอันดับที่เป็นทศนิยมกลายเป็นสาขาที่เกิดขึ้นใหม่ และ ถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลาย เช่น ตัวควบคุม (Controllers) [28] การจำลองแบบจำลองเนื้อเยื่อทางชีวภาพ (Accurate Modeling of Biological Tissues) [29] ตัวเก็บประจุอันดับย่อย (Fractional order Capacitors) [30] ตัวกรองความถี่อันดับย่อย (Fractional Filters) [31] วงจรกำเนิดสัญญาณอันดับย่อย (Fractional Oscillators) [32] และ อื่นๆ อีกมากมาย แบบจำลองทางชีวภาพ จัดว่าเป็นเรื่องที่มีความน่าสนใจอีกเรื่องหนึ่ง เนื่องจากไม่สามารถอธิบายค่าของอิมพีแดนซ์ด้วยแบบจำลองจากฟังก์ชันเต็มหน่วยได้ จากงานวิจัยในอดีตพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ทางชีวภาพดังกล่าว จะมีฟังก์ชันอยู่ในรูปฟังก์ชันอันดับย่อย ไม่สามารถสร้างได้โดยตรงจาก

วงจรรวม RLC ทั่วไป ทำให้มีบทความวิจัยเกี่ยวกับ การสร้างแบบจำลองทางชีวภาพเป็นจำนวนมาก โดยส่วนใหญ่จะนิยมใช้อนุพันธ์อันดับย่อย (Fractional Derivative) ของ Caputo [33] ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d\tau \quad (5.126)$$

โดยที่ α คือตัวที่แสดงคุณสมบัติของปริมาตรที่เป็นเศษส่วน จะมีค่าอยู่ในช่วง $-1 < \alpha < 1$ ส่วน a และ t นั้นเป็นตัวที่แสดงขอบเขตของสมการ และ $\Gamma(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันแกมมาของออยเลอร์ที่เป็นลักษณะทั่วไปของแฟกทอเรียลฟังก์ชัน (Factorial Function) และ D คือฟังก์ชันอนุพันธ์อันดับย่อย (Fractional Derivative) ในการสร้างแบบจำลองทางชีวภาพนั้น บทความส่วนใหญ่จะมุ่งเน้นไปที่การใช้การประมาณค่าในรูปแบบต่างๆ เช่น Oustaloup [34] วิธีนิวตัน (Newton Method) [35] วิธีการขยายแบบทศนิยมอย่างต่อเนื่อง (Continued Fraction Expansion: CFE) [36] มาสร้างอุปกรณ์ที่มีเฟสคงที่ (Constant Phase Element: CPE) โดยสร้างจากโครงข่ายแพสซีฟ RC โดยอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นนั้นจะมีเฟสคงที่ที่เหมือนกับเป็นอุปกรณ์แพสซีฟตัวหนึ่งแต่มีข้อจำกัดด้านการใช้งานและการปรับค่าความถี่ หรือ บางบทความมีการใช้วงจรรวมโครงข่ายแพสซีฟ RC มาต่อร่วมกับอุปกรณ์แอกทิฟ [37] แต่ไม่ได้สามารถปรับค่าอุปกรณ์ CPE หรือ ยานความถี่การทำงานได้

ในปี 2021 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอการสังเคราะห์อุปกรณ์อันดับย่อยเฟสคงที่ โดยใช้คณิตศาสตร์การประมาณค่าการกระจายเศษส่วนต่อเนื่อง (Continued Fraction Expansion: CFE) [38-39] ในการสังเคราะห์วงจรรวมจะใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลักร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ เพื่อให้สามารถออกแบบอุปกรณ์เฟสคงที่ และสามารถปรับย่านความถี่ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ในการสร้างองค์ประกอบอันดับย่อย (Fractional order Element: FOE) โดยเริ่มต้นด้วยสมการที่ (1) มาแปลงให้อยู่ในรูปของ Laplace (Laplace Transform) ได้เป็น

$$\mathcal{L} \{ {}_0 D_t^\alpha f(t) \} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} f(0)^{(k)} \quad (5.127)$$

ค่าขอบเขตเริ่มต้น (a) มีค่าเท่ากับศูนย์ ($a=0$) ขณะที่ $f(0)$ เป็นฟังก์ชันที่เงื่อนไขขอบเขตเริ่มต้น และ s^α เป็นตัวแปรลาปลาซย่อย (Fractional Laplacian) ผลลัพธ์ของฟังก์ชันอันดับย่อยจะอยู่ในรูปโดเมนความถี่ที่เหมือนกับเป็นอุปกรณ์อันดับย่อย ซึ่งสามารถเขียนสมการในรูปของอุปกรณ์แพสซีฟโดยมีอันดับ (α) ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ในรูปแบบแอนะล็อกจะมีค่าเป็น

$$Z(s) = A s^\alpha = (A\omega)^\alpha e^{\frac{j\alpha\pi}{2}} \quad (5.128)$$

รูปแบบของสมการที่ (5.128) นั้นไม่สามารถสร้างจริงได้ จึงต้องใช้หลักการขยายแบบทศนิยมอย่างต่อเนื่อง (CFE) ในการประมาณค่า s^α ด้วยการประมาณค่าฟังก์ชัน $(1+x)^\alpha$ โดยวิธีการกระจายขยายแบบทศนิยมอย่างต่อเนื่องดังนี้

$$(1+x)^\alpha = \frac{1}{1 - \frac{\alpha(x)}{b_1 + \frac{\alpha_1 + \alpha}{2 + \frac{\alpha_2 + \alpha}{b_2 + \frac{\alpha_2 - \alpha}{2 + \frac{\alpha_3 + \alpha}{b_3 + \frac{\alpha_3 + \alpha}{2 + \frac{\alpha_n + \alpha}{b_n + \frac{\alpha_n + \alpha}{2}}}}}}}}}} \quad (5.129)$$

โดยที่ $x=(s-1)$, $a_i=i$, $b_i=(2i-1)$, α คืออันดับย่อย และ $i=1, 2, \dots, n$

$$s^\alpha = \frac{\alpha_0 s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \alpha_2 s^{n-2} + \dots + \alpha_{n-1} s + \alpha_n}{\alpha_n s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \alpha_{n-2} s^{n-2} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (5.130)$$

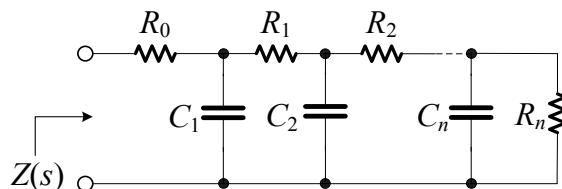
จากสมการที่ (4) สามารถประมาณค่าฟังก์ชันตรรกยะได้ดังสมการที่ (5.130) โดยอันดับ n เป็นอันดับที่ใช้ในการประมาณค่าฟังก์ชันตรรกยะ เมื่อ $1 \leq n \leq 5$ แสดงในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันตรรกยะ ด้วยอันดับการประมาณ ($n=1-5$)

n	Coefficients of rational functions (α_i)
1	$\alpha_0=(1-\alpha)$, $\alpha_1=(1+\alpha)$
2	$\alpha_0=(\alpha^2+3\alpha+2)$, $\alpha_1=(8-2\alpha^2)$, $\alpha_2=(\alpha^2-3\alpha+2)$
3	$\alpha_0=(\alpha^3+6\alpha^2+11\alpha+6)$, $\alpha_1=(-3\alpha^3-6\alpha^2+27\alpha+54)$, $\alpha_2=(3\alpha^3-6\alpha^2-27\alpha+54)$, $\alpha_3=(-\alpha^3+6\alpha^2-11\alpha+6)$
4	$\alpha_0=(\alpha^4+10\alpha^3+35\alpha^2+50\alpha+24)$, $\alpha_1=(-4\alpha^4-20\alpha^3+40\alpha^2+320\alpha+384)$, $\alpha_2=(6\alpha^4-150\alpha^2+864)$, $\alpha_3=(-4\alpha^4+20\alpha^3+40\alpha^2-320\alpha+384)$, $\alpha_4=(\alpha^4-10\alpha^3+35\alpha^2-50\alpha+24)$
5	$\alpha_0=(-\alpha^5-15\alpha^4-85\alpha^3-225\alpha^2-274\alpha+120)$, $\alpha_1=(5\alpha^5+45\alpha^4+5\alpha^3-1005\alpha^2-3250\alpha+3000)$, $\alpha_2=(-10\alpha^5-30\alpha^4+410\alpha^3+1230\alpha^2+4000\alpha-12000)$, $\alpha_3=(10\alpha^5-30\alpha^4-410\alpha^3+1230\alpha^2+4000\alpha-12000)$, $\alpha_4=(-5\alpha^5+45\alpha^4-5\alpha^3-1005\alpha^2+3250\alpha-3000)$, $\alpha_5=(\alpha^5-15\alpha^4+85\alpha^3-225\alpha^2+274\alpha-120)$

โครงข่ายแบบ Cauer

ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันอันดับย่อยสามารถใช้ฟังก์ชันตรรกยะดังสมการที่ (5.130) และ เมื่อพิจารณาโครงข่าย Cauer ดังรูปที่ 5.54 ซึ่งมีสมการดังสมการที่ (5.131) พบว่ามีความคล้ายกับการประมาณค่าฟังก์ชัน โดยการกระจายเศษส่วนต่อเนื่องในสมการที่ (5.129) ด้วยหลักการนี้จึงสามารถนำมาใช้สังเคราะห์ตัวเก็บประจุอันดับย่อย (Fractional order Capacitor: FOC) ได้



รูปที่ 5.54 โครงข่าย RC Cauer แบบที่ 1 เพื่อสร้างอุปกรณ์เฟสคงที่

$$Z(s) = R_1 + \frac{1}{sC_1 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_3 + \dots + \frac{1}{R_n + \frac{1}{sC_n + \frac{1}{R_0}}}}}}} \quad (5.131)$$

จากสมการที่ (5.131) การประมาณอิมพีแดนซ์ในรูปฟังก์ชันตรรกยะ สามารถเขียนใหม่โดยใช้สัมประสิทธิ์ $p_i(s)$ and $q_i(s)$ ได้ดังสมการที่ (5.132)

$$s^\alpha = \frac{q_0 s^n + q_1 s^{n-1} + q_2 s^{n-2} + \dots + q_{n-1} s + q_n}{p_0 s^n + p_1 s^{n-1} + p_2 s^{n-2} + \dots + p_{n-1} s + p_n} \quad (5.132)$$

ตัวเก็บประจุอันดับย่อย (Fractional-order capacitor: FOC)

ในการประมาณค่าฟังก์ชันที่มีความเที่ยงตรงสูงจะต้องใช้ฟังก์ชันตรรกยะอันดับสูง ในที่นี้จึงจะใช้อันดับในการประมาณเป็น $n=5$ จากสมการที่ (5.132) และตารางที่ 5.1 การประมาณค่าฟังก์ชัน $1/s^\alpha$ กรณี $\alpha=0.1-0.9$ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ฟังก์ชันอันดับย่อย ($\alpha=0.1-0.9$) ที่ประมาณด้วย $n=5$

Order	Rational approximation
$\alpha=0.1$	$\frac{1}{s^{0.1}} \approx \frac{s^5 + 28.33s^4 + 122.28s^3 + 130.71s^2 + 35.19s + 1.58}{1.58s^5 + 35.19s^4 + 130.71s^3 + 122.28s^2 + 28.33s + 1}$
$\alpha=0.2$	$\frac{1}{s^{0.2}} \approx \frac{s^5 + 32.5s^4 + 151.67s^3 + 173.33s^2 + 50.18s + 2.51}{2.51s^5 + 50.18s^4 + 173.33s^3 + 151.67s^2 + 32.5s + 1}$
$\alpha=0.3$	$\frac{1}{s^{0.3}} \approx \frac{s^5 + 37.86s^4 + 191.51s^3 + 234.07s^2 + 72.75s + 4.02}{4.02s^5 + 72.75s^4 + 234.07s^3 + 191.51s^2 + 37.86s + 1}$
$\alpha=0.4$	$\frac{1}{s^{0.4}} \approx \frac{s^5 + 45s^4 + 247.5s^3 + 323.65s^2 + 107.88s + 6.57}{6.57s^5 + 107.88s^4 + 323.65s^3 + 247.5s^2 + 45s + 1}$
$\alpha=0.5$	$\frac{1}{s^{0.5}} \approx \frac{s^5 + 55s^4 + 330s^3 + 462s^2 + 165s + 11}{11s^5 + 165s^4 + 462s^3 + 330s^2 + 55s + 1}$
$\alpha=0.6$	$\frac{1}{s^{0.6}} \approx \frac{s^5 + 69.99s^4 + 459.99s^3 + 689.99s^2 + 263.82s + 19.19}{19.19s^5 + 263.82s^4 + 689.99s^3 + 459.99s^2 + 69.99s + 1}$
$\alpha=0.7$	$\frac{1}{s^{0.7}} \approx \frac{s^5 + 95s^4 + 686.92s^3 + 1105.05s^2 + 452.07s + 35.74}{35.74s^5 + 452.07s^4 + 1105.05s^3 + 686.92s^2 + 95s + 1}$
$\alpha=0.8$	$\frac{1}{s^{0.8}} \approx \frac{s^5 + 145s^4 + 1160s^3 + 2003.64s^2 + 876.59s + 75.14}{75.14s^5 + 876.59s^4 + 2003.64s^3 + 1160s^2 + 145s + 1}$
$\alpha=0.9$	$\frac{1}{s^{0.9}} \approx \frac{s^5 + 295s^4 + 2628.18s^3 + 4880.91s^2 + 2283s + 211.59}{211.59s^5 + 2283s^4 + 4880.91s^3 + 2628.18s^2 + 295s + 1}$

จากสมการที่ (5.131) และ (5.132) ค่าของความต้านทานและตัวเก็บประจุ R_i and C_i สามารถคำนวณได้โดยใช้ตัวแปรสนับสนุน a_i, b_i, \dots, i ซึ่งสามารถเขียนสรุปได้ดังสมการที่ (5.133) และ ตัวแปร p_i, q_i แสดงไว้ในตารางที่ 5.3 โดยค่า Normalized ของความต้านทานและตัวเก็บประจุ R_i and C_i ของ FOC ค่าต่างๆ แสดงได้ดังตารางที่ 5.4

$$a_i = \frac{q_{i+1}p_0 - q_0p_{i+1}}{p_0} \quad b_i = \frac{p_{i+1}a_0 - p_0a_{i+1}}{a_0} \quad c_i = \frac{a_{i+1}b_0 - a_0b_{i+1}}{b_0} \quad (5.133)$$

$$d_i = \frac{b_{i+1}c_0 - b_0c_{i+1}}{c_0} \quad e_i = \frac{c_{i+1}d_0 - c_0d_{i+1}}{d_0} \quad f_i = \frac{d_{i+1}e_0 - d_0e_{i+1}}{e_0}$$

$$g_i = \frac{e_{i+1}f_0 - e_0f_{i+1}}{f_0} \quad h_i = \frac{f_{i+1}g_0 - f_0g_{i+1}}{g_0} \quad i_i = \frac{g_{i+1}h_0 - g_0h_{i+1}}{h_0}$$

ตารางที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์ (p_i and q_i)

i	p_i								
	$\alpha=0.1$	$\alpha=0.2$	$\alpha=0.3$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.5$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.7$	$\alpha=0.8$	$\alpha=0.9$
0	1.58	2.51	4.02	6.57	11	19.19	35.74	75.14	211.59
1	35.19	50.18	72.75	107.88	165	263.82	452.07	876.59	2283.00
2	130.71	173.33	234.07	323.65	462	689.99	1105.05	2003.64	4880.91
3	122.28	151.67	191.51	247.50	330	459.99	686.92	1160	2628.18
4	28.33	32.50	37.86	45	55	69.99	95	145	295
5	1	1	1	1	1	1	1	1	1

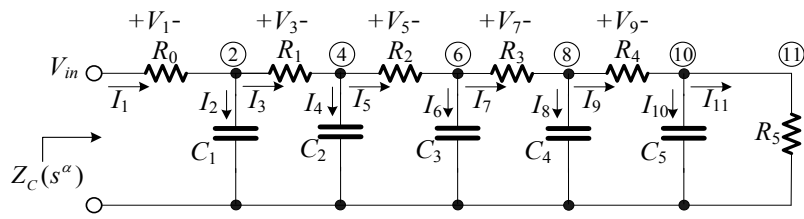
i	q_i								
	$\alpha=0.1$	$\alpha=0.2$	$\alpha=0.3$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.5$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.7$	$\alpha=0.8$	$\alpha=0.9$
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	28.33	32.5	37.86	45	55	69.99	95	145	295
2	122.28	151.67	191.51	247.50	330	459.99	686.92	1160	2628.18
3	130.71	173.33	234.07	323.65	462	689.99	1105.05	2003.64	4880.91
4	35.19	50.18	72.75	107.88	165	263.82	452.07	876.59	2283.00
5	1.58	2.51	4.02	6.57	11	19.19	35.74	75.14	211.59

ตารางที่ 5.4 โดยค่า Normalized ความต้านทานและตัวเก็บประจุ R_i and C_i ของ FOC

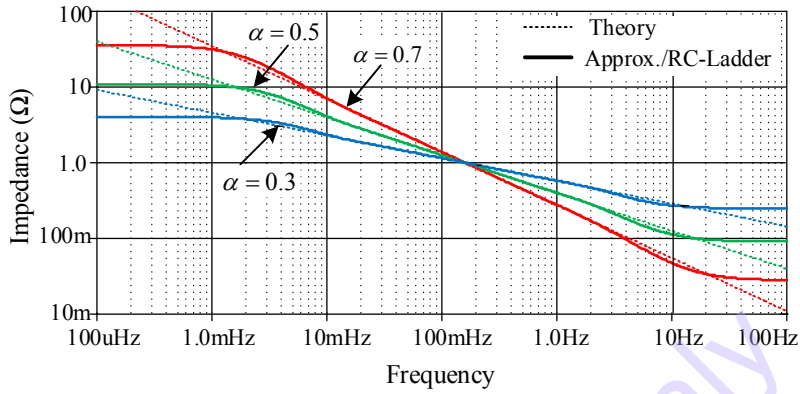
i	R_i									
	R_i	$\alpha=0.1$	$\alpha=0.2$	$\alpha=0.3$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.5$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.7$	$\alpha=0.8$	$\alpha=0.9$
0	i_0/h_1	0.6329	0.3986	0.2485	0.1523	0.0909	0.0521	0.0279	0.0133	0.0047
1	g_0/p_0	0.2436	0.3719	0.4336	0.4584	0.4662	0.4719	0.4921	0.5604	0.8274
2	a_0/b_0	0.1802	0.3507	0.5185	0.6943	0.8951	1.1531	1.5399	2.2674	4.3864
3	c_0/d_0	0.1561	0.3562	0.6169	0.9673	1.4602	2.2043	3.4542	5.9790	13.633
4	e_0/f_0	0.1546	0.4012	0.7895	1.4062	2.4121	4.1386	7.3758	14.532	37.757
5	g_0/h_0	0.2127	0.6301	1.4175	2.8885	5.6754	11.1671	22.854	51.7842	154.99

j	C_j									
	C_j	$\alpha=0.1$	$\alpha=0.2$	$\alpha=0.3$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.5$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.7$	$\alpha=0.8$	$\alpha=0.9$
1	p_0/a_0	0.2607	0.2007	0.2035	0.2298	0.2750	0.3411	0.4340	0.5635	0.7445
2	b_0/c_0	2.2416	1.2669	0.9443	0.7793	0.6703	0.5797	0.4863	0.3727	0.2194
3	d_0/e_0	8.0854	3.7998	2.3556	1.6154	1.1521	0.8232	0.5678	0.3554	0.1692
4	f_0/g_0	22.546	9.2389	4.9941	2.9854	1.8547	1.1532	0.6911	0.3751	0.1546
5	h_0/i_0	65.824	23.926	11.470	6.0799	3.3477	1.8438	0.9781	0.4694	0.1709

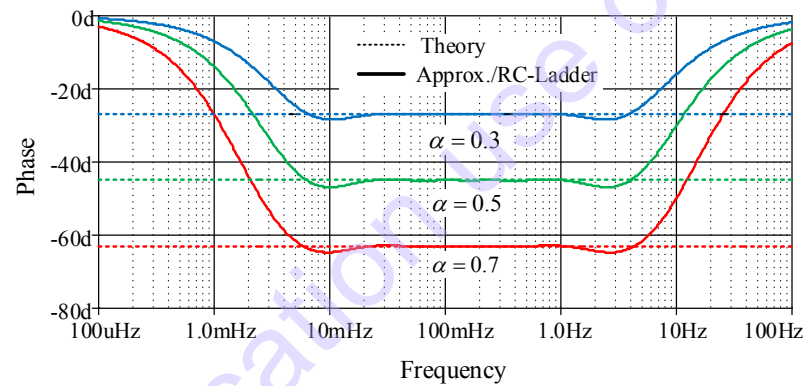
ตัวเก็บประจุอันดับย่อยที่สร้างขึ้นจากโครงข่าย RC Cauer อันดับ 5 แสดงดังรูปที่ 5.55(ก) โดยมีค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังแสดงในตารางที่ 5.4 ผลการตอบสนองอิมพีแดนซ์และเฟสของตัวเก็บประจุอันดับย่อย เมื่อ $\alpha=0.3, 0.5$ and 0.7 เปรียบเทียบกับทฤษฎีแสดงดังรูปที่ 5.55(ข) และ (ค) ตามลำดับ ซึ่งพบว่า ผลของตัวเก็บประจุอันดับย่อยที่ถูกประมาณค่าด้วยโครงข่าย RC Cauer อันดับ 5 นั้น มีค่าสอดคล้องกับทฤษฎีในช่วงความถี่ 10mHz-3Hz.



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 5.55 ตัวเก็บประจุอันดับย่อย (ก) โครงข่าย RC Cauer (ข) อิมพีแดนซ์ (ค) ผลตอบสนองทางเฟส

ในงานด้านวิศวกรรมการแพทย์นั้น ค่าของอุปกรณ์แพสซีฟตัวเก็บประจุและความต้านทานที่ใช้ในโครงข่าย RC Cauer จำเป็นต้องปรับค่าให้เหมาะสม ทั้งในทางความถี่ (k_f) และ ขนาด (k_m) ซึ่งถ้านำไปใช้ในเนื้อเยื่อทางชีวภาพจะใช้ $k_m = k_f = 10^4$ ความต้านทาน (R_{ni}) และตัวเก็บประจุ (C_{ni}) ตัวใหม่จะแสดงไว้ดังตารางที่ 5.5

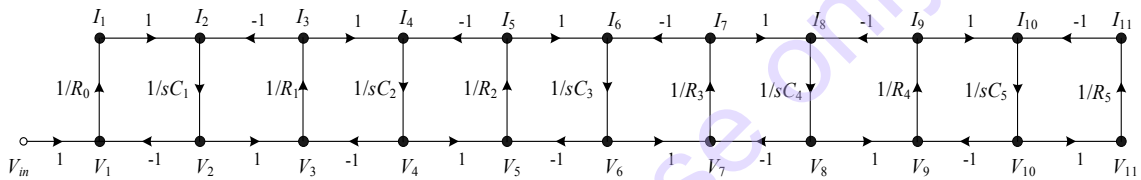
ตารางที่ 5.5 ค่าความต้านทาน (R_{ni}) และตัวเก็บประจุ (C_{ni}) ที่ผ่านการปรับค่าสำหรับเนื้อเยื่อ

i	R_{ni}	$R_{ni}(k\Omega)$								
		$\alpha=0.1$	$\alpha=0.2$	$\alpha=0.3$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.5$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.7$	$\alpha=0.8$	$\alpha=0.9$
0	$R_i k_m$	6.329	3.986	2.485	1.523	0.909	0.521	0.279	0.133	0.047
1	$R_i k_m$	2.436	3.719	4.336	4.584	4.662	4.719	4.921	5.604	8.274
2	$R_i k_m$	1.802	3.507	5.185	6.943	8.951	11.531	15.399	22.674	43.864
3	$R_i k_m$	1.561	3.562	6.169	9.673	14.602	22.043	34.542	59.790	136.33
4	$R_i k_m$	1.546	4.012	7.895	14.062	24.121	41.386	73.758	145.32	377.57
5	$R_i k_m$	2.127	6.301	14.175	28.885	56.754	111.67	228.54	517.84	1549.9

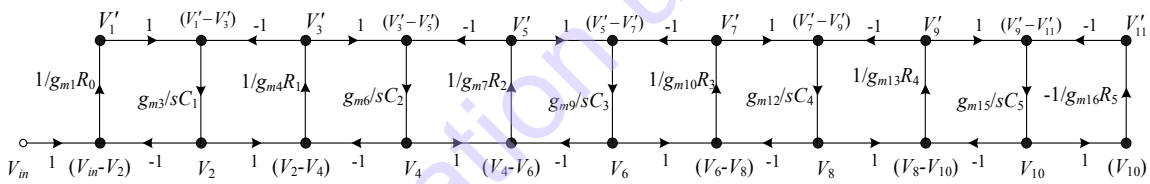
i	$C_{ni}(nF)$									
	C_{ni}	$\alpha=0.1$	$\alpha=0.2$	$\alpha=0.3$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.5$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.7$	$\alpha=0.8$	$\alpha=0.9$
1	$C_i/(k_n k_f)$	2.607	2.007	2.035	2.298	2.750	3.411	4.340	5.635	7.445
2	$C_i/(k_n k_f)$	22.416	12.669	9.443	7.793	6.703	5.797	4.863	3.727	2.194
3	$C_i/(k_n k_f)$	80.854	37.998	23.556	16.154	11.521	8.232	5.678	3.554	1.692
4	$C_i/(k_n k_f)$	225.46	92.389	49.941	29.854	18.547	11.532	6.911	3.751	1.546
5	$C_i/(k_n k_f)$	658.24	239.26	114.70	60.799	33.477	18.438	9.781	4.694	1.709

ตัวเก็บประจุอันดับย่อยโดยใช้ OTA-C

จากรูปที่ 5.55 (ก) กำหนดตำแหน่งแรงดัน (V) และกระแส (I) ให้ที่โหนด และ สาขาที่เกี่ยวข้อง และใช้ทฤษฎี Kirchhoff's current law (KCL) และ Kirchhoff's voltage law (KVL) เขียนความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสในรูปของกราฟการไหลสัญญาณ (Signal Flow Graph: SFG) รูปที่ 5.56(ก) แสดงกราฟการไหลสัญญาณเริ่มต้นที่ได้มาจากโครงข่าย RC Cauer ตัวแปรกระแสถูกแปลงให้เป็นตัวแปรแรงดันโดยใช้อุปกรณ์ค่าความนำถ่ายโอน (g_m) กราฟการไหลสัญญาณที่ได้จากการแปลงแสดงดังรูปที่ 5.56(ข)



(ก)

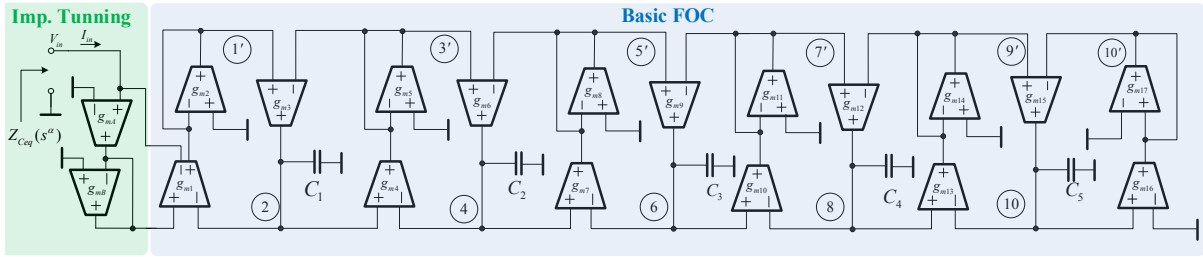


(ข)

รูปที่ 5.56 SFG ของโครงข่าย RC Cauer (ก) SFG รูปแบบเริ่มต้น (b) SFG รูปแบบแรงดัน

จาก SFG รูปที่ 5.56(ข) สามารถสร้างเป็นวงจรได้โดยใช้วงจรรขยายแรงดัน และ วงจรอินทิเกรเตอร์รูปแบบแรงดันดังแสดงในรูปที่ 8 โดยที่วงจรจะประกอบด้วยวงจร FOC หลัก (OTA_1-OTA_{17}) และวงจรรขยายแรงดัน (OTA_A และ OTA_B) โดยที่กระแสเอาต์พุตจะป้อนกลับแบบลบไปยังอินพุตของวงจรรขยายแรงดันเพื่อทำหน้าที่เสมือนเป็นวงจร FOC ($Z_{Ceq}(s^\alpha)$) ค่าอิมพีแดนซ์ของ FOC จะแสดงดังสมการที่ (5.134) ซึ่งการปรับขนาดอิมพีแดนซ์จะทำได้โดยการปรับอัตราส่วนของ g_{mB}/g_{mA} โดยค่าความนำถ่ายโอนของ OTA เพื่อสร้างเป็น FOC ในอันดับย่อย $\alpha=0.1-0.9$ ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 5.6

$$Z_{Ceq}(s^\alpha) = \left(\frac{g_{mB}}{g_{mA}} \right) Z_C(s^\alpha) \tag{5.134}$$



รูปที่ 5.57 วงจรตัวเก็บประจุอันดับย่อย FOC ปรับค่าได้

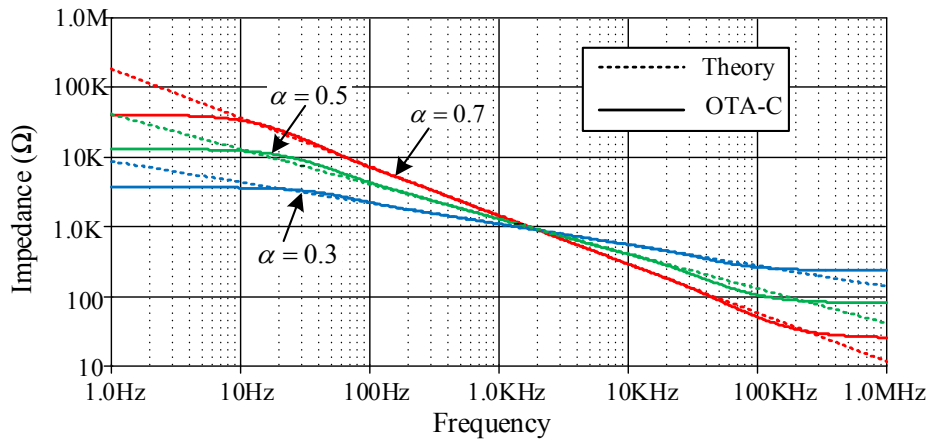
ตารางที่ 5.6 ค่าความนำถ่ายโอน (g_m) ที่ใช้สำหรับเนื้อเยื่อ

Transconductance of OTAs (μS)									
$g_m(i)$	Order tuning OTA								
	$\alpha=0.1$	$\alpha=0.2$	$\alpha=0.3$	$\alpha=0.4$	$\alpha=0.5$	$\alpha=0.6$	$\alpha=0.7$	$\alpha=0.8$	$\alpha=0.9$
$g_{m(1)}=1/R_{n0}$	158	251	402	657	1100	1920	3570	7510	21200
$g_{m(4)}=1/R_{n1}$	411	269	231	218	215	212	203	178	121
$g_{m(7)}=1/R_{n2}$	555	285	193	144	112	8607	64.9	44.1	22.8
$g_{m(10)}=1/R_{n3}$	641	281	162	103	68.5	45.4	28.9	16.7	7.34
$g_{m(13)}=1/R_{n4}$	647	249	127	71.1	41.5	24.2	13.6	6.88	2.65
$g_{m(16)}=1/R_{n5}$	470	159	70.5	34.6	17.6	8.95	4.38	1.93	.645
Fixed OTA									
$g_{m(2, 5, 8, 11, 14, 17)}$	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3
Frequency tuning OTA (g_{mf})									
$g_{m(3, 6, 9, 12, 15)}$	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3	143.3
Impedance tuning OTA									
$g_{m(A)}$	1491	1491	1491	1491	1491	1491	1491	1491	1491
$g_{m(B)}$	71.93	71.93	71.93	71.93	71.93	71.93	71.93	71.93	71.93

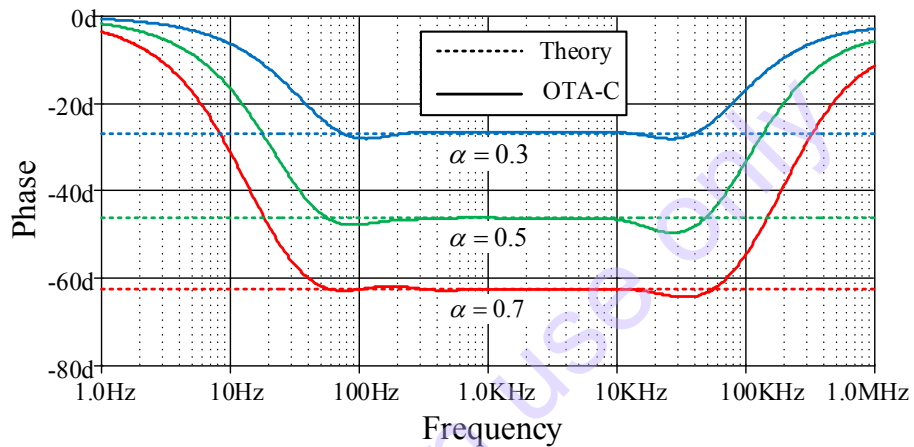
ตัวอย่างที่ 5.2 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายโอนอันดับย่อย $\alpha=0.3, 0.5$ and 0.7 ด้วยวงจรถ่ายโอน OTA-C โดยใช้ค่าความนำถ่ายโอนในตารางที่ 5.6 ตัวเก็บประจุในตารางที่ 5.5 และใช้ OTA ด้วยเทคโนโลยี CMOS TSMC $0.25\mu m$ ตามวงจรรูปที่ 5.20 และจำลองผลการทำงาน

วิธีทำ

เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 5.57 และใช้ตัวเก็บประจุตามตารางที่ 5.5 เมื่อจำลองผลการทำงาน โดยเปลี่ยนค่า g_m เพื่อให้ได้ค่า $\alpha=0.3, 0.5$ and 0.7 และปรับค่า g_m ตามตารางที่ 5.6 พบว่าวงจรทำงานเป็นตัวเก็บประจุอันดับย่อยสอดคล้องกับทฤษฎี โดยค่าอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 5.58 และผลตอบสนองทางเฟสแสดงดังรูปที่ 5.59

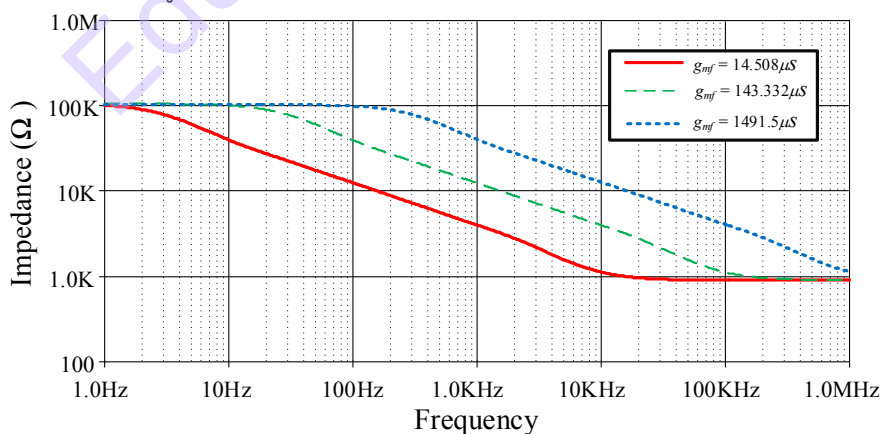


รูปที่ 5.58 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร FOC ที่สร้างจาก OTA

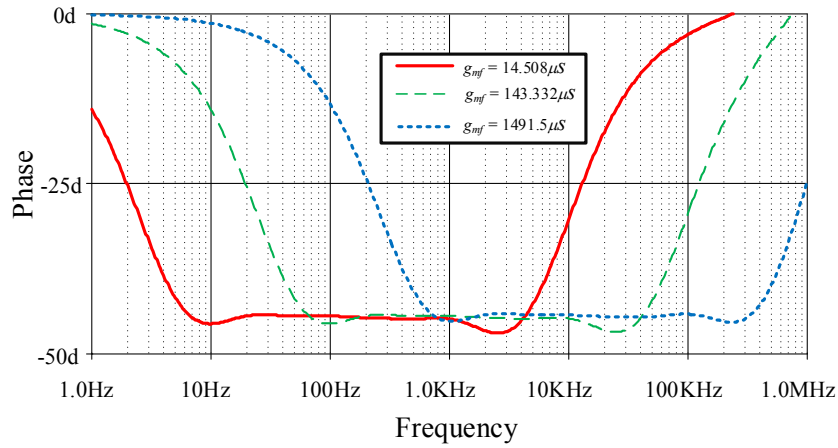


รูปที่ 5.59 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร FOC ที่สร้างจาก OTA

การปรับค่าความถี่ตอบสนองสามารถทำได้โดยการปรับค่าความนำถ่ายไอออนของ OTA บางตัว (g_{mf}) พร้อมกัน พบว่าวงจรสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองได้ถูกต้อง โดยค่าอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 5.60 และผลตอบสนองทางเฟสแสดงดังรูปที่ 5.61

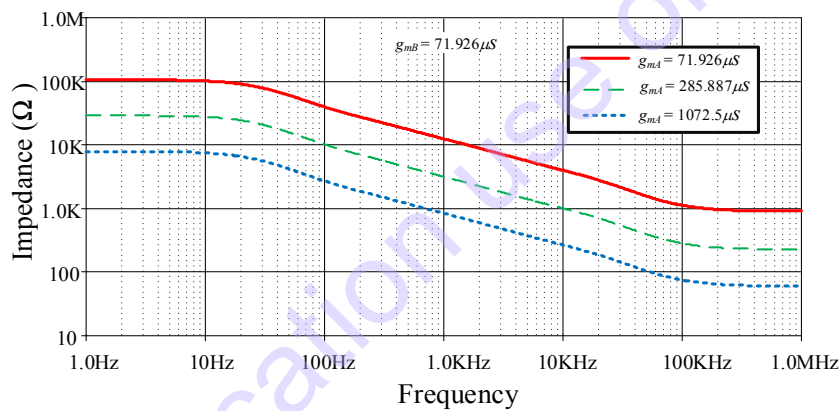


รูปที่ 5.60 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร FOC เมื่อปรับค่าความถี่ตอบสนอง

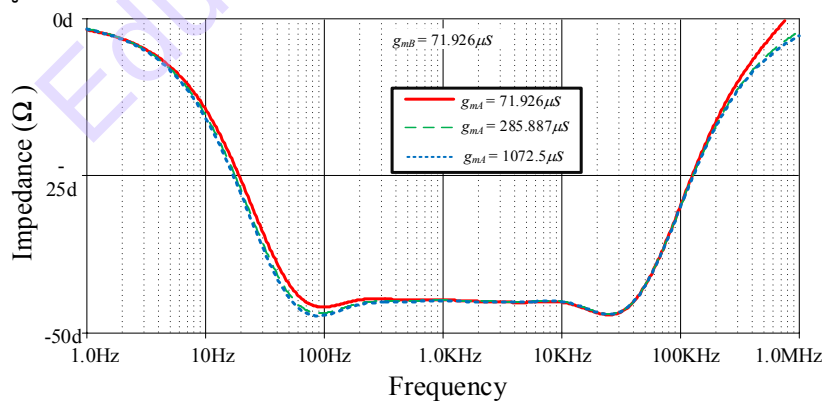


รูปที่ 5.61 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร FOC เมื่อปรับค่าความถี่ตอบสนอง

การปรับขนาดของวงจรสามารถทำได้โดยการปรับค่าความนำถ่ายไอออนของ OTA_A (g_{mA}) ขณะที่ให้ g_{mB} คงที่ พบว่าวงจรสามารถปรับค่าขนาดของอิมพีแดนซ์ได้ถูกต้อง ไม่ส่งผลกระทบต่อผลตอบสนองทางเฟส โดยค่าอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 5.62 และผลตอบสนองทางเฟสแสดงดังรูปที่ 5.63



รูปที่ 5.62 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร FOC เมื่อปรับค่าขนาดของอิมพีแดนซ์



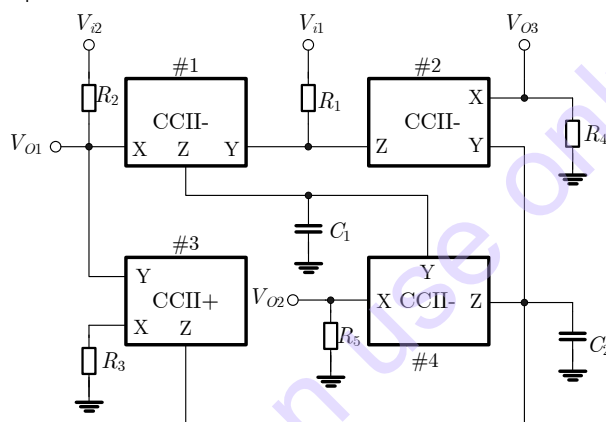
รูปที่ 5.63 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร FOC เมื่อปรับค่าขนาดของอิมพีแดนซ์

5.5.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) เป็นบล็อกแอกทิฟที่นิยมของนักออกแบบ เนื่องจากคุณสมบัติเด่นด้านความต้านทานของพอร์ตต่างๆ ทำให้บล็อกแอกทิฟ CCII ยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้งานทั้ง

รูปแบบแรงดัน และ กระแส เช่น พอร์ต Y เป็นพอร์ตที่มีความต้านทานสูง จึงสามารถใช้เป็นอินพุตของวงจรรูปแบบแรงดันได้ดี พอร์ต X เป็นพอร์ตที่มีความต้านทานต่ำ สามารถดัดแปลงให้เป็นอินพุตของวงจรรูปแบบกระแส หรือ สามารถเป็นเอาต์พุตของวงจรรูปแบบแรงดันก็ได้ ส่วนพอร์ต Z เป็นเอาต์พุตพอร์ตที่มีความต้านทานสูง จึงเหมาะในการทำงานเป็นเอาต์พุตของวงจรรูปแบบกระแสได้ดี ของวงจรรองความถี่เป็นได้ทั้งรูปแบบแรงดัน

ในปี 1997 C.M. Chang ได้ออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบแรงดันโดยใช้ CCII 4 ตัว หลายโครงสร้าง [40] โดยผู้เขียนขอยกตัวอย่างเพียงโครงสร้างเดียว ดังรูปที่ 5.54 เนื่องจากตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นแบบต่อกราวด์ทั้งหมด จึงเหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวมเพราะสามารถสร้างได้ง่ายกว่า ตัวเก็บประจุแบบลอยและ ยังมีคุณสมบัติด้านความต้านทานอินพุต และ เอาต์พุตที่เหมาะสม โดยเฉพาะที่เอาต์พุตจะมีความต้านทานต่ำ เนื่องจากใช้คุณสมบัติของพอร์ต X ดังที่กล่าวมาแล้ว แต่อย่างไรก็ตามวงจรรองความถี่ยังคงใช้ความต้านทานอยู่ถึง 5 ตัว ซึ่งเป็นอุปสรรคในการสร้างวงจรรวมให้มีขนาดเล็ก และ เป็นข้อเสียหลักของวงจรรองความถี่



รูปที่ 5.54 วงจรรองความถี่รูปแบบแรงดันหลายอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้ CCII

จากวงจรรูปที่ 5.54 เมื่อทำการวิเคราะห์ผลของแรงดันเอาต์พุตทั้งสาม จะมีค่าเท่ากับ

$$V_{O1} = \frac{V_{i1}s^2C_1C_2G_1 + V_{i2}G_2G_4G_5}{\Delta} \quad (5.135)$$

$$V_{O2} = \frac{V_{i1}(-sC_2G_1G_2) + V_{i2}(sC_2G_1G_2 + G_2G_3G_4)}{\Delta} \quad (5.136)$$

และ

$$V_{O3} = \frac{V_{i1}(sC_1G_1G_3 + G_1G_2G_5) + V_{i2}(-G_1G_2G_5)}{\Delta} \quad (5.137)$$

โดยที่ $\Delta = s^2C_1C_2G_1 + sC_1G_3G_4 + G_2G_4G_5$ ซึ่งพบว่าสามารถสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบไบควอดได้หลายชนิดเพียงกำหนดอินพุตที่เหมาะสมดังเงื่อนไขต่อไปนี้

- วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ V_{O1} (LPF₁) $V_{i2}=V_{in}$ และ $V_{i1}=0$
- วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ V_{O2} (LPF₂) $V_{i1}=V_{i2}=V_{in}$
- วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (กลับเฟส) ที่ V_{O3} (LPF₃) $V_{i2}=V_{in}$ และ $V_{i1}=0$
- วงจรรองแถบความถี่ผ่าน (กลับเฟส) ที่ V_{O2} (BPF₁) เมื่อ $V_{i1}=V_{in}$ และ $V_{i2}=0$
- วงจรรองแถบความถี่ผ่านที่ V_{O3} (BPF₂) เมื่อ $V_{i1}=V_{i2}=V_{in}$

- วงจรรองความถี่สูงผ่านที่ V_{o1} (HPF) เมื่อ $V_{i1}=V_{in}$ และ $V_{i2}=0$
- วงจรรองแถบความถี่หยุดที่ V_{o1} (BRF) เมื่อ $V_{i1}=V_{i2}=V_{in}$

จากสมการที่ (5.135)-(5.137) ค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรรองความถี่รูปที่ 5.64 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_2 G_4 G_5}{C_1 C_2 G_1}} \quad (5.138)$$

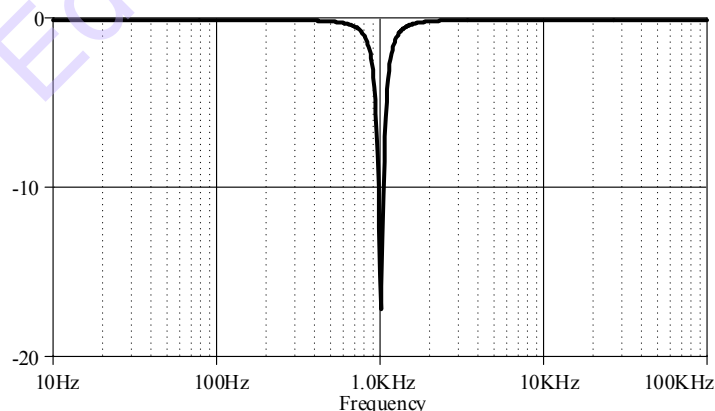
$$Q_0 = \frac{1}{G_3} \sqrt{\frac{C_2 G_1 G_2 G_5}{C_1 G_4}} \quad (5.139)$$

จากวงจรรองความถี่หลายหน้าที่สร้างจาก CCII ดังรูปที่ 5.64 แม้ว่าจะสามารถสร้างวงจรรองความถี่ได้หลายชนิด แต่ก็ยังต้องใช้ตัวต้านทานถึง 5 ตัว และ จากสมการที่ (5.138) และ (5.139) พบว่าปรับค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพเป็นอิสระต่อกัน แต่ไม่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งยังสามารถพัฒนาให้มีสมรรถนะสูงขึ้นกว่านี้ได้อีก

ตัวอย่างที่ 5.3 จงสังเคราะห์วงจรรองแถบความถี่หยุดโดยใช้ CCII หาค่าตัวเก็บประจุ (C_1 , C_2 และ C_0) และ ค่าตัวต้านทาน (R_1 , R_2 , R_3 , และ R_4) ให้มีความถี่กลาง $f_0=1\text{kHz}$ และ มีค่า $Q_0=5$ และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่

วิธีทำ

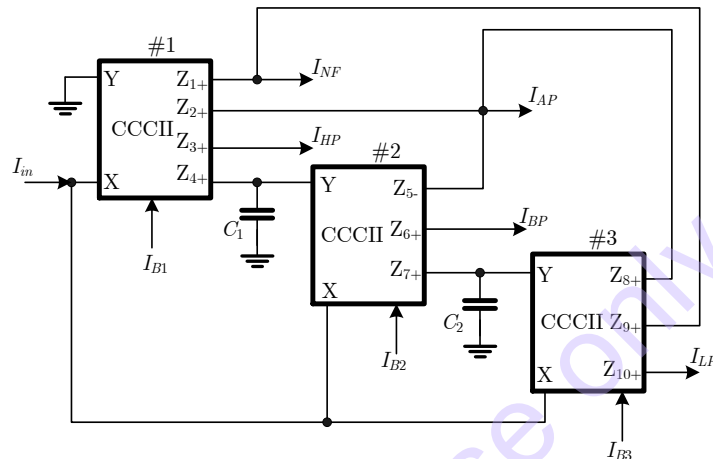
จากวงจรรองแถบความถี่หยุดที่ V_{o1} (BRF) รูปที่ 5.54 โดยใช้เงื่อนไข เมื่อ $V_{i1}=V_{i2}=V_{in}$ กำหนดให้ $C_1=C_2=100\text{nF}$ จะได้ค่าความนำ $G = G_1 = G_2 = G_4 = G_5 = 2\pi(1\text{k})100\text{nF} = 628.32\mu\text{S}$ ดังนั้นค่าความนำ $G_3 = \frac{G}{5} = \frac{628.32\mu\text{S}}{5} = 125.66\mu\text{S}$ ซึ่งเป็นความต้านทาน $R=G^{-1}=1.592\text{k}\Omega$, $R_3=7.958\text{ k}\Omega$ ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองแถบความถี่หยุด (BRF) แสดงดังรูปที่ 5.65



รูปที่ 5.65 ผลการตอบสนองวงจรรองแถบความถี่หยุดโดยใช้ CCII

5.5.3 การประยุกต์ใช้งานวงจรรายพานกระแสรูนที่สองปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCCII)

จากที่กล่าวไปแล้วว่าวงจรรายพานกระแสปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCCII) มีตัวต้านทานแฝงที่พอร์ต X ซึ่งถ้าออกแบบอย่างถูกต้องวงจรจะไม่ใช่ตัวต้านทานเลย และ ยังสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วย ในปี 2009 E. Yuce ได้นำเสนอวงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหลายหน้าที่โดยใช้ CCCII ตามรูปที่ 5.34 แบบหลายเอาต์พุต จำนวน 3 โครงสร้างคล้ายๆ กัน [41] ผู้เขียนขอแนะนำหนึ่งในโครงสร้างที่น่าสนใจ ดังรูปที่ 5.66 เนื่องจากสามารถสร้างเป็นฟังก์ชันการกรองความถี่ได้ 5 รูปแบบโดยใช้ CCCII เพียง 3 ตัว และใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ 2 ตัว โดยไม่ใช่ตัวต้านทานเลย



รูปที่ 5.66 วงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้ CCCII

จากวงจรรูปที่ 5.66 เมื่อทำการวิเคราะห์ผลของกระแสเอาต์พุตทั้งห้า จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{-1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2}{D(s)} \quad (5.140)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{-s/R_{x2}C_1}{D(s)} \quad (5.141)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{-s^2}{D(s)} \quad (5.142)$$

$$\frac{I_{BR}}{I_{in}} = \frac{-(s^2 + 1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2)}{D(s)} \quad (5.143)$$

$$\frac{I_{AP}}{I_{in}} = \frac{-(s^2 - s/R_{x2}C_1 + 1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2)}{D(s)} \quad (5.144)$$

โดยที่ $D(s) = s^2 + s/R_{x2}C_1 + 1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2$ ซึ่งพบว่าสามารถสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบไบควอดแบบกลับเฟสได้ห้าชนิดโดยมีความถี่โพล (ω_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) เท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2}} \quad (5.145)$$

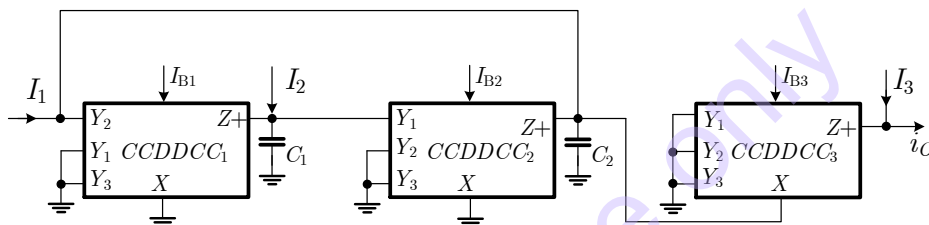
$$Q_0 = \sqrt{\frac{C_2R_{x3}}{C_1R_{x2}}} \quad (5.146)$$

จากวงจรรองความถี่หลายหน้าที่สร้างจาก CCCII ดังรูปที่ 5.66 แม้ว่าจะสามารถสร้างวงจรรองความถี่ได้หลายชนิด สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่เมื่อพิจารณาการปรับค่าความถี่โพล และ ตัว

ประกอบคุณภาพ จากสมการที่ (5.145) และ (5.146) พบว่าหากกรณีต้องการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพมากกว่า 1 จะกระทบต่อค่าความถี่โพลได้ จึงเป็นจุดอ่อนของวงจรรองความถี่ตัวนี้

5.5.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรรายพานกระแสผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCDDCC)

เนื่องจากบล็อกแอกทิฟ CCCII มีความยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้งาน และ มีความต้านทานแฝง และ มีคุณสมบัติในการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้นั้น และ ตามที่ได้อธิบายไว้ก่อนในหัวข้อ 5.3.4 ในเรื่อง DDCC สามารถใช้งานได้กว้างกว่าด้วยอินพุตผลต่าง ซึ่งด้วยเหตุนี้ ในปี 2011 P. Prommee และ คณะ จึงได้ออกแบบ DDCC ที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ หรือ มีตัวย่อว่า CCDDCC ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์เป็น วงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหลายหน้าที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ [18] ดังรูปที่ 5.67 โดยใช้ CCDDCC 3 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว โดยไม่ต้องใช้ตัวต้านทาน



รูปที่ 5.67 วงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ CCDDCC

จากวงจรรูปที่ 5.67 เมื่อทำการวิเคราะห์ผลของกระแสเอาต์พุตทั้งห้า จะมีค่าเท่ากับ

$$I_o s = \frac{-I_1 \left(\frac{s}{R_{X3} C_2} \right) - I_2 \left(\frac{1}{R_{X2} R_{X3} C_1 C_2} \right) + I_3 D s}{D s} \quad (5.147)$$

โดยที่ $D s = s^2 + \frac{s}{R_{X3} C_2} + \frac{1}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2}$ ซึ่งพบว่าสามารถสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบไบควอดต์ได้หลาย

ชนิดเพียงกำหนดอินพุตที่เหมาะสมดังเงื่อนไขต่อไปนี้

- วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) เมื่อ $I_2 = I_m$ และ $I_1 = I_3 = 0$
- วงจรรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) เมื่อ $I_1 = I_m$ และ $I_2 = I_3 = 0$
- วงจรรองความถี่สูงผ่าน (HPF) เมื่อ $I_1 = I_2 = I_3 = I_m$.
- วงจรรองแถบความถี่หยุด (BRF) เมื่อ $I_1 = I_3 = I_m$ และ $I_2 = 0$
- วงจรรองผ่านทุกความถี่ (APF) เมื่อ $I_1/2 = I_3 = I_m$ และ $I_2 = 0$

จากสมการที่ (5.138) ค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรรองความถี่รูปที่ 5.67 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2}} \quad (5.148)$$

$$Q_0 = R_{X3} \sqrt{\frac{C_2}{R_{X1} R_{X2} C_1}} \quad (5.149)$$

จากสมการที่ (5.148) และ (5.149) พบว่าค่าความถี่โพล (ω_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) จะเป็นอิสระต่อกันและกัน เช่นถ้าต้องการปรับค่า Q_0 ให้มีค่ามากกว่า 1 จะสามารถปรับได้ที่ R_{X3} โดยไม่กระทบต่อค่า ω_0 เลย ซึ่งจัดได้ว่าวงจรรองความถี่วงจรมีประสิทธิภาพดีวงจรมีหนึ่ง

ตัวอย่างที่ 5.4 จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRF) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยบล็อกแอกทิฟ CCDDCC รูปที่ 5.57 เมื่อ $Q_0=1$ โดยกำหนดให้ความถี่ $f_0=1\text{MHz}$ และ วงจรรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) โดยปรับค่ากระแสไบแอส I_{B3} ขณะที่ $I_{B1}=I_{B2}$ มีค่าคงที่ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ M_{19} และ M_{20} มีค่าความนำถ่ายโอน $\mu_0 C_{OX}=24.675 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ และ ขนาดเท่ากับ $W/L=5\mu\text{m}/0.25\mu\text{m}$

วิธีทำ

จากสมการที่ (5.148) ค่า $f_0=1\text{MHz}$ กำหนดให้ $C_1=C_2=C=10\text{pF}$ และ $R_{X1}=R_{X2}=R_X$ ความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรรองความถี่ มีค่าเท่ากับ

$$R_X = \frac{1}{2\pi(1\text{MHz})(10\text{pF})} = 15.9\text{k}\Omega$$

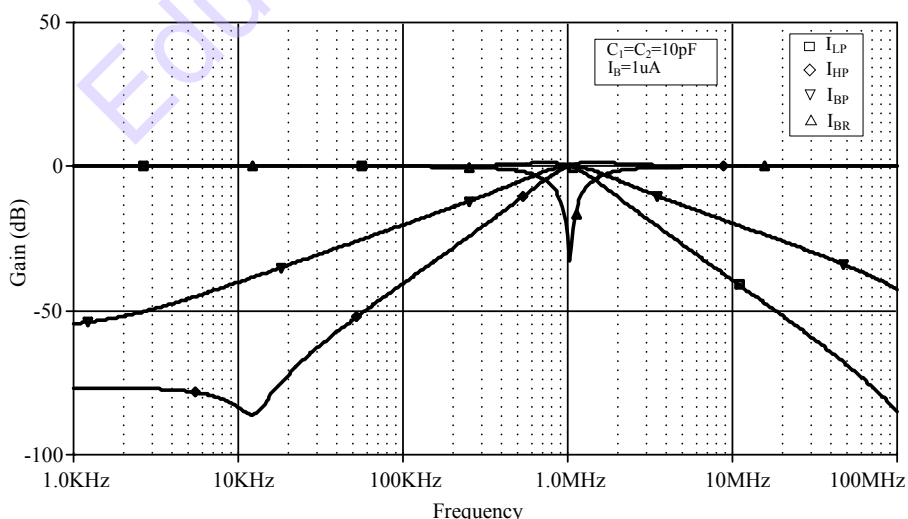
จากสมการที่ (5.86) ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X จะมีค่าประมาณ

$$R_X \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_0 C_{OX}(W/L)I_B}}$$

ดังนั้นกระแสไบแอสที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ

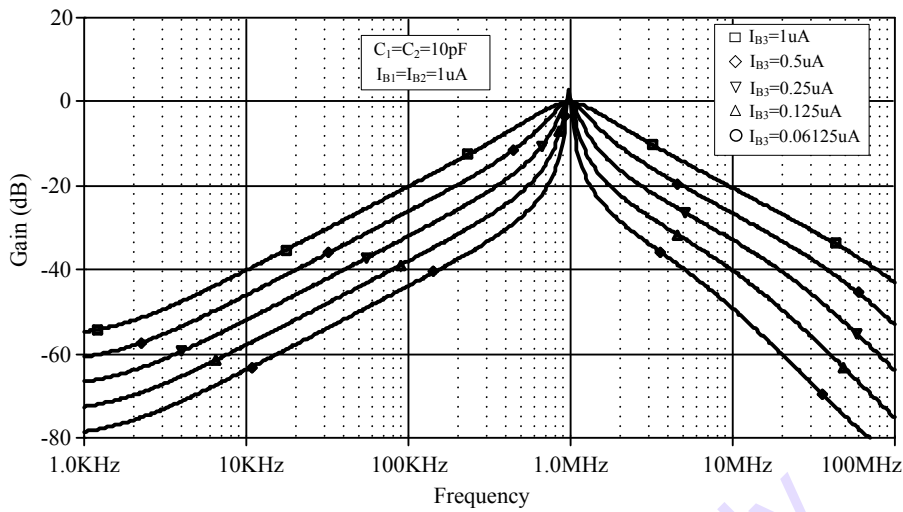
$$I_B \simeq \frac{1}{8\mu_0 C_{OX}(W/L)R_X^2} = 1\mu\text{A}$$

ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRF) แสดงดังรูปที่ 5.68



รูปที่ 5.68 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRF) โดยใช้ CCDDCC

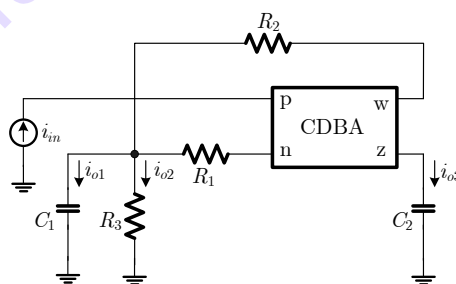
ผลการตอบสนองของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) โดยปรับค่ากระแสไบแอส I_{B3} ขณะที่ $I_{B1}=I_{B2}=1\mu\text{A}$ แสดงได้ดังรูปที่ 5.69



รูปที่ 5.69 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) โดยใช้ CCDDCC เมื่อปรับค่ากระแสไบแอส I_{B3}

5.5.5 การประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายผลต่างกระแสขยายบัฟเฟอร์ (CDBA)

บล็อกแอกทิฟที่มีคุณสมบัติทางอินพุตเป็นผลต่างกระแส (Current Differencing) ก็เป็นอุปกรณ์อีกกลุ่มหนึ่งที่มีความนิยมไม่น้อยกว่าวงจรสายพานกระแส โดยวงจรรแรกที่มีการนำเสนอก็คือ วงจรรขยายผลต่างกระแสขยายบัฟเฟอร์ (CDBA) ด้วยคุณสมบัติด้านอินพุตพอร์ต p และ n เป็นแบบผลต่างกระแส ซึ่งมีความต้านทานต่ำ และมีพอร์ต Z ซึ่งมีความต้านทานสูงเพื่อเป็นกระแสเอาต์พุตผลต่างและใช้ประมวลสัญญาณ ขณะเดียวกันก็เป็นอินพุตให้กับบัฟเฟอร์แรงดันมีเอาต์พุตที่พอร์ต W ซึ่งมีความต้านทานต่ำ ในปี 2002 S. Özcan และคณะ ได้นำเสนอวงจรรองความถี่แบบไบควอดเรตกรุปแบบกระแส โดยใช้ CDBA 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว [42] ดังรูปที่ 5.70



รูปที่ 5.70 วงจรรองความถี่รูปแบบกระแสโดยใช้ CDBA

เมื่อทำการวิเคราะห์ผลของกระแสเอาต์พุตทั้งสาม จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_{o1}}{i_{in}} = \frac{\frac{G_2}{C_2} s}{s^2 + \frac{G_1+G_2+G_3}{C_1} s + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (5.150)$$

$$\frac{i_{o2}}{i_{in}} = \frac{\frac{G_2 G_3}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{G_1 + G_2 + G_3}{C_1} s + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (5.151)$$

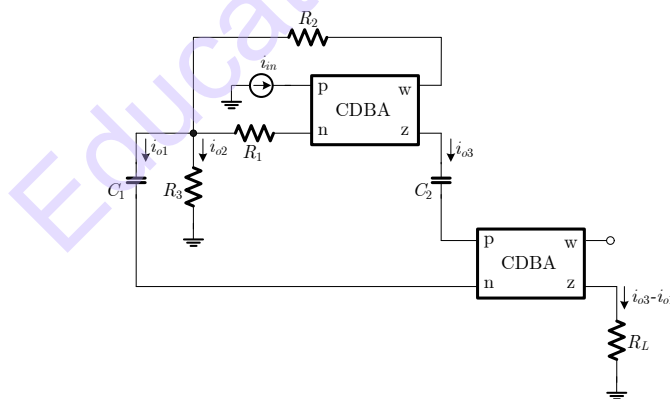
$$\frac{i_{o3}}{i_{in}} = \frac{s^2 + \frac{G_1 + G_2 + G_3}{C_1} s}{s^2 + \frac{G_1 + G_2 + G_3}{C_1} s + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (5.152)$$

จากสมการที่ (5.141)-(5.143) ค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรรองความถี่รูปที่ 5.70 มีค่าเท่ากับ

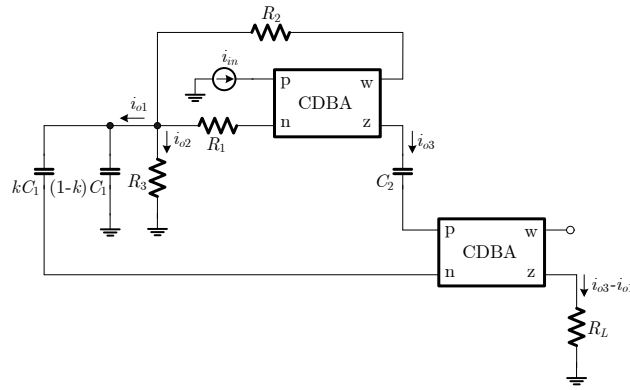
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (5.153)$$

$$Q_0 = \frac{1}{G_1 + G_2 + G_3} \sqrt{\frac{G_1 G_2 C_1}{C_2}} \quad (5.154)$$

จากสมการที่ (5.141)-(5.143) ยังพบว่ากระแสเอาต์พุตที่ได้นั้น สามารถใช้เป็นฟังก์ชันการกรองความถี่ได้เพียง 2 ชนิดคือ สมการที่ (5.141) และ (5.142) เป็น LPF และ BPF ตามลำดับ ถ้าต้องการเป็นฟังก์ชันการกรองความถี่ชนิดอื่น เช่น HPF จำเป็นที่จะต้องเพิ่มกระบวนการบวกกระแส เข้าไปทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้น อีกทั้งกระแสที่ได้จากวงจรรูปที่ 5.70 นั้นไม่ใช่กระแสที่ต่อตรงจากเอาต์พุต แต่เป็นกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แพสซีฟ ดังนั้นการที่จะได้กระแสนี้มาอย่างเที่ยงตรงจึงเป็นเรื่องที่ ค่อนข้างยุ่งยากไม่น้อย โดย S. Özcan และคณะ ก็ได้เสนอวิธีการเพื่อจะได้มาซึ่งฟังก์ชันการกรอง HPF เอาไว้ด้วยโดยใช้ CDBA อีกตัวหนึ่ง โดยนำพอร์ต p และ n ต่อกันกับตัวเก็บประจุ เพื่อรับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมาประมวลผล ดังแสดงในรูปที่ 5.71 (ก) และ (ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.71 การสร้างฟังก์ชันการกรองความถี่สูงผ่าน

วิธีที่ 1 ต่อวงจรดังรูปที่ 5.71(ก) จะได้กระแสเอาต์พุตดังสมการที่ (5.144)

$$\frac{i_{o3} - i_{o1}}{i_{in}} = \frac{s^2 + \frac{G_1 + G_2 + G_3}{C_1} s - \frac{G_2}{C_2} s}{s^2 + \frac{G_1 + G_2 + G_3}{C_1} s + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (5.155)$$

โดยที่สมการที่ (5.155) นั้นจะต้องกำหนดให้เงื่อนไขสัมประสิทธิ์เทอม s มีค่าเท่ากับ 0 นั้นหมายถึงจะต้องกำหนดให้

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{G_2}{G_1 + G_2 + G_3} \quad (5.156)$$

และหากต้องการปรับค่า Q_0 ให้มีค่ามากกว่า 1 จะต้องใช้สมการที่ (5.143) โดยยกกำลังสองและแทนในสมการที่ (5.155) ได้เป็น

$$Q_0^2 = \frac{G_1}{G_1 + G_2 + G_3} \quad (5.157)$$

เพื่อให้ง่ายในการออกแบบ จะกำหนดให้ $G_3 = 0$ ทำให้สมการที่ (5.157) และ (5.154) มีค่าเท่ากับ

$$Q_0^2 = \frac{G_1}{G_1 + G_2} \quad (5.158)$$

และ

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{G_1 G_2}{Q_0^2 (G_1 + G_2)^2} \quad (5.159)$$

จากสมการที่ (5.158) และ (5.159) จะพบว่าเงื่อนไขในการกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถปรับค่าได้แต่ค่อนข้างยุ่งยากพอสมควร

วิธีที่ 2 ต่อวงจรดังรูปที่ 5.71(ข) เพื่อแบ่งกระแส (k) มาหักล้างสัมประสิทธิ์ s และ ปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) เพื่อให้สะดวกจะกำหนดให้ $G_1 = G_2 = G_3 = G$ จากสมการที่ (5.154) จะได้เป็น

$$Q_0 = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (5.160)$$

จะได้กระแสเอาต์พุตดังสมการที่ (5.161)

$$\frac{i_{o3} - ki_{o1}}{i_m} = \frac{s^2 + \frac{3G}{C_1}s - k\frac{G}{C_2}s}{s^2 + \frac{G_1+G_2+G_3}{C_1}s + \frac{G_1G_2}{C_1C_2}} \quad (5.161)$$

ซึ่งค่า k ที่ได้จะมีค่าเท่ากับ

$$k = \frac{3C_2}{C_1} = \frac{1}{3Q_0^2} \quad (5.162)$$

โดยที่ C_1 จะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ $C_{1A}=kC_1$ และ $C_{1B}=(1-k)C_1$ และ จากทั้งสองวิธี นั้นพบว่า การสร้างฟังก์ชัน HPF นั้นทำได้ไม่ยากนักแต่การที่จะปรับค่าตัวประกอบคุณภาพค่อนข้างยุ่งยาก และมีผลกระทบต่อความถี่โพลอย่างชัดเจน ส่วนการสร้างฟังก์ชันการกรองอื่นๆ เช่น BRF และ APF นั้น จะยุ่งยากมากขึ้นไปอีก วงจรกรองความถี่แบบนี้จึงยังไม่จัดว่ามีประสิทธิภาพดีเท่าไรนัก

ตัวอย่างที่ 5.5 จงสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยบล็อกแอกทิฟ CDDBA รูปที่ 5.70 เมื่อ $f_0 = 75\text{kHz}$ และ $Q_0 = 0.707$

วิธีทำ

จากสมการที่ (5.153) กำหนดให้ $R_1=R_2=1\text{k}\Omega$ ดังนั้น

$$75\text{kHz} = \frac{1}{2\pi(1k)} \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}}$$

หรือ

$$C_1C_2=4.5 \times 10^{-18}$$

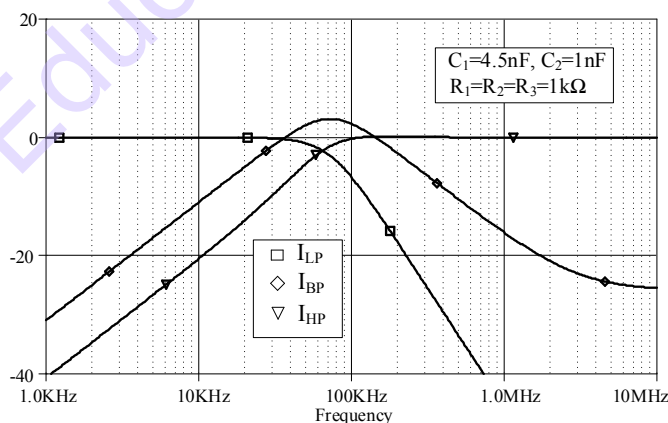
จากสมการที่ (5.154) เมื่อ $R_1=R_2=R_3=1\text{k}\Omega$ ดังนั้น

$$0.707 = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

หรือ

$$C_1=4.5C_2$$

เมื่อกำหนดให้ $C_2=1\text{nF}$ แทนค่าสมการจะได้ $C_1=4.5\text{nF}$, และ ผลการทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.72

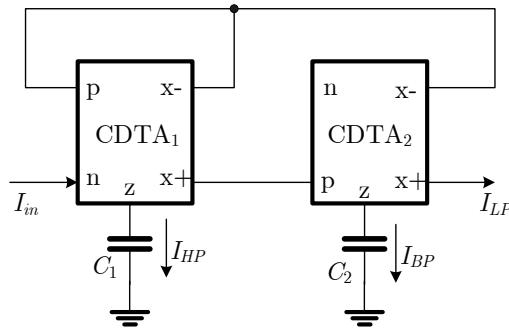


รูปที่ 5.72 ผลการตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF และ BPF) โดยใช้ CDDBA

5.5.6 การประยุกต์ใช้งานวงจรผลต่างกระแสความนำถ่ายโอน (CDTA)

ด้วยข้อจำกัดของ CDDBA การพัฒนาบล็อกแอกทิฟที่มีอินพุตแบบผลต่างกระแสอีกตัวหนึ่งได้ถูกพัฒนาขึ้น และ มีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวาง เพราะมีคุณสมบัติในการปรับค่าได้ทาง

อิเล็กทรอนิกส์นั่นเอง ในปี 2006 A.Ü. Keskin และคณะ ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสโดยใช้ CDTA 2 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว [43] ดังรูปที่ 5.73



รูปที่ 5.73 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้ CDTA

จากวงจรรูปที่ 5.73 เมื่อทำการวิเคราะห์ผลลัพธ์ของกระแสเอาต์พุตทั้งห้า จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{-(g_{m1}g_{m2}/C_1C_2)}{D(s)} \quad (5.163)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{-(g_{m1}/C_1)s}{D(s)} \quad (5.164)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{-s^2}{D(s)} \quad (5.165)$$

โดยที่ $D(s) = s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}$ ซึ่งพบว่าสามารถสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบไบควอดแบบกลับเฟส

ได้ห้าชนิดโดยมีความถี่โพล (ω_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) เท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.166)$$

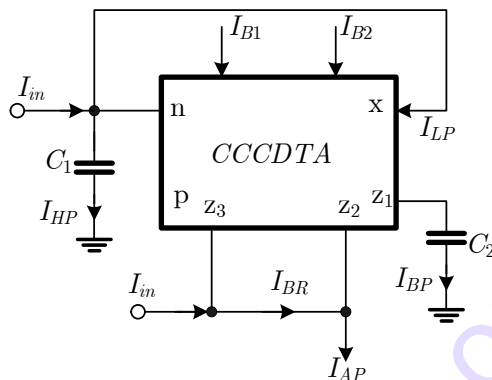
$$Q_0 = \sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \quad (5.167)$$

จากวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่สร้างจาก CDTA ดังรูปที่ 5.63 แม้ว่าจะสามารถสร้างวงจรกรองความถี่ได้หลายชนิด สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่เมื่อพิจารณาการปรับค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพ จากสมการที่ (5.166) และ (5.167) พบว่าหากกรณีต้องการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพมากกว่า 1 จะกระทบต่อค่าความถี่โพลได้ จึงเป็นจุดอ่อนของวงจรกรองความถี่ตัวนี้ หากต้องการให้มีการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพเป็นอิสระจะต้องบล็อกแอกทิฟเพิ่มอย่างน้อย 1 ตัว

หากต้องการฟังก์ชันการกรองความถี่ชนิดอื่น เช่น BRF และ APF จำเป็นที่จะต้องเพิ่มกระบวนการบวกลบกระแส เข้าไปทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้น อีกทั้งกระแสที่ได้จากวงจรรูปที่ 5.63 นั้นไม่ใช่กระแสที่ต่อตรงจากเอาต์พุต แต่เป็นกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แพสซีฟ ดังนั้นการที่จะได้กระแสนี้มาอย่างเที่ยงตรงจึงเป็นเรื่องที่ต้องให้ความระมัดระวัง ซึ่งกระแสที่ได้จากตัวเก็บประจุทั้งสอง สามารถดึงออกมาได้โดยใช้ CDTA อีกหนึ่งตัวต่อกันแบบเดียวกับวงจรในรูปที่ 5.71

5.5.7 การประยุกต์ใช้งานวงจรมลต่างกระแสความนำถ่ายโอนปรับค่าได้ด้วยกระแส (CCCDTA)

จากบล็อกแอกทิฟ CDTA ที่ได้แสดงให้เห็นว่าสามารถประยุกต์ใช้งานได้เป็นอย่างดี โดยมีคุณสมบัติการปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ แต่การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ดังกล่าวยังมีข้อจำกัด ด้วยเหตุนี้การเพิ่มคุณสมบัติการปรับค่าความต้านทานแฝงในพอร์ตกระแสอินพุต p และ n ก็จะมีผลช่วยในการออกแบบมากขึ้น ในปี 2008 M. Siripruchyanun และคณะ [24] ได้นำเสนอวงจรรองความถี่แบบไบควอดเรตติกรูปแบบกระแส โดยใช้ CCCDTA 1 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ดังรูปที่ 5.74



รูปที่ 5.74 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้ CCCDTA

เมื่อทำการวิเคราะห์ผลของกระแสเอาต์พุตทั้งสาม จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (5.168)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{\frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (5.169)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{s \frac{1}{C_1 R_n}}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (5.170)$$

จากสมการที่ (5.168)-(5.170) พบว่าค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรรองความถี่รูปที่ 5.74 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (5.171)$$

$$Q_0 = \sqrt{\frac{C_1 g_m R_n}{C_2}} \quad (5.172)$$

จากสมการที่ (5.168)-(5.170) ยังพบว่ากระแสเอาต์พุตที่ได้นั้น สามารถใช้เป็นฟังก์ชันการกรองความถี่ได้เพียง 3 ชนิดคือ LPF, HPF และ BPF ตามลำดับ ถ้าต้องการเป็นฟังก์ชันการกรองความถี่ชนิดอื่น

เช่น BRF จำเป็นที่จะต้องเพิ่มกระบวนการบวกลบกระแส เข้าไปทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้น อีกทั้งกระแสที่ได้จากวงจรรูปที่ 5.74 นั้นไม่ใช่กระแสที่ต่อตรงจากเอาต์พุต แต่เป็นกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แพสซีฟ ดังนั้นการที่จะได้กระแสนี้มาอย่างเที่ยงตรงจึงเป็นเรื่องที่ ค่อนข้างยุ่งยากไม่น้อย ซึ่งอาจจะต้องโดยใช้ CCCDTA อีกตัวหนึ่ง โดยนำพอร์ต p และ n ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ เพื่อรับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมาประมวลผลคล้ายกับรูปที่ 5.71 (ก) และ (ข) แต่ก็ต้องพึงระวังเรื่องความต้านทานแฝงที่พอร์ต p และ n ของ CCCDTA จะไปกระทบกับอิมพีแดนซ์ของ C_1 และ C_2 ได้

เมื่อพิจารณาการปรับค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพ จากสมการที่ (5.171) และ (5.172) พบว่าหากกรณีต้องการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพมากกว่า 1 จะกระทบต่อค่าความถี่โพลได้ จึงเป็นจุดอ่อนของวงจรรองความถี่ตัวนี้ หากต้องการให้มีการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพเป็นอิสระจะต้องต่อบล็อกแอกทิฟเพิ่มอย่างน้อย 1 ตัว

ตัวอย่างที่ 5.6 จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRF) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยบล็อกแอกทิฟ CCCDTA รูปที่ 5.74 เมื่อ $f_0=70\text{kHz}$ และ $Q_0=1$ โดยวงจร CCCDTA มีโครงสร้างดังรูปที่ 5.46 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีค่าความนำถ่ายโอน $\mu_n C_{OX}=24.675 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ และ ขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ M_5, M_9, M_{13} และ M_{17} เท่ากับ $5\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ ส่วน M_{31} และ M_{33} เท่ากับ $40\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$

วิธีทำ

จากสมการที่ (5.108)

$$R_p = R_n \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_n C_{OX}(W/L)I_{B1}}} = \frac{1}{44.43 \times 10^{-3} \sqrt{I_{B1}}}$$

ส่วนวงจรชุดหลังเป็นโอทีเอ ซึ่งมีค่าความนำถ่ายโอนเท่ากับ

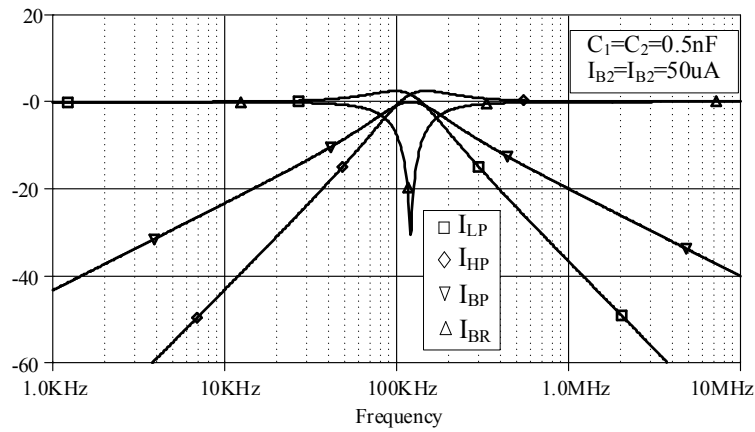
$$g_m = \sqrt{\mu_n C_{OX}(W/L)I_{B2}} = 62.83 \times 10^{-3} \sqrt{I_{B2}}$$

กำหนดให้ $C_1=C_2=C=0.5\text{nF}$ และ $I_{B1}=I_{B2}=I_B=50\mu\text{A}$ ดังนั้น

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} = \frac{62.83 \times 10^{-3} \sqrt{50\mu\text{A}}}{2\pi(0.5\text{nF})} = 141.42\text{kHz}$$

$$Q_0 = \sqrt{\frac{C_1 g_m R_n}{C_2}} = 1$$

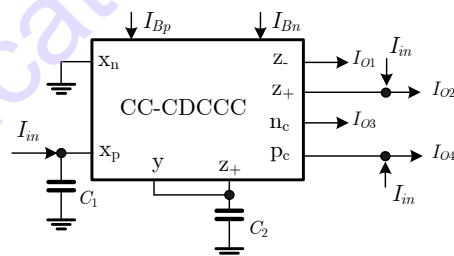
ผลการทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.75



รูปที่ 5.75 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRF) โดยใช้ CCCDTA

5.5.8 วงจรสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (CC-CDCCC)

เนื่องจากบล็อกแอกทิฟประเภทอินพุตผลต่างกระแส มีข้อดี และสามารถประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย และการปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์เป็นคุณสมบัติที่จำเป็น โดยบล็อกแอกทิฟนั้นควรจะต้องพึ่งพาอุปกรณ์แพสซีฟให้น้อยที่สุด โดยการประยุกต์ใช้งานควรจะใช้บล็อกแอกทิฟให้น้อยที่สุดด้วย ในปี 2014 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอบล็อกแอกทิฟโดยใช้ชื่อว่า วงจรสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส (CC-CDCCC) โดยมีคุณสมบัติหลักเป็นวงจรรายพานกระแส ที่มีพอร์ต Y จำนวน 1 พอร์ต และ พอร์ต X จำนวน 2 พอร์ต และมีผลต่างกระแส และ สำเนากระแสเป็นเอาต์พุต ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหลายหน้าที่โดยใช้เพียง CC-CDCCC 1 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว [25] ดังรูปที่ 5.76.



รูปที่ 5.76 วงจรรองความถี่รูปแบบกระแสหลายหน้าที่โดยใช้ CC-CDCCC

เมื่อทำการวิเคราะห์ผลของกระแสเอาต์พุตทั้งสี่ จะมีค่าเท่ากับ

$$\text{กรณีฟังก์ชันวงจรรอง BPF} \quad \frac{I_{O1}}{I_{in}} = \frac{s \left(\frac{1}{R_p C_1} \right)}{D s} \quad (5.173)$$

$$\text{กรณีฟังก์ชันวงจรรอง BRP} \quad \frac{I_{O2}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{R_n R_p C_1 C_2}}{D s} \quad (5.174)$$

กรณีฟังก์ชันวงจรรอง LPF
$$\frac{I_{O3}}{I_{in}} = \frac{1}{D s} \frac{R_n R_p C_1 C_2}{D s} \quad (5.175)$$

กรณีฟังก์ชันวงจรรอง HPF
$$\frac{I_{O4}}{I_{in}} = \frac{s^2}{D s} \quad (5.176)$$

โดยที่ $D s = s^2 + s \left(\frac{1}{R_n C_2} - \frac{1}{R_p C_2} + \frac{1}{R_p C_1} \right) + \frac{1}{R_n R_p C_1 C_2}$ ซึ่งค่าความถี่โพล และ ตัวประกอบคุณภาพของวงจรรองความถี่รูปที่ 5.76 มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_p R_n C_1 C_2}} \quad (5.177)$$

$$Q_0 = \frac{\sqrt{R_n R_p C_1 C_2}}{R_p C_1 - R_n C_1 + R_n C_2} \quad (5.178)$$

จากสมการที่ (5.174)-(5.176) และ วงจรรูปที่ 5.76 นั้นสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตได้โดยตรง ไม่ต้องใช้บล็อกแอกทิฟมาต่อเพิ่มเติม และ จากสมการที่ (5.177) และ (5.178) พบว่าหากกรณีต้องการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพมากกว่า 1 จะกระทบต่อค่าความถี่โพลได้ จึงเป็นจุดอ่อนของวงจรรองความถี่ตัวนี้เช่นกัน และ หากต้องการให้มีการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพเป็นอิสระจะต้องต่อบล็อกแอกทิฟเพิ่มอย่างน้อย 1 ตัว

ตัวอย่างที่ 5.7 จากวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRF) ด้วยบล็อกแอกทิฟ CC-CDCCC รูปที่ 5.76 จงคำนวณหาความถี่ตอบสนอง (f_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ โดยวงจร CC-CDCCC มีโครงสร้างดังรูปที่ 5.48 เมื่อกระแสไบแอส $I_{B1}=I_{B2}=100\mu A$ และ $C_1=C_2=C=30pF$ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีค่าความนำถายโอน $\mu_0 C_{OX}=457.77 \times 10^{-6} A/V^2$ และ ขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ $M_1, M_2,$ และ M_{15} เท่ากับ $5\mu m/0.35\mu m$

วิธีทำ

จากสมการที่ (5.111) และ (5.112) กำหนดให้ $I_{Bp}=I_{Bn}=I_B$ ดังนั้น

$$R_p = R_n \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_n C_{OX}(W/L)I_B}} = \frac{1}{228.73 \times 10^{-3} \sqrt{100\mu A}} = 437.2\Omega$$

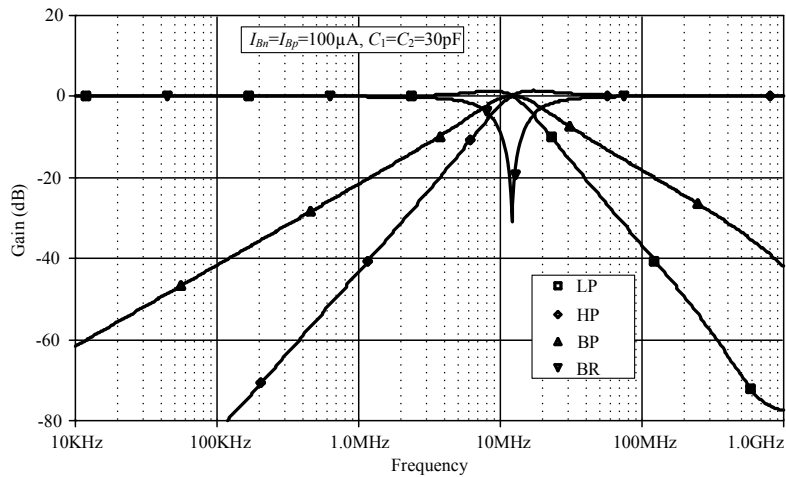
จากโจทย์ $C_1=C_2=C=30pF$ จากสมการที่ (5.168) ดังนั้นความถี่ตอบสนอง (f_0) จะมีค่าเท่ากับ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_p R_n}} = \frac{1}{2\pi(30pF)(437.2)} = 12.13MHz$$

และ จากสมการที่ (5.178) ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) จะมีค่าเท่ากับ

$$Q_0 = \frac{\sqrt{R_n R_p C_1 C_2}}{R_p C_1 - R_n C_1 + R_n C_2} = 1$$

ผลการทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.77



รูปที่ 5.77 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRF) โดยใช้ CC-CDCCC

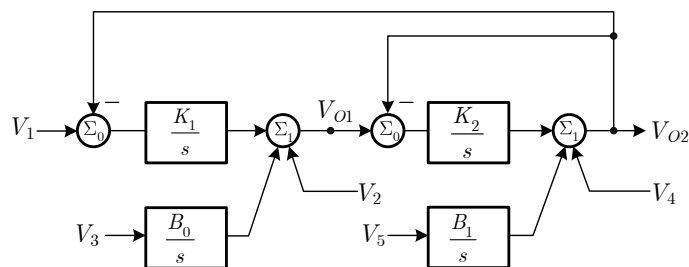
5.6 บทสรุป

จากเนื้อหาบทนี้ได้กล่าวถึงวงจรรวมบล็อกแอกทิฟ ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทิฟเชิงแอนะล็อกที่สามารถนำมาประยุกต์เป็นวงจรต่างๆ ได้ในอนาคต โดยบล็อกแอกทิฟที่เป็นวงจรรวมแบบ Monolithic ที่เห็นในเชิงพาณิชย์ เช่น ออปแอมป์ และ ไอทีเอ เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตาม บล็อกแอกทิฟก็ไม่ได้หยุดอยู่เพียงแค่นั้น เนื่องจากวงจรรวมไม่ได้จำกัดอยู่ในกรอบของเพียงแต่แบบ Monolithic เท่านั้น ยังมีการพัฒนาออกแบบบล็อกแอกทิฟที่สมรรถนะสูงตัวอื่นๆ เพื่อใช้ในวงจรรวมรูปแบบเฉพาะ (Application-specific integrated circuit: ASIC) อื่นๆ ก็ได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่อง เพื่อตอบสนองความต้องการของวงจรรวมยุคใหม่ เช่น การใช้แรงดันต่ำ การปรับค่าได้หรือโปรแกรมได้ มีขนาดเล็ก ทำงานในรูปแบบกระแส เป็นต้น โดยผู้เขียนได้นำตัวอย่างของบล็อกแอกทิฟที่ได้มีการพัฒนาขึ้นมา และ ตัวอย่างการประยุกต์ใช้ ซึ่งเป็นการประยุกต์ที่เป็นแนวเดียวกัน เพื่อให้เห็นถึงความเหมือน และ ความต่างกัน อย่างชัดเจน นำการประยุกต์เป็นวงจรรองความถี่ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในวงจรรวมด้านการสื่อสารโดยทั่วๆ ไป เช่น การมอดูเลต การดีมอดูเลต ที่จะกล่าวถึงในบทที่ 9 และ 10 หรือกรองสัญญาณในย่าน IF รวมไปถึงแนวทางการออกแบบอุปกรณ์อันดับย่อยซึ่งเป็นหัวข้อการทำวิจัยแนวใหม่ สามารถนำไปประยุกต์ในด้านชีวภาพ การสื่อสาร และ ระบบควบคุม เป็นต้น

ในความจริงแล้วการประยุกต์ใช้งานของบล็อกแอกทิฟในด้านการสื่อสารนั้น ไม่ได้จำกัดอยู่เพียงวงจรรองความถี่เท่านั้น การประยุกต์ในรูปแบบในด้านอื่นๆ ก็ยังสามารถทำได้เช่นกัน เช่น การกำเนิดสัญญาณรูปแบบต่างๆ การประมวลสัญญาณเชิงคณิตศาสตร์ต่างๆ หรือแม้กระทั่งการออกแบบเป็นวงจรรสร้างสัญญาณอลวนและการประยุกต์ในการเข้ารหัสลับสำหรับการสื่อสารที่จะกล่าวถึงในบทที่ 11

แบบฝึกหัดท้ายบท

- 5.1. จากวงจรออปแอมป์ LM741 ถ้าไฟเลี้ยง $V_{CC} = -V_{EE} = 10V$ จงคำนวณหาวงจรมูลแบบ Two-port ของวงจร LM741 ภาคอินพุต จากรูปที่ 5.9
- 5.2. จากเงื่อนไขเดียวกันกับข้อที่ 1 ออมป์แอมป์ LM741 จงคำนวณวงจรมูลแบบ Two-port ของวงจรขยาย LM741 ภาคที่สอง จากรูปที่ 5.11
- 5.3. จากเงื่อนไขเดียวกันกับข้อที่ 1 ออมป์แอมป์ LM741 จงคำนวณวงจรมูลแบบ Two-port ของวงจรขยาย LM741 ภาคเอาต์พุต จากรูปที่ 5.14 และ คำนวณอัตราขยายรวม
- 5.4. จงสังเคราะห์ และ คำนวณค่ากระแสไบแอส ของวงจรโอทีเอแบบไบโพลาร์ เมื่อต้องการค่าความนำถ่ายโอนตั้งแต่ $10\mu A/V$ ถึง $1mA/V$
- 5.5. จงสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ โดยใช้ CMOS OTA และ กราฟคุณสมบัติรูปที่ 5.22 เพื่อให้ความถี่โพล (f_0) มีค่าเท่ากับ $1MHz$ และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) มีค่าเท่ากับ 4
- 5.6. จงสังเคราะห์วงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ MO-OTA รูปที่ 5.52 ด้วยแนวทางที่ 2 โดยหาค่าตัวเก็บประจุ (C_1, C_2 และ C_Q) และ ค่าความนำถ่ายโอน (g_{m1}, g_{m2} และ g_{mQ}) ให้มีความถี่กลาง $f_0 = 100kHz$ และ มีค่า $Q_0 = 4$ และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่
- 5.7. จงสังเคราะห์วงจรขดลวดเหนี่ยวนำอันดับย่อย (Fractional-order Inductor: FOL) ด้วย CMOS OTA กำหนดให้ $\alpha = 0.5, k_m = k_f = 10^4$ โดยใช้โครงสร้างของ FOC รูปที่ 5.57 ร่วมกับการแปลงอิมพีแดนซ์ และจำลองผลการทำงานเทียบกับทฤษฎี
- 5.8. จงสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.68 โดยใช้บล็อกแอกทิฟ CCII+ และ CCII-



รูปที่ 5.68 บล็อกไดอะแกรมสำหรับคำถามข้อ 5.6

- 5.9. จากวงจร CCCII ในหัวข้อที่ 5.3.3 หากต้องการดัดแปลงให้วงจรทำงานเทียบเท่ากับวงจรรองความถี่รูปที่ 5.51 สามารถทำได้อย่างไร จงออกแบบ
- 5.10. จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRFF) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยบล็อกแอกทิฟ CCCII รูปที่ 5.56 และ มีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 5.33 เพื่อให้ความถี่ $f_0=500\text{kHz}$ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_8 มีค่าความนำถ่ายไอออน $\mu_0 C_{OX}=24.675 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ และ ขนาดเท่ากับ $W/L=5\mu\text{m}/0.25\mu\text{m}$
- 5.11. จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRFF) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยบล็อกแอกทิฟ CDTA รูปที่ 5.63 มีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 5.44 เพื่อให้ความถี่ $f_0=50\text{kHz}$
- 5.12. จากวงจรรองความถี่โดยใช้ CDTA รูปที่ 5.63 ซึ่งการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) จะกระทบต่อความถี่โพล (f_0) จงดัดแปลงวงจรให้สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) โดยไม่กระทบต่อความถี่โพล
- 5.13. จากวงจรรองความถี่ด้วย CCCDTA รูปที่ 5.64 นั้น ตามที่กล่าวไว้ว่าเอาต์พุตไม่ได้เป็นกระแสโดยตรงจากพอร์ต จึงยังมาใช้งานเป็นวงจรรองความถี่ไม่ได้ จงออกแบบวงจรที่รับกระแสเอาต์พุต เพื่อให้ได้คุณสมบัติการกรองความถี่อย่างน้อยคือ LPF, BPF และ HPF
- 5.14. จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRFF) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยบล็อกแอกทิฟ CCCDTA รูปที่ 5.64 เมื่อ $f_0 = 50\text{kHz}$ และ $Q_0 = 1$ โดยวงจร CCCDTA มีโครงสร้างดังรูปที่ 5.46 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีค่าความนำถ่ายไอออน $\mu_0 C_{OX}=24.675 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ และ ขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ M_5, M_9, M_{13} และ M_{17} เท่ากับ $5\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ ส่วน M_{31} และ M_{33} เท่ากับ $40\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$
- 5.15. จากวงจรรองความถี่โดยใช้ CC-CDCCC ดังรูปที่ 5.66 วงจรสามารถให้เอาต์พุตเป็นคุณสมบัติการกรองความถี่ได้สี่รูปแบบ (LPF, HPF, BPF, BRFF) หากต้องการได้คุณสมบัติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (APF) ต้องทำอย่างไร
- 5.16. จากวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (LPF, HPF, BPF และ BRFF) ด้วยบล็อกแอกทิฟ CC-CDCCC รูปที่ 5.66 จงคำนวณหาความถี่ตอบสนอง (f_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) และ จำลองผลการตอบสนองทางความถี่ โดยวงจร CC-CDCCC มีโครงสร้างดังรูปที่ 5.48 เมื่อกระแสไบแอส $I_{B1}=I_{B2}=50\mu\text{A}$ และ $C_1=C_2=C=50\text{pF}$ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีค่าความนำถ่ายไอออน $\mu_0 C_{OX}=457.77 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ และ ขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ M_1, M_2 , และ M_{15} เท่ากับ $5\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$

- [1] P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Lewis and R.G. Meyer “Analysis and Design of Analog Intergrated Circuits,” 4th ed., New York: Wiley, 2001.
- [2] D.A. Neamen, “Microelectronics: Circuit Analysis and Design,” 4th ed., McGraw-Hill Companies, Inc., New York, 2010.
- [3] **P. Prommee**, and T. Pattanatadapong, “Realization of Tunable Pole-Q Current-Mode OTA-C Universal Filter,” *Circuits, Systems, and Signal Processing*, Vol. 29, No. 5, pp.913–924, October, 2010.
- [4] <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>
- [5] **P. Prommee**, M. Somdunyanok, K. Angkeaw and K. Dejhan, “Realization of OTA-C Current-mode universal filter based on Two Type Integrators Loop,” *Proc. of International Symposium on Communications and Information Technologies 2007: ISCIT 2007*, Sydney, Australia, Oct. 16-19, 2007.
- [6] **P. Prommee**, K. Angkeaw, M. Somdunyanok and K. Dejhan, “CMOS-based near zero-offset multiple inputs max–min circuits and its applications,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol.61, No.1, pp. 93-105, Oct. 2009.
- [7] C. Toumazou, F.J. Lidgey, D. Haigh, “Analogue IC Design: The Current-mode Approach,” Peter Peregrinus Ltd; 1990th ed. Edition, June 1990.
- [8] K.C. Smith, A. Sedra, “The current conveyor-a new circuit building block,” *Proc IEEE*, Vol.56, pp.1368–1369, 1968.
- [9] K.C. Smith, A. Sedra, “A new simple wide-band current-measuring device,” *IEEE Trans Instrum Meas*,” Vol.18, pp.125–128, 1969.
- [10] A. Sedra, K.C. Smith, “A second-generation current conveyor and its applications,” *IEEE Trans Circ Theor*, Vol.17, pp.132–134, 1970.
- [11] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, K. Dejhan, “Accurate CMOS based Current conveyors,” *IEEE Trans Instrum Meas*, Vol.40, pp.699-702, 1991.
- [12] E. Brunn, “CMOS high speed, high precision current conveyor and current-feedback amplifier structures,” *Int. J. Electron*, Vol.74, pp.93-100, 1993.
- [13] A. Fabre, O. Saaïd, F. Wiest and C. Boucheron, “High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor,” *IEEE Trans Circ Syst-I*, Vol.43, No.2, pp.82-91, 1996.
- [14] A. Fabre, “Third generation current conveyor: a new helpful active element,” *Electron Lett*, Vol.31, pp.338–339, 1995.
- [15] S. Minaei, “A new high performance CMOS third generation current conveyor (CCIII) and its application,” *Electrical Engineering*, Vol.85, pp.147–153, 2003.

- [16] W. Chiu, S. I. Liu, H. W. Tsao, and J. J. Chen, "CMOS differential difference current conveyors and their applications," *Proc. IEE.—Circuits Devices Syst.*, vol. 143, no. 2, pp. 91–96, Apr. 1996.
- [17] E. Sackinger and W. Guggenbuhl, "A versatile building block the CMOS differential difference amplifier", *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-22, pp. 287-294, 1987.
- [18] **P. Prommee**, M. Somdunayakanok, "CMOS-based current-controlled DDCC and its applications to capacitance multiplier and universal filter," *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, Vol. 65, No.1, pp.1-8, Jan. 2011.
- [19] C. Acar, S. Özoguz, "A New Versatile Building Block: Current Differencing Buffered Amplifier", *Microelectronics Journal*, Vol.30, pp. 157-160, 1999.
- [20] K.N. Salama, H.O. Elwan and A.M. Soliman, "Parasitic-capacitance-insensitive voltage-mode MOSFET-C filters using differential current voltage conveyor," *Circuits Systems Signal Process.*, vol. 20, no.1, pp.1-16, 2001
- [21] H.O. Elwan and A.M. Soliman, "CMOS differential current conveyors and applications for analog VLSI," *Analog Integrated Circuits Signal Process.*, Vol.11, pp.35-45, 1996.
- [22] Biolek, D., "CDTA-Building block for current-mode analog signal processing", *Proc. ECCTD'03*, Cracow, Poland, Vol. III, pp.397-400, 2003.
- [23] W. Tangsrirat, W. Surakamponorn, "Systematic realization of cascadable current-mode filters using current differencing transconductance amplifiers," *Frequenz*, vol. 60, no.11-12, pp.241-245, 2006.
- [24] M. Siripruchyanun, W. Jaikla, "CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing," *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, vol. 62, no. 4, pp. 277-287, 2008.
- [25] **P. Prommee**, F. Khateb, "High-performance current-controlled CDCCC and its applications," *Indian Journal of Pure & Applied Physics (IJPAP)*, Vol.52, no.10, pp.708-716, October, 2014.
- [26] E. Sanchez-sinencio, R.L Geiger and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA filter structures," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 35, pp.936-946, Aug. 1988.
- [27] **พิพัฒน์ พรหมมี**, "หลักการตัวกรองความถี่แอนะล็อก", *คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*, 2553.
- [28] S. Ghasemi, A. Tabesh, and J. Askari-Marnani, "Application of Fractional Calculus Theory to Robust Controller Design for Wind Turbine Generators", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.29, Issue 3, pp. 1-8, 2014.
- [29] T. J. Freeborn.: *A Survey of Fractional-Order Circuit Models for Biology and Biomedicine in: IEEE Journal on Emerging and selected topics in Circuits and Systems*, Vol.3, No.3, Sep. 2013.

- [30] G. Tsirimokou, C. Psychalinos, A.S. Elwakil, and K.N. Salama, “Experimental verification of on Chip CMOS Fractional-Order Capacitor Emulators,” *Electron. Lett.*, Vol.52, Issue:15, pp.1298–1300, July 2016.
- [31] I. Dimeas, G. Tsirimokou, C. Psychalinos, and A.S. Elwakil, “Experimental Verification of Fractional-Order Filters Using a Reconfigurable Fractional-Order Impedance Emulator,” *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, vol. 26, no. 9, 2017.
- [32] A.G. Radwan, A.S. Elwakil, and A.M. Soliman, “Fractional – Order Sinusoidal Oscillators: Design Procedure and Practical Examples,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Vol.55, Aug., 2008.
- [33] I. Podlubny, “Fractional Differential Equations,” San Diego, CA: Academic, 1999.
- [34] I. Podlubny, I. Petráš, B. M. Vinagre, P. O’leary, and L. Dorčák, “Analogue realizations of fractional-order controllers,” *Nonlinear Dynamics*, vol. 29, no. 1–4, pp. 281–296, 2002.
- [35] G. E. Carlson and C. A. Halijak, “Approximation of fractional capacitors (1/s) (1/n) by a regular Newton process,” *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol.11, no. 2, pp. 210–213, 1964.
- [36] R. Kumar, S. Perumalla, J. Vista, A. Ranjan, “Realization of Single and Double Cole Tissue Models using Higher Order Approximation” *Proc. of International Conference on Electronics, Materials Engineering and Nano-Technology*, 28-29 April 2017.
- [37] B. Krishna and K. Reddy, “Active and passive realization of fractance device of order 1/2,” *Act. Passive Electron. Compon.*, Article ID 369421, 2008.
- [38] **P. Prommee**, P. Pienpichayapong, N. Manositthichai and N. Wongprommoon, “OTA-based tunable fractional-order devices for biomedical engineering,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Vol.128, 153520, pp.1-13, Jan. 2021.
- [39] **P. Prommee** and P. Pienpichayapong, “Reconfigurable Fractional-order Operator and Bandwidth Expansion Suitable for PI α Controller,” *Accepted for IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.xx, No.xx, pp.1-11, 2024.
- [40] C.M. Chang, “Multifunction Biquadratic Filters Using Current Conveyors,” *IEEE Trans. Circuits and Syst.-II*, vol. 44, no.11 pp.936-946, Nov. 1997.
- [41] E. Yuce, “Current-mode electronically tunable biquadratic filters consisting of only CCCII_s and grounded capacitors,” *Microelectronics Journal*, Vol. 40, pp.1719–1725, 2009.
- [42] S. Özcan, H. Kuntman and O. Çiçekoglu, “Cascadable Current Mode Multipurpose Filters Employing Current Differencing Buffered Amplifier (CDBA),” *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)* Vol.56, No.2, pp.67-72, 2002.
- [43] A.Ü. Keskin, D. Biölek, E. Hancıoglu, V. Biolková, “Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers,” *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, Vol. 60 pp.443 – 446, 2006.

Education use only

บทที่ 6

วงจรรวมสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์

หลัก การวงจรรวมโดยใช้บล็อกแยกทิวในบทที่ 5 จัดว่าเป็นหลักการวงจรรวมแบบทั่วไป ซึ่ง

สามารถทำงานในความถี่ต่ำและปานกลางได้ดี แม้ว่าวงจรรวมจะทำงานในรูปแบบกระแสแล้วก็ตาม บล็อกแยกทิวก็ยังมีข้อจำกัดด้านตัวเก็บประจุแฝงในจุดต่อต่างๆ อีกทั้งการออกแบบวงจรรวมจะอ้างอิงกับขนาดสัญญาณจริงแบบเชิงเส้น (Linear Domain) ทำให้ยังจำเป็นต้องมีการใช้วงจรรวมแบบเชิงเส้น ซึ่งหลีกเลี่ยงโครงสร้างของบล็อกแยกทิวไม่ได้ เป็นผลให้การตอบสนองทางความถี่ถูกจำกัด รวมถึงค่าอัตราสลับของวงจรรวมเอง ทำให้เกิดความเพี้ยนและ มีความเร็วในการตอบสนองที่ค่อนข้างต่ำ

สำหรับระบบในทางปฏิบัติ มีความต้องการอินพุต เอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้น แต่อย่างไรก็ตาม มีคำถามที่น่าสนใจว่า ระบบที่เป็นเชิงเส้นต้องสร้างจากอุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้นจริงหรือ อย่างที่รู้กันดีว่าโดยธรรมชาติทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังเช่นคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นกราฟรูปเอ็กโพเนนเชียล ในกรณีที่คล้ายๆ กัน มอสทรานซิสเตอร์ก็ถูกควบคุมโดยกฎกำลังสอง จนปัจจุบันก็ยังมีความพยายามอย่างมากในการที่จะทำให้มีความเป็นเชิงเส้นจากอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น แนวทางหนึ่งที่เพิ่มความเป็นเชิงเส้นได้ก็คือ การออกแบบให้วงจรลดช่วงการแกว่งของระดับสัญญาณให้น้อยลง โดยการป้อนกลับแบบลบดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งวงจรรวมจะมีความซับซ้อนมากขึ้น ใช้กำลังงานเพิ่มขึ้น ความเร็วในการประมวลผลลดลง หากสามารถใช้งานทรานซิสเตอร์จากคุณสมบัติภายใน โดยรักษาความเป็นเชิงเส้นไว้ อาจจะทำให้เกิดข้อได้เปรียบ ไม่ว่าจะเป็นในรูปแบบของความถี่ กำลังงานต่ำ ความซับซ้อนต่ำ และ ความผิดเพี้ยนที่ต่ำก็เป็นได้

ในอดีตที่ผ่านมาได้มีการค้นพบว่าการประมวลสัญญาณ ไม่จำเป็นต้องทำใน Linear Domain เสมอไป ด้วยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นที่แน่นอนของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการประมวลสัญญาณได้เช่นกัน และ ผลที่ตามมาคือวงจรที่ใช้ในการประมวลสัญญาณจะมีขนาดเล็ก และ มีองค์ประกอบแฝงต่ำ ทำให้สามารถทำงานได้ด้วยความเร็วสูง ในปี 1975 B. Gilbert ได้ค้นพบหลักการดังกล่าว แล้วตั้งชื่อทฤษฎีนี้ว่า “Translinear” ซึ่งเป็นการผสมคำจากประโยค “Transconductance of a BJT is linearly proportional to its collector current” [1] ด้วยข้อได้เปรียบที่เด่นชัดเช่น ทำงานในความถี่สูงได้ดี ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ มีขนาดเล็ก ของหลักการทรานสลิเนียร์ ทำให้เกิดงานวิจัยในการประมวลสัญญาณที่สามารถทำงานในความถี่สูงขึ้นจำนวนมาก และ ต่อมาเมื่อค้นพบหลักการทรานสลิเนียร์จากมอสทรานซิสเตอร์ (MOS Translinear: MTL) ใน Square root-domain ทำงานในย่านอิมิตัว ซึ่งการออกแบบจะค่อนข้างซับซ้อนกว่าการใช้ BJT เนื่องจากมีค่าแรงดันขีดเริ่ม (V_t) จำกัดอยู่ อีกทั้งยังมีการใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่าน Subthreshold ทำงานเป็นวงจร Translinear ซึ่งก็ได้ผลดีระดับหนึ่ง แต่สามารถใช้งานได้เฉพาะในความถี่ต่ำเท่านั้น

มีงานวิจัยด้านด้านการประมวลสัญญาณแอนะล็อก โดยเฉพาะด้านการสื่อสาร ได้รับอิทธิพลมาจากหลักการทรานสลิเนียร์ จำนวนมาก ในเบื้องต้นจะเป็นการนำหลักการทรานสลิเนียร์มาใช้คำนวณสัญญาณทางคณิตศาสตร์ต่างๆ และ เมื่อพิจารณาการทำงานของ BJT ในแบบทรานสลิเนียร์ วงจรรวมจะทำงานในแบบไม่เป็นเชิงเส้น หรือ ทำงานในแบบ Log-domain และ ยังมีคุณสมบัติเด่นด้านการทำงานบนความถี่สูงได้ดี ต่อมาจึงได้

มีการนำการทำงานของวงจรรวมสลิเนียร์ มาประยุกต์เป็นวงจรรองความถี่ในหลากหลายรูปแบบ หรือเรียกว่า Log-domain Filtering ซึ่งจะกล่าวถึงในบทนี้ และยังสามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรรำกำเนิดสัญญาณไซน์ความถี่สูงได้อีกด้วย โดยจะกล่าวไว้ในบทต่อไป

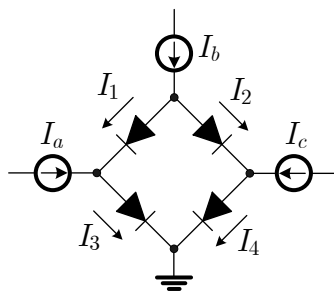
6.1 หลักการทรานสลิเนียร์พื้นฐาน

วงจรรวมสลิเนียร์ใช้ประโยชน์จากฟังก์ชันพีชคณิตอย่างมาก โดยใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์กระแสกับค่าความนำถ้ำยโอนในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ทั้งสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ในวงจรรวมจะอยู่ในรูปกระแส ในทางปฏิบัติแล้ว เมื่อป้อนกระแสอินพุตเข้าไปในวงจรรวมสลิเนียร์จะส่งผลให้เกิดความเปลี่ยนแปลงแรงดันขนาดเล็กภายในวงจรรวมที่มีค่าน้อยกว่าสิบของมิลลิโวลต์ ซึ่งปรากฏการณ์นี้เป็นสิ่งที่เกิดขึ้นโดยไม่ได้ตั้งใจ และ น่าสนใจมาก โดยพื้นฐานแล้วฟังก์ชันวงจรรวมไม่ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต แต่จะถูกแทนที่โดยขึ้นอยู่กับอัตราส่วนกระแสภายในวงจรรวม ผลของฟังก์ชันที่ได้รับจะไม่แปรผันตามการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ซึ่งเป็นคุณสมบัติทั่วไปของซิลิคอน เพื่อที่จะอธิบายทฤษฎี เราจะเริ่มจากการแสดงพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับกระแสคอลเล็กเตอร์ I_C และ แรงดันอีมิเตอร์เบส V_{BE} ซึ่งเขียนความสัมพันธ์ของกระแสคอลเล็กเตอร์กับแรงดันเบส-อีมิเตอร์ได้เป็น

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (6.1)$$

โดย V_T คือ แรงดันอุณหภูมิมีค่าเท่ากับ kT/q และ I_S คือกระแสที่อิ่มตัว และมีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ เมื่ออุปกรณ์ถูกป้อนโดย V_{BE} ที่ขึ้นตรงต่อระดับของอุณหภูมินี้จะทำให้ได้ผล I_C ที่คาดเดาได้ยาก ด้วยเหตุนี้จึงไม่ค่อยพบการป้อนอินพุตในลักษณะนี้ในทางปฏิบัติ ในทางกลับกันเมื่อทรานซิสเตอร์ถูกป้อนด้วย I_C จะทำให้เกิด V_{BE} มีลักษณะเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ แบบไม่เป็นเชิงเส้น สามารถเขียนสมการที่ (6.1) ใหม่ได้เป็น

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (6.2)$$



รูปที่ 6.1 วงจรรวมรูปปิดแบบทัวไปกรณิไบแอสตรง เพื่อใช้อธิบายหลักการของทรานสลิเนียร์

ทฤษฎีของวงจรรวมสลิเนียร์จะถูกอธิบายด้วยโครงข่ายลูปเดี่ยว ซึ่งแสดงในรูปที่ 6.1 ในองค์ประกอบลูปปิดนี้ จะสมมติให้มีไดโอด PN จำนวน n ตัว และ เงื่อนไบแอสตรงด้วยแรงดัน V_{FK} (ไม่ได้แสดงในรูป) ตามกฎแรงดันของ Kirchhoff ผลรวมแรงดันแต่ละจุดในลูปมีค่าเท่ากับศูนย์ดังสมการที่ (6.3)

$$\sum_{k=1}^n V_{Fk} = 0 \quad (6.3)$$

ซึ่งแรงดันจุดต่อ V_F จะแทนที่ด้วย V_{BE} ของอุปกรณ์ไบโพลาร์ โดยลักษณะเดียวกัน กระแสที่ไหลผ่านรอยต่อแต่ละตัวจะเท่ากับกระแสคอลเล็กเตอร์ I_{Ck} ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ ดังนั้นจากสมการที่ (6.2) และ (6.3) สามารถเขียนใหม่ได้

$$\sum_{k=1}^n V_T \ln \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 0 \quad (6.4)$$

ในกระบวนการสร้างวงจรรวม ทรานซิสเตอร์ถูกประมาณให้มีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยสมมติให้อุปกรณ์ทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งหมายถึงให้ V_T ทุกตัวมีค่าเท่ากันทั้งหมด ดังนั้นเราสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\sum_{k=1}^n \ln \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 0 \quad (6.5)$$

ตามกฎของผลรวมของ Logarithmic ใหม่ ซึ่ง $\ln(1) = 0$ สามารถจัดรูปสมการที่ (6.5) ใหม่ได้เป็น

$$\prod_{k=1}^n \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 1 \quad (6.6)$$

ในทางปฏิบัติวงจรมีค่า $I_C/I_S \gg 1$ ตัวอย่างเช่น แม้ว่ากระแสคอลเล็กเตอร์มีค่าต่ำมากถึง 100 pA ค่าอัตราส่วนก็ยังมีความถึง 10,000 เท่า ดังนั้นผลคูณจะมีค่าเท่ากับหนึ่งได้เมื่อกำหนดเงื่อนไขกระแสอยู่ในหลักเกณฑ์ 2 ข้อดังนี้

- 1) ในหนึ่งลูบจะต้องมีจำนวนรอยต่อ PN เป็นเลขคู่ (อย่างน้อยเท่ากับสอง)
- 2) จำนวนรอยต่อกรณีตามเข็มนาฬิกา (CW) และ ทวนเข็มนาฬิกาจะต้องเท่ากัน

ลำดับก่อนหลังของอุปกรณ์ไม่ใช่เรื่องสำคัญ ซึ่งในทางปฏิบัติก็มีลักษณะเช่นเดียวกันสามารถสลับที่กันได้ แล้วแต่รูปแบบของวงจรรวมสลีเนียร์ โดยหลักการแล้วในลูบอาจจะมีการผสมกันของรอยต่อ PN ที่ต่างชนิดกัน ซึ่งเราสามารถแยกเป็นคู่ตรงกันข้ามออกมาได้ เนื่องจากค่าของกระแสอิ่มตัว I_S ซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิที่ต่างกัน โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวอุณหภูมิที่เท่ากัน ต่างกันที่พื้นที่ของอิมิตเตอร์ ซึ่งทำให้เขียนสมการที่ (6.6) ใหม่ได้เป็น

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} \quad (6.7)$$

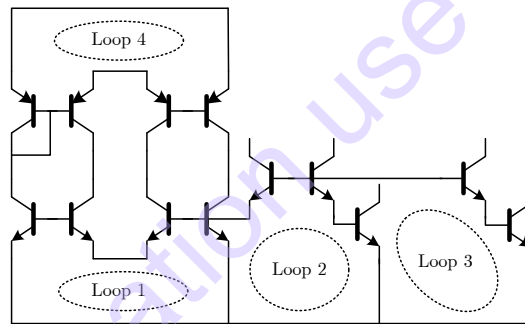
ในการออกแบบทรานซิสเตอร์โดยทั่วไป ค่ากระแสอิ่มตัวจะแปรผันตามค่าพื้นที่ของอิมิตเตอร์ ซึ่งจะส่งผลให้สามารถปรับค่าอัตราส่วนของสมการทั้งสองฝั่งได้โดยใช้พื้นที่อิมิตเตอร์เป็นตัวกำหนด ซึ่งในบางกรณีจะเขียนในวงจรมีสัญลักษณ์ “e” กำกับไว้ ตัวอย่างเช่นถ้าทรานซิสเตอร์มีสัญลักษณ์ $2e$ นั้นหมายถึงทรานซิสเตอร์ตัวนี้มีพื้นที่อิมิตเตอร์เป็น 2 เท่าของทรานซิสเตอร์ปกติ และ เพื่อป้องกันการสับสน อาจเขียนแทน I_{Sk} ในสมการที่ (6.7) ด้วยค่า $A_k J_{Sk}$ โดยที่ A_k คือค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และ J_{Sk} คือ ความหนาแน่นกระแสต่อหน่วยพื้นที่ เมื่อสมการด้านซ้ายและขวาเท่ากัน จึงสามารถสรุปสมการที่ (6.7) ใหม่ได้เป็น

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{A_k} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{A_k} \quad (6.8)$$

โดยหลักการของทรานสลิเนียร์สามารถสรุปเป็นเนื้อหาได้ดังนี้

“สำหรับลูปปิดใดๆ ประกอบไปด้วยการหมุนตามเข็มนาฬิกา และ การหมุนทวนเข็มนาฬิกา ในแบบ forward-biased ผลคูณของกระแสสำหรับอุปกรณ์ในทิศทางหนึ่ง เป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณที่เกิดในอีกทิศทางหนึ่ง โดยองค์ประกอบของความเป็นสัดส่วนนี้ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบพื้นฐานของอุปกรณ์ด้วย และ ที่ไม่แปรผันตามกระบวนการ และการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ”

วงจรรวมสลิเนียร์ปกติจะประกอบด้วยลูปมากกว่าหนึ่งลูป โดยทั่วไปแล้ววงจรรวมสลิเนียร์ถูกกำหนดคุณสมบัติโดยชุดของ L ลูปพื้นฐาน (L fundamental loop) ซึ่งลูปดังกล่าวนี้สามารถแปลงไปเป็นชุดสมการ L ของลูปทรานสลิเนียร์ (L TL loop equations) ได้โดยตรง ในบริบทนี้วงจรสะท้อนกระแสไม่นำมาใช้กับชุดลูปพื้นฐาน L เนื่องจากลูปทรานสลิเนียร์ที่สร้างจากวงจรสะท้อนกระแสไม่นำมาใช้ไม่ได้มีการคูณกระแสคอลเล็กเตอร์ หรือ กล่าวอีกอย่างว่าวงจรสะท้อนกระแสทำได้เพียงหาสมการถ่ายโอนแบบเส้นตรงเท่านั้น

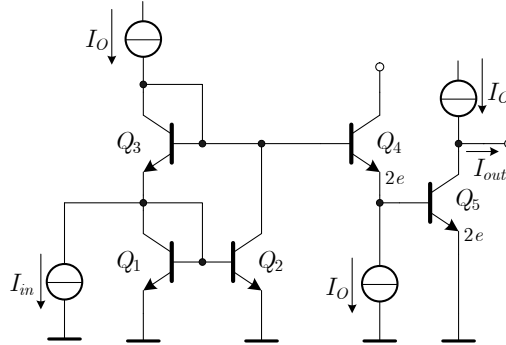


รูปที่ 6.2 วงจรที่ประกอบไปด้วย 4 ลูปทรานสลิเนียร์ ลูปที่ 1 และลูปที่ 2 เชื่อมต่อกันโดยตรง ลูปที่ 1 และลูปที่ 3 เชื่อมต่อกันโดยอ้อม และ ลูปที่ 1 และลูปที่ 4 แยกจากกัน

ลูปต่างๆ ในวงจรรวมสลิเนียร์สามารถแยกออกหรือเชื่อมต่อกันก็ได้ การเชื่อมตู่ลูปก็สามารถเชื่อมต่อดังตรงหรือโดยอ้อม ซึ่งทั้งสามแบบแสดงดังรูปที่ 6.2 ลูปทรานสลิเนียร์สองลูปจะเชื่อมต่อกันโดยตรงก็ต่อเมื่อมีรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ร่วมกันหนึ่งจุดหรือมากกว่า ดังนั้นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์จะอยู่ในวงเดียวกัน ลูปทรานสลิเนียร์สองลูปจะเชื่อมต่อกันโดยอ้อมถ้าทั้งสองเป็นส่วนหนึ่งของลูปเดียวกันแต่ไม่มีรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ร่วมกัน ลูปทรานสลิเนียร์สองลูปจะแยกกันก็ต่อเมื่อทั้งสองเป็นส่วนหนึ่งของวงที่ไม่เชื่อมต่อกัน และเพื่อให้สามารถเข้าใจถึงทฤษฎีทรานสลิเนียร์ นำไปสู่ Log-domain Filtering ในอันดับต่อไป จะยกตัวอย่างวงจรรวมสลิเนียร์ในการอธิบายในเบื้องต้นเสียก่อน

6.1.1 วงจรกำลังสองแบบทรานสลิเนียร์

เพื่อแสดงกระบวนการวิเคราะห์สำหรับวงจรรวมทรานสลิเนียร์ กำหนดให้วงจรดังรูปที่ 6.3 [2] ให้ I_{in} และ I_{out} แทนกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรตามลำดับ และ I_O คือกระแสไบแอส dc กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1-Q_5 คือ I_1-I_5



รูปที่ 6.3 วงจรกำลังสองแบบทรานสลิเนียร์ [50]

ขั้นแรกคือระบุกลุ่มของลูปรวมทรานสลิเนียร์พื้นฐาน ไม่นับวงจรสะท้อนกระแส Q_1-Q_2 วงจรมีเพียงหนึ่งลูปรวมทรานสลิเนียร์นั่นคือ $Q_1-Q_3-Q_4-Q_5$ จะได้สมการลูปรวมทรานสลิเนียร์คือ

$$I_1 \cdot I_3 = \frac{1}{2} I_4 \cdot \frac{1}{2} I_5 \quad (6.9)$$

ค่าตัวคูณ (1/2) ในสมการที่ (6.9) คืออัตราส่วนของพื้นที่อีมีเตอร์ของ Q_4 และ Q_5 เทียบกับทรานซิสเตอร์ปกติ

ขั้นที่สองคือการหากระแสคอลเล็กเตอร์ในรูปแบบของกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุต เนื่องจากวงจรมีลูปรวมทรานสลิเนียร์เพียงลูปรวมเดียวไม่มีกระแสตัวกลางที่ต้องหา ดังนั้นจึงได้กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_4 และ Q_5 ดังนี้

$$I_4 = I_O \quad (6.10)$$

$$I_5 = I_O - I_{out} \quad (6.11)$$

กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 และ Q_3 คำนวณจาก KCL ที่โหนด 1 และโหนด 2 ได้ดังนี้

$$I_2 + I_3 = I_O \quad (6.12)$$

$$I_3 - I_1 = I_{in} \quad (6.13)$$

เมื่อ $I_1 = I_2$ จะได้

$$I_{2,3} = \frac{1}{2}(I_O \mp I_{in}) \quad (6.14)$$

สมการที่ (6.14) จะให้ผลการทำงานที่ถูกต้องเมื่อวงจรอยู่ในเงื่อนไข $|I_{in}| < I_O$ กระแสคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเป็นบวก และ วงจรรวมทรานสลิเนียร์ก็จะทำงานได้อย่างถูกต้อง

แทนค่าสมการที่ (6.10), (6.11) และ (6.14) ในสมการที่ (6.9) จะได้สมการลูปรานสลิเนียร์ในรูปของ I_{in} , I_O และ I_{out} ดังนี้

$$\frac{1}{2}(I_O - I_{in}) \cdot \frac{1}{2}(I_O + I_{in}) = \frac{1}{2}I_O \cdot \frac{1}{2}(I_O + I_{out}) \quad (6.15)$$

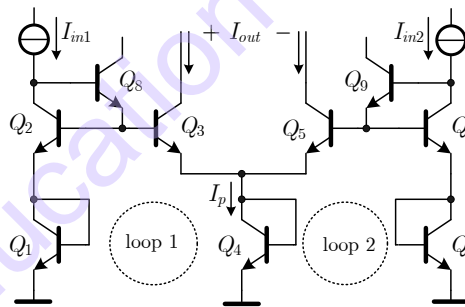
สมการที่ (6.15) เป็นสมการพหุนามอันดับหนึ่งสามารถหา I_{out} ได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{I_{in}^2}{I_O} \quad (6.16)$$

ผลลัพธ์สุดท้าย สมการที่ (6.16) แสดงการสร้างฟังก์ชันกำลังสอง ของวงจรรูปที่ 6.3 เมื่อ $|I_{in}| < I_O$

6.1.2 วงจรวีความถี่แบบทรานสลิเนียร์

สำหรับตัวอย่างที่ซับซ้อนมากขึ้น พิจารณาวงจรรูปที่ 6.4 [3] ประกอบด้วยลูปรานสลิเนียร์สองลูปรานเชื่อมต่อกัน Q_1 - Q_2 - Q_3 - Q_4 และ Q_4 - Q_5 - Q_6 - Q_7 ทั้งสองลูปรานมีรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ร่วมกันหนึ่งจุดที่ทรานซิสเตอร์ Q_4 ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_8 และ Q_9 ไม่ใช่ส่วนหนึ่งของลูปรานสลิเนียร์หลักของวงจรรูปทั้งสองทำหน้าที่บัฟเฟอร์กระแสเบสสำหรับ Q_2 - Q_3 และ Q_5 - Q_6 ตามลำดับ ลูปรานสลิเนียร์หลักของวงจรรูปประกอบไปด้วย 7 รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ และ 6 โหนด กระแสคอลเล็กเตอร์ ของ Q_1 - Q_7 แทนด้วย I_1 - I_7 วงจรรูปประกอบด้วย ลูปรานสลิเนียร์พื้นฐานสองลูปราน ดังนั้นลูปรานที่สามที่เกิดจาก Q_1 - Q_2 - Q_3 - Q_5 - Q_6 - Q_7 จึงไม่ใช่ลูปรานสลิเนียร์พื้นฐาน



รูปที่ 6.4 วงจรวีความถี่แบบทรานสลิเนียร์ [60]

วงจรมีกระแสอินพุตสองตัว คือ I_{in1} และ I_{in2} กระแสเอาต์พุตหนึ่งตัวคือ I_{out} ซึ่งมีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสคอลเล็กเตอร์ I_3 และ I_5 โดยกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 , Q_2 , Q_6 และ Q_7 ต่างอยู่ในรูปกระแสอินพุต

$$I_1 = I_2 = I_{in1} \quad I_6 = I_7 = I_{in2} \quad (6.17)$$

อย่างไรก็ตาม I_3 , I_4 และ I_5 ไม่สามารถแสดงในรูปแบบผลรวมเชิงเส้นของ I_{in1} , I_{in2} และ I_{out} ได้ ดังนั้นเราจึงต้องนำกระแสตัวกลาง I_p มาใช้ โดยนิยามแล้ว I_4 เท่ากับ I_p ซึ่ง I_3 และ I_5 สามารถเขียนในรูปผลรวมเชิงเส้นของ I_{out} และ I_p ได้ดังนี้

$$I_{3,5} = \frac{1}{2}(I_p \pm I_{out}) \quad (6.18)$$

ใช้สมการที่ (6.17), (6.18) และ $I_4 = I_p$ จะได้สมการของสองรูปดังนี้

$$I_{in1}^2 = \frac{1}{2}(I_p + I_{out})I_p \quad (6.19ก)$$

$$I_{in2}^2 = \frac{1}{2}(I_p - I_{out})I_p \quad (6.19ข)$$

ทั้งสองสมการเป็นสมการพหุนามอันดับแรกในรูป I_{out} และอันดับสองในรูป I_p ในการแก้สมการที่ (6.19ก) และ (6.19ข) เพื่อหา I_{out} ต้องกำจัด I_p ทิ้งไป เราจะได้รูปแบบ I_p^2 และ I_p เมื่อทำการบวกสมการที่ (6.19ก) กับ (6.19ข) และ ลบสมการที่ (6.19ข) กับ (6.19ก) ตามลำดับซึ่งจะได้

$$I_p^2 = I_{in1}^2 + I_{in2}^2 \quad (6.20ก)$$

$$I_p I_{out} = I_{in1}^2 - I_{in2}^2 \quad (6.20ข)$$

เราจะสามารถกำจัด I_p ทิ้งได้โดยการคูณสมการที่ (6.20ก) ด้วย I_{out}^2 และยกกำลังสองสมการที่ (6.20ข) ซึ่งจะได้ผลลัพธ์เป็นสมการพหุนาม

$$I_{out}^2(I_{in1}^2 + I_{in2}^2) = (I_{in1}^2 - I_{in2}^2)^2 \quad (6.21)$$

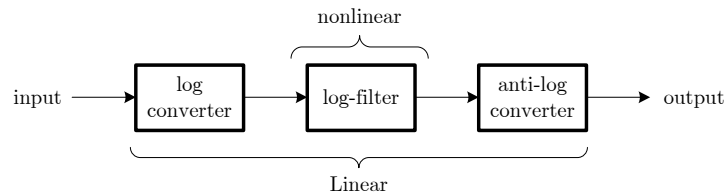
สมการที่ (6.20) เป็นสมการพหุนามอันดับสองเมื่อดูที่ I_{out} ซึ่งเราสามารถหารากทั้งสองได้ ซึ่งมีเพียงรากเดียวที่มีความหมายทางกายภาพ อีกรากหนึ่งให้กระแสคอลเล็กเตอร์ที่เป็นลบ คำตอบที่ได้คือ

$$I_{out} = \frac{I_{in1}^2 - I_{in2}^2}{\sqrt{I_{in1}^2 + I_{in2}^2}} \quad (6.22)$$

ถ้า $I_{in1} = I_m |\cos \omega t|$ และ $I_{in2} = I_m |\sin \omega t|$ กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ $I_{out} = I_m \cos 2\omega t$ ดังนั้นวงจรในรูปที่ 6.4 จะเป็นวงจรทวีความถี่แบบคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม [3] ซึ่งวงจรนี้เป็นอย่างที่ดีสำหรับการอธิบายเทคนิคทรานสลิเนียร์รูปในการสร้างฟังก์ชันที่มีความซับซ้อนสูง โดยใช้ทรานซิสเตอร์เจ็ดตัวประกอบด้วย การบวก ลบ ทหาร ยกกำลัง และ ถอดราก ซึ่งสามารถนำสมการที่ (3.20) มาใช้หาค่าได้

6.2 หลักการ และ แนวคิดของวงจร Log-domain

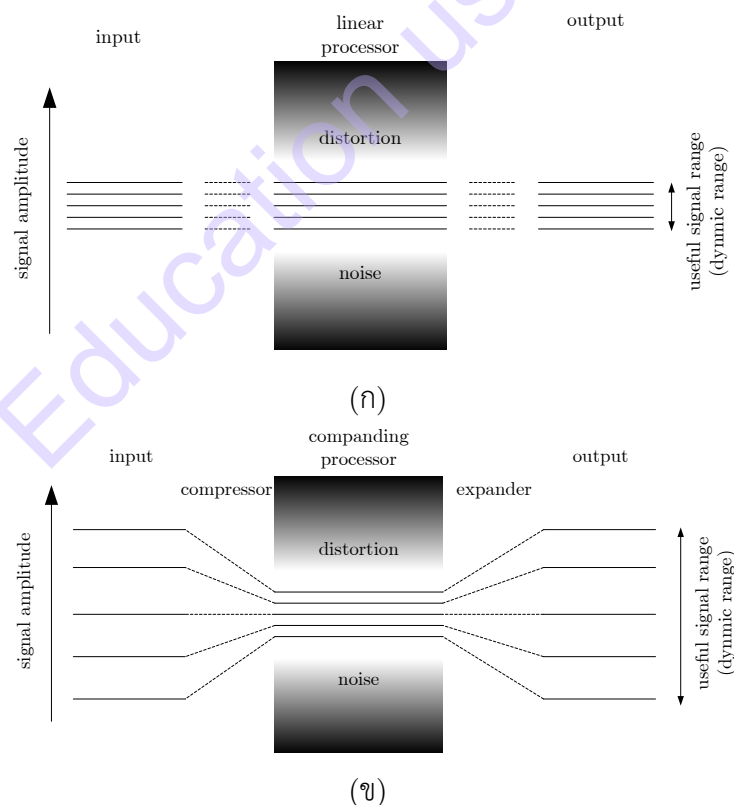
แนวคิดของวงจรกรองความถี่ Log-domain ถูกคิดค้นโดย Adams เสนอบทความในงานประชุม Audio Engineering Society ในปี 1979 [4] โดยใช้ไดโอดกับตัวเก็บประจุ แทนที่ตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุในวงจรกรองความถี่ ข้อได้เปรียบที่สำคัญ คือ สามารถปรับค่าความถี่โพลได้ในช่วงกว้างมากๆ โดยการควบคุมกระแสที่ไบแอสไดโอด Adams ได้นิยามวงจรกรองความถี่ log-filter ชนิดนี้ว่าเป็น “วงจรประกอบด้วยทั้งอุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้นและไม่เชิงเส้นซึ่งเมื่อวางไว้ระหว่าง Log converter และ Antilog converter (ใน Log-domain) จะทำให้ได้ภาพรวมของระบบประพจน์ตัวเป็นวงจรกรองความถี่ ที่เป็นเชิงเส้นได้”



รูปที่ 6.5 แนวคิดวงจรกรองความถี่ Log-domain

ในรูปที่ 6.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรในทางอุดมคติ เมื่อดูตามตัวอย่างที่ออกแบบไว้จะทำให้เข้าใจความหมายของ Log และ Antilog converter มากขึ้น ในการสร้างวงจรกรองความถี่ ประสิทธิภาพสูงในแบบเชิงเส้น ด้วยการนำ Building block ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงนั้นเป็นสิ่งที่คุ้นเคยของนักออกแบบวงจรโดยทั่วไป แนวคิด Log-domain อาจจะไม่ค่อยมีประโยชน์ แต่เมื่อพิจารณาอย่างถ่องแท้แล้ว จะพบว่า Log-domain มีประโยชน์มากกว่าที่คิด ดังนั้นก่อนอื่นต้องทำความรู้จักข้อดีหลักๆ ของเทคนิควงจรกรองความถี่ Log-domain กันเสียก่อน

คุณสมบัติของสัญญาณในวงจร Log-domain จะเริ่มต้นด้วยการบีบอัดสัญญาณอินพุตโดยตัวดำเนินการ Logarithm แล้วต่อกับวงจร Log-domain และ สุดท้ายสัญญาณถูกขยายโดยตัวดำเนินการเอ็กโพเนนเชียล (Exponential) การจัดการลักษณะสัญญาณที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า Compinging ซึ่งเป็นเทคนิคที่รู้จักดีกันอยู่แล้วเพื่อใช้ปรับปรุงสัญญาณในระบบการส่งสัญญาณ [5] ผลการขยายช่วงไดนามิกในเชิงคุณภาพสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 6.6 การเปรียบเทียบของช่วงไดนามิกของ (ก) ระบบที่เป็นเชิงเส้น และ (ข) ระบบ companding

พิจารณาระบบแอนะล็อกที่ขนาดของสัญญาณอยู่ภายใต้ขอบเขตด้านล่างเป็นสัญญาณรบกวน และด้านบนความผิดเพี้ยน สมมติสัญญาณไซน์เป็นอินพุตที่ป้อนเข้ามา โดยเมื่อมีแอมพลิจูดต่ำมากๆ วงจรเองไม่อาจ

แยกแยะสัญญาณจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ในการปรับปรุงค่า Signal-to-Noise Ratio ที่ค่าๆ หนึ่ง ในขอบเขตของแอมพลิจูดค่าต่ำที่สุดจะถูกสัญญาณรบกวนเข้ามากระทบ ในทางกลับกัน เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณค่อยๆ เพิ่มขึ้น จะสังเกตได้ว่าระดับของค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกจะสูงขึ้นซึ่งเกิดขึ้นจากวงจรเอง ในทำนองเดียวกัน ถ้าให้สัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น อยู่ในขอบเขตแอมพลิจูดในขอบเขตด้านบนตามที่กำหนด ความแตกต่างระหว่างขอบเขตสูงสุดกับขอบเขตต่ำสุดของสัญญาณคือช่วงสัญญาณปฏิบัติงาน หรือ ช่วงไดนามิก (Dynamic Range) ซึ่งแสดงเป็นรูปภาพได้ดังในรูปที่ 6.6(ก) วิธีที่อาจจะปรับปรุงช่วงความกว้างไดนามิก รวมทั้งสัญญาณรบกวนให้ต่ำที่สุด (บ่อยครั้งจะหมายถึงการทำให้ตัวเก็บประจุใหญ่ขึ้น) และการเพิ่มแหล่งจ่ายแรงดัน ข้อเสียที่ตามมาคือการเพิ่มขนาดของพื้นที่ซิลิคอน และ กำลังงานที่สูญเสีย ซึ่งไม่อาจจะยอมรับได้โดยสิ้นเชิงภายใต้ราคาที่สูง และ ประสิทธิภาพที่ต่ำ

การ Compadding สัญญาณ เป็นวิธีแก้ไขอีกแนวทางหนึ่งสำหรับการปรับปรุงช่วงไดนามิก ความคิดพื้นฐานเกี่ยวกับกระบวนการบีบอัดสัญญาณโดยให้สูงกว่าระดับสัญญาณรบกวน และ ต่ำกว่าขอบเขตความผิดเพี้ยนของระบบดังแสดงไว้ในรูปที่ 6.6(ข) โดยสัญญาณอินพุตที่เข้ามาในตอนแรกจะถูกบีบ ให้มีแอมพลิจูดเล็กลงและถูกยกให้อยู่ในระดับที่สูงกว่าสัญญาณรบกวน และ ขณะเดียวกันก็ถูกประมวลสัญญาณโดยจะมีการแกว่งของแอมพลิจูดต่ำกว่าระดับความเพี้ยน กระบวนการทำยสุดคือนำสัญญาณที่ผ่านการประมวลผลแล้วมาขยายสัญญาณกลับเป็นสัญญาณในช่วงไดนามิกเดิม ซึ่งเมื่อพิจารณาแล้วกลับพบว่า ในการประมวลผลสัญญาณ Compadding โดยวงจรรองความถี่ Log-domain สามารถให้ช่วงไดนามิกที่สูงกว่าระบบที่เป็นเชิงเส้น

สำหรับเหตุผลที่คล้ายกัน วงจรรองความถี่ Log-domain เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้ที่กำลังต่ำๆ แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ เนื่องจากสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณที่ถูกบีบอัด นอกจากนี้เทคนิคที่ใช้ก็แตกต่างจากวงจรรองความถี่ทั่วไป นั่นก็หมายถึงวงจรรีโวลูเตอร์แต่ละตัวไม่จำเป็นต้องเป็นเชิงเส้น โดยนำคุณสมบัติเฉพาะในรูปฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาใช้โดยตรง ส่งผลให้เกิดวงจรรีโวลูเตอร์มีความง่าย ดังนั้นเมื่อมองถึงการใช้กำลังงาน เทียบกับในส่วนของอุปกรณ์ที่มีความเป็นเชิงเส้น (วงจรรองความนำถ่ายโอนในวงจรรองความถี่ g_m-C) [6] จะมีประสิทธิภาพสูงกว่า

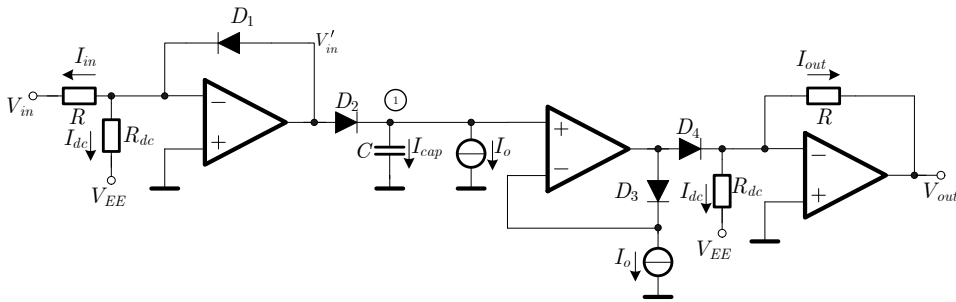
เนื่องจากการ Compadding ซึ่งแรงดันภายในวงจรรองความถี่ Log-domain มีการแกว่งเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ระดับความต้านทานภายในที่สัญญาณเดินทางปกติจะมีค่าต่ำ การเก็บประจุ และ คายประจุของตัวเก็บประจุจะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว ด้วยลักษณะพิเศษนี้เองจะทำให้วงจรรองความถี่ Log-domain เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานทั้งในย่านความถี่สูง [7], [8] และ ยังสามารถประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่ต่ำได้เป็นอย่างดี [24]

6.3 วงจรร้อยทรานสลิเนียร์แบบ Log-domain

เพื่อให้สามารถเข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรรองความถี่แบบ Log-domain ได้ง่ายขึ้น และ เป็นประโยชน์ในการศึกษาของวงจรรองความถี่แบบ Log-domain ได้สะดวกขึ้นนั้น ควรที่จะได้ศึกษาจากแนวคิดเริ่มต้นของวงจรรองความถี่แบบ Log-domain อันดับหนึ่งซึ่งแสดงในรูปที่ 6.7 [4] เป็นการตีพิมพ์วงจรรองความถี่ด้วยหลักการทรานสลิเนียร์เป็นครั้งแรก โดยมีวัตถุประสงค์หลักเพื่อให้วงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบแอสเท่านั้น โดยวงจรประกอบด้วยออปแอมป์ ไดโอด ตัวต้านทาน และ กระแสไบแอส โดยเริ่มต้นด้วยการวิเคราะห์หาค่ากระแสของตัวเก็บประจุ I_{cap} ซึ่งไดโอด D_3 ถูกไบแอสโดยกระแสตรง I_o เสมือนกับเป็นแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ กระแสเอาต์พุตจะไหลไปยังไดโอด D_4 ซึ่งเป็นอุปกรณ์แบบเอ็กโพเนนเชียล จากที่กล่าวมาเราจะได้สมการของ I_{cap} คือ

$$I_{cap} = CV_T \frac{\dot{I}_{out}}{I_{dc} + I_{out}} \quad (6.23)$$

เมื่อจุดที่อยู่ต้นบนตัวแปรคือ ฟังก์ชันอนุพันธ์เทียบกับเวลา



รูปที่ 6.7 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain อันดับหนึ่ง [1]

พร้อมกันนี้ไดโอด D_1 - D_4 ประกอบขึ้นมาเป็นลูปรานสลิเนียร์ ออปแอมป์ใช้สำหรับการแปลง V - I และ I - V ที่อินพุตและเอาต์พุตด้วยตัวต้านทาน R และ ใช้กำหนดกระแสที่ผ่านไดโอดแต่ละตัวให้เหมาะสม ส่วนตัวต้านทาน R_{dc} เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรง I_{dc} ไปเป็นกระแสอินพุต I_{in} และกระแสเอาต์พุต I_{out}

จากวงจรรูปที่ 6.7 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ หาได้โดยใช้ KCLs ที่โหนด 1 กระแสที่ผ่าน D_2 จะเท่ากับ $I_o + I_{cap}$ ส่วนกระแสที่ผ่านไดโอดตัวอื่นนั้นก็สามารถหาได้ในทำนองเดียวกัน เราจะได้สมการทรานสลิเนียร์รูปดังนี้

$$(I_{dc} + I_{in})I_o = (I_o + I_{cap})(I_{dc} + I_{out}) \quad (6.24)$$

เพื่อที่จะแก้สมการที่ (6.24) สำหรับหากระแสเอาต์พุต เราต้องกำจัด I_{cap} ที่ไปโดยใช้สมการที่ (6.23) นอกจากนั้นเราสามารถตัดค่า $I_o I_{dc}$ ทั้งสองข้างของสมการที่ (6.24) ที่ทำได้ สุดท้ายเราจะได้สมการอนุพันธ์เชิงเส้น ที่อธิบายฟังก์ชันถ่ายโอนไดนามิกของวงจรดังนี้

$$CV_T \dot{I}_{out} + I_o I_{out} = I_o I_{in} \quad (6.25)$$

หารด้วย I_o ตลอดได้เป็น

$$\frac{CV_T}{I_o} \dot{I}_{out} + I_{out} = I_{in} \quad (6.26)$$

แปลง Laplace สมการที่ (6.26) ได้เป็น

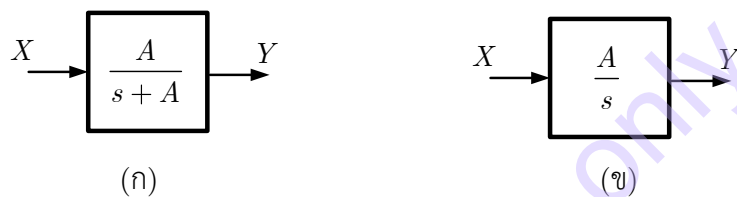
$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{I_o / CV_T}{s + I_o / CV_T} \quad (6.27)$$

จากสมการที่ (6.27) พบว่าวงจร Log-domain รูปที่ 6.7 ประพจน์ตัวเป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับหนึ่ง มีความถี่โพลเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{I_o}{CV_T} \quad (6.28)$$

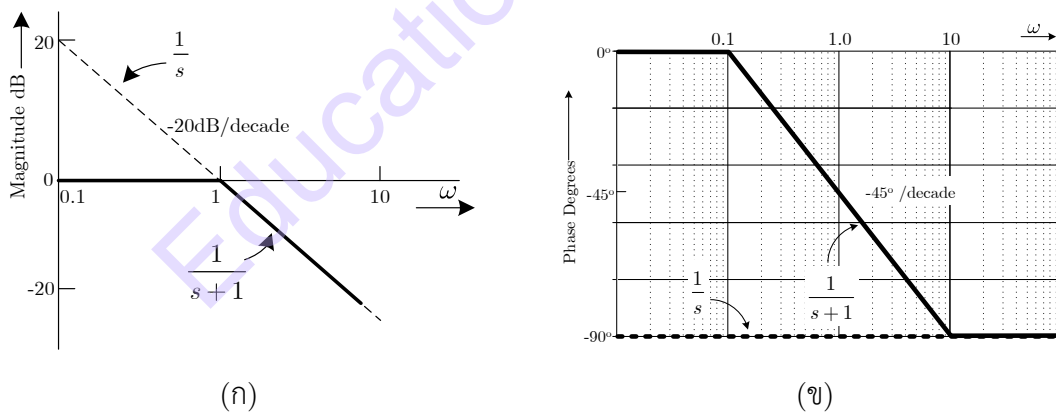
โดยที่ V_T เป็นแรงดันอุณหภูมิ มีค่าประมาณ 26mV และ C คือตัวเก็บประจุที่ใช้ ดังนั้นจึงพบว่าความถี่โพลของวงจรมีค่าปรับค่าได้ด้วยกระแสไบแอส I_o

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง ในอีกบริบทหนึ่งของนักออกแบบจะเรียกว่า “วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย (Lossy Integrator)” ซึ่งก็แน่นอนว่าจะต้องมี “วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย (Lossless Integrator)” เป็นของคู่กันอย่างแน่นอน โดยหลักการแล้ววงจรรวมอินทิเกรเตอร์ทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันอย่างใกล้ชิดกันเลยทีเดียว ทั้งด้านการนำไปใช้งาน การออกแบบ และ คุณสมบัติ โดยอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 6.8 โดยถ้ากำหนดให้ $A=1$ เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.8(ก) จะได้กราฟคุณสมบัติผลการตอบสนองเชิงขนาดรูปที่ 6.9(ก) จะได้ผลเป็นกราฟเส้นทึบ เมื่อความถี่ต่ำกว่าค่าความถี่โพลจะให้อัตราขยายเป็นหนึ่ง (0 dB) เมื่อความถี่สูงกว่าค่าความถี่โพลอัตราขยายจะลดลงในอัตรา -20dB/decade และ หากพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.5(ข) จะได้กราฟคุณสมบัติรูปที่ 6.9(ข) จะได้ผลเป็นกราฟเส้นประ



รูปที่ 6.8 บล็อกไดอะแกรมของ (ก) อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย (ข) อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย

ส่วนผลการตอบสนองทางเฟสแสดงไว้ดังรูปที่ 6.9(ข) พบว่าถ้าเป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียจะส่งผลให้เฟสเปลี่ยนไป -45° ที่ความถี่โพล ส่วนกรณีของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย เฟสจะมีค่า -90° คงที่ตลอดย่านความถี่



รูปที่ 6.9 คุณสมบัติของอินทิเกรเตอร์ (ก) ผลตอบสนองเชิงขนาด (ข) ผลตอบสนองทางเฟส

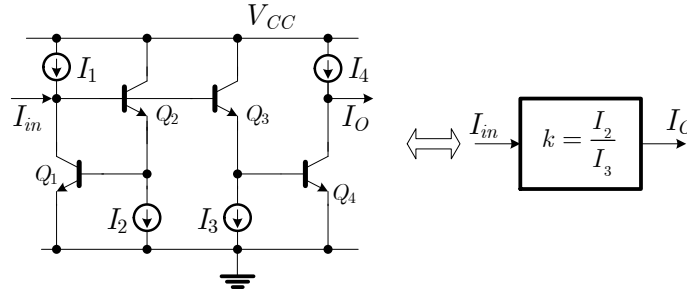
ในด้านการประยุกต์ใช้งานนั้น วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ทั้งสองชนิดจัดว่าซึ่งเป็นวงจรรวมพื้นฐานในการประมวลสัญญาณแอนะล็อก และสามารถนำไปต่อยอดสร้างเป็นวงจรรวมต่างๆ ได้อีกโดยจะกล่าวถึงเฉพาะในส่วนที่สำคัญในบทนี้

6.3.1 วงจรขยายกระแสทรานสลิเนียร์

วงจรรวมทรานสลิเนียร์พื้นฐานที่ใช้ในการออกแบบวงจรรวมในหัวข้อต่อไป จะใช้หลักการของวงจรรวมทรานสลิเนียร์แบบสมดุลย์ (Balance) หรือ Type-B [9] ดังรูปที่ 6.10 โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเป็น

เอกซ์โพเนนเชียลในอุดมคติ และ ไม่คำนึงถึงกระแสเบสเนื่องจากมีขนาดเล็กมาก ใช้หลักการของ Kirchhoff หาความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขาเบส และ อิมิตเตอร์จะได้สมการ ดังนี้

$$V_{be1} + V_{be2} - V_{be3} - V_{be4} = 0 \quad (6.29)$$



รูปที่ 6.10 วงจรขยายกระแสทรานสลิเนียร์

โดยที่กระแสที่ขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีค่า

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (6.30)$$

ประยุกต์ใช้หลักการทรานสลิเนียร์กับ Q_1 - Q_4 ในวงจรรูปที่ 6.10 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้:

$$I_{C1}I_{C2} = I_{C3}I_{C4} \quad (6.31)$$

ถ้ากำหนดให้ I_{C1} เป็นเอาต์พุตและ I_{C1} เป็นอินพุต และ เพื่อให้วงจรทำงานได้ทั้งบวกและลบ จะทำการไบแอสกระแส $I_{C1}=I_1+I_{in}$, $I_{C2}=I_2$, $I_{C3}=I_3$ และ $I_{C4}=I_4-I_O$ ทำให้กระแสเอาต์พุตที่แท้จริง (I_O) มีค่าเท่ากับ

$$\left(\frac{I_1 I_2}{I_3}\right) + \left(\frac{I_2}{I_3} I_{in}\right) = (I_O + I_4) \quad (6.32)$$

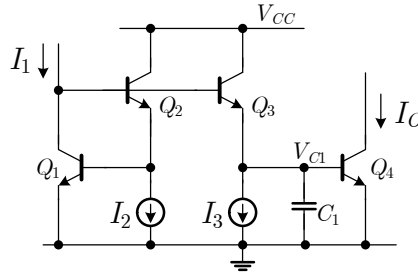
จากสมการที่ (6.32) พบว่าสมการด้านซ้ายจะประกอบด้วย DC-offset และ เทอมขยายกระแสอินพุต ดังนั้น การที่จะกำจัด DC-offset สามารถทำได้ง่ายๆ โดยกำหนดให้ $I_4=I_1 I_2 / I_3$ ซึ่งในทางปฏิบัติ จะกำหนดให้กระแสไบแอสทั้งสี่มีความสัมพันธ์กันดังนี้ $I_1=I$, $I_2=kI$ และ $I_3=I$ ดังนั้นกระแส $I_4=kI$ กระแสเอาต์พุต (I_O) จึงสามารถหักล้างค่า DC-offset ออกไปได้ ดังแสดงในสมการที่ (6.33)

$$(kI) + (kI_{in}) = (I_O + kI) \quad (6.33)$$

6.3.2 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain

วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain เป็นวงจรพื้นฐาน เพื่อทำหน้าที่เสมือนเป็นบล็อกแอกทิฟหลักดังแสดงในรูปที่ 6.8(ก) โดยความถี่โพลถูกควบคุมด้วยพารามิเตอร์ A ซึ่งมีคุณสมบัติการตอบสนองเชิงขนาดและ เฟส ดังแสดงในรูปที่ 6.9 แสดงให้เห็นถึงวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิด Log-domain ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ BJT ในการออกแบบ [10] และใช้หลักการเดียวกับหัวข้อ 6.3.1 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสทั้งสี่ได้เป็น

$$I_{in} I_2 = I_{C3} I_O \quad (6.34)$$



รูปที่ 6.11 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain

กระแสที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q_3 สามารถเขียนได้เป็น

$$I_{C3} = I_3 + C_1 \dot{V}_{C1} \quad (6.35)$$

แรงดันอนุพันธ์ที่ตกคร่อม ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ

$$\dot{V}_{C1} = \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{V_T}{I_O} \frac{dI_O}{dt} = \frac{V_T \dot{I}_O}{I_O} \quad (6.36)$$

โดยที่กระแสเอาต์พุตอนุพันธ์มีค่าเป็น

$$\dot{I}_O = \frac{dI_O}{dt} = \frac{I_S}{V_T} \exp\left(\frac{V_{C1}}{V_T}\right) \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_O}{V_T} \dot{V}_{C1} \quad (6.37)$$

แทนสมการที่ (6.35), (6.36) และ (6.37) ลงในสมการที่ (6.34) สมการจะกลายเป็น

$$I_{in} I_2 = \left(I_3 + \frac{C_1 \dot{I}_O V_T}{I_O} \right) I_O \quad (6.38)$$

สมมติให้กระแส $I_2 = kI_3 = kI$, สมการที่ (6.38) จะกลายเป็น

$$kI_{in} = I_O + \frac{C_1 \dot{I}_O V_T}{I} \quad (6.39)$$

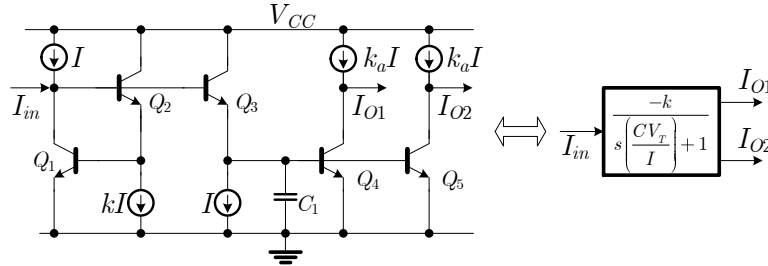
แปลงสมการที่ (6.39) ทั้งสองข้างให้อยู่ในรูปแบบของ Laplace จากนั้นจัดรูปแบบใหม่ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในรูปที่ 6.11 จะได้เป็น

$$H(s) = \frac{I_O(s)}{I_{in}(s)} = \frac{k}{s(C_1 V_T / I) + 1} \quad (6.40)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (6.40) จะเห็นได้ว่าจะมีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย (วงจรรวมที่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง) โดยความถี่โพลถูกควบคุมโดยกระแสไบแอส (I) อัตราขยายความถี่ต่ำ (k) สามารถปรับค่าได้ด้วยค่า อัตราส่วนของกระแส I_2 และ I_3 แต่อย่างไรก็ดี วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียรูปที่ 6.11 ยังไม่สมบูรณ์และยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้ จำเป็นต้องเพิ่ม แหล่งจ่ายกระแส โดยแทนที่แหล่งจ่ายกระแสที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 , Q_4 และ Q_5 ด้วย I , $k_n I$ และ $k_n I$ อีกทั้งกำหนดให้ $I_2 = kI$, $I_3 = I$ ทำหน้าที่

ห้กลางอพลเซตของกระแส DC จึงสามารถเขียนอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบสมบูรณ์ได้ดังรูปที่ 6.12 โดยกระแสเอาต์พุตของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย สามารถเขียนในรูปแบบของฟังก์ชัน s-domain ได้ดังนี้

$$I_{O_i} = k_a I - \frac{k(I_{in} + I)}{s(C_1 V_T / I) + 1} \quad (6.41)$$



รูปที่ 6.12 วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain กลับเฟส

จากสมการที่ (6.41) วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย โดยในเทอมที่สองพบว่ากระแส I ไม่เป็นฟังก์ชันของ I_{in} ทำให้กระแส I ที่เอาต์พุตจะหายไปโดยธรรมชาติ ส่วนในเทอมแรกที่มีค่า DC-offset ($k_a I$) สามารถกำจัดออกได้โดยกำหนดให้กระแสไบแอสที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q_4 และ Q_5 มีค่าเท่ากับ $k_a I$ ดังรูปที่ 6.12 ซึ่งจะเห็นได้ว่าโครงสร้างนี้ให้ฟังก์ชันอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียชนิดกลับเฟสดังต่อไปนี้

$$\frac{I_{O_i}}{I_{in}} = \frac{-k}{s(C_1 V_T / I) + 1} \quad (6.42)$$

จากสมการที่ (6.42) มีคุณสมบัติเป็นวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียที่สามารถปรับค่าความถี่โพล (ω_0) และ ปรับค่าอัตราขยาย (k) ด้วยกระแสที่เกี่ยวข้องดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = \frac{I}{C V_T} \quad (6.43)$$

$$k = \frac{I_2}{I} \quad (6.44)$$

ตัวอย่างที่ 6.1 จงออกแบบวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ HFA3046 และ ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ โดยกำหนดให้ $k=1$ และ ปรับกระแสไบแอส I จาก $1\mu\text{A}-1000\mu\text{A}$ และ กำหนด $k=1-4$ โดยแสดงผลการจำลองการทำงานด้วย PSpice

หมายเหตุ ใช้ Model bipolar transistor array HFA3046 ดังต่อไปนี้

```
.model NUHFARRY NPN
+ (IS=1.840E-16 XTI=3.000E+00 EG=1.110E+00 VAF=7.200E+01
+ VAR=4.500E+00 BF=1.036E+02 ISE=1.686E-19 NE=1.400E+00
+ IKF=5.400E-02 XTB=0.000E+00 BR=1.000E+01 ISC=1.605E-14
+ NC=1.800E+00 IKR=5.400E-02 RC=1.140E+01 CJC=3.980E-13
+ MJC=2.400E-01 VJC=9.700E-01 FC=5.000E-01 CJE=2.400E-13
+ MJE=5.100E-01 VJE=8.690E-01 TR=4.000E-09 TF=10.51E-12
+ ITF=3.500E-02 XTF=2.300E+00 VTF=3.500E+00 PTF=0.000E+00
+ XCJC=9.000E-01 CJS=1.150E-13 VJS=7.500E-01 MJS=0.000E+00
+ RE=1.848E+00 RB=5.007E+01 RBM=1.974E+00 KF=0.000E+00
+ AF=1.000E+00)
```

```
.model PUHFARRY PNP
+ (IS=1.027E-16 XTI=3.000E+00 EG=1.110E+00 VAF=3.000E+01
+ VAR=4.500E+00 BF=5.228E+01 ISE=9.398E-20 NE=1.400E+00)
```

```
+ IKF=5.412E-02 XTB=0.000E+00 BR=7.000E+00 ISC=1.027E-14
+ NC=1.800E+00 IKR=5.412E-02 RC=3.420E+01 CJC=4.951E-13
+ MJC=3.000E-01 VJC=1.230E+00 FC=5.000E-01 CJE=2.927E-13
+ MJE=5.700E-01 VJE=8.800E-01 TR=4.000E-09 TF=20.05E-12
+ ITF=2.001E-02 XTF=1.534E+00 VTF=1.800E+00 PTF=0.000E+00
+ XCJC=9.000E-01 CJS=1.150E-13 VJS=7.500E-01 MJS=0.000E+00
+ RE=1.848E+00 RB=3
```

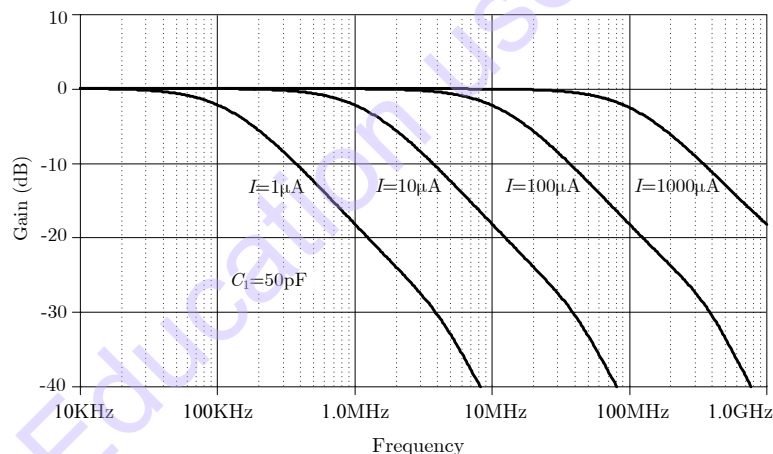
วิธีทำ

จากรูปที่ 6.12 แทนค่าตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ และ กำหนดกระแสไบแอสทุกตัวเท่ากัน $k=k_u=1$ ลงในสมการที่ (6.42) ได้เป็น

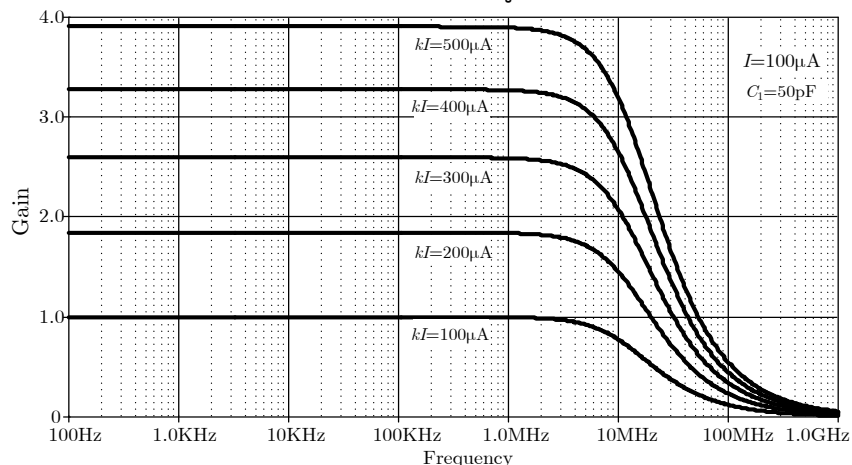
$$\frac{I_{O_i}}{I_{in}} = \frac{-1}{s(50\text{pF} \times 26\text{mV}/I) + 1}$$

เมื่อกระแสไบแอส $I=1\mu\text{A}$, $10\mu\text{A}$, $100\mu\text{A}$ และ $1,000\mu\text{A}$ ความถี่ตอบสนองหาได้โดย $f_0 = \frac{I}{2\pi(50\text{pF})(26\text{mV})}$ จะมีค่าเป็น $f_0=122.4\text{kHz}$, $f_0=1.224\text{MHz}$, 12.24MHz และ 122.4MHz

โดยผลการจำลองการทำงานด้วย PSpice โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาเรียรี HFA3046 และ ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ โดยกำหนดให้ $k=1$ และ ปรับกระแสไบแอส I จาก $1\mu\text{A}$ - $1000\mu\text{A}$ พบว่าความถี่โพลสามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 100kHz - 100MHz ดังแสดงในรูปที่ 6.13 และ ในกรณีที่ต้องการปรับค่า k โดยไม่กระทบต่อความถี่โพล ดังแสดงในรูปที่ 6.14



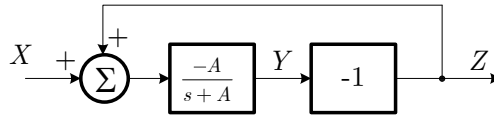
รูปที่ 6.13 ผลการตอบสนองเชิงขนาดของอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain เมื่อปรับความถี่โพล



รูปที่ 6.14 ผลการตอบสนองเชิงขนาดของอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain เมื่อปรับอัตราขยาย

6.3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain

จากที่ได้กล่าวไว้แล้วว่าอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย และ ไม่สูญเสีย มีความสัมพันธ์กันเสมือนกับที่ น่องกันเลยทีเดียว และ เมื่อสังเกตจากรูปการตอบสนองเชิงขนาดของอินทิเกรเตอร์ทั้งสอง พบว่าคุณสมบัติของอินทิเกรเตอร์ทั้งสองแบบมีความเหมือนกันในบางช่วงความถี่ และมีโพลที่เหมือนกัน ดังนั้นในการสร้างอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย สามารถแปลงจากอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียได้ โดยใช้การป้อนกลับแบบบวกดังรูปที่ 6.15 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างเอาต์พุต Y และ Z กับอินพุต X ได้เป็น

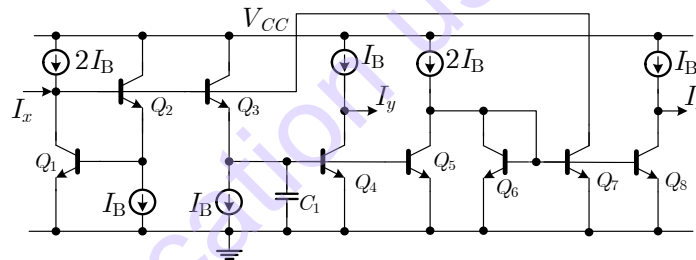


รูปที่ 6.15 บล็อกไดอะแกรมของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบที่สร้างจากอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย

$$\frac{Z(s)}{X(s)} = \frac{A}{s} \quad (6.45)$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-A}{s} \quad (6.46)$$

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.15 อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain จึงสามารถสร้างเป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียได้จากอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย วงจรกลับเฟสสัญญาณ และ ป้อนกลับสัญญาณดังรูปที่ 6.16 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างเอาต์พุต Y และ Z กับอินพุต X ได้เป็น



รูปที่ 6.16 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain ที่สร้างจากอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย

$$\frac{I_y(s)}{I_x(s)} = \frac{-I_B}{sC_1V_T} \quad (6.47)$$

$$\frac{I_z(s)}{I_x(s)} = \frac{I_B}{sC_1V_T} \quad (6.48)$$

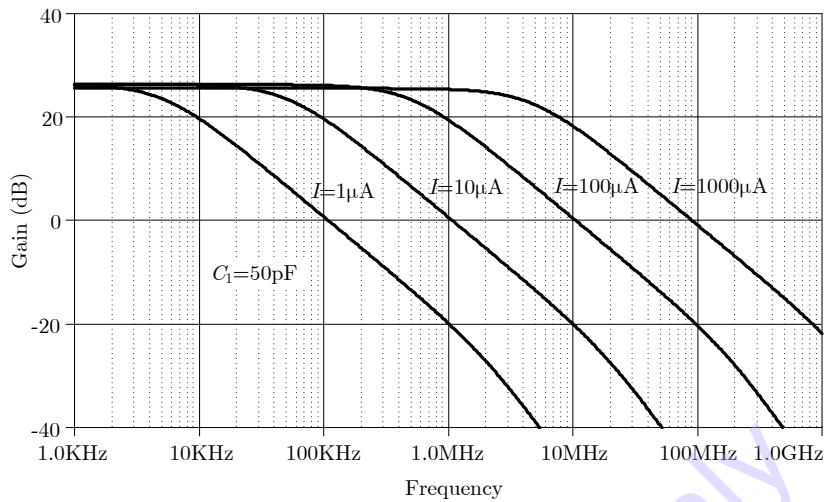
ตัวอย่างที่ 6.2 จงออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาเรียรี HFA3046 และ ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ โดยปรับกระแสไบแอส I_B จาก $1\mu\text{A}-1000\mu\text{A}$ โดยแสดงผลการจำลองการตอบสนองเชิงขนาดด้วย PSpice

วิธีทำ

จากรูปที่ 6.16 แทนค่า ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ ในสมการที่ (6.47) ได้เป็น

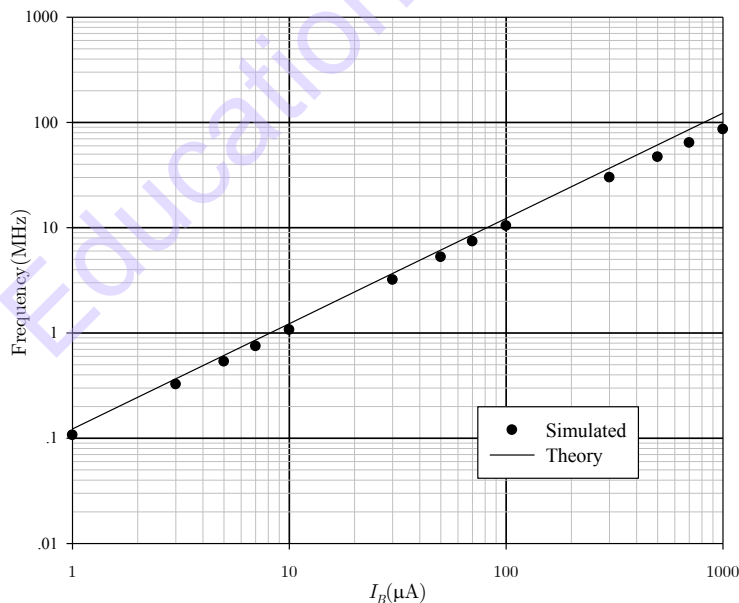
$$\frac{I_y(s)}{I_x(s)} = \frac{-I_B}{s(50\text{pF})(26\text{mV})}$$

เมื่อกระแสไบแอส $I=1\mu\text{A}$, $10\mu\text{A}$, $100\mu\text{A}$ และ $1,000\mu\text{A}$ ความถี่ตอบสนองหาได้โดย $f_0 = \frac{I_B}{2\pi(50\text{pF})(26\text{mV})}$ จะมีค่าเป็น $f_0=122.4\text{kHz}$, $f_0=1.224\text{MHz}$, 12.24MHz และ 122.4MHz



รูปที่ 6.17 ผลการตอบสนองเชิงขนาดของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain เมื่อปรับความถี่โพล

โดยผลการจำลองการทำงานด้วย PSpice โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ HFA3046 และ ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ โดย ปรับกระแสไบแอส I_B จาก $1\mu\text{A}$ - $1000\mu\text{A}$ พบว่าความถี่โพล (สังเกตจากจุดตัด 0dB) สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 100kHz-100MHz ดังแสดงในรูปที่ 6.17 และ เมื่อนำความถี่ที่คำนวณกับผลการจำลองการทำงานมาเปรียบเทียบกับกราฟรูปที่ 6.18 พบว่ามีความคลาดเคลื่อนจากที่คำนวณไว้เล็กน้อย



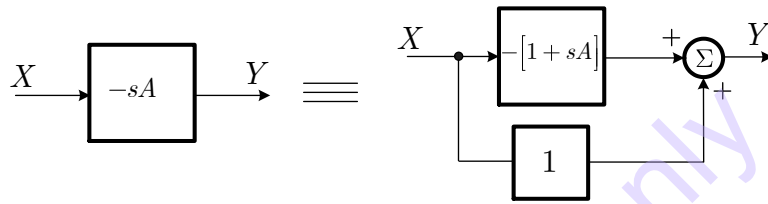
รูปที่ 6.18 ความถี่โพลของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย เมื่อปรับกระแสไบแอส I_B

เมื่อนำความสัมพันธ์ของกระแสไบแอส (I_B) และ ความถี่โพล (f_0) เทียบกับผลทางทฤษฎี (อุดมคติ) มาพล็อตกราฟ พบว่ามีความใกล้เคียงกันตลอดช่วงกระแสไบแอสถึง 3 Decades (ตั้งแต่ $1\mu\text{A}$ ถึง $1000\mu\text{A}$) แต่จะคลาดเคลื่อนเล็กน้อยในช่วงความถี่สูง ดังแสดงในรูปที่ 6.18 ซึ่งคุณสมบัติการปรับค่าได้กว้างแบบนี้จะทำให้

ไม่ได้ในวงจรรวมที่ใช้โครงสร้างแบบบล็อกแอกทิฟ จากผลการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับผลทางอุดมคติ จากรูปที่ 6.18 พบว่าความถี่โพลในช่วงความถี่สูง (100MHz) จะมีความคลาดเคลื่อนต่ำกว่ากรณีอุดมคติเล็กน้อย เนื่องมาจากค่าอุปกรณ์แฝงที่อยู่ภายในทรานซิสเตอร์ส่งผลในย่านความถี่สูง โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

6.3.4 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain

รูปที่ 6.19 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลชนิดไม่สูญเสียใน Laplace domain ที่สร้างขึ้นจากฟังก์ชันดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลชนิดกลับเฟสบวกหนึ่ง $-(1+sA)$ และ เมื่อนำมาลบกับฟังก์ชันอินพุต ก็จะได้เป็นฟังก์ชันดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลโดยสมบูรณ์ โดยฟังก์ชันเหล่านี้สามารถออกแบบได้โดยใช้หลักการ Log-domain จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.19 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (6.95)



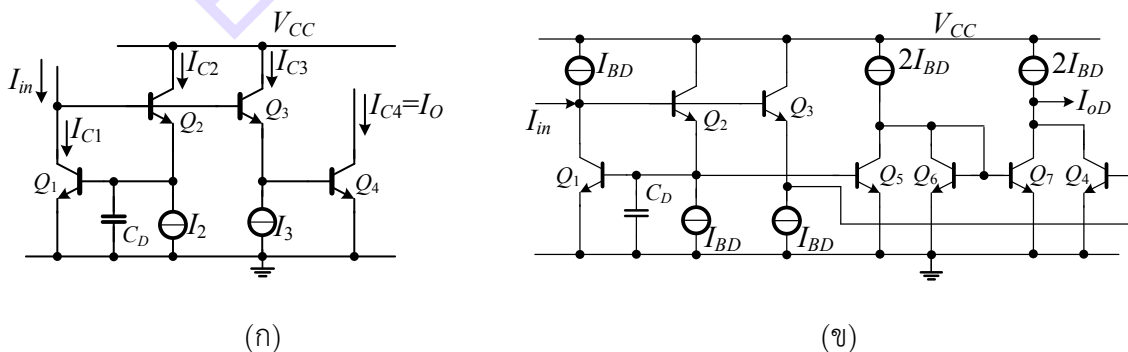
รูปที่ 6.19 บล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลชนิดไม่สูญเสีย

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = -(1+sA) + 1 = -sA \quad (6.49)$$

รูปที่ 6.20(ก) แสดงวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลแบบ Log-domain ด้วยโครงสร้างของวงจรรานสลิเนียร์ Type-B ที่ใช้ในการวิเคราะห์ โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเป็นเอกซิปเพนเซียนในอุดมคติ แรงดัน V_T และ I_S ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวเท่ากัน และไม่คำนึงถึงกระแสเบสเนื่องจากมีขนาดเล็กมาก เมื่อประยุกต์ใช้หลักการทรานสลิเนียร์กับ Q_1-Q_4 ในวงจรรูปที่ 6.10 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้:

$$I_{C1}I_{C2} = I_{C3}I_{C4} \quad (6.50)$$

โดยที่ I_{C_i} แทนกระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ i_{th}



รูปที่ 6.20 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียลแบบ Log-domain (ก) วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ (ข) วงจรที่ใช้จริง

จากรูปที่ 6.20(ก) กำหนดให้ $I_{C1}=I_{in}$, $I_{C3}=I_3$ และ $I_{C4}=I_O$ กระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{C2} = I_2 + C_D \dot{V}_{CD} \quad (6.51)$$

แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_D ในรูปการอนุพันธ์มีค่าเท่ากับ

$$\dot{V}_{CD} = \frac{dV_{CD}}{dt} = \dot{V}_{be1} = \frac{V_T}{I_{in}} \frac{dI_{in}}{dt} = \frac{\dot{I}_{in} V_T}{I_{in}} \quad (6.52)$$

กระแสอินพุตอนุพันธ์มีค่าเท่ากับ

$$\dot{I}_{in} = \frac{dI_{in}}{dt} = \frac{I_S}{V_T} \exp\left(\frac{V_{CD}}{V_T}\right) \frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{I_{in}}{V_T} \dot{V}_{CD} \quad (6.53)$$

แทนสมการที่ (6.51) และ (6.53) ในสมการที่ (6.50)

$$I_{in} \left(I_2 + \frac{C_D \dot{I}_{in} V_T}{I_{in}} \right) = I_3 I_O \quad (6.54)$$

กำหนดให้กระแส $I_2 = I_3 = I_{BD}$ ดังนั้นสมการที่ (6.54) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left(I_{in} + \frac{C_D \dot{I}_{in} V_T}{I_{BD}} \right) = I_O \quad (6.55)$$

ทำการแปลง Laplace transform สมการที่ (6.55) และ เขียนสมการจากรูปที่ 6.20(ก) ฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$\frac{I_O}{I_{in}} \frac{s}{s} = \left[1 + \frac{s C_D V_T}{I_{BD}} \right] \quad (6.56)$$

จากสมการที่ (6.56) จะเห็นได้ว่าสมการจะอยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์บวกหนึ่ง เมื่อต้องการใช้งานจริงกำหนดให้ $I_{C1} = I_{BD} + I_{in}$, $I_2 = I_{BD}$, และ $I_3 = I_{BD}$ ดังแสดงในรูปที่ 6.20(ข) กระแสไบแอส (I_{BD}) จะเป็นตัวกำหนดค่าคงตัวเวลาของดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์และเป็นตัวกำหนดขอบเขตของอินพุตและเอาต์พุตด้วย เมื่อพิจารณาทิศทางกระแสของ Q_4 จากรูปที่ 6.20(ก) ฟังก์ชันถ่ายโอนของดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์บวกหนึ่ง สามารถเขียนในรูปการกลับเฟสดังนี้

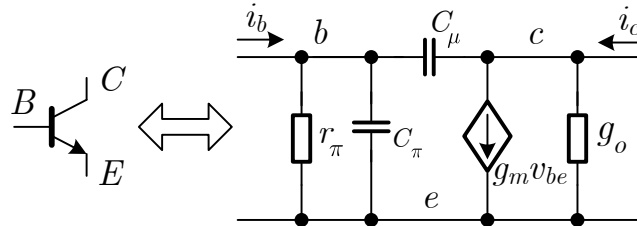
$$\frac{I_O}{I_{in}} \frac{s}{s} = - \left[1 + \frac{s C_D V_T}{I_{BD}} \right] \quad (6.57)$$

ในท้ายที่สุด เทอมค่าคงที่ “1” ในสมการที่ (6.57) จะต้องถูกกำจัดออกไป ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถทำได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ (Q_5 - Q_7) เพื่อสร้างอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่งของอินพุต และ นำเอาต์พุต (ที่ Q_7) ไปรวมกับเอาต์พุตของดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์เดิม (ที่ Q_4) วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์ที่สมบูรณ์แสดงได้ดังรูปที่ 6.20 (ข) และ ฟังก์ชันถ่ายโอนขั้นสุดท้าย สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (6.58)

$$\frac{I_{OD}}{I_{in}} = - \frac{s C_D V_T}{I_{BD}} \quad (6.58)$$

6.3.5 ผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ

โดยทั่วไปแล้ว ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะไม่ได้มีคุณสมบัติเป็นอุดมคติ เหมือนกับทฤษฎี ซึ่งทำให้การใช้งานในบางเงื่อนไขแตกต่างจากผลทางทฤษฎี (อุดมคติ) โดยเฉพาะอย่างยิ่งในความถี่สูง ในบทที่ 2 ได้ อธิบายไว้แล้วในเรื่องของ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแบบ Hybrid- π ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อให้สะดวกในการวิเคราะห์ จะทำการประมาณโดยไม่นำตัวแปรบางตัวมาพิจารณา ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะตัวแปรที่มีผลกระทบอย่างชัดเจนในทางปฏิบัติ ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์กรณี Log-domain แบบลดรูปใหม่ได้ดังรูปที่ 6.21



รูปที่ 6.21 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วิเคราะห์กรณี Log-domain

ในแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในหัวข้อนี้ ประกอบด้วยความนำถ่ายโอน ($g_m = I_C/V_T$) ตัวต้านทานเบส-อีมีตเตอร์ ($r_\pi \approx \beta/g_m$) ตัวเก็บประจุเบส-อีมีตเตอร์ ($C_\pi \approx 0.24\text{pF}$) และ ตัวเก็บประจุเบส-คอลเล็กเตอร์ ($C_\mu \approx 0.398\text{pF}$) โดยตัวเก็บประจุแฝงตัวอื่นมีค่าน้อยมาก และ ค่าความต้านทานคอลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ($r_{ce} \approx V_A/i_c$) มีค่าสูงมากจะไม่นำมาคิด โดยในหัวข้อนี้จะนำค่าของความไม่สมพงศ์กัน และ ค่าแรงดัน Early มาพิจารณาด้วย

ก) อิทธิพลจากความต้านทานแฝง

วงจรรินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย นั้น ตัวต้านทานเบส-อีมีตเตอร์ ($r_\pi = \beta/g_m$) เป็นตัวแปรที่กำหนดข้อจำกัดของความเที่ยงตรงของวงจรรานสลิเนียร์ในความถี่สูง จากแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก โดยไม่นำตัวเก็บประจุแฝงมาพิจารณา โดยสมมติกำหนดให้ค่าความนำถ่ายโอน (g_m) และ อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ (β) ทุกตัวเท่ากัน ในกรณีวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติที่ได้รับผลกระทบจากตัวต้านทานเบส-อีมีตเตอร์ ($r_\pi = \beta/g_m$) ของวงจรรินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียตามรูปที่ 6.12 โดยไม่พิจารณาผลกระทบจากความนำคอลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ($g_o = I_C/V_A$) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (6.59)

$$\frac{i_{LSn1}}{i_m} \approx \frac{-\beta(\beta^2 + 3\beta)}{\beta(\beta^2 + 3\beta) + s r_\pi C_1(\beta^2 + 2\beta)} \quad (6.59)$$

กรณีไม่เป็นอุดมคติโดยพิจารณาเฉพาะตัวต้านทานแฝง ($r_\pi = \beta/g_m$) แต่เนื่องจากอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ (β) เท่ากันทุกตัว ค่าความถี่โพลสามารถอธิบายได้โดยสมการที่ (6.60) พบว่าค่า β ทำให้ความถี่โพลเบี่ยงเบนไปเล็กน้อยเท่ากับ [10]

$$\omega_{Pn1} \approx \frac{g_m(\beta^2 + 3\beta)}{C_1(\beta^2 + 2\beta)} \quad (6.60)$$

ผลกระทบจากความนำคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ ($g_o = I_C / V_A$) ต่อวงจรรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย โดยไม่พิจารณาผลกระทบจากตัวต้านทานเบส-อิมิตเตอร์ ($r_\pi = \beta / g_m$) ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียเขียนใหม่ดังสมการที่ (6.61)

$$\frac{i_{LSn2}}{i_m} \approx \frac{-(g_m^3 + 2g_m^2 g_o)}{(g_m^3 + 2g_m^2 g_o) + sC_1(g_m g_o + g_m^2)} \quad (6.61)$$

กรณีไม่เป็นอุดมคติโดยพิจารณาเฉพาะตัวต้านทานแผง ($g_o = I_C / V_A$) เนื่องจากกระแสไบแอสของทรานซิสเตอร์ (I_C) เท่ากันทุกตัว และทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงค์กันทุกประการทำให้แรงดัน Early (V_A) เท่ากันทุกตัว ค่าความถี่โพลสามารถอธิบายได้โดยสมการที่ (6.62) พบว่าค่า g_o ทำให้ความถี่โพลเบี่ยงเบนไปเล็กน้อยเท่ากับ

$$\omega_{Pn2} \approx \frac{g_m(g_m + 2g_o)}{C_1(g_m + g_o)} \quad (6.62)$$

ในกรณีวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติที่ได้รับผลกระทบจากตัวต้านทานเบส-อิมิตเตอร์ ($r_\pi = \beta / g_m$) ของวงจรรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียตามรูปที่ 6.16 โดยไม่พิจารณาผลกระทบจากความนำคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ ($g_o = I_C / V_A$) และ ผลกระทบจากความนำคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ ($g_o = I_C / V_A$) ต่อวงจรรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย โดยไม่พิจารณาผลกระทบจากตัวต้านทานเบส-อิมิตเตอร์ ($r_\pi = \beta / g_m$) ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียเขียนใหม่ดังสมการที่ (6.63) และ (6.64) ตามลำดับ

$$\frac{i_{LLn1}}{i_m} \approx -\frac{\beta^2}{2} \left(\frac{2/g_m r_\pi^2 C_1}{s + 2/g_m r_\pi^2 C_1} \right) \quad (6.63)$$

$$\frac{i_{LLn2}}{i_m} \approx -\frac{g_m}{g_o} \left(\frac{g_o/C_1}{s + g_o/C_1} \right) \quad (6.64)$$

จากสมการที่ (6.63) และ (6.64) พบว่าอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย จะประพฤติตัวเป็น LPF ที่มีอัตราขยายสูงมาก และ มีความถี่โพลอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ เหมือนกันทั้ง สอง สมการ แต่ผลกระทบของ g_o จะมีผลกระทบมากกว่า r_π

ส่วนการพิจารณาผลกระทบจาก r_π และ g_o เมื่อนำแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กมาแทนในวงจรรดิฟเฟอเรนเชียล โดยไม่พิจารณาตัวเก็บประจุแผง (C_π และ C_μ) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (6.65) และ (6.66)

$$\frac{i_{Dn1}}{i_m} \approx -\left[\frac{C_D}{g_m} \left(\frac{s\beta g_m/C_D}{s + \beta g_m/C_D} \right) + \frac{1}{\beta} \left(\frac{\beta g_m/C_D}{s + \beta g_m/C_D} \right) \right] \quad (6.65)$$

$$\frac{i_{Dn2}}{i_m} \approx -\frac{C_D}{g_m} \left(\frac{sg_m^2/g_o C_D}{s + g_m^2/g_o C_D} \right) \quad (6.66)$$

จากสมการที่ (6.65) พบว่าผลกระทบจากค่า β ส่งผลให้วงจรรดิฟเฟอเรนเชียลแสดงตัวเป็น HPF จากความถี่ต่ำไปจนถึงค่าความถี่โพล ($\beta g_m / C_D$) และจะมีอัตราการขยายสูงมาก ต่อจากนั้นวงจรรดิฟเฟอเรนเชียลแสดงตัวเป็น LPF และ จะมีอัตราการขยายต่ำลงเรื่อยๆ ส่วนสมการที่ (6.66) พบว่าผลกระทบจากค่า g_o ส่งผลให้วงจรรดิฟเฟอเรนเชียลแสดงตัวเป็น HPF จากความถี่ต่ำไปจนถึงค่าความถี่โพล ($g_m^2 / g_o C_D$)

ข) อิทธิพลจากตัวเก็บประจุแฝง

ตัวเก็บประจุแฝง C_π และ C_μ ก็มีผลกระทบต่อวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียเช่นเดียวกัน โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก และ พิจารณาเฉพาะผลกระทบของ C_π ต่อวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (6.67) และ ผลกระทบต่อค่าความถี่โพลแสดงดังสมการที่ (6.68)

$$\frac{i_{LSn3} s}{i_m s} \approx \frac{-[g_m + s(C_{\pi 1} + C_{\pi 2} + C_{\pi 3})]}{g_m + s(C_1 + C_{\pi 2} + C_{\pi 3} + C_{\pi 4})} \quad (6.67)$$

$$\omega_{Pn3} \approx \frac{g_m}{C_1 + C_{\pi 2} + C_{\pi 3} + C_{\pi 4}} \quad (6.68)$$

ส่วนผลกระทบของ C_μ ต่อวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย ก็สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (6.69) และ ผลกระทบต่อค่าความถี่โพลแสดงดังสมการที่ (6.70)

$$\frac{i_{LSn4} s}{i_m s} \approx \frac{-g_m}{g_m + s(C_1 + C_{\mu 1} + C_{\mu 2} + C_{\mu 3} + C_{\mu 4})} \quad (6.69)$$

$$\omega_{Pn4} \approx \frac{g_m}{C_1 + C_{\mu 1} + C_{\mu 2} + C_{\mu 3} + C_{\mu 4}} \quad (6.70)$$

จากสมการที่ (6.68) และ (6.70) พบว่าตัวเก็บประจุแฝง C_π และ C_μ ส่งผลให้ความถี่โพลคลาดเคลื่อนไปเล็กน้อย ซึ่งสามารถลดความคลาดเคลื่อนนั้นได้โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุหลักตามเงื่อนไข

$$C_1 \gg 3C_{\pi i} + 4C_{\mu i} \quad (6.71)$$

โดยหลักการแล้วความถี่โพลจะมีค่าเท่ากับ $\omega_0 = I/CV_T$ การกำหนดให้ตัวเก็บประจุหลักให้ใหญ่เพื่อลดความคลาดเคลื่อนให้ต่ำที่สุด แต่อย่างไรก็ตามเมื่อตัวเก็บประจุมีค่าสูง ความถี่ที่ใช้งานจะต่ำลง การที่จะให้วงจรทำงานที่ความถี่สูง จึงต้องใช้กระแสไบแอสที่สูง ซึ่งจะทำให้ใช้กำลังงานสูงตามไปด้วย ด้วยเหตุนี้เองจะต้องกำหนดให้ตัวเก็บประจุหลักมีค่าไม่ต่ำจนเกินไป และ อยู่ในเงื่อนไขในสมการที่ (6.71)

ในทำนองเดียวกันตัวเก็บประจุแฝง C_π และ C_μ ก็มีผลกระทบต่อวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบกลับเฟส และ ไม่กลับเฟสเช่นเดียวกัน ใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก และ พิจารณาเฉพาะผลของ C_π และ C_μ ต่อวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย โดยสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์ได้ดังสมการที่ (6.72) และ (6.73) ตามลำดับ

$$\frac{i_{LLn5} s}{i_m s} \approx \frac{-g_{m2}g_{m3}g_{m4}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3} - g_{m2}g_{m3}g_{m7} + s \left[g_{m1}g_{m2}(C_1 + C_{\pi 3} + C_{\pi 7} + C_{\pi 4}) + g_{m1}g_{m3}C_{\pi 2} \right.} \quad (6.72)$$

$$\left. -g_{m2}g_{m7}C_{\pi 3} - g_{m3}g_{m7}(C_{\pi 2} + C_{\pi 1}) \right]$$

$$\frac{i_{LLn6} s}{i_m s} \approx \frac{-g_{m2}g_{m3}g_{m4}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3} - g_{m2}g_{m3}g_{m7} + s \left[g_{m1}g_{m2}(C_1 + C_{\mu 7} + C_{\mu 4}) + g_{m1}g_{m3}C_{\mu 1} \right.} \quad (6.73)$$

$$\left. +g_{m2}g_{m3}(C_{\mu 2} + C_{\mu 3} + C_{\mu 7}) - g_{m3}g_{m7}C_{\mu 1} \right]$$

สมมติให้ความนำถ่ายโอนทุกตัวมีค่าเท่ากัน จากสมการที่ (6.72) และ (6.73) สามารถลดรูปสมการได้เป็น

$$\frac{i_{LLn5} s}{i_m s} \approx \frac{-g_m}{s(C_1 + C_{\pi 7} + C_{\pi 4} - C_{\pi 1})} \quad (6.74)$$

$$\frac{i_{LLn6} s}{i_m s} \approx \frac{-g_m}{s(C_1 + 2C_{\mu 7} + C_{\mu 4} + C_{\mu 2} + C_{\mu 3})} \quad (6.75)$$

จากสมการที่ (6.74) และ (6.75) พบว่าตัวเก็บประจุแฝง C_{π} และ C_{μ} ส่งผลให้ความถี่โพลคลาดเคลื่อนไปเล็กน้อย ซึ่งสามารถลดความคลาดเคลื่อนนั้นได้โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุหลักตามเงื่อนไข

$$C_1 \gg C_{\pi i} + 5C_{\mu i} \quad (6.76)$$

โดยหลักการแล้วความถี่โพลจะมีค่าเท่ากับ $\omega_0 = I/CV_T$ การกำหนดให้ตัวเก็บประจุหลักให้ใหญ่เพื่อลดความคลาดเคลื่อนให้ต่ำที่สุด แต่อย่างไรก็ตามเมื่อตัวเก็บประจุมีค่าสูง ความถี่ที่ใช้งานจะต่ำลง การที่จะให้วงจรถ่ายความถี่สูง จึงต้องใช้กระแสไบแอสที่สูง ซึ่งจะทำให้ใช้กำลังงานสูงตามไปด้วย ด้วยเหตุนี้เองจะต้องกำหนดให้ตัวเก็บประจุหลักมีค่าไม่ต่ำจนเกินไป จากสมการที่ (6.71) และ (6.76) เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดในวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์ต้องกำหนดค่า C_1 ให้อยู่ในเงื่อนไข $C_1 \gg 2.154\text{pF}$ ซึ่งในที่นี้จะกำหนดให้ $C_1 > 50\text{pF}$

ในทำนองเดียวกันตัวเก็บประจุแฝง C_{π} และ C_{μ} ก็มีผลกระทบต่อวงจรถ่ายเฟอเรียเตอร์ เช่นเดียวกัน ใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก และ พิจารณาเฉพาะผลของ C_{π} และ C_{μ} ต่อวงจรถ่ายเฟอเรียเตอร์ โดยไม่พิจารณาผลกระทบจาก r_{π} และ g_o ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถ่ายเฟอเรียเตอร์ได้ดังสมการที่ (6.77) และ (6.78) ตามลำดับ

$$\frac{i_{Dn3}}{i_m} \approx \frac{-s(C_{\pi} + C_D)/3C_{\pi}}{s + g_m/3C_{\pi}} \quad (6.77)$$

$$\frac{i_{Dn4}}{i_m} \approx \frac{-s(C_D/4C_{\mu})}{s + g_m/4C_{\mu}} \quad (6.78)$$

จากสมการที่ (6.77)-(6.78) พบว่าตัวเก็บประจุแฝง (C_{π} และ C_{μ}) มีผลกระทบเพียงเล็กน้อย กล่าวคือในวงจรถ่ายเฟอเรียเตอร์นั้น ตัวเก็บประจุแฝง C_{π} จะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของความถี่โพลที่ $g_m/(C_D + C_{\pi})$ และ ทำให้เกิดโพลที่ความถี่สูง ($g_m/4C_{\mu}$) และ ($g_m/3C_{\pi}$) ซึ่งจะทำให้วงจรถ่ายเฟอเรียเตอร์ประพฤติตัวเป็นอินทิเกรเตอร์เมื่อความถี่สูงซึ่งไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ ขณะที่ความถี่โพลของวงจรถ่ายเฟอเรียเตอร์ที่แท้จริงคือ $\omega_d = I/C_D V_T = g_m/C_D$ และ ดังนั้นถ้าต้องการลดความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงจะต้องกำหนดให้ C_D อยู่ภายใต้เงื่อนไข

$$C_D \gg C_{\pi} \quad (6.79)$$

ค) อิทธิพลจากพื้นที่อิมิตเตอร์ไม่เท่ากัน (Area mismatch)

ในหัวข้อ 6.1 ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ที่ต่างกันของทรานซิสเตอร์จะมีผลโดยตรงต่อกระแสอิมิตตัว (I_S) ซึ่งเมื่อทรานซิสเตอร์ต่อกันในแบบ Log-domain จึงสามารถเขียนสมการที่ (6.39) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\lambda k I_m = I_o + \frac{C_1 \dot{I}_o V_T}{I} \quad (6.80)$$

โดยที่ $\lambda = \frac{I_{S3} I_{S4}}{I_{S1} I_{S2}} = \frac{A_3 A_4}{A_1 A_2}$ และ จากสมการที่ (6.65) ความไม่เท่ากันของพื้นที่อิมิตเตอร์จะส่งผล

เพียงเล็กน้อยกับวงจร ในรูปอัตราขยายของวงจร ในขณะที่เป็นวงจรรออินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย ซึ่งไม่มีผลกระทบในเรื่องความเป็นเชิงเส้น และ ค่าคงตัวเวลาของวงจรแต่อย่างใด ซึ่งปัญหานี้สามารถชดเชยได้โดยปรับกระแสไบแอสที่เกี่ยวข้อง

ง) อิทธิพลจากแรงดัน Early

ผลกระทบจากแรงดัน Early (Early Effect) มีสาเหตุมาจากค่ากระแสที่ผิดพลาดเมื่อแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์เปลี่ยนไป ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ $I_c = (1 + V_{ce}/V_A) I_S \exp(V_{be}/V_T)$ โดยที่ V_A คือแรงดัน Early จากการวิเคราะห์อินทิเกรเตอร์พบว่าค่า Early Effect จะส่งผลต่อการผิดพลาดเชิงขนาดในรูปของอัตราขยาย คล้ายกับกรณีพื้นที่อิมิตเตอร์ไม่เท่ากัน เมื่อ V_{ce} ขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุต ทำให้ Early Effect ก็จะมีผลต่อความผิดเพี้ยนของวงจรได้ แต่เนื่องการแกว่งตัวของแรงดันในวงจรรูปแบบกระแสมีค่าต่ำมากๆ (δV_{be}) ดังนั้นค่า Early Effect จึงไม่ใช่ตัวการหลักที่ส่งผลต่อความผิดพลาดของอินทิเกรเตอร์

จ) อิทธิพลจากความไม่สมพงค์กันของกระแสไบแอส

ในวงจรรออินทิเกรเตอร์และดิฟเฟอเรนเชียลแบบ Log-domain มีความจำเป็นต้องใช้กระแสไบแอสทั้งในแบบบวก (I_{BP}) และ แบบลบ (I_{BN}) ซึ่งวงจรไบแอสกระแสเหล่านี้ก็คือวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกและลบ ซึ่งค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์จะถูกควบคุมด้วยกระแสไบแอสที่เกี่ยวข้อง ซึ่งความไม่สมพงค์กันของกระแสไบแอสเหล่านี้เองจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของวงจรรองความถี่ เนื่องจากโครงสร้างของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียในรูปที่ 6.16 ประกอบด้วยกระแสไบแอสแบบบวก และ แบบลบ แทนที่ด้วย $I_{BP} = \alpha_P I_B$ และ $I_{BN} = \alpha_N I_B$ ตามลำดับ โดยที่ α_P และ α_N เป็นอัตราขยายกระแสของกระแสไบแอสแบบบวก และ แบบลบ ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ค่าความนำถ่ายโอน $g_{m1} = g_{m4} = g_{m7} = g_{mp}$, $g_{m2} = g_{m3} = g_{mn}$ และ ไม่พิจารณาตัวเก็บประจุแฝง (C_π และ C_μ) ซึ่งสามารถเขียนสมการที่ (6.74) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_{Lm7}}{i_m} \approx \frac{-g_{mn}}{sC_1} = \frac{-\alpha_N I_B}{sV_T C_1} \quad (6.81)$$

สำหรับวงจรรดิฟเฟอเรนเชียลรูปที่ 6.20 ประกอบด้วยกระแสไบแอสแบบบวก และ แบบลบ แทนที่ด้วย $I_{BP} = \alpha_P I_B$ และ $I_{BN} = \alpha_N I_B$ ตามลำดับ โดยที่ α_P และ α_N คืออัตราขยายกระแสด้านบวกและด้านลบ ตามลำดับ กำหนดให้ค่าความนำถ่ายโอน $g_{m1} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} = g_{m7} = g_{mp}$, $g_{m2} = g_{m3} = g_{mn}$ และ ไม่พิจารณาตัวเก็บประจุแฝง (C_π และ C_μ) สามารถเขียนสมการที่ (6.77) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_{Dm5}}{i_m} \approx \frac{-sC_D}{g_{mp}} = \frac{-sC_D V_T}{\alpha_P I_B} \quad (6.82)$$

จากสมการที่ (6.81) และ (6.82) พบว่าวงจรรออินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย และ ดิฟเฟอเรนเชียล จะได้รับผลกระทบจากความผิดพลาดของกระแสไบแอสด้านลบ และ บวก ตามลำดับ เพื่อการลดอัตราความ

คลาดเคลื่อนดังกล่าว วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้กับวงจรมินิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย และ ดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์แบบ Log-domain นี้ ควรจะต้องใช้วงจรถ่ายโอนกระแสประสิทธิภาพสูง

ตัวอย่างที่ 6.3 จงคำนวณความถี่ตอบสนองของวงจรมินิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain ที่เกิดผลกระทบบกความไม่เป็นอุดมคติ (r_π , C_π และ C_μ) โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาเรย์ HFA3046 ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ และ ปรับกระแสไบแอส $I_B=1\mu\text{A}$

วิธีทำ

จากตัวอย่างที่ 6.1 ค่า $\beta=103.6$, $g_m=I_C/V_T=38.46 \mu\text{A/V}$, $r_\pi=\beta/g_m=2.694\text{M}\Omega$, $C_\pi\approx 0.24\text{pF}$ และ $C_\mu\approx 0.398\text{pF}$ เมื่อพิจารณาความถี่ตอบสนองของวงจรมินิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain เมื่อ $C_1=50\text{pF}$ ในทางอุดมคติมีค่าเป็น

$$f_p = \frac{38.46\mu\text{A} / \text{V}}{2\pi \times 50\text{pF}} = 122.42\text{kHz}$$

จากหัวข้อ 6.3.4 พบว่าความถี่ตอบสนองของวงจรมินิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain จะมีผลกระทบจากความต้านทานแฝง (r_π) น้อยมาก แต่มีผลกระทบจากตัวเก็บประจุแฝง (C_π และ C_μ) อย่างมีนัยสำคัญ เมื่อแทนค่าตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ ในสมการที่ (6.56) ได้เป็น

$$f_{pns} \approx \frac{38.46\mu\text{A} / \text{V}}{2\pi[50\text{pF} + 4(0.24\text{pF})]} = 120.12\text{kHz}$$

พบว่าความไม่เป็นอุดมคติ จะมีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนองของวงจรมินิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบ Log-domain ทำให้ความถี่ตอบสนองต่ำลงประมาณ 1.87%

6.4 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบ Log-domain

การสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบไบควอดเรตริกหลายหน้าที่ สามารถสังเคราะห์ได้หลายวิธี [11] เช่น การสังเคราะห์แบบ State-Variable (KHN Filter) การสังเคราะห์แบบ Tow-Thomas Biquad การสังเคราะห์แบบ Åkerberg-Mossberg หรือ การสังเคราะห์โดยตรง ในหลักการจะได้ฟังก์ชันการกรองความถี่ออกมามากกว่าหนึ่งชนิด ในปี 2013 P. Prommee และ คณะ ได้นำวิธีการสังเคราะห์แบบ State-variable มาประยุกต์ใช้ [12] ซึ่งในที่นี้จะเริ่มต้นโดยใช้ไบควอดเรตริกฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ดังสมการที่ (6.83)

$$\frac{Z(s)}{W(s)} = \frac{-AB}{s^2 + skA + AB} \tag{6.83}$$

ปรับสมการที่ (6.83) ใหม่ได้เป็น

$$Z(s)(s^2 + skA + AB) = -W(s)AB \tag{6.84}$$

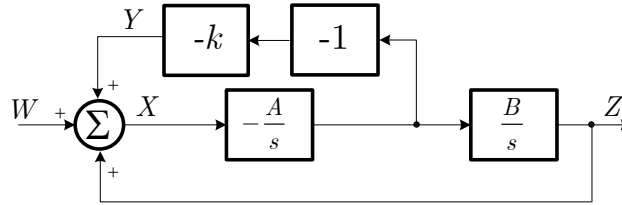
จัดรูปใหม่

$$Z(s)s^2 = -[W(s) + Z(s)]AB - Z(s)skA \tag{6.85}$$

จากสมการที่ (6.85) หากด้วย s^2 เพื่อให้ตัวแปรอยู่ในรูปอินทิเกรเตอร์ ได้เป็น

$$Z(s) = [W(s) + Z(s)] \left(\frac{B}{s} \right) \left(\frac{-A}{s} \right) - Z(s)k \left(\frac{A}{s} \right) \quad (6.86)$$

จากสมการที่ (6.86) สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 6.22



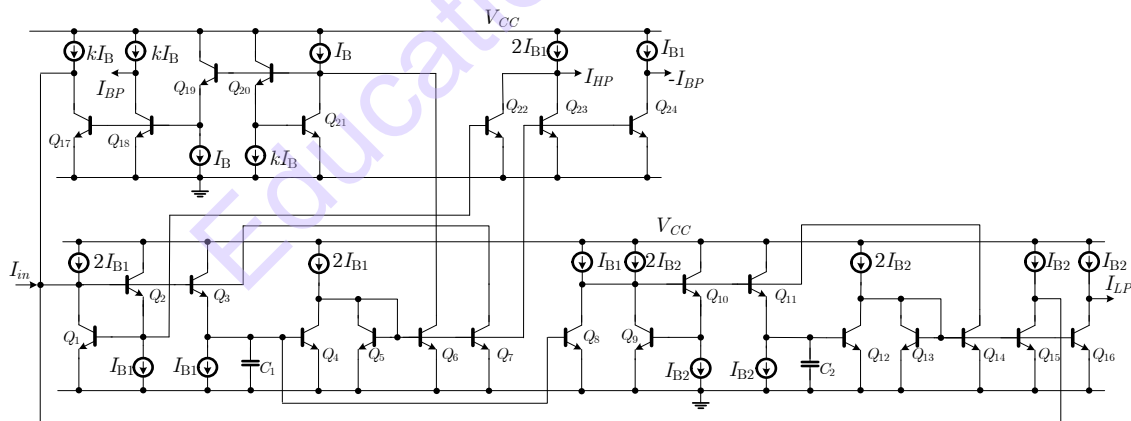
รูปที่ 6.22 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.22 สามารถเขียนฟังก์ชันการถ่ายโอนโหนดที่เหลือได้เป็น

$$\frac{X(s)}{W(s)} = \frac{s^2}{s^2 + skA + AB} \quad (6.87)$$

$$\frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{-skA}{s^2 + skA + AB} \quad (6.88)$$

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.22 พบว่าสามารถนำวงจร Log-domain ในหัวข้อ 6.3 เข้าไปแทนในแต่ละบล็อกไดอะแกรมแบบตรงไปตรงมา จะได้วงจรรองความถี่ไปควอดหลายหน้าที่ Log-domain รูปแบบกระแสดังแสดงในรูปที่ 6.23



รูปที่ 6.23 วงจรรองความถี่ไปควอดหลายหน้าที่ Log-domain

ด้วยหลักการรูปที่ 6.22 ทำให้รูปที่ 6.23 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละเอาต์พุต ได้เป็นฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ทั้ง LP, HP และ BP ได้สอดคล้องกับทฤษฎีในสมการที่ (6.83), (6.87) และ (6.88) ดังนี้

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{-(I_{B1}I_{B2}/C_1C_2V_T^2)}{D s} \quad (6.89)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{-s(kI_{B1}/C_1V_T)}{D(s)} \quad (6.90)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{-s^2}{D(s)} \quad (6.91)$$

โดยที่ $D(s) = s^2 + s \frac{kI_{B1}}{C_1V_T} + \frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2V_T^2}$ ซึ่งความถี่โพล (ω_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) ของวงจรถูกกำหนดโดย

$$\omega_0 = \frac{1}{V_T} \sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \quad (6.92)$$

$$Q_0 = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{I_{B2}C_1}{I_{B1}C_2}} \quad (6.93)$$

จากหลักการของสัญญาณรูปแบบกระแส ทำให้สามารถสร้างวงจรรองความถี่อีกสองชนิดได้โดยง่าย ดังต่อไปนี้

- ก) ฟังก์ชันการกรองแถบความถี่หยุด (BR) สามารถสร้างได้จากการนำเอาต์พุตของ HP และ LP มาบวกกัน ($I_{HP} + I_{LP}$)
- ข) ฟังก์ชันการกรองแถบความถี่หยุด (AP) สามารถสร้างได้จากการนำเอาต์พุตของ HP LP และ BP แบบลบ มาบวกกัน ($I_{HP} + I_{LP} + (-I_{BP})$)

จากสมการที่ (6.92) และ (6.93) ทั้งนี้จะพบว่าวงจรรวมจะสามารถปรับค่าความถี่โพล (ω_0) ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ผ่านกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} ส่วนค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) สามารถปรับค่าได้โดยปรับค่า k ซึ่งจะเป็นอิสระจากค่าความถี่โพล และ จากหัวข้อ 6.3.5 อัตราขยายของวงจรรวมจะส่งผลกระทบต่อวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรรองความถี่รูปที่ 6.23 อีกครั้ง พบว่าตัวแปรส่วน $D(s)$ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

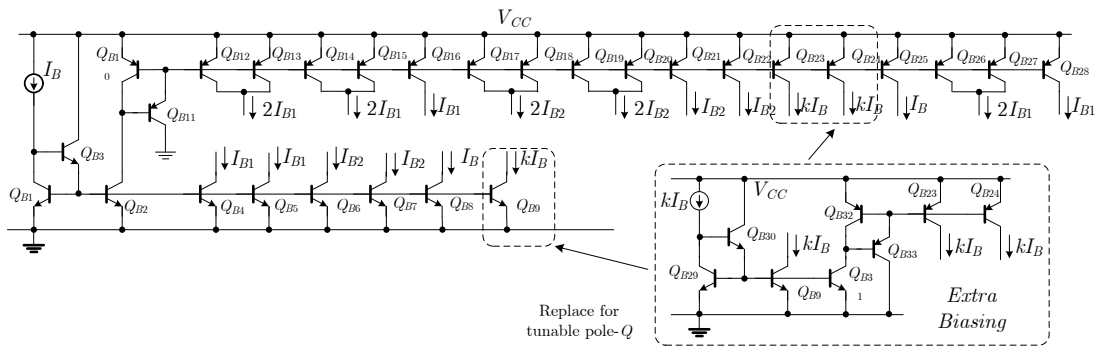
$$D_n(s) = s^2 + s(\alpha_N k I_B / C_1 V_T) + \alpha_N^2 I_B^2 / C_1 C_2 V_T^2 \quad (6.94)$$

กรณีไม่เป็นอุดมคติ ค่าความถี่โพล (ω_{0n}) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_{0n}) สามารถเขียนได้เป็น

$$\omega_{0n} = \frac{\alpha_N I_B}{V_T} \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}} \quad (6.95)$$

$$Q_{0n} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (6.96)$$

จากสมการที่ (6.95) จะเห็นได้ชัดเจนว่าค่าความถี่โพล (ω_{0n}) จะคลาดเคลื่อนเล็กน้อย เนื่องจากความผิดพลาดของกระแสไบอัส I_{BN} ซึ่งใช้วงจรรวมที่ความถี่สูง ดังรูปที่ 6.24 และ สังเกตได้ว่าการตัวประกอบคุณภาพ (Q_{0n}) ไม่ได้รับมีผลกระทบจากความผิดพลาดของกระแสไบอัส



รูปที่ 6.24 วงจรไบแอสกระแสของวงจรรองความถี่แบบ Log-domain

ตัวอย่างที่ 6.4 จากวงจรรองความถี่ไบควอดหลายหน้าที่ Log-domain รูปที่ 6.23 จงออกแบบวงจรรองความถี่ LP, HP, BP, BR และ AP ให้มีค่าความถี่โพล (f_0) ที่ 10MHz ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) เท่ากับ 1 และ จะต้องทำอย่างไรเพื่อให้วงจรรองความถี่ LP และ BP สามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองได้ ตั้งแต่ 100kHz-100MHz โดยแสดงผลการทำงาน

วิธีทำ

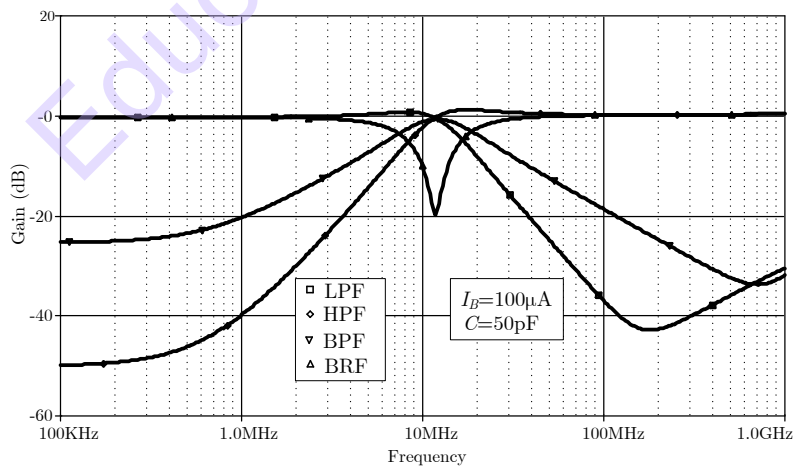
จากสมการที่ (6.58) และ (6.59) กำหนดให้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 50\text{pF}$ โดยปรับกระแสไบแอส $I_{B1} = I_{B2} = I_B = 100\mu\text{A}$ ซึ่งทำให้ $k=1$ จะทำให้ได้ความถี่โพล (f_0) และ ตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) เท่ากับ

$$f_0 = \frac{100\mu\text{A}}{2\pi(26\text{mV})50\text{pF}} = 12.24\text{MHz}$$

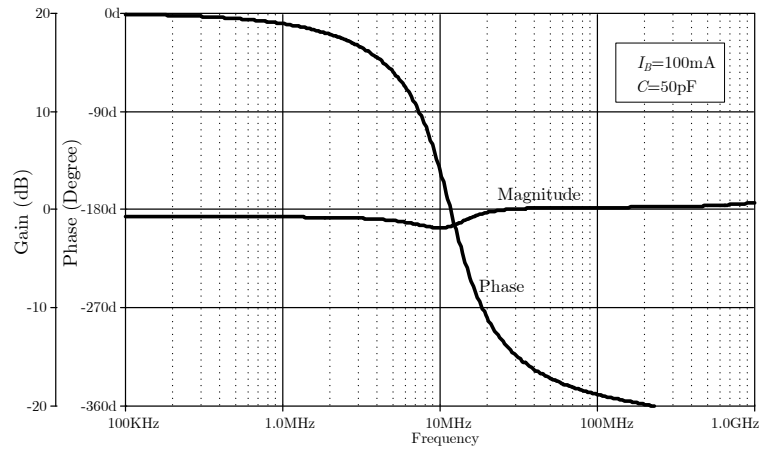
และ

$$Q_0 = 1$$

ผลการจำลองการทำงานของวงจรรด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ HFA3046 :ซึ่งวงจรรองความถี่ LP, HP, BP, BR แสดงดังรูปที่ 6.25 และ AP แสดงดังรูปที่ 6.26

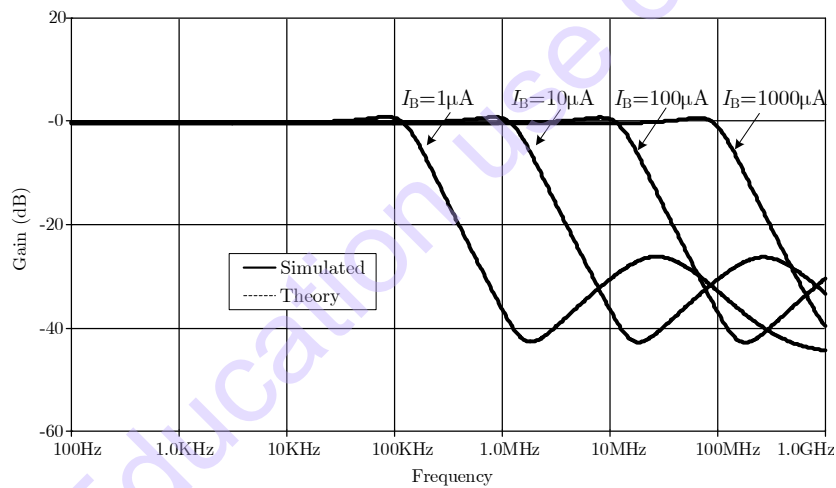


รูปที่ 6.25 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ LP, HP, BP and BR เมื่อ $I_B = 100\mu\text{A}$, $C = 50\text{pF}$

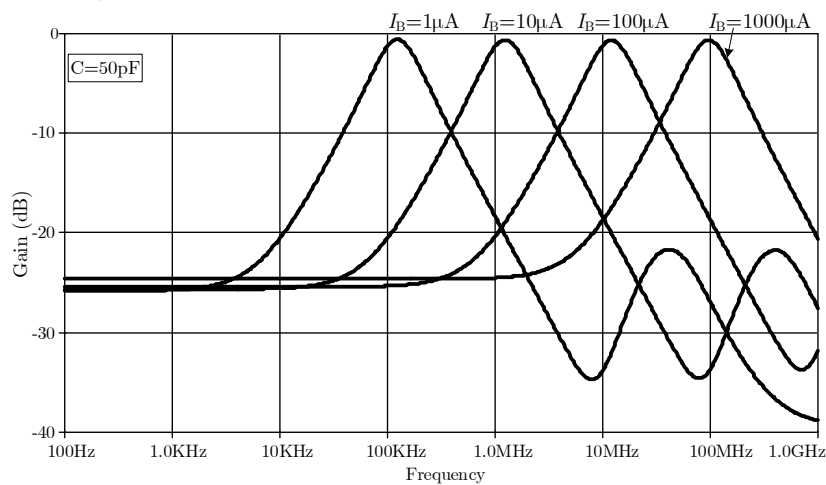


รูปที่ 6.26 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ AP เมื่อ $I_B=100\mu\text{A}$, $C=50\text{pF}$

กรณีเมื่อต้องการปรับค่าความถี่โพล โดยกำหนดให้กระแสไบแอส $I_{B1}=I_{B2}=I_B$ ซึ่งทำให้ $k=1$ ทำได้โดยปรับกระแสไบแอส I_B จาก $1\mu\text{A}$ - $1000\mu\text{A}$ พบว่าความถี่โพลของวงจรรองความถี่ LP และ BP สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 100kHz - 100MHz ดังแสดงในรูปที่ 6.27 และ 6.28 ตามลำดับ



รูปที่ 6.27 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ LP เทียบกับกรณีอุดมคติ

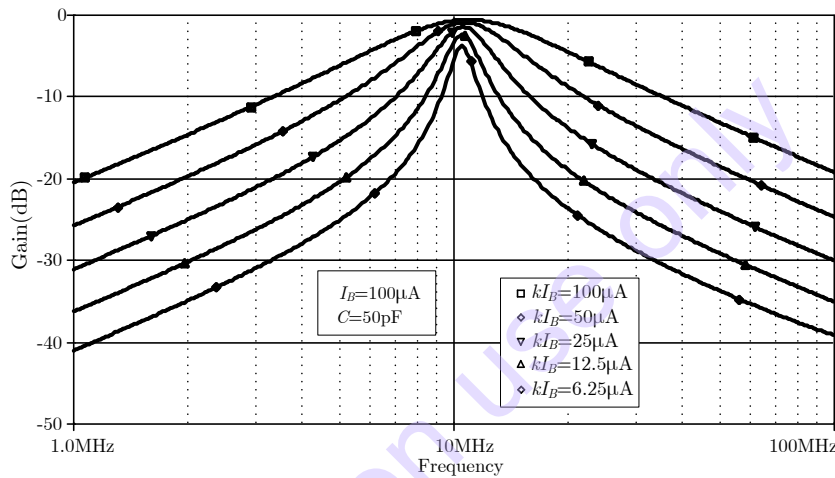


รูปที่ 6.28 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ BP เมื่อปรับค่าความถี่โพลด้วยกระแสไบแอส

ตัวอย่างที่ 6.5 จากวงจรรองความถี่ไบควอดหลายหน้าที่ Log-domain รูปที่ 6.23 จะต้องทำอย่างไรเพื่อให้วงจรรองความถี่ BP มีความถี่กลาง (f_0) เท่ากับ 12.24MHz และ ปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) ตั้งแต่ 1, 2, 4, ..., 16 โดยแสดงผลการทำงาน

วิธีทำ

ในกรณีที่ต้องการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_0) สามารถปรับค่าได้โดยปรับค่า k ซึ่งเป็นอิสระจากค่าความถี่โพลโดยไม่กระทบต่อความถี่โพล ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น สามารถทำได้โดย กำหนดให้กระแสไบแอส $I_{B1}=I_{B2}=I_B=100\mu A$ และ จากสมการที่ (6.59) เมื่อปรับกระแส kI_B ให้มีค่าลดลงทีละ 0.5 เท่า ($100\mu A, 50\mu A, 25\mu A, 12.5\mu A, 6.25\mu A$) เพื่อให้ Q_0 มีค่าตั้งแต่ 1-16 จะพบว่า ผลการตอบสนองด้านแบนด์วิธจะแคบลงดังรูปที่ 6.29 โดยความถี่โพลจะคงที่ ประมาณ 10MHz ไม่เปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.29 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ BP เมื่อปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ

6.5 วงจรรองความถี่อันดับสูงแบบ Log-domain

เป็นที่ทราบดีว่าการประมวลสัญญาณด้วยบล็อกแอกทิฟนั้น ไม่สามารถรองรับการทำงานในความถี่สูงได้เท่าไรนัก อีกทั้งอาจจะต้องใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ทั้งแบบลอยตัวและต่อกราวด์ร่วมด้วย ซึ่งสำหรับวงจรรองสมัยใหม่นั้น การออกแบบให้พื้นที่ของชิปมีขนาดเล็กที่สุดเป็นสิ่งสำคัญมาก ดังนั้นในวงจรจึงควรหลีกเลี่ยงการใช้ตัวต้านทานประกอบอยู่ในวงจรรอง แต่อย่างไรก็ตาม วงจรรองความถี่ไบควอดแบบ Log-domain ในหัวข้อที่ 6.4 ก็สามารถตอบโจทย์ได้ในระดับหนึ่ง แต่เนื่องจากวงจรมีการทำงานในอันดับสอง ทำให้ประสิทธิภาพการกรองสัญญาณค่อนข้างจำกัด (-40dB/decade) โดยเฉพาะในระบบสื่อสาร ที่ต้องการวงจรรองที่มีคุณสมบัติเฉพาะ และมีประสิทธิภาพสูง การใช้วงจรรองแบบไบควอดจึงไม่สามารถตอบโจทย์ลักษณะนี้ได้ แม้ว่าการต่อคาสเคดก็เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่น่าออกแบบพยายามใช้แก้ปัญหา แต่ก็ต้องแลกมาด้วยขนาดของวงจรที่ใหญ่ และ ซับซ้อน แนวทางนี้จึงไม่เป็นที่นิยมในการนำไปใช้งานเท่าไรนัก

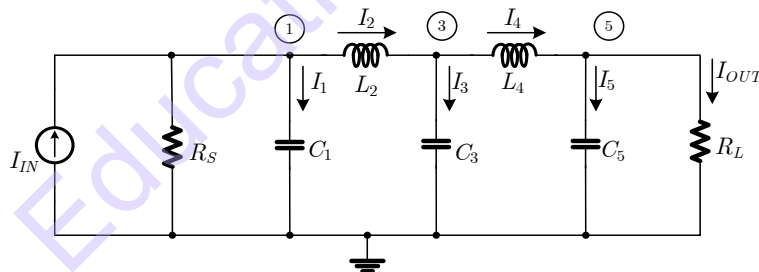
ในอดีตไม่นานมานี้ มีนักวิจัยนำเสนอวงจรที่เลียนแบบวงจรรองอันดับสูงขึ้นบันไดโดยใช้บล็อกแอกทิฟ CCII [13] แต่วงจรนี้ก็ยังคงต้องใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ทั้งแบบลอยตัวและต่อกราวด์ร่วมด้วย และ CCCII [14] โดยที่วงจรดังกล่าวมีคุณสมบัติด้านการปรับจูนในรูปแบบของการกรองความถี่ต่ำผ่าน (LP) และการกรองแถบความถี่ผ่าน (BP) ที่มีขอบเขตการปรับจูนที่แคบ และ ทั้งสองวงจรมีข้อจำกัดในการทำงานที่ความถี่สูง

วงจรถูกออกแบบมีคุณสมบัติเด่นที่เป็นที่รู้จักกันดีในด้านของการปรับจูน เหมาะสมต่อการทำงานที่ความถี่สูง และใช้แรงดันต่ำ [8]. ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของระบบลูปโดเมนคือ กระบวนการภายในไม่เป็นเชิงเส้น ในขณะที่กระบวนการทั้งระบบเป็นเชิงเส้นตามหลักการของทรานสลิเนียร์ [1]. หลักการของ Log-domain พบได้ในหลากหลายวงจร เช่น วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 6.4 [12] วงจรกรองอันดับสูงแบบขั้นบันได [15] แต่พบว่าโครงสร้างของวงจรมีความซับซ้อนเป็นอย่างมาก

ในหัวข้อนี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ แถบความถี่ผ่านอันดับสูงโดยใช้วงจร Log-domain ที่ได้มีการนำเสนอไว้โดย P. Prommee และ คณะ [16] ด้วยเทคนิคของกราฟการไหลสัญญาณ (Signal Flow Graph: SFG) จากวงจรกรอง RLC ขั้นบันไดต้นแบบ วงจรกรองที่นำเสนอมีความซับซ้อนต่ำ ใช้แรงดันต่ำ และมีประสิทธิภาพในการกรองสูง มีการใช้อุปกรณ์หลักๆ เพียงแค่ทรานซิสเตอร์ BJT ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ และวงจรไบแอสกระแสเท่านั้นในวงจรกรองที่นำเสนอนี้ วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียและไม่สูญเสียถูกนำมาใช้เพื่อลดจำนวนของทรานซิสเตอร์ในวงจรกรอง วงจรที่นำเสนอมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้างและสามารถปรับจูนได้ในช่วง 100 kHz ถึง 10 MHz

6.5.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev

วงจรกรองแบบแพสซีฟชนิดขั้นบันได RLC ถูกเลือกมาใช้เป็นวงจรต้นแบบทั้งนี้เพราะเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติเด่นในเรื่องของความไวต่ำ และ ง่ายต่อการออกแบบเนื่องจากอุปกรณ์แพสซีฟในวงจรมีค่าที่ซ้ำกันบางส่วน จากนั้นทำการเลียนแบบวงจรแพสซีฟดังกล่าวด้วยเทคนิคของกราฟการไหลสัญญาณ ร่วมด้วยการสเกลทางความถี่สำหรับการสังเคราะห์เพื่อให้เป็นวงจรกรองแบบแอคทีฟ เริ่มจากการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ Chebyshev อันดับห้า ดังแสดงในรูปที่ 6.30 ด้วยการเขียนสมการจากกฎกระแสของ Kirchhoff (KCL) ที่โหนดแรงดัน V_1 , V_3 และ V_5 . จะได้ชุดสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันดังสมการที่ (6.97) - (6.105)



รูปที่ 6.30 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้าชนิดขั้นบันได RLC

$$V_1 = \left(I_{IN} - \frac{V_1}{R_S} - I_2 \right) \frac{1}{sC_1} \quad (6.97)$$

$$V_3 = \frac{I_3}{sC_3} \quad (6.98)$$

$$V_5 = \left(I_4 - \frac{V_5}{R_L} \right) \frac{1}{sC_5} \quad (6.99)$$

$$I_1 = I_{IN} - \frac{V_1}{R_S} - I_2 \quad (6.100)$$

$$I_2 = \frac{V_1 - V_3}{sL_2} \quad (6.101)$$

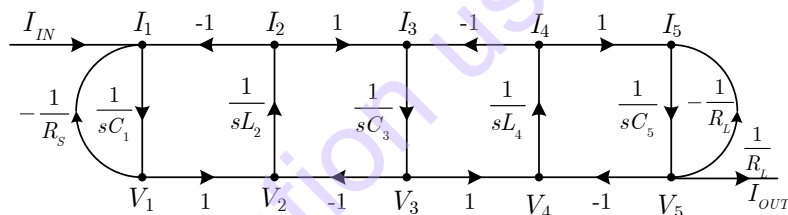
$$I_3 = I_2 - I_4 \quad (6.102)$$

$$I_4 = \frac{V_3 - V_5}{sL_4} \quad (6.103)$$

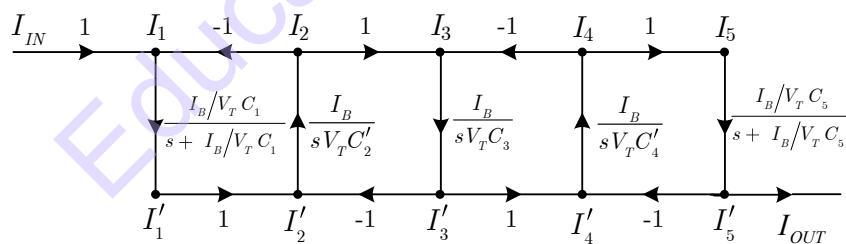
$$I_5 = I_4 - \frac{V_5}{R_L} \quad (6.104)$$

$$I_{OUT} = \frac{V_5}{R_L} \quad (6.105)$$

พิจารณาสมการที่ (6.97)-(6.105) สามารถนำมาเขียนกราฟการไหลสัญญาณ ที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสได้ดังรูปที่ 6.31 เพื่อให้วงจรกรองทำงานในโหมดกระแสตัวแปรแรงดันจะต้องถูกเปลี่ยนเป็นตัวแปรกระแสด้วยการนำเอาความต้านทานแฝง (V_T/I_B) ไปใส่ในเส้นทางที่เหมาะสมโดยสมมติว่า $R_S=R_L=1$ เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกวงจรรอนทีเกรเตอร์นั้นต้องการตัวเก็บประจุกับอุปกรณ์แอคทิฟเท่านั้น ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำทุกตัว (L_i) ต้องถูกเปลี่ยนไปเป็นตัวเก็บประจุ (C'_i) ดังนั้นกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 6.31 สามารถแปลงเป็นกราฟในรูปที่ 6.32 ได้ ซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจนว่าระบบหรือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้านี้ ประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียจำนวน 2 ตัว และ อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจำนวน 3 ตัว



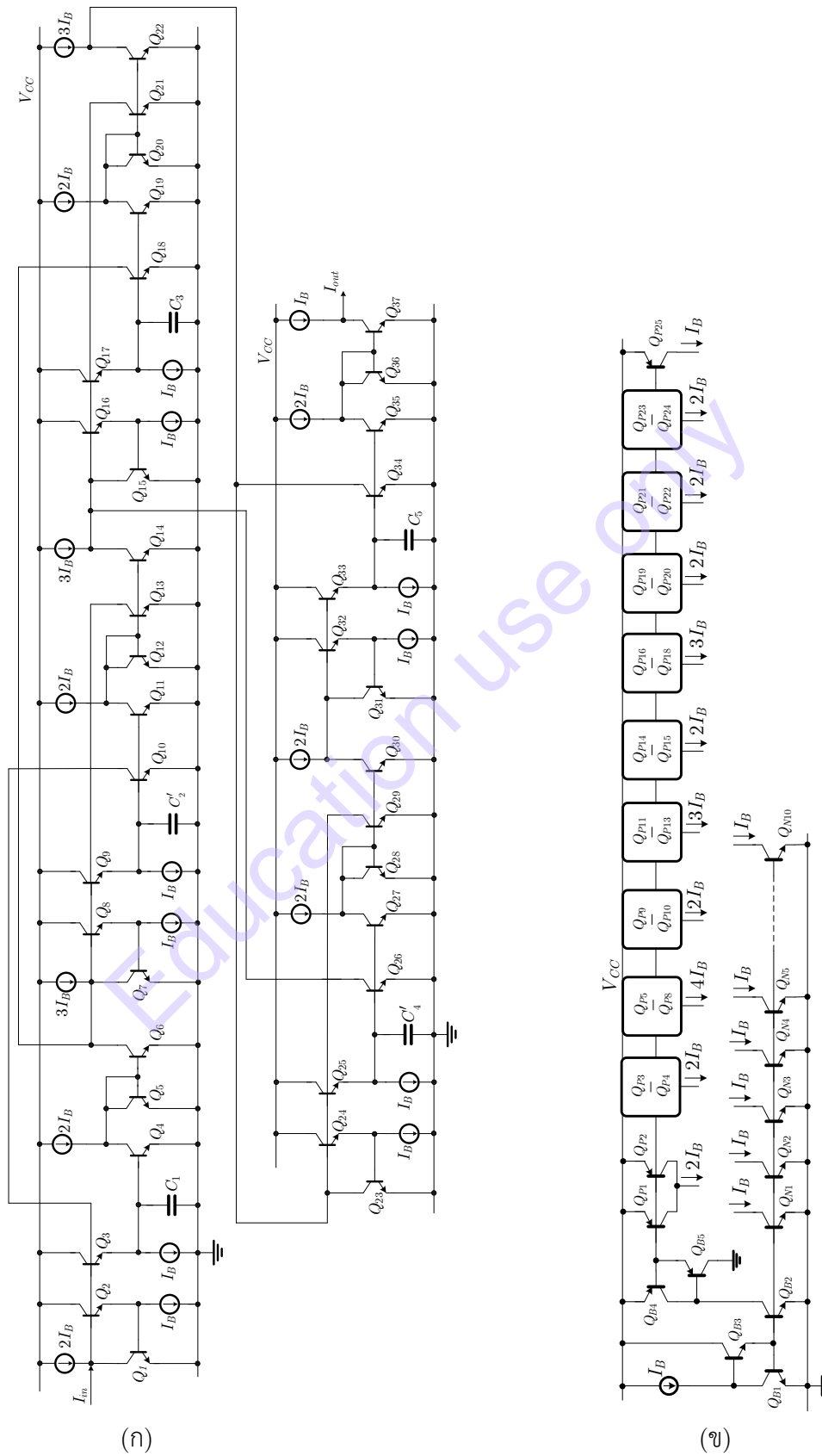
รูปที่ 6.31 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้า



รูปที่ 6.32 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้าที่ถูกแปลงไปเป็นรูปแบบกระแส

จากการเปรียบเทียบวงจรรองความถี่โครงสร้างชั้นบันได RLC ในรูปที่ 6.30 กับกราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้าในรูปที่ 6.32 จะพบว่าสามารถทำให้เป็นวงจรใช้งานจริงได้ด้วยการใช้อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียและไม่สูญเสียรูปแบบ Log-domain มาต่อกันตามกราฟการไหลสัญญาณ โดยจะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุ C_1 , C_3 และ C_5 ในวงจรต้นแบบโครงสร้างชั้นบันไดนั้นจะสอดคล้องกับตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรรอนทีเกรเตอร์ที่อยู่ในกราฟการไหลสัญญาณนั่นเอง ทำนองเดียวกันตัวเก็บประจุ C'_2 และ C'_4 ใน ก็สอดคล้องกับตัวเหนี่ยวนำ L_2 และ L_4 ในวงจรต้นแบบชั้นบันได ดังนั้นจะได้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้าที่หารูปแบบบล็อกโดเมนดังแสดงรูปที่ 6.33(ก). และ เนื่องจากต้องการให้ผลกระทบจาก

กระแสไบแอสที่ไม่สมพงค์กันมีน้อยที่สุด [18] วงจรไบแอสที่ใช้จึงออกแบบจากหลักการของวงจรสะท้อนกระแสที่แม่นยำ ดังแสดงในรูปที่ 6.33(ข)

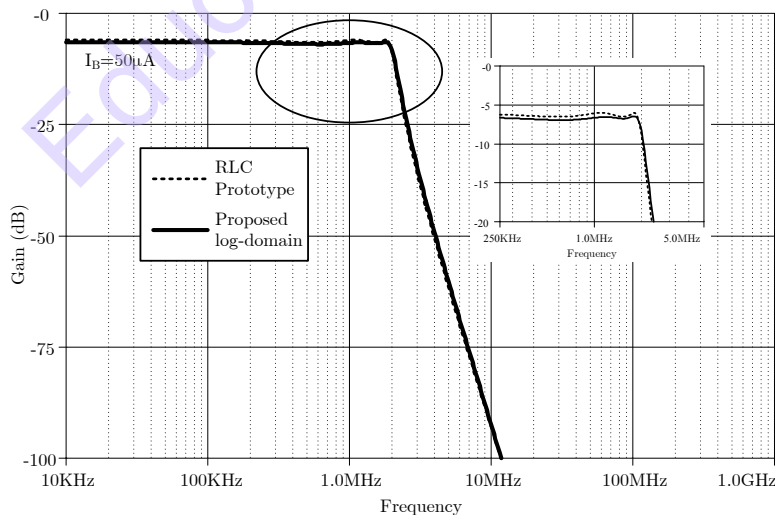


รูปที่ 6.33 (ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้าแบบ Log-domain (ข) วงจรกระแสไบแอส

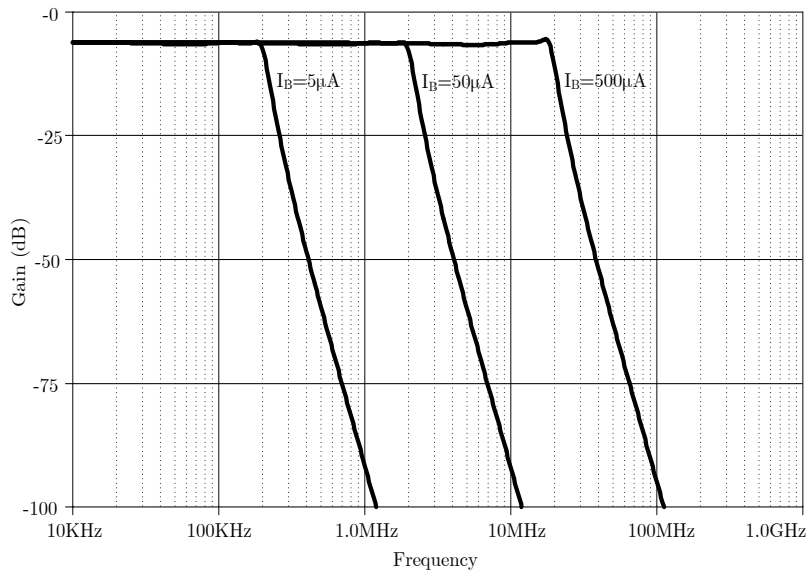
ตัวอย่างที่ 6.6 จากวงจรรองแบบ Chebyshev อันดับห้าแบบ Log-domain รูปที่ 6.33 ให้มีความถี่ตัดเท่ากับ 2 MHz และ มีการกระเพื่อมไม่เกิน 0.5dB ในการออกแบบใช้หลักการการสเกลค่าอุปกรณ์ [17] โดยใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบในรูปที่ 6.30 ด้วยค่าอุปกรณ์เป็นดังต่อไปนี้ $C_1=C_5=143.75\text{nF}$, $C_3=214.15\text{nF}$ และ $L_2=L_4=103.6\text{nH}$ และ จำลองผลการทำงาน

วิธีทำ

เมื่อพิจารณาอุปกรณ์แพสซีฟ ($1/sC_1$) หรือ ($1/sL_1$) ตามกราฟการไหลสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 6.31 กับฟังก์ชันถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์ (I_B/sCV_T) ในรูปที่ 6.16 ค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของทั้งสองรูปจึงสามารถนำมาเทียบแทนกันได้ ตัวอย่างเช่น ตัวเก็บประจุ $C_1=143.75\text{nF}$ ในรูปที่ 6.30 ซึ่งเกิดจากการสเกลให้ทำงานที่ความถี่คัตออฟ 2 MHz นั้น เมื่อใช้กระแสไบแอสของอินทิเกรเตอร์เท่ากับ ($I_B=50\mu\text{A}$) และ $V_T=26\text{mV}$ จะได้ค่าของตัวเก็บประจุ C_1 ในวงจรรองอินทิเกรเตอร์ซึ่งถูกสเกลด้วยค่า $k_f C_1$ จากวงจรรต้นแบบ RLC ซึ่งหมายถึง $k_f=1.92 \times 10^{-3}$ ทำนองเดียวกันใช้ค่าการสเกลความถี่ (k_f) ดังกล่าวกับตัวเก็บประจุทุกตัวที่เหลือ (ค่าของตัวเก็บประจุของวงจรรองจะต้องมีค่าไม่น้อยกว่า 50 pF เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบจากค่าความจุไฟฟ้าแฝงของ BJT) ดังนั้นจะได้ค่าตัวเก็บประจุในวงจรรูปที่ 6.33 เป็นดังต่อไปนี้ $C_1=C_5=276\text{pF}$, $C_3=411.17\text{pF}$, $C'_2=C'_4=196.84\text{pF}$ ผลจำลองการทำงานของวงจรรต้นแบบในรูปที่ 6.30 เปรียบเทียบกับวงจรรที่นำเสนอในรูปที่ 6.33 แสดงให้เห็นในรูปที่ 6.34 ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรที่นำเสนอ นั้น สอดคล้องกับวงจรรต้นแบบหากแต่ว่าระดับของแอมพลิจูด และการกระเพื่อมในช่วงแถบผ่านนั้นมีค่าน้อยกว่าในส่วนของวงจรรต้นแบบเล็กน้อย สำหรับคุณสมบัติการปรับจูนทางอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรรูปที่ 6.33 นั้น ทำได้โดยการปรับกระแสไบแอสในช่วงดังต่อไปนี้ $I_B [5, 50, 500]\mu\text{A}$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรรองที่นำเสนอ นั้นมีผลตอบสนองทางความถี่ที่สามารถปรับจูนได้ภายในช่วงความถี่กว้าง (ช่วงตั้งแต่ 200 kHz ถึง 20 MHz) ดังแสดงในรูปที่ 6.35

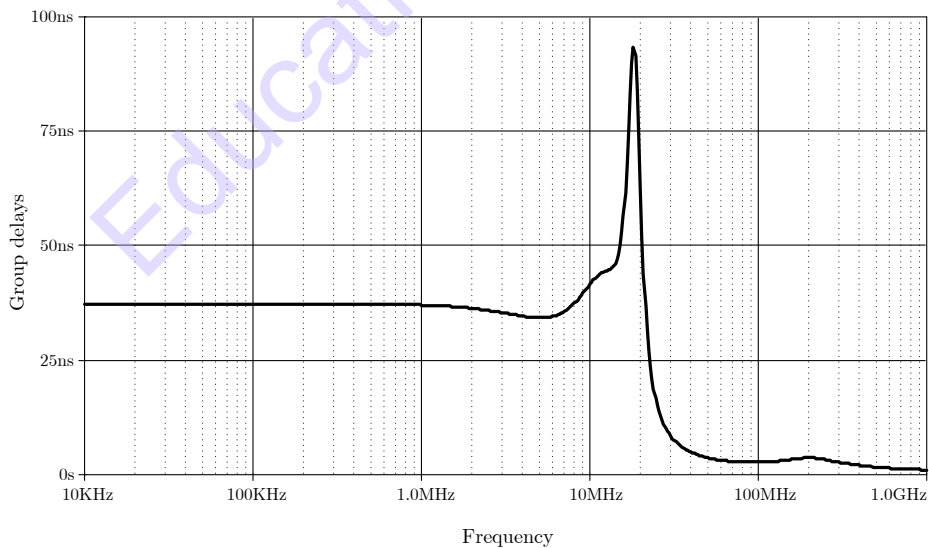


รูปที่ 6.34 ผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain ($I_B=50\mu\text{A}$) เปรียบเทียบกับวงจรร RLC ต้นแบบ

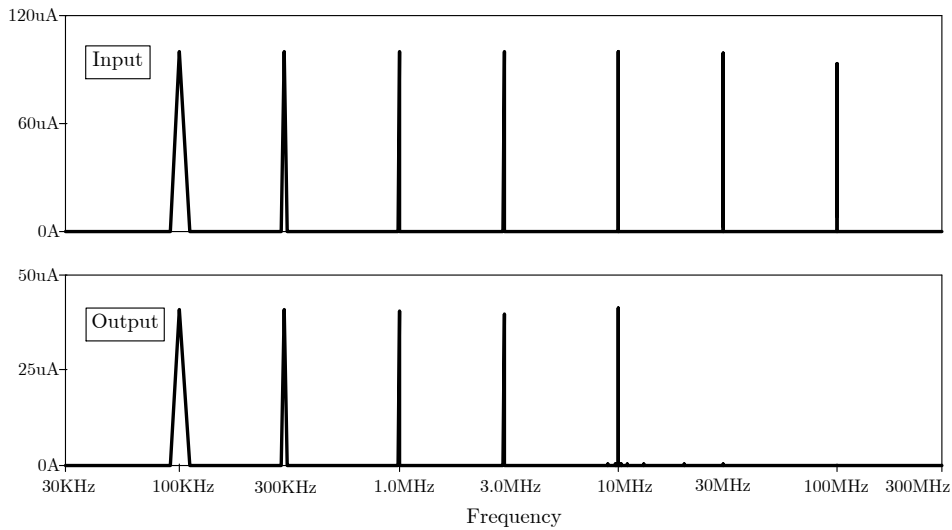


รูปที่ 6.35 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain เมื่อปรับกระแสไบแอส

ในรูปที่ 6.36 แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติด้าน group delay ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่นำเสนอ ซึ่งจะเห็นได้ว่าในช่วงแถบผ่านของวงจรถัดกล่าวนั้น group delay ของระบบที่กระแสไบแอสเท่ากับ $500\mu\text{A}$ มีค่าคงที่ประมาณ 37ns ส่วนคุณสมบัติอีกประการคือการทดสอบด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตหลากหลายความถี่ (Multi-tone) ในที่นี้คือ 100kHz , 300kHz , 1MHz , 3MHz , 10MHz , 30MHz , และ 100MHz โดยใช้กระแสไบแอสเท่ากับ $500\mu\text{A}$ ทั้งนี้จากการจำลองการทำงานพบว่าจะได้สเปกตรัมของสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรเป็นดังรูปที่ 6.37 ซึ่งเห็นได้ชัดว่าสัญญาณความถี่ที่อยู่นอกแถบความถี่ผ่านนั้น ($> 30\text{MHz}$) ถูกกำจัดทิ้งไป โดยมีเพียงเฉพาะสัญญาณความถี่ที่อยู่ในแถบผ่านเท่านั้น ($< 30\text{MHz}$) ที่สามารถผ่านไปยังเอาต์พุตได้

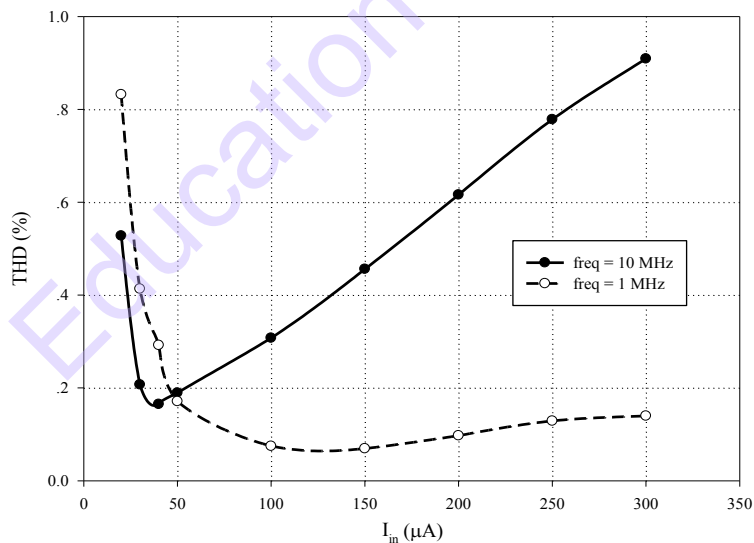


รูปที่ 6.36 Group delay ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain เมื่อใช้กระแสไบแอส (I_B) เท่ากับ $500\mu\text{A}$



รูปที่ 6.37 สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่นำเสนอ เมื่อป้อนกระแสไบแอสเท่ากับ $500 \mu\text{A}$

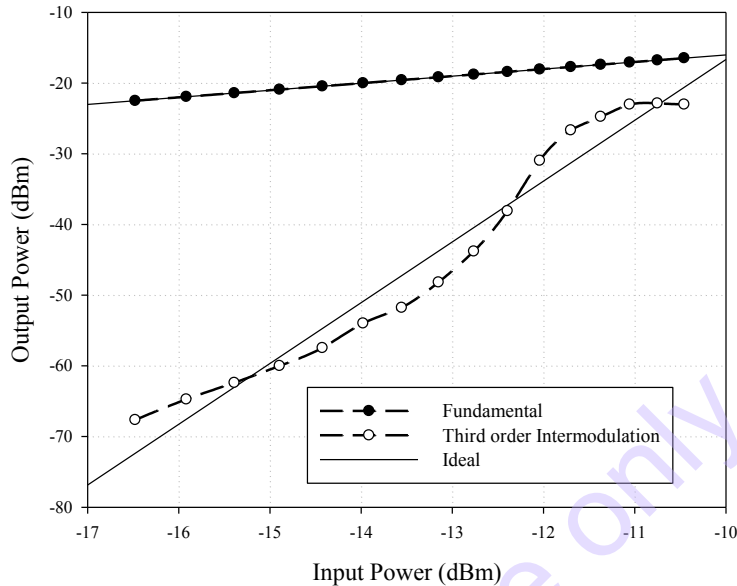
นอกจากนี้ยังได้พิจารณาความเพี้ยนฮาร์โมนิกทั้งหมด (THD) ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่นำเสนอ ด้วยการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่อินพุตของวงจรด้วยความถี่สองความถี่ที่อยู่ในแถบผ่านของวงจร (นั่นคือ 1 MHz และ 10 MHz) โดยที่มีค่าแอมพลิจูดที่แตกต่างกันไป และใช้กระแสไบแอสเท่ากับ $500 \mu\text{A}$ ซึ่งผลลัพธ์ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 6.38 จะเห็นว่า THD ของวงจรที่ความถี่ 10 MHz นั้นมีค่าน้อยกว่า 1% ในช่วงของแอมพลิจูดสัญญาณอินพุตอยู่ในช่วง $20 \mu\text{A} - 300 \mu\text{A}$.



รูปที่ 6.38 ความเพี้ยนฮาร์โมนิกทั้งหมดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain เมื่อป้อนกระแสไบแอสเท่ากับ $500 \mu\text{A}$

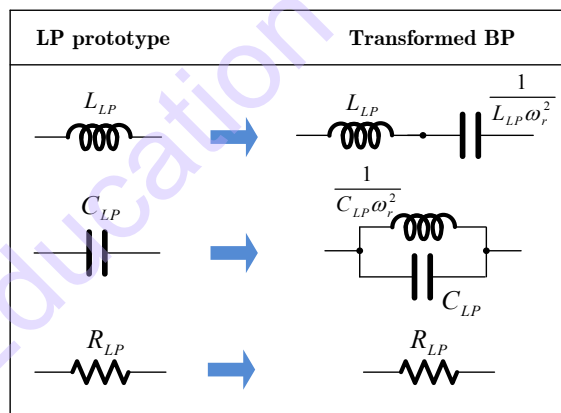
การพิจารณาคคุณสมบัติของวงจรรองที่นำเสนออีกประการหนึ่งก็คือ ความเพี้ยนจากการมอดูเลตสัญญาณระหว่างกัน ด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตสองความถี่ที่ใกล้ๆ กัน ในที่นี้คือ 15 MHz และ 16 MHz ที่มีปรับเปลี่ยนแอมพลิจูดของสัญญาณระหว่าง 150 ถึง $300 \mu\text{A}$ หรือ -16 ถึง -10 dBm โดยใช้กระแสไบแอสเท่ากับ $500 \mu\text{A}$ (ความถี่คัตออฟเท่ากับ 20 MHz) พิจารณาแอมพลิจูดของสเปกตรัมความถี่เท่ากับ 17 MHz

ทั้งนี้เพราะความถี่ดังกล่าวเป็นความถี่ฮาร์มอนิกที่สามที่เกิดจากการมอดูเลตระหว่างกันของสัญญาณอินพุตทั้งสอง ซึ่งเป็นที่รู้จักกันในชื่อว่า the third-order intermodulation distortion (IM3) ด้วยการพิจารณาจุดตัดฮาร์มอนิกอันดับที่สาม ได้ผลลัพธ์ดังแสดงในรูปที่ 6.39 ซึ่งมีค่าความเพี้ยนจากการมอดูเลตสัญญาณระหว่างกันที่ได้จากการวัดเท่ากับ -50 dB ที่ระดับสัญญาณอินพุตเท่ากับ 150 μ A เมื่อใช้กระแสไบแอสเท่ากับ 500 μ A



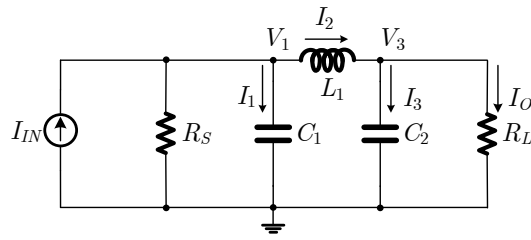
รูปที่ 6.39. จุดตัดฮาร์มอนิกอันดับที่สามของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่นำเสนอม

ตารางที่ 6.1 ตารางการแปลงโครงข่าย LP ไปเป็น BP

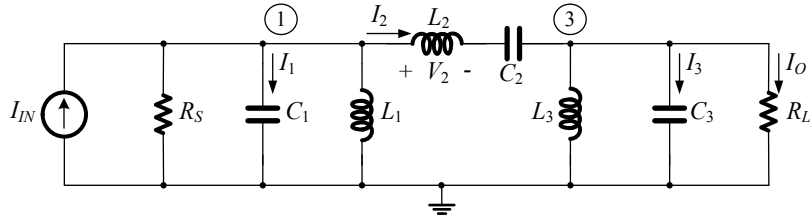


6.5.2 การสังเคราะห์วงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบแบบ Chebyshev

ด้วยหลักการของวงจรรองแบบแพสซีฟนั้น การสร้างวงจรรองความถี่มักจะทำมาจากโครงสร้างของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ร่วมกับการใช้ทฤษฎีการแปลงโครงข่าย [17] เพื่อเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจรรองแถบความถี่ต่ำผ่าน ให้เป็นวงจรรองชนิดอื่นๆ ต่อไป ในหัวข้อนี้จะใช้ทฤษฎีการแปลงโครงข่ายวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสามชนิด Chebyshev ต้นแบบ รูปที่ 6.40(ก) ร่วมกับทฤษฎีการแปลงโครงข่าย ดังแสดงในตารางที่ 6.1 ซึ่งจะทำให้ได้ผลลัพธ์เป็นวงจรดังรูปที่ 6.40(ข) จากนั้นทำการวิเคราะห์ด้วยการเขียนสมการจาก KCL และกฎของโอห์มที่โหนดแรงดัน V_1 , V_3 และแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_2 (V_2) จะได้ชุดสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันดังสมการที่ (6.106) – (6.112)



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.40 (ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สามต้นแบบ
 (ข) วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่หกที่ได้จากการแปลงโครงข่าย

$$V_1 = \frac{I_1}{sC_1} \quad (6.106)$$

$$V_2 = V_1 - V_3 - \frac{I_2}{sC_2} \quad (6.107)$$

$$V_3 = \frac{I_3}{sC_3} \quad (6.108)$$

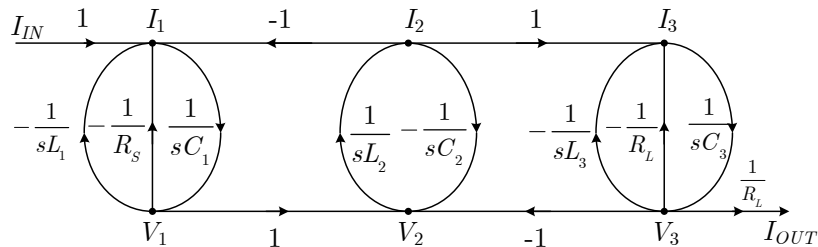
$$I_1 = I_{IN} - I_2 - \frac{V_1}{sL_1} - \frac{V_1}{R_S} \quad (6.109)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{sL_2} \quad (6.110)$$

$$I_3 = I_2 - \frac{V_3}{sL_3} - \frac{V_3}{R_L} \quad (6.111)$$

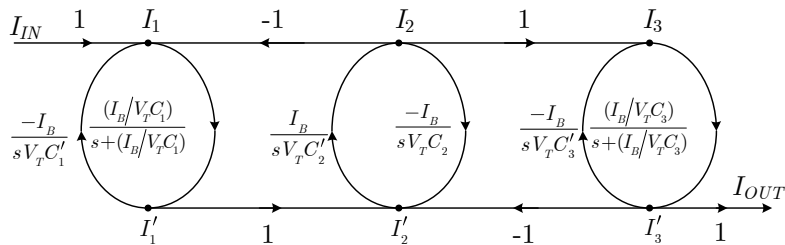
$$I_{OUT} = \frac{V_3}{R_L} \quad (6.112)$$

ใช้กระบวนการเดียวกันกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในหัวข้อที่ผ่านมา กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านและการทำให้เป็นรูปอย่างง่ายแสดงให้เห็นในรูปที่ 6.41



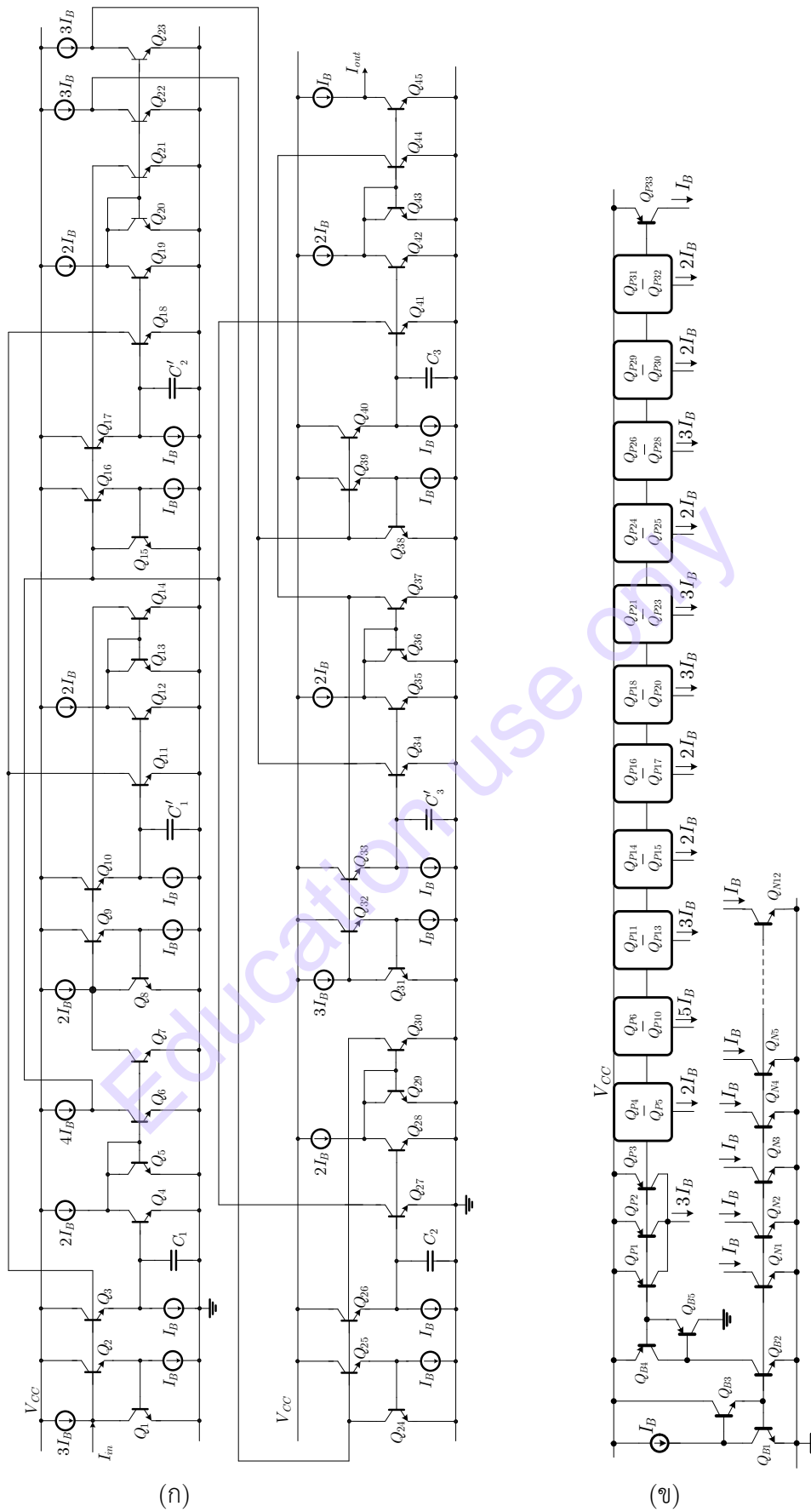
รูปที่ 6.41 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่หกต้นแบบ

พิจารณารูปที่ 6.41 โหนดแรงดันทุกตัวจะต้องถูกเปลี่ยนไปเป็นโหนดกระแสด้วยการใส่ความต้านทานแฝง (V_T/I_B) ลงไปในเส้นทางที่เหมาะสม จะเห็นว่าทุก ๆ เส้นทางสามารถทำให้เป็นจริงได้โดยการใช้อินทิเกรเตอร์ นอกจากนี้จะเห็นว่ากราฟการไหลสัญญาณในส่วนที่เป็นฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียที่มีการป้อนกลับแบบลบนั้น สามารถถูกรูปลงได้กลายเป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย ดังนั้นกราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโหมดกระแส สามารถเขียนได้ดังแสดงในรูปที่ 6.42



รูปที่ 6.42 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่หกที่แปลงเป็นโหมดกระแส

จากการเปรียบเทียบวงจรกรองความถี่โครงสร้างชั้นบันได RLC ในรูปที่ 6.40(ข) กับกราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่หกในรูปที่ 6.42 จะพบว่าสามารถทำให้เป็นวงจรใช้งานจริงได้ด้วยการใช้ อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียและไม่สูญเสียรูปแบบ Log-domain มาต่อกันตามกราฟการไหลสัญญาณ โดยจะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุ C_1 , C_3 และ C_5 ในวงจรต้นแบบโครงสร้างชั้นบันไดนั้นจะสอดคล้องกับตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรอินทิเกรเตอร์ที่อยู่ในกราฟการไหลสัญญาณนั่นเอง ทำนองเดียวกันตัวเก็บประจุ C'_1 , C'_2 และ C'_3 ในกราฟการไหลสัญญาณก็จะสอดคล้องกับตัวเหนี่ยวนำ L_1 , L_2 และ L_3 ในวงจรต้นแบบชั้นบันได ดังนั้นจะได้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่หกแบบ Log-domain ดังแสดงในรูปที่ 6.43(ก) และเนื่องจากเพื่อต้องการให้ผลกระทบจากกระแสไบแอสที่ไม่แมทช์กันมีน้อยที่สุด [18] วงจรไบแอสที่ใช้จึงออกแบบจากหลักการของวงจรสะท้อนกระแสที่แม่นยำ ดังแสดงในรูปที่ 6.43 (ข)

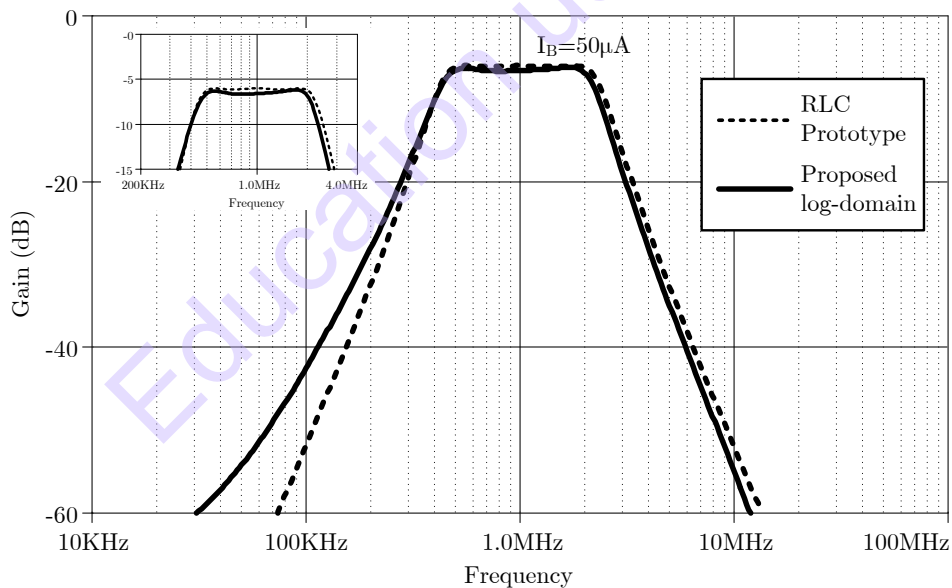


รูปที่ 6.43 (ก) วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับหกแบบ Log-domain (ข) วงจรกระแสไบแอส

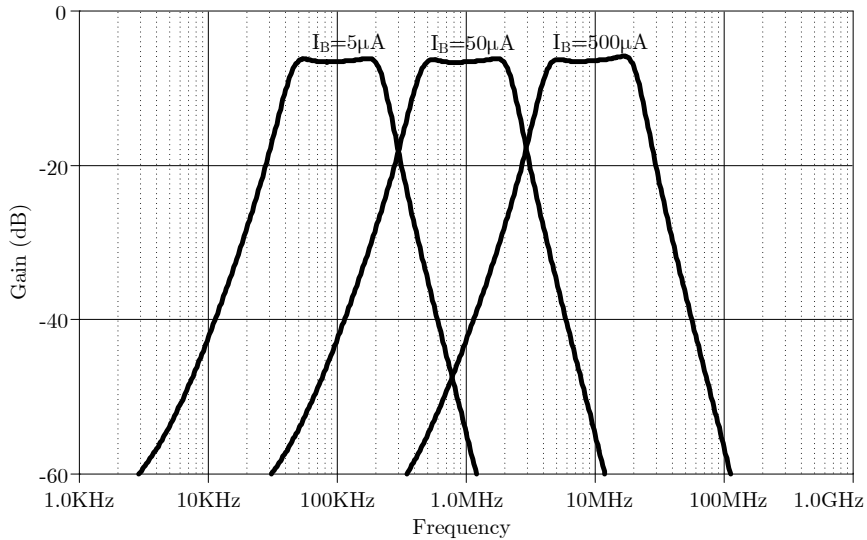
ตัวอย่างที่ 6.7 จงออกแบบวงจรกรองเป็นแบบ Chebyshev อันดับที่หกแบบ Log-domain รูปที่ 6.43 (ก) โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านต้นแบบในรูปที่ 6.40 (ข) กำหนดให้มีคุณสมบัติเฉพาะเป็นดังนี้คือ ความถี่กลางเท่ากับ 1 MHz แบนด์วิดท์เท่ากับ 2 MHz โดยที่ที่มีการกระเพื่อมในแถบผ่านไม่เกิน 0.1 dB ในการออกแบบ [17] ดังนั้นจะได้ค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในรูปที่ 6.40 (ข) คือ $C_1=C_3=115\text{nF}$, $C_2=200\text{nF}$, $L_1=L_3=222\text{nH}$ และ $L_2=127\text{nH}$ และ จำลองผลการทำงาน

วิธีทำ

ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าแฝงที่ใช้ในวงจรก็มีข้อจำกัดเช่นเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเช่นกัน จึงใช้ตัวเลขของการสเกลเท่ากับของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (k_p) ดังนั้นค่าของตัวเก็บประจุในรูปที่ 6.43 (ก) จึงมีค่าเท่ากับค่าดังต่อไปนี้ $C_1=C_3=220\text{pF}$, $C_2=384\text{pF}$, $C'_1=C'_3=427\text{pF}$ และ $C'_2=244\text{pF}$ เมื่อใช้กระแสไบแอสเท่ากับ $50\text{ }\mu\text{A}$ การเปรียบเทียบผลการทำงานระหว่างวงจรกรองแถบความถี่ผ่านต้นแบบในรูปที่ 6.40 (ข) กับวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 6.43 (ก) แสดงไว้ในรูปที่ 6.44 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่นำเสนอขึ้นสอดคล้องกับวงจรต้นแบบ RLC เพียงแต่จะพบว่าในช่วงของ transition band ทางด้านซ้ายมือกับระดับของแอมพลิจูด ในช่วงแถบผ่านนั้นมีการเบี่ยงเบนจากวงจรต้นแบบเล็กน้อย สำหรับคุณสมบัติการปรับจูนนั้นทำการพิจารณาโดยใช้การปรับกระแสไบแอสดังนี้ $I_B [5, 50, 500] \mu\text{A}$ ทำให้พบว่าวงจรที่นำเสนอสามารถปรับจูนความถี่กลางได้ในช่วงกว้าง (ช่วงความถี่ 100 kHz ถึง 10 MHz) ดังแสดงในรูปที่ 6.45

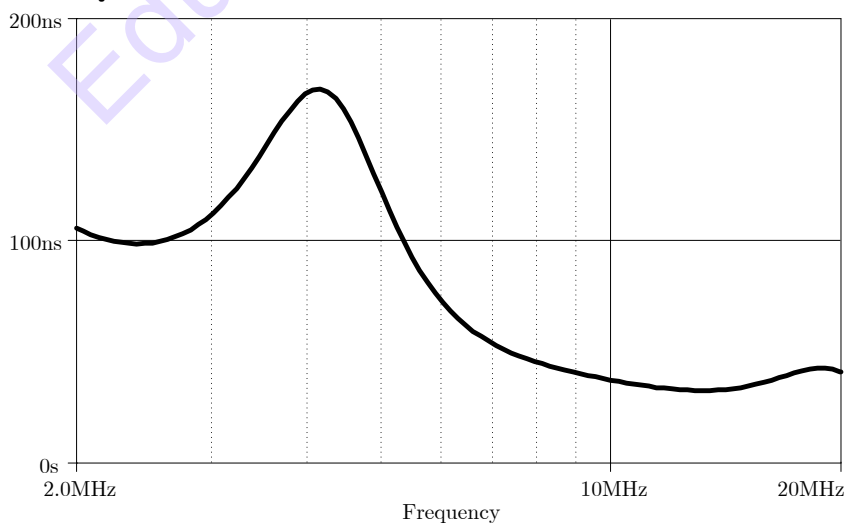


รูปที่ 6.44 ผลการตอบสนองเชิงขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบ Log-domain ($I_B = 50\text{ }\mu\text{A}$) เทียบกับวงจร RLC ต้นแบบ

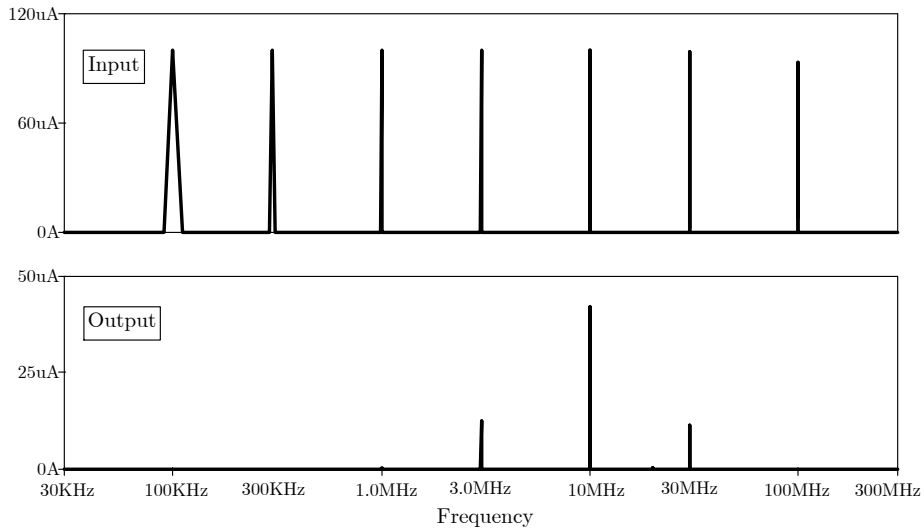


รูปที่ 6.45 ผลการตอบสนองเชิงขนาดของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Log-domain เมื่อปรับกระแสไบแอส (I_B)

ในรูปที่ 6.46 แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของวงจรรองแถบความถี่ผ่านที่นำเสนอในด้านของ group delay ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่า group delay ในช่วงของความถี่แถบผ่านต่ำกว่า 175 ns นอกจากนี้ในการพิจารณาประสิทธิภาพของวงจรดังกล่าวด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตหลากหลายความถี่เข้าไป (multi tone) อันประกอบด้วยความถี่ต่อไปนี้ 100kHz, 300kHz, 1MHz, 3MHz, 10MHz, 30MHz และ 100MHz โดยใช้กระแสไบแอสเท่ากับ $500\mu\text{A}$ แล้วจำลองการทำงานซึ่งพบว่าได้ผลลัพธ์ในรูปของสเปกตรัมของสัญญาณทางเอาต์พุตเป็นดังรูปที่ 6.47 โดยจะเห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณที่อยู่นอกแถบความถี่ผ่าน ($<3\text{MHz}$ และ $>30\text{MHz}$) จะถูกกำจัดโดยมีเฉพาะความถี่ของสัญญาณที่อยู่ในช่วงแถบความถี่ผ่านเท่านั้น (10MHz) ที่สามารถผ่านไปยังเอาต์พุตได้ สำหรับความถี่อินพุตในบริเวณแถบด้านข้างนั้นคือความถี่ 3MHz และ 30MHz ยังคงผ่านไปยังเอาต์พุตได้เพียงแต่ระดับแอมพลิจูดจะต่ำลง ทั้งนี้เพราะความถี่ทั้งสองนั้นถึงแม้ว่าจะไม่ได้อยู่ในแถบความถี่ผ่านแต่ก็ยังคงอยู่ในบริเวณ transition band นั้นเอง

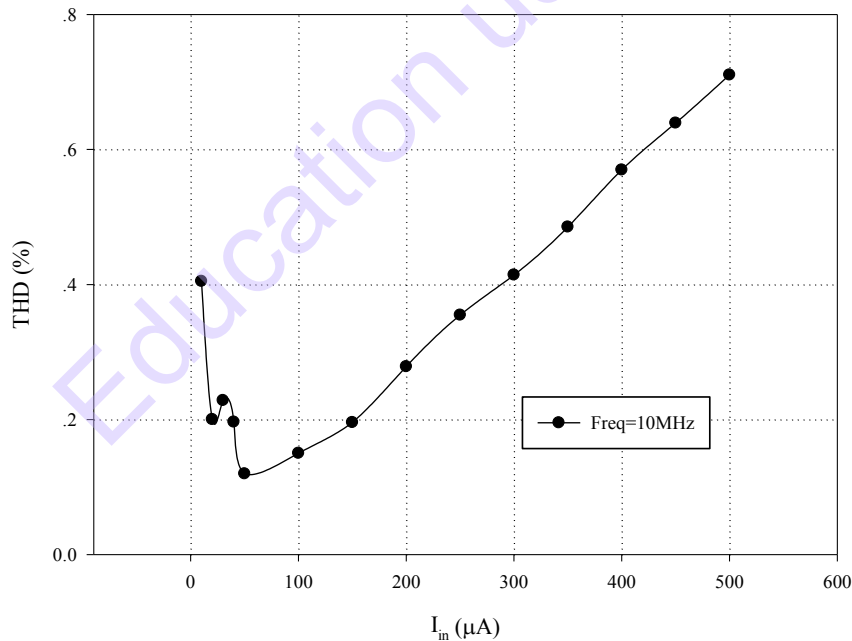


รูปที่ 6.46 Group delay ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Log-domain ($I_B=500\ \mu\text{A}$)



รูปที่ 6.47 สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตหลายความถี่แบบ Log-domain ($I_B=500 \mu A$)

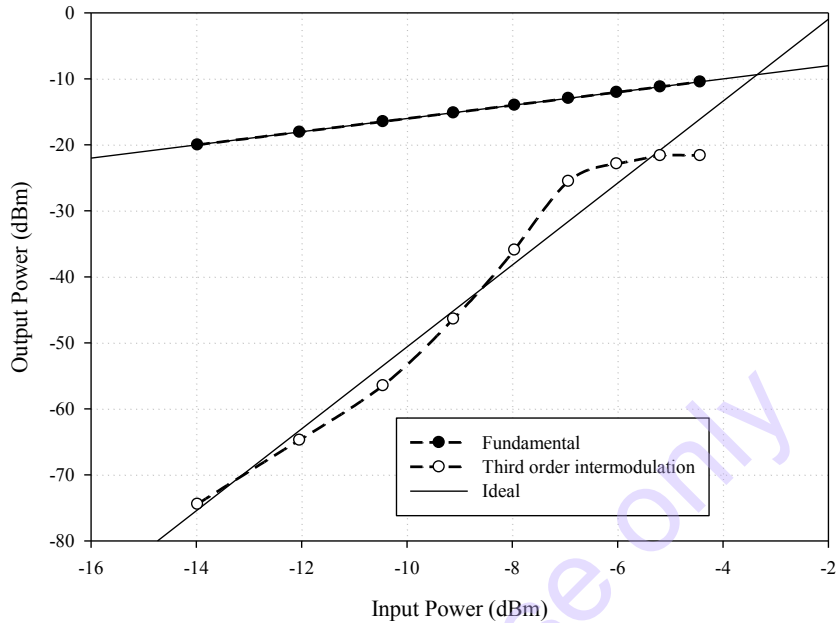
ความเพี้ยนฮาร์มอนิกทั้งหมด (THD) ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านที่นำเสนอ พิจารณาได้ด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีความถี่อยู่ในช่วงแถบความถี่ผ่านของวงจร โดยให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดหลากหลายค่า ในที่นี้เลือกใช้ความถี่เท่ากับ 10 MHz โดยป้อนกระแสไบแอสเท่ากับ $500 \mu A$ ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในรูปที่ 6.48 ค่า THD ของวงจรถิ่นำเสนอ ณ ความถี่ 10 MHz มีค่าน้อยกว่า 0.8% ในช่วงของระดับแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตเท่ากับ $10 \mu A - 500 \mu A$.



รูปที่ 6.48 ความเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Log-domain ($I_B=500 \mu A$)

ในการยืนยันถึงประสิทธิภาพในด้านของแถบพลาวัตของวงจรรองแถบความถี่ผ่านที่นำเสนอ นั้น ใช้การพิจารณาเรื่องความเพี้ยนจากการมอดูเลตสัญญาณระหว่างกัน ด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์สองความถี่ที่มีความถี่ใกล้ ๆ กันในช่วงของแถบความถี่ผ่านของวงจร ซึ่งในที่นี้คือความถี่ 15 และ 16 MHz โดยให้แอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงหลากหลายค่า ซึ่งในที่นี้คือ $200-500 \mu A$ หรือ -14 ถึง $-6 dBm$ ในขณะที่ป้อนกระแสไบแอสเท่ากับ $500 \mu A$ เลือกพิจารณาแอมพลิจูดของสเปกตรัมความถี่เท่ากับ 17 MHz เนื่องจากเป็น

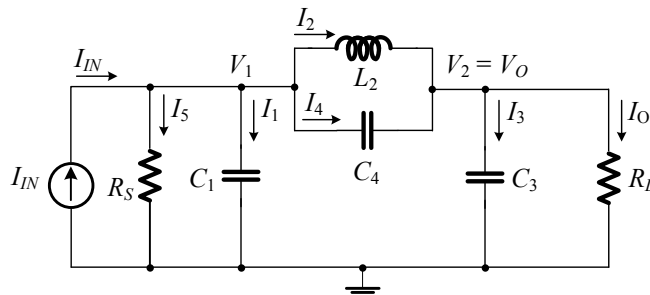
ความถี่ที่เกิดจากการมอดูเลตของสัญญาณสองอินพุตที่ป้อนเข้าไปในวงจรมันเอง เพื่อทำการหาจุดตัดอันดับที่สาม ดังนั้นผลลัพธ์ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.49 ความเพี้ยนอันดับที่สามที่เกิดจากการมอดูเลตระหว่างกันของวงจรรวมดังกล่าวมีค่าเท่ากับ -60dB เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $200\mu\text{A}$ ในขณะที่ป้อนกระแสไบแอสเท่ากับ $500\mu\text{A}$



รูปที่ 6.49 จุดตัดอันดับที่สามของวงจรรวมแถบความถี่ผ่านแบบ Log-domain

6.5.3 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic

วงจรรองแบบแพสซีฟชนิด Elliptic เป็นที่ทราบกันดีว่าเป็นวงจรรองความถี่ที่มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรรองความถี่แบบ Chebyshev ในอันดับที่เท่ากัน ซึ่งวงจรรองความถี่ Elliptic แบบแพสซีฟชั้นบันได RLC ต้นแบบนั้น อาจจะมีโครงสร้างที่ซับซ้อนกว่าเล็กน้อย แต่ก็สามารถใช้เทคนิคกราฟการไหลสัญญาณ (SFG) ร่วมกับการสเกลทางความถี่สำหรับการสังเคราะห์เพื่อให้เป็นวงจรรองแบบแอกทิฟได้เช่นกัน ในปี 2019 P. Prommee และคณะ ได้นำเสนอวงจรรองความถี่อันดับสูงแบบ Elliptic [21] โดยเริ่มจากการวิเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ Elliptic อันดับที่สาม ดังแสดงในรูปที่ 6.50 ด้วยการเขียนสมการจากกฎกระแสของ Kirchhoff (KCL) ที่โหนดแรงดัน V_1 , V_3 และ V_5 . จะได้ชุดสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันดังสมการที่ (6.113) - (6.119)



รูปที่ 6.50. วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic RLC รูปแบบกระแสชั้นบันไดต้นแบบ

$$I_1 = I_{IN} - V_1/R_S - I_2 - I_4, \quad (6.113)$$

$$I_2 = \frac{V_1 - V_2}{sL_2}, \quad (6.114)$$

$$I_4 = V_1 - V_2 \quad sC_4, \quad (6.115)$$

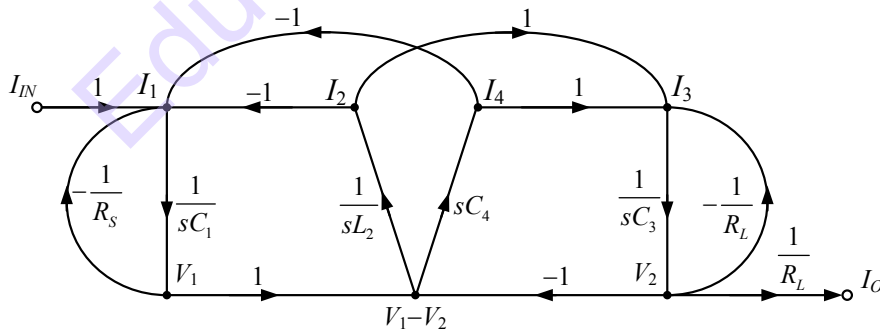
$$V_1 = \frac{I_1}{sC_1}, \quad (6.116)$$

$$V_2 = \frac{I_3}{sC_3}, \quad (6.117)$$

$$I_3 = I_2 + I_4 - I_O, \quad (6.118)$$

$$I_O = \frac{V_2}{R_L} \quad (6.119)$$

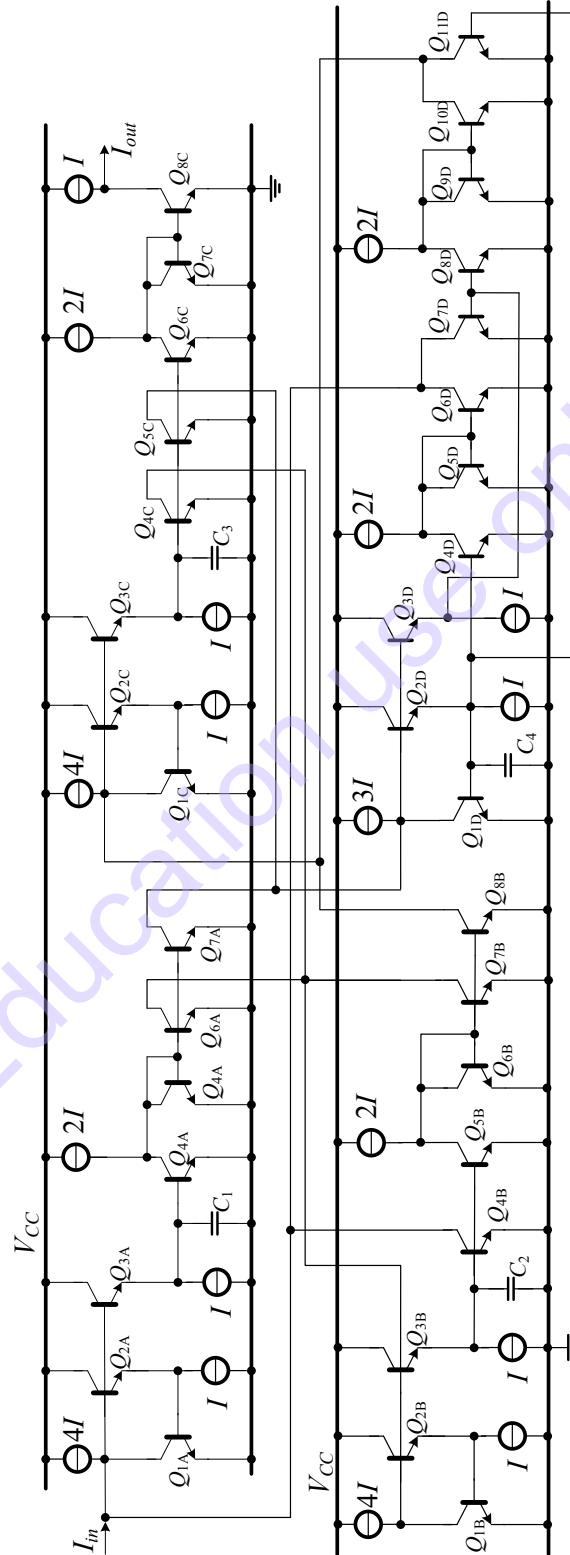
พิจารณาสมการที่ (6.113)-(6.119) สามารถนำมาเขียนกราฟการไหลสัญญาณ ที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสได้ดังรูปที่ 6.51 เพื่อให้วงจรกรองทำงานในโหมดกระแสตัวแปรแรงดันจะต้องถูกเปลี่ยนเป็นตัวแปรกระแสด้วยการนำเอาความต้านทานแฝง (V_T/I_B) ไปใส่ในเส้นทางที่เหมาะสมโดยสมมติว่า $R_S=R_L=1$ เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกวงจรรวมอินทิเกรตอร์นั้นต้องการตัวเก็บประจุกับอุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้น ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำทุกตัว (L_i) ต้องถูกเปลี่ยนไปเป็นตัวเก็บประจุ (C_i') ดังนั้นกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 6.51 สามารถแปลงเป็นกราฟในรูปที่ 6.52 ได้ ซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจนว่าระบบหรือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้านี้ ประกอบด้วยอินทิเกรตอร์ชนิดสูญเสียจำนวน 2 ตัว และ อินทิเกรตอร์ชนิดไม่สูญเสียจำนวน 3 ตัว



รูปที่ 6.51 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic รูปแบบกระแสต้นแบบ

จากการเปรียบเทียบวงจรรองความถี่โครงสร้างชั้นบันได RLC ในรูปที่ 6.50 กับกราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับห้าในรูปที่ 6.51 จะพบว่าสามารถทำให้เป็นวงจรใช้งานจริงได้ด้วยการใช้อินทิเกรตอร์ชนิดสูญเสียและไม่สูญเสียรูปแบบ Log-domain มาต่อกันตามกราฟการไหลสัญญาณ โดยจะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุ C_1 , C_3 และ C_5 ในวงจรต้นแบบโครงสร้างชั้นบันไดนั้นจะสอดคล้องกับตัวเก็บ

ประจุที่ใช้ในวงจรอินทิเกรเตอร์ที่อยู่ในกราฟการไหลสัญญาณนั่นเอง ทำนองเดียวกันตัวเก็บประจุ C'_2 และ C'_4 ในกราฟการไหลสัญญาณก็จะสอดคล้องกับตัวเหนี่ยวนำ L_2 และ L_4 ในวงจรต้นแบบขั้นบันได ดังนั้นจะได้ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ห้ารูปแบบล็อกโดเมนดังแสดงรูปที่ 6.52

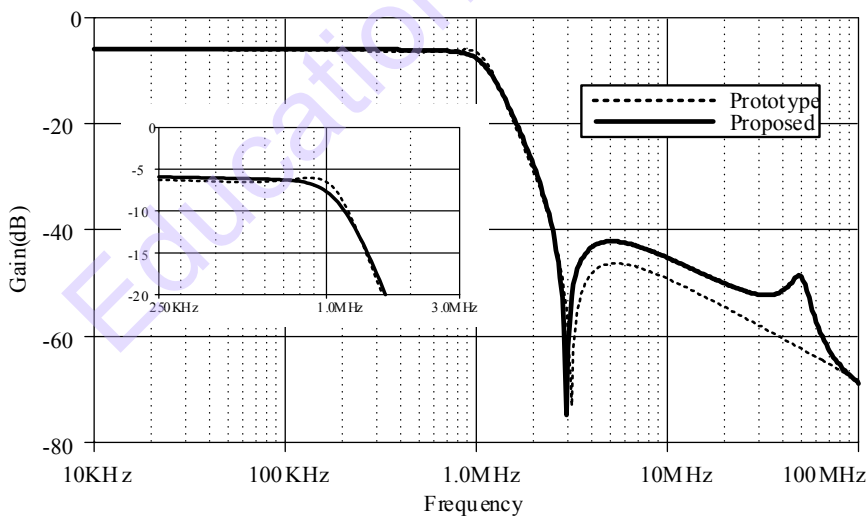


รูปที่ 6.52 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic แบบ Log-domain

ตัวอย่างที่ 6.8 จงออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic แบบ Log-domain ให้มีความถี่ตัดเท่ากับ 1 MHz ใช้หลักการการสเกลค่าอุปกรณ์ [17] โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic ต้นแบบรูปที่ 6.50 ด้วยค่าอุปกรณ์แพสซีฟเป็นดังต่อไปนี้ $R_s = R_L = 1\Omega$, $C_1 = C_3 = 158\text{ nF}$, $L_2 = 172\text{ nH}$, and $C_4 = 9\text{ nF}$ และจำลองผลการทำงานโดยการปรับกระแสไบแอสในช่วงดังต่อไปนี้ $I_B [1, 10, 100, 1000]\mu\text{A}$

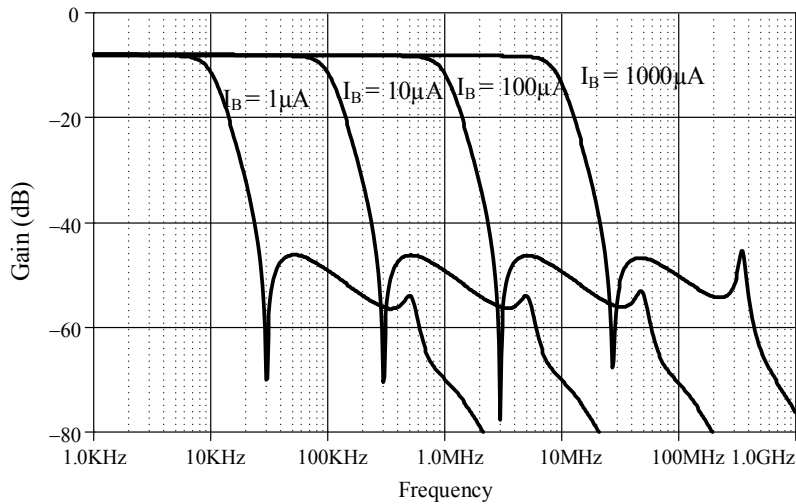
วิธีทำ

เมื่อพิจารณาอุปกรณ์แพสซีฟ ($1/sC_1$) หรือ ($1/sL_1$) ตามกราฟการไหลสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 6.50 กับฟังก์ชันถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์ (I_B/sCV_T) ในรูปที่ 6.52 ค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของทั้งสองรูปมีความสัมพันธ์กันโดยตรง กล่าวคือ ตัวเก็บประจุตัวที่ต่ำที่สุดคือ $C_4 = 9\text{ nF}$ ในรูปที่ 6.50 กำหนดให้วงจรทำงานที่ความถี่คัตออฟ 1 MHz นั้น ซึ่งในวงจร Log-domain นั้น (ค่าของตัวเก็บประจุของวงจรจะต้องมีค่าไม่น้อยกว่า 50 pF เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบจากค่าความจุไฟฟ้าแฝงของ BJT) จึงกำหนดค่าตัวเก็บประจุให้เป็น $C_4 = 50\text{ pF}$ ซึ่งหมายถึง $k_f = 5.55 \times 10^{-3}$ เมื่อนำมาออกแบบเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบ Log-domain ซึ่งถูกสเกลด้วยค่า $k_f C_1 = (I_B/V_T) C_1$ โดยที่ $V_T = 26\text{ mV}$ ดังนั้นจะต้องไบแอสกระแสให้วงจรอินทิเกรเตอร์เท่ากับ $I_B = 144.3\mu\text{A}$ และ ทำนองเดียวกันใช้ค่าการสเกลความถี่ (k_f) ดังกล่าวกับตัวเก็บประจุทุกตัวในวงจรรูปที่ 6.50 ดังนั้นจะได้ค่าตัวเก็บประจุในวงจรรูปที่ 6.52 เป็นดังต่อไปนี้ $C_1 = C_3 = 876.9\text{ pF}$, $C'_2 = 954.6\text{ pF}$ ผลจำลองการทำงานของวงจรต้นแบบในรูปที่ 6.50 เปรียบเทียบกับวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 6.52 แสดงให้เห็นในรูปที่ 6.53 ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอ นั้น สอดคล้องกับวงจรต้นแบบหากแต่ว่าระดับของแอมพลิจูด และการกระเพื่อมในช่วงแถบผ่านนั้นมีค่าน้อยกว่าในส่วนของวงจรต้นแบบเล็กน้อย



รูปที่ 6.53 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain ($I_B = 144.3\mu\text{A}$) เปรียบเทียบกับวงจร RLC ต้นแบบ

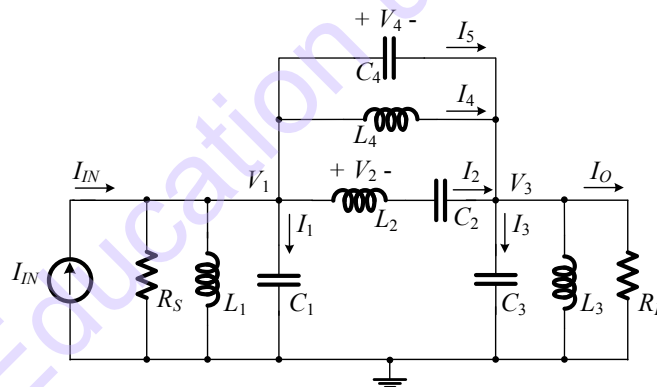
สำหรับคุณสมบัติการปรับจูนทางอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรรูปที่ 6.52 นั้น ทำได้โดยการปรับกระแสไบแอสในช่วงดังต่อไปนี้ $I_B [1, 10, 100, 1000]\mu\text{A}$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรกรองที่นำเสนอ นั้นมีผลตอบสนองทางความถี่ที่สามารถปรับจูนได้ภายในช่วงความถี่กว้าง (ช่วงตั้งแต่ 10 kHz ถึง 10 MHz) ดังแสดงในรูปที่ 6.54



รูปที่ 6.54 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain เมื่อปรับกระแสไบแอส

6.5.4 การสังเคราะห์ห้วงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic

ด้วยหลักการของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic นั้น จะใช้ทฤษฎีการแปลงโครงข่าย จาก โครงสร้างของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน ให้เป็นวงจรรอง แถบความถี่ผ่านเช่นเดียวกับ 6.5.2 ในหัวข้อนี้จะใช้ทฤษฎีการแปลงโครงข่ายวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ สามชนิด Chebyshev ต้นแบบ รูปที่ 6.50 ร่วมกับทฤษฎีการแปลงโครงข่าย ดังแสดงในตารางที่ 6.1 ซึ่งจะทำให้ ได้ผลลัพธ์เป็นวงจรดังรูปที่ 6.55



รูปที่ 6.55 วงจรรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic RLC รูปแบบกระแสขั้วขึ้นบันไดต้นแบบ

จากนั้นทำการวิเคราะห์ด้วยการเขียนสมการจาก KCL และกฎของโอห์มที่โหนดแรงดัน V_1 , V_3 และ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_2 (V_2) จะได้ชุดสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันดังสมการที่ (6.120) – (6.125)

$$I_1 = I_{IN} - I_2 - (I_4 + I_5) - \frac{V_1}{sL_1} - \frac{V_1}{R_S}, \quad (6.120)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{sL_2}, \quad (6.121)$$

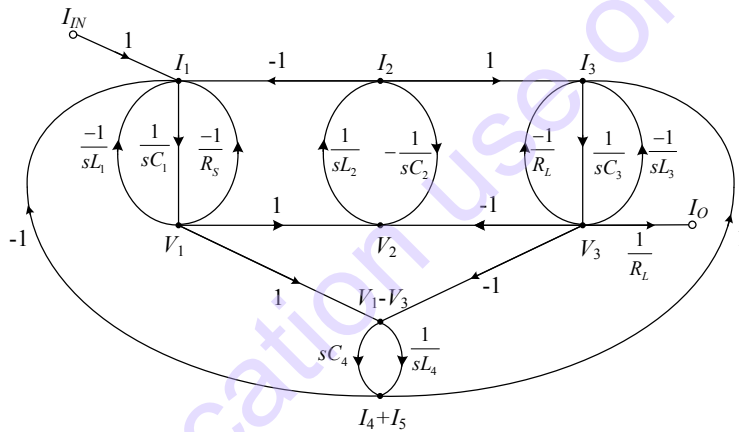
$$V_2 = (V_1 - V_3 - \frac{I_2}{sC_2}), \quad (6.122)$$

$$I_3 = I_2 + (I_4 + I_5) - \frac{V_3}{sL_3} - \frac{V_3}{R_L}, \quad (6.123)$$

$$I_4 = \frac{(V_1 - V_3)}{sL_4}, \quad (6.124)$$

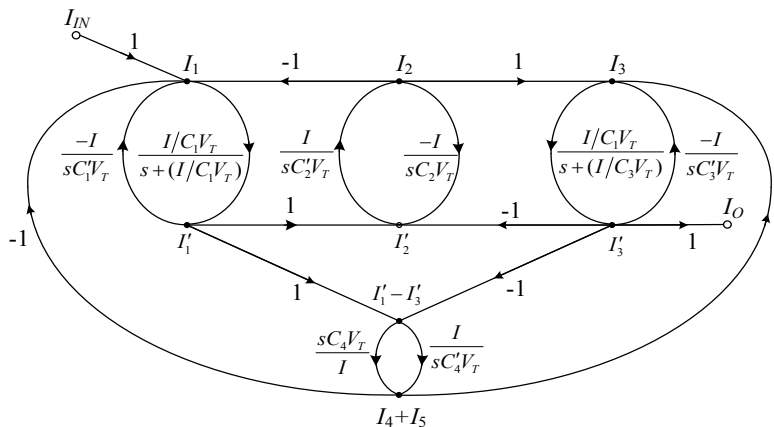
$$I_5 = (V_1 - V_3)sC_4, \quad (6.125)$$

พิจารณาสมการที่ (6.120)-(6.125) สามารถนำมาเขียนกราฟการไหลสัญญาณ (SFG) ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสได้ดังรูปที่ 6.56 เพื่อให้วงจรกรองทำงานในโหมดกระแสตัวแปรแรงดันจะต้องถูกเปลี่ยนเป็นตัวแปรกระแสด้วยการนำเอาความต้านทานแฝง (V_T/I_B) ไปใส่ในเส้นทางที่เหมาะสมโดยสมมติว่า $R_S=R_L=1$ เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกวงจรอินทิเกรเตอร์นั้นต้องการตัวเก็บประจุกับอุปกรณ์แอคทิฟเท่านั้น ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำทุกตัว (L_i) ต้องถูกเปลี่ยนไปเป็นตัวเก็บประจุ (C'_i)



รูปที่ 6.56 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic รูปแบบกระแสต้นแบบ

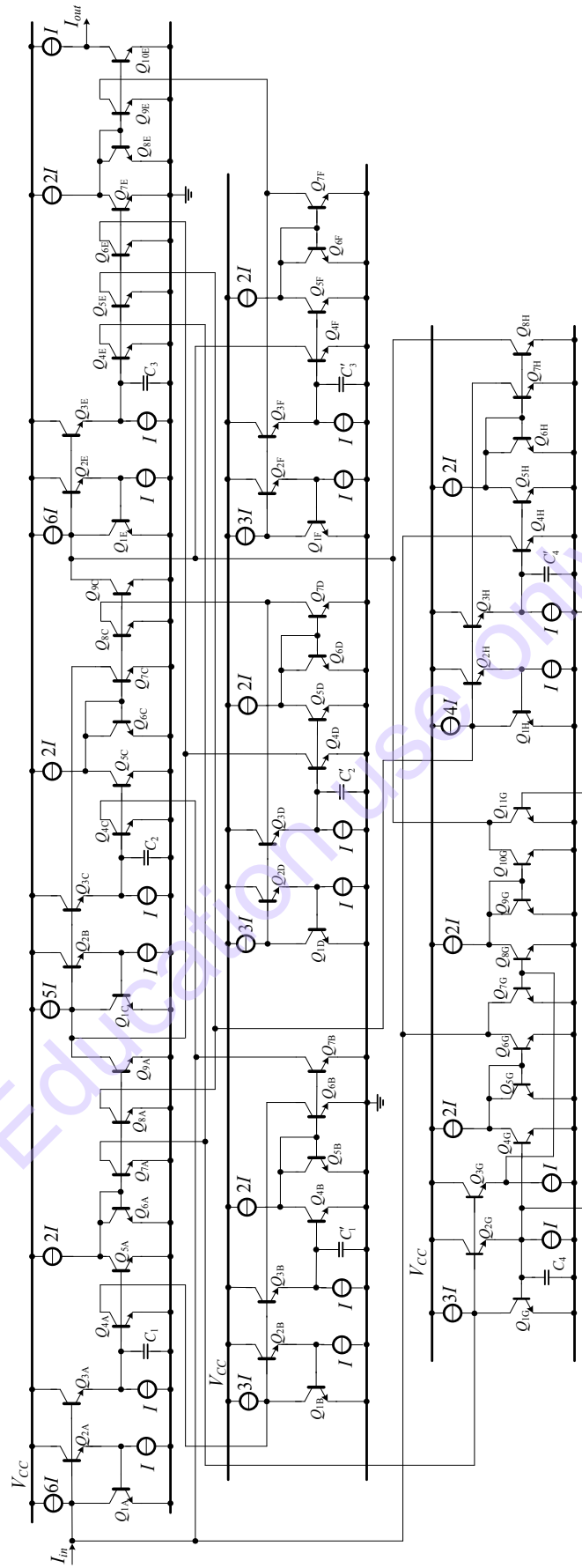
ดังนั้นกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 6.56 สามารถลดรูปให้ง่ายลงได้ ซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจนว่าวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic นี้ ประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียจำนวน 2 ตัว อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจำนวน 5 และ อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจำนวน 5 ตัว ดังแสดงเป็นกราฟในรูปที่ 6.57



รูปที่ 6.57 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic ที่ผ่านการลดรูป

จากการเปรียบเทียบวงจรรองความถี่โครงสร้างชั้นบันได RLC ในรูปที่ 6.50 กับกราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ห้าในรูปที่ 6.51 จะพบว่าสามารถทำให้เป็นวงจรใช้งานจริงได้ด้วยการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์สูญเสีย และ วงจรอินทิเกรเตอร์ไม่สูญเสีย และ ดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์แบบ Log-domain มาต่อกันตามกราฟการไหลสัญญาณโดยจะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุ C_1 , C_3 และ C_5 ในวงจรต้นแบบโครงสร้างชั้นบันไดนั้น จะสอดคล้องกับตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรอินทิเกรเตอร์ที่อยู่ในกราฟการไหลสัญญาณนั่นเอง ทำนองเดียวกันตัวเก็บประจุ C'_1 , C'_2 , C'_3 และ C'_4 ในกราฟการไหลสัญญาณก็จะสอดคล้องกับตัวเหนี่ยวนำ L_1 , L_2 , L_3 และ L_4 ในวงจรต้นแบบชั้นบันได ดังนั้นจะได้วงจรรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic แบบ Log-domain ดังแสดงรูปที่ 6.58

Education use only



รูปที่ 6.58 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic แบบ Log-domain

6.6 ตัวควบคุม PID ความเร็วสูงแบบ Log-domain

นอกเหนือจากการใช้งานวงจรรูปแบบ Log-domain กับภารกิจความถี่สูงได้ดีแล้ว การนำแนวคิด Log-domain ไปประยุกต์กับงานด้านระบบควบคุมอัตโนมัติ ก็นับเป็นแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจ เนื่องจาก Log-domain นั้นเป็นที่ทราบดีว่าสามารถทำงานในความถี่สูงได้ดี นั่นก็หมายถึงระบบควบคุมนั้นสามารถตอบสนองได้รวดเร็ว ในหลักการควบคุมแอนะล็อกอัตโนมัติ นั้น มีตัวควบคุม 3 แบบ P (Proportional), I (Integral) และ D (Derivative) เป็นที่นิยมนำมาใช้กับระบบได้กว้างขวาง โดยนำไปต่อกับระบบแบบป้อนกลับเพื่อปรับชุดเซตระบบที่มีการแกว่งตัว หรือ หลุดจากการควบคุม ให้มีความคงที่หรือเสถียรภาพที่ต้องการ เนื่องจากตัวควบคุม PID สามารถแยกการทำงาน หรือ ผสมกันได้ เช่น P, PI, PD หรือ PID เป็นต้น ทำให้ตัวควบคุมแบบนี้เป็นที่ยอมรับว่ามีความยืดหยุ่นสูง โดยการนำตัวควบคุมนี้ไปใช้สามารถใช้งานได้ตั้งแต่ระบบที่ไม่ซับซ้อนไปจนถึงระบบที่ไม่เสถียรเพื่อปรับระบบให้มีความเสถียรได้ ตัวอย่างการประยุกต์ตัวควบคุม PID นั้นสามารถพบได้ในชีวิตประจำวัน เช่น ตัวควบคุมความเร็วอัตโนมัติในรถยนต์ (Cruise Control) การรักษาระดับความเย็นของเครื่องปรับอากาศแบบ Inverter การรักษาระดับคงที่ของอากาศยานไร้คนขับ (Drone) เป็นต้น

การออกแบบตัวควบคุม PID นั้น สามารถพบเห็นได้ทั่วไปในตำราด้านระบบควบคุม [18] ที่ใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันเป็น P, I และ D ซึ่งก็แน่นอนว่าตัวควบคุมที่สร้างจากออปแอมป์มีข้อจำกัดเช่นเดียวกับ วงจรที่ใช้ออปแอมป์อื่นๆ เช่น การไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม การปรับแต่งค่าตัวแปร P, I และ D ทางอิเล็กทรอนิกส์ การตอบสนองที่ไม่รวดเร็ว เป็นต้น แม้ว่าในอดีตได้มีการนำเสนอตัวควบคุม PID โดยใช้บล็อกแอกทิฟ ซึ่งแม้ว่าจะได้มาซึ่งคุณสมบัติที่ดีบางอย่างเช่น การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ [19] การทำงานในรูปแบบกระแส และ ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ [20] หรือใช้เทคนิคการแปลงกลับฟังก์ชัน [22] แต่นั่นก็ยังมีข้อจำกัดร่วมกันอีกเรื่องหนึ่งคือการตอบสนองที่ช้า เนื่องจากข้อจำกัดของบล็อกแอกทิฟที่คุณสมบัติเฉพาะในส่วนที่เป็นองค์ประกอบแฝงที่มีจำนวนมาก ทำให้ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ หรือ ในอีกบริบทของความเร็วก็คือ บล็อกแอกทิฟจะมีข้อจำกัดในด้านความเร็วในการทำงานนั่นเอง ด้วยข้อดีของเทคนิค Log-domain ในด้านความเร็ว [7] การทำงานในรูปแบบกระแส การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรมีขนาดเล็ก และ เหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวม

ในปี 2018 P. Prommee และคณะ ได้นำเสนอ การออกแบบตัวควบคุม PID (Proportional-Integral-Derivative) แบบ Log-domain ประสิทธิภาพสูง [23] โดยโครงสร้างของวงจรมัน สามารถแยกตัวควบคุม PID ออกเป็น 3 ฟังก์ชันถ่ายโอนอิสระ และ นำฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสามมารวมกัน โดยฟังก์ชันถ่ายโอนสามารถแบ่งได้เป็น

- ฟังก์ชัน Derivative (D) หรือ ฟังก์ชันดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งเมื่อมองในรูปวงจรรูปถ่ายโอนนี้ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียลชนิดไม่สูญเสีย ($I_o/I_{in} = sk_d$)
- ฟังก์ชัน Integral (I) หรือ ฟังก์ชันอินทิเกรเตอร์ ซึ่งเมื่อมองในรูปวงจรรูปถ่ายโอนนี้ก็คือ วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย ($I_o/I_{in} = k_i/s$)
- ฟังก์ชัน Proportional (P) หรือ ฟังก์ชันสัดส่วน ซึ่งเมื่อมองในรูปวงจรรูปแบบกระแส ฟังก์ชันถ่ายโอนนี้ก็คือ วงจรขยาย ($I_o/I_{in} = k_p$)

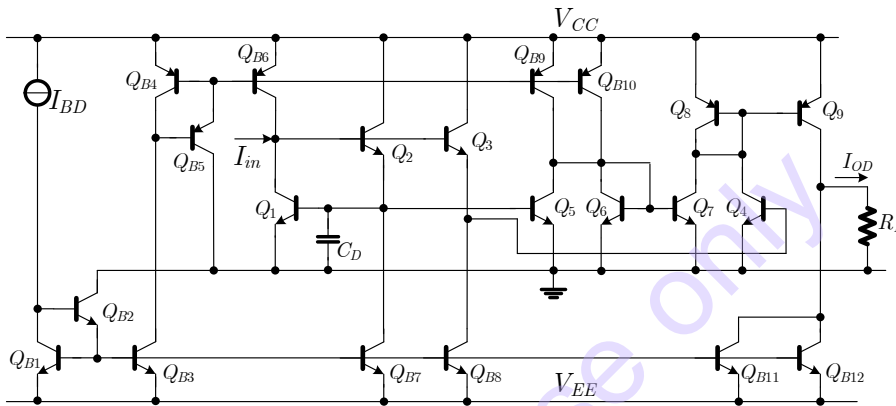
เมื่อพิจารณาฟังก์ชัน I และ P แล้ว จะเห็นได้ว่าเป็นวงจรรูปแบบขยายกระแสทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 6.10 และ วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain ในรูปที่ 6.16 ได้ตามลำดับ แต่ในส่วนของ

ฟังก์ชัน D นั้นไม่สามารถสามารถใช้งาน Log-domain ที่ออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ได้ จึงจำเป็นต้องสังเคราะห์ วงจรดิฟเฟอเรนเชียลชนิดไม่สูญเสียขึ้นมาใหม่ โดยมีวิธีการดังต่อไปนี้

6.6.1 การสังเคราะห์ตัวควบคุม D (Derivative) แบบ Log-domain

ตัวควบคุม D ก็คือวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งวิธีการสังเคราะห์ ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 6.3.4 ส่วนวงจรมอดูเลเตอร์ที่นำมาใช้งานจะมีการดัดแปลงในส่วนของการไบแอสกระแส และ ไฟเลี้ยง ดังแสดงในรูปที่ 6.53 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม D แบบ Log-domain แสดงไว้ในสมการที่ (6.126)

$$\frac{I_{OD}}{I_{in}} = -\frac{sC_D V_T}{I_{BD}} \quad (6.126)$$

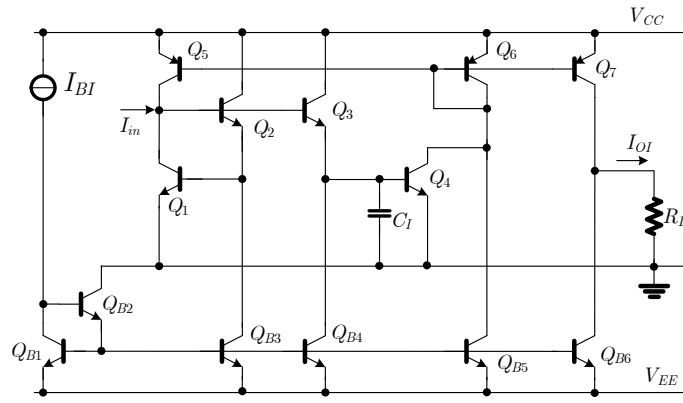


รูปที่ 6.59 ตัวควบคุม D แบบ Log-domain

จากรูปที่ 6.59 สังเกตได้ว่าวงจรจะต้องใช้ไฟเลี้ยงบวก/ลบ ซึ่งแตกต่างจากกรณีที่ใช้กับวงจรรองความถี่ เนื่องจากในการทำงานของตัวควบคุม PID จะทำงานในลักษณะของ Time-domain ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต้องการเทียบเคียงกับระดับสัญญาณอินพุต ในการชดเชยระบบ และ ให้การแกว่งตัวของเอาต์พุตสามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบ จึงมีความจำเป็นต้องใช้แรงดันไฟลบเพื่อจ่ายให้แหล่งจ่ายกระแสชุดที่สร้างจากทรานซิสเตอร์ NPN แต่อย่างไรก็ตามการทำงานยังคงเหมือนกับที่วิเคราะห์ไว้ทุกประการ

6.6.2 การสังเคราะห์ตัวควบคุม I (Integral) แบบ Log-domain

จากที่กล่าวไว้แล้วว่าตัวควบคุม I ก็คือวงจรมอดูเลเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย ซึ่งวิธีการสังเคราะห์ ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 6.3.3 ส่วนวงจรมอดูเลเตอร์ที่นำมาใช้งานจะมีการดัดแปลงในส่วนของการไบแอสกระแส ซึ่งมีเหตุผลเดียวกับตัวควบคุม D ในหัวข้อก่อนหน้า โดยแสดงในรูปที่ 6.60 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม I แบบ Log-domain แสดงไว้ในสมการที่ (6.127)

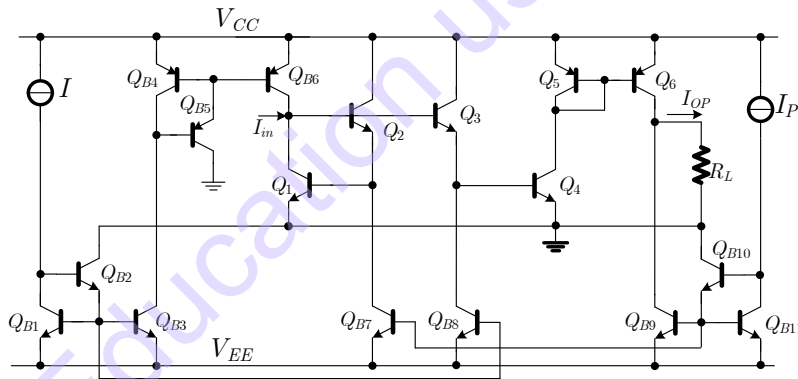


รูปที่ 6.60 ตัวควบคุม I แบบ Log-domain

$$\frac{I_{OI}}{I_{in}} = -\frac{I_{BI}}{sC_I V_T} \quad (6.127)$$

6.6.3 การสังเคราะห์ตัวควบคุม P (Proportional) แบบ Log-domain

จากที่กล่าวไว้แล้วว่าตัวควบคุม P ก็คือวงจรรินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย ซึ่งวิธีการสังเคราะห์ ได้ อธิบายไว้ในหัวข้อ 6.3.1 ส่วนวงจรรวมบูรณาที่นำมาใช้งานจะมีการดัดแปลงในส่วนของการไบแอสกระแส ซึ่งมี เหตุผลเดียวกับตัวควบคุม D ในหัวข้อก่อนหน้า โดยแสดงในรูปที่ 6.61 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม P แบบ Log-domain แสดงไว้ในสมการที่ (6.128)



รูปที่ 6.61 ตัวควบคุม P แบบ Log-domain

$$I_{OP} = -\frac{I_P I_{in}}{I} = -k_P I_{in} \quad (6.128)$$

6.6.4 การสังเคราะห์ตัวควบคุม PID แบบ Log-domain

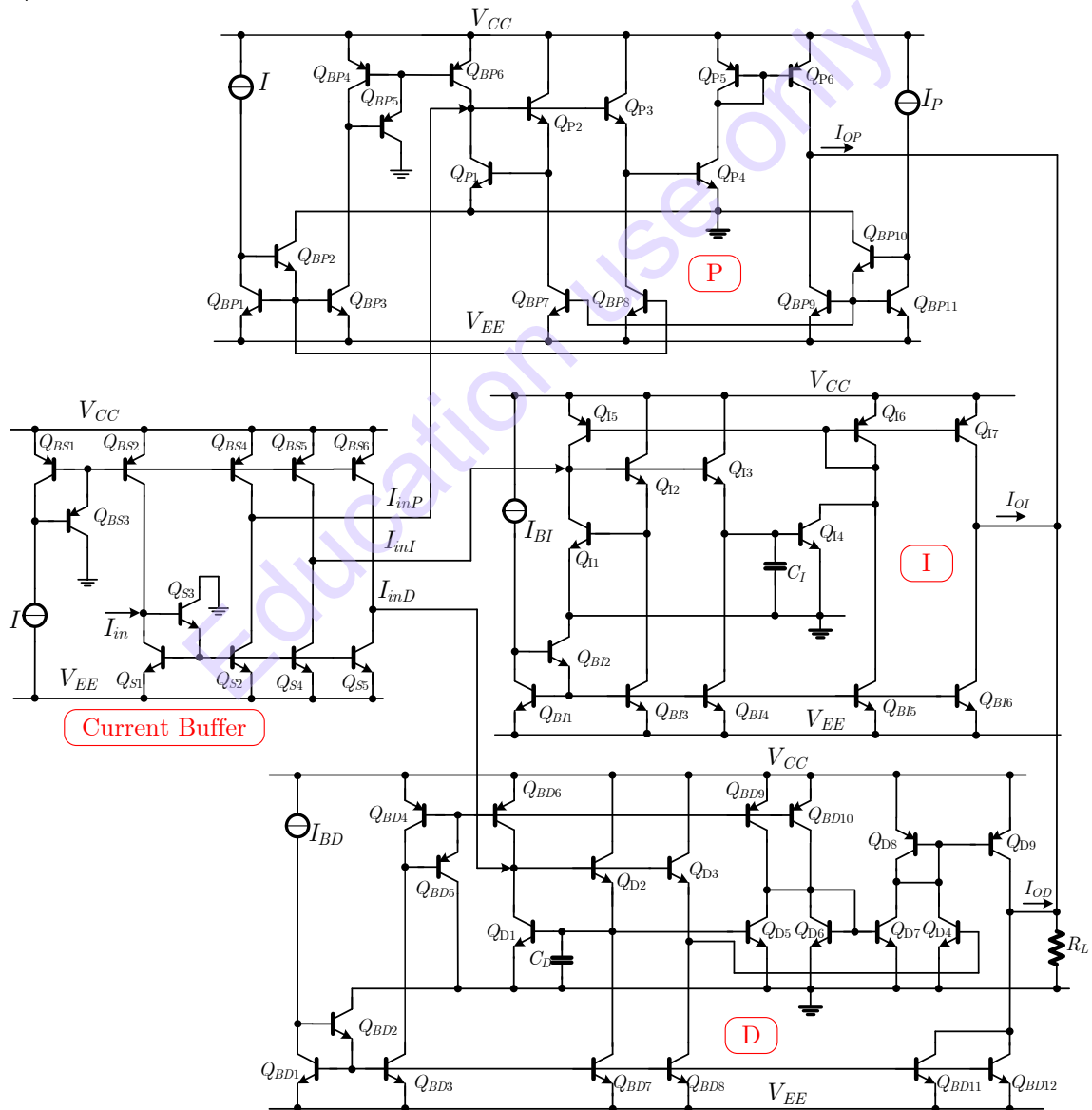
เนื่องจากตัวควบคุมที่สังเคราะห์ขึ้นจากหลักการ Log-domain นั้นมีการทำงานในรูปแบบกระแส ทำให้การสังเคราะห์ตัวควบคุม PID ซึ่งจำเป็นต้องนำตัวควบคุมทั้งสาม (P, I และ D) มาบวกกัน โดยในบริบท ของกระแสนั้น การบวกกันสามารถทำได้ง่ายเพียงจับกระแสเหล่านั้นมาต่อเข้าหากันโดยตรงตามกฎของ KCL (Kirchhoff's Current Law) ส่วนด้านอินพุตนั้นจะต้องเพิ่มวงจรร Current Buffer แบบหลายเอาต์พุต เพื่อ สำเนากระแสอินพุตไปยังอินพุตของตัวควบคุมทั้งสาม ในปริมาณที่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 6.62 โดยมีฟังก์ชัน ถ่ายโอนกระแสเท่ากัน

$$\frac{I_o s}{I_{in} s} = \left(\frac{I_{BP}}{I} \right) + \left(\frac{I_{BI}}{s C_i V_T} \right) + \left(s \frac{C_d V_T}{I_{BD}} \right) \quad (6.129)$$

และ เมื่อเทียบกับตัวแปรมาตรฐานของตัวควบคุม PID ในสมการที่ (6.129) จะพบว่า

$$H_{PID}(s) = (k_p) + \left(\frac{1}{s T_i} \right) + (s T_d) \quad (6.130)$$

สรุปได้ว่า ค่าตัวแปรของตัวควบคุม P นั้น $k_p = (I_{BP}/I)$ ซึ่งสามารถควบคุมได้จากกระแส I_{BP} โดยปรับค่า I คงที่ ส่วนค่าคงตัวเวลาของตัวควบคุม I นั้น $T_i = (C_i V_T / I_{BI})$ ซึ่งสามารถควบคุมได้จากกระแส I_{BI} และ ค่าคงตัวเวลาของตัวควบคุม D นั้น $T_d = (C_d V_T / I_{BD})$ ซึ่งสามารถควบคุมได้จากกระแส I_{BD} โดยการควบคุมทั้งสามกรณีจะเป็นอิสระต่อกัน



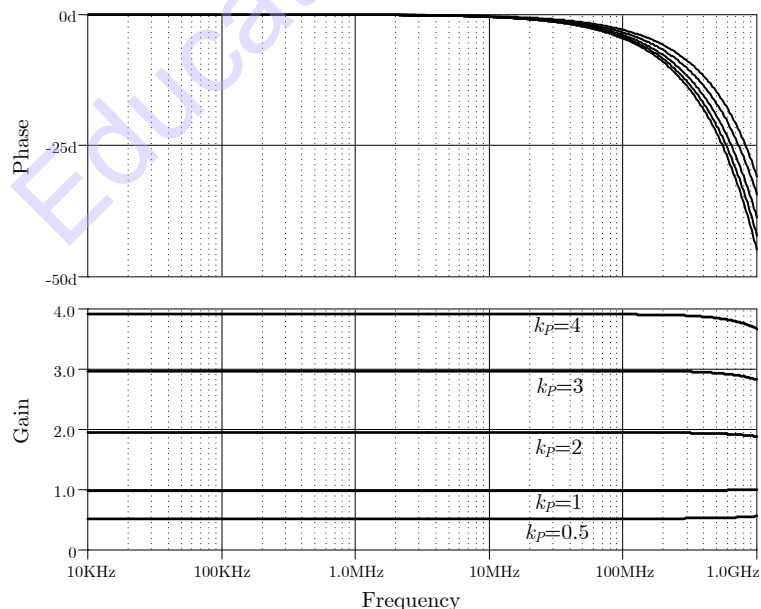
รูปที่ 6.62 ตัวควบคุม PID แบบ Log-domain

จากวงจรถูกสร้างขึ้นด้วยหลักการของ Log-domain ได้พิสูจน์ไปพอสมควรแล้วว่า เป็นวงจรมีประสิทธิภาพสูง เหมาะแก่การนำไปสร้างวงจรรวม และ เมื่อนำมาสร้างเป็นตัวควบคุม P, I และ D แบบ Log-domain แล้วนั้น ข้อได้เปรียบต่างๆ ของ Log-domain ก็จะถูกส่งต่อมายังตัวควบคุมทั้งสามด้วย ในแง่ของการตอบสนองก็จะรวดเร็วเมื่อพิจารณาในรูป Time-domain หรือ ทำงานที่ความถี่สูงได้ดี เมื่อมองในลักษณะ Frequency-domain สามารถปรับค่าได้กว้างหลาย Decade ซึ่งผลต่างๆ เหล่านี้สามารถแสดงให้เห็นได้ในตัวอย่างต่อไปนี้

ตัวอย่างที่ 6.9 จงสังเคราะห์ตัวควบคุม Log-domain PID โดยตัวควบคุม P โดยกำหนดให้กระแส I เท่ากับ $100\mu\text{A}$ และ ทำการปรับค่าอัตราขยาย ($k_p = I_p/I$) ให้มีค่าเท่ากับ 0.5, 1, 2, 3 และ 4 โดยผ่านการปรับกระแส $I_p = 50\mu\text{A}, 100\mu\text{A}, 200\mu\text{A}, 300\mu\text{A}$ และ $400\mu\text{A}$; ตัวควบคุม I ทำได้โดยกำหนดให้ $C_i = 50\text{pF}$ และ I_{BI} ตั้งแต่ 1, 10, 100 และ $1000\mu\text{A}$ เพื่อกำหนดให้ค่าคงตัวเวลา (T_i) ของตัวควบคุม I มีค่าเป็น 1300, 130, 13, 1.3ns ซึ่งจะทำให้ค่าความถี่ธรรมชาติ ($1/2\pi T_i$) มีค่าเป็น 120kHz, 1.2MHz, 12MHz, 120MHz; ของตัวควบคุม D ทำได้โดยกำหนดให้ $C_i = 50\text{pF}$ และ I_{BD} ตั้งแต่ 1, 10, 100 และ $1000\mu\text{A}$ เพื่อกำหนดให้ค่าคงตัวเวลาของตัวควบคุม I (T_d) มีค่าเป็น 1300, 130, 13, 1.3ns ซึ่งจะทำให้ค่าความถี่ธรรมชาติ ($1/2\pi T_i$) มีค่าเป็น 120kHz, 1.2MHz, 12MHz, 120MHz (เช่นเดียวกับในตัวควบคุม I) โดยจำลองผลการทำงานของตัวควบคุมทั้งสาม

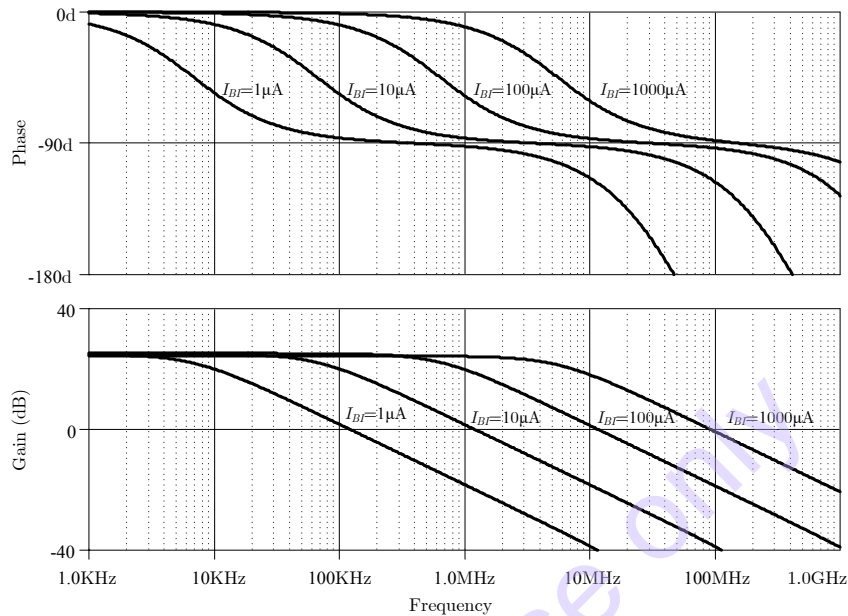
วิธีทำ

ผลการจำลองการทำงานจะแสดงในรูปที่ 6.63 พบว่าตัวควบคุม P สามารถปรับค่าอัตราขยายได้ตามทฤษฎี และการตอบสนองทางเฟสที่ใช้งานได้ประมาณ 100MHz ซึ่งเพียงพอในการทำงานในระบบควบคุมที่ต้องการความเร็วสูงในการตอบสนอง



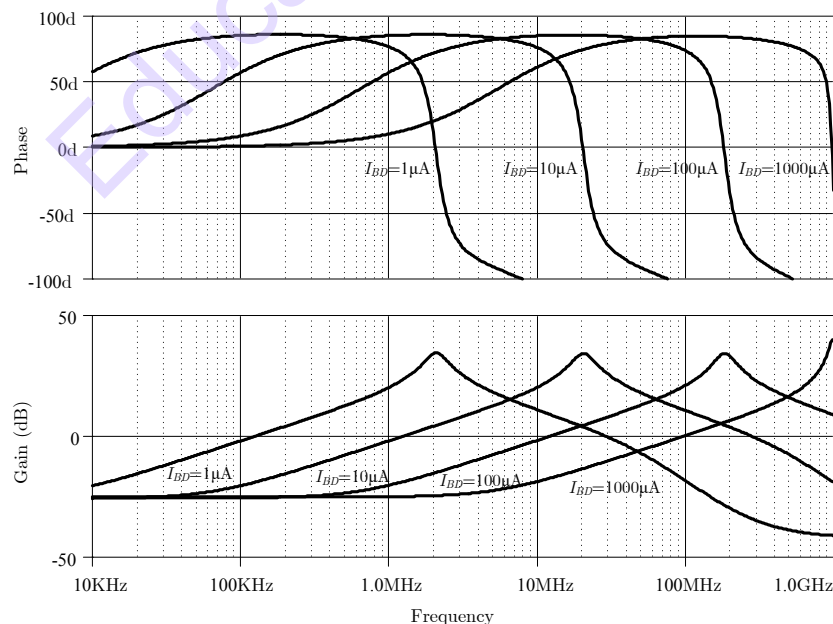
รูปที่ 6.63 การตอบสนองเชิงขนาดและเฟสของตัวควบคุม P เมื่อปรับค่า k_p

ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุม I พบว่าความถี่ธรรมชาติที่ได้จะประมาณ 120kHz, 1.2MHz, 12MHz, 100MHz ตามลำดับ และมีเฟส -90° ที่ความถี่ธรรมชาติดังแสดงในรูปที่ 6.64 เนื่องจากผลของตัวเก็บประจุแฝงที่จะส่งผลมากในความถี่สูงโดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป แต่อย่างไรก็ตามการตอบสนองด้วยความเร็วระดับ 1-2ns จึงเหมาะสมที่จะทำงานในระบบที่ต้องการความเร็วสูง



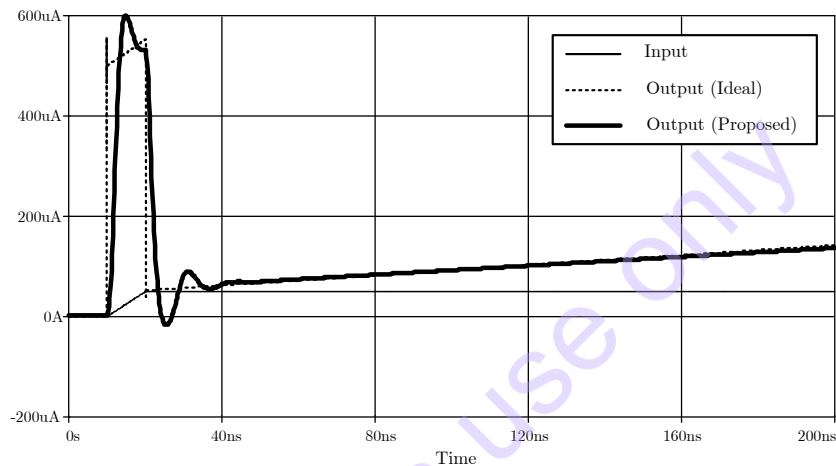
รูปที่ 6.64 การตอบสนองเชิงขนาดและเฟสของตัวควบคุม I เมื่อปรับค่า T_i

ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุม D พบว่าความถี่ธรรมชาติที่ได้จะประมาณ 120kHz, 1.2MHz, 12MHz, 100MHz ตามลำดับ และมีเฟส 90° ที่ความถี่ธรรมชาติ ดังแสดงในรูปที่ 6.65 เนื่องจากผลของตัวเก็บประจุแฝงที่จะส่งผลมากในความถี่สูง โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป แต่อย่างไรก็ตามการตอบสนองด้วยความเร็วระดับ 1-2ns จึงเหมาะสมที่จะทำงานในระบบที่ต้องการความเร็วสูง



รูปที่ 6.65 การตอบสนองเชิงขนาดและเฟสของตัวควบคุม D เมื่อปรับค่า T_d

เมื่อนำ PID มาทดสอบในลักษณะ Time domain ในแบบรูปเปิด โดยทดสอบกับฟังก์ชัน Unit Step ที่มีเวลาขาขึ้น (Rise time) เท่ากับ 10ns ป้อนเข้าตัวควบคุม PID โดยทำการทดสอบเทียบกับตัวควบคุม PID ทางอุดมคติที่มีเงื่อนไขต่อไปนี้ $K_p=1$ and $T_i=T_d=0.1\mu s$ และ ในส่วน PID แบบ Log-domain ก็กำหนดให้มีเงื่อนไขเท่ากันโดยให้ตัวเก็บประจุของตัวควบคุม I และ D ($C_i=C_d$) และ กระแสไบแอส ($I=I_{BP}=I_{BI}=I_{BD}$) ของ Log-domain PID มีค่าเท่ากับ 500pF และ 130 μA ตามลำดับ โดยผลการเปรียบเทียบการทำงานของ PID ทางอุดมคติ และ PID แบบ Log-domain แสดงไว้ดังรูปที่ 6.66 ซึ่งพบว่ามีคุณสมบัติคล้ายกันมาก ทั้งในส่วนของคุณสมบัติคาบเวลาการตอบสนอง และ รูปร่างของสัญญาณ แต่เมื่อพิจารณาโดยละเอียดจะพบว่า มีความต่างกันเล็กน้อยในส่วนการแกว่งของสัญญาณ overshoot และ undershoot ด้านขาลง และ พบว่ามีของ Delay ของสัญญาณขาขึ้นที่สังเกตได้ประมาณ 3ns

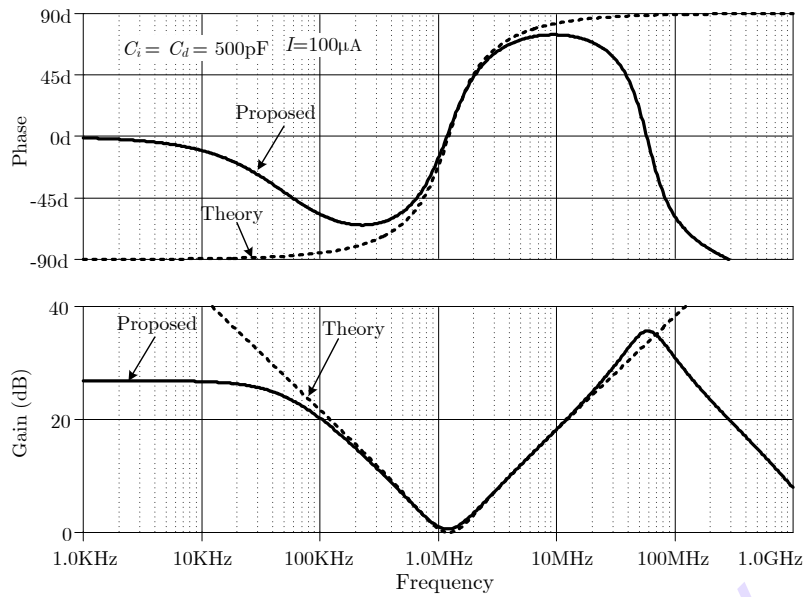


รูปที่ 6.66 การตอบสนองทางเวลาตัวควบคุม PID แบบรูปเปิด

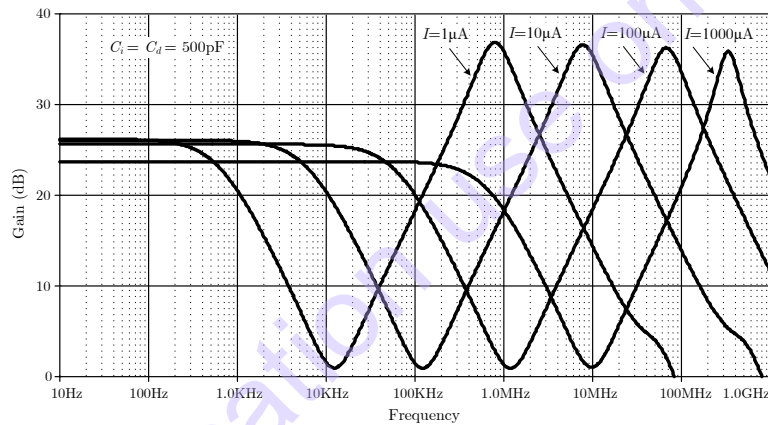
ตัวอย่างที่ 6.10 จงแสดงผลจำลองการทำงานแบบรูปเปิดของ Log-domain PID ในลักษณะ Frequency domain เทียบกับตัวควบคุม PID ทางอุดมคติที่มีเงื่อนไขต่อไปนี้ $K_p=1$ and $T_i=T_d=130ns$ และ ในส่วน PID แบบ Log-domain ก็กำหนดให้มีเงื่อนไขเท่ากันโดยให้ตัวเก็บประจุของตัวควบคุม I และ D ($C_i=C_d$) และ กระแสไบแอส ($I=I_{BP}=I_{BI}=I_{BD}$) ของ Log-domain PID มีค่าเท่ากับ 500pF และ 100 μA ตามลำดับ

วิธีทำ

ผลการจำลองการทำงานแบบรูปเปิดของ PID แบบ Log-domain เปรียบเทียบกับ PID ทางอุดมคติ แสดงไว้ดังรูปที่ 6.67 ซึ่งพบว่ามีคุณสมบัติคล้ายกันมาก ทั้งในส่วนผลการตอบสนองเชิงขนาดและเฟส คาบเวลาการตอบสนอง และ รูปร่างของสัญญาณ ซึ่งพบว่าในช่วงทำงานของ PID แบบ Log-domain จะมีช่วงความถี่กว้างประมาณ 2 decades และ ยังพบว่าที่ความถี่สูงก็จะมีปัญหาของตัวเก็บประจุแฝงเช่นเดียวกัน และ เมื่อต้องการทดสอบเรื่องการปรับค่า จะทำการปรับค่า T_i และ T_d ดังต่อไปนี้ 13, 1.3, 0.13 และ 0.013 μs และ กำหนดให้ $K_p=1$ พบว่าก็ทำได้ดีแต่จะคลาดเคลื่อนที่ความถี่สูงเช่นกันดังแสดงในรูปที่ 6.68



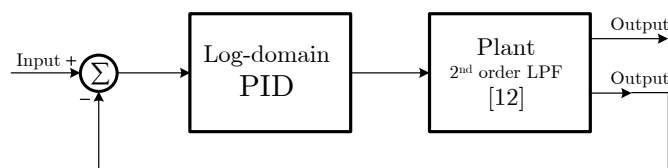
รูปที่ 6.67 การตอบสนองความถี่ของตัวควบคุม Log-domain PID แบบลูปเปิด



รูปที่ 6.68 การตอบสนองความถี่ของตัวควบคุม Log-domain PID เมื่อปรับค่า T_i และ T_d ด้วยกระแสไบแอส

ตัวอย่างที่ 6.11 เพื่อจะยืนยันว่าตัวควบคุม PID จะสามารถรักษาเสถียรภาพของระบบได้ดีหรือไม่ โดยจะสมมติให้ Plant มีคุณสมบัติเป็นระบบที่ไม่เสถียรและ ทดสอบด้วยสัญญาณ Unit Step ซึ่ง Plant ดังกล่าวจะใช้เป็น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain ในหัวข้อที่ 6.4 [12] โดยกำหนดมีโพลใกล้กับแกน $j\omega$ และ ปรับค่า Q_0 ให้มีค่าสูง กำหนดให้ $\omega_0 = 1 \times 10^7$ และ $Q_0 = 5$ โดยต่อแบบแบบลูปปิดดังรูปที่ 6.69 โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะมีค่าเท่ากับ

$$H_{LP}(s) = \frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{-I_{B1}I_{B2}/C_1C_2V_T^2}{s^2 + s(kI_{B1}/C_1V_T) + I_{B1}I_{B2}/C_1C_2V_T^2} \quad (6.131)$$



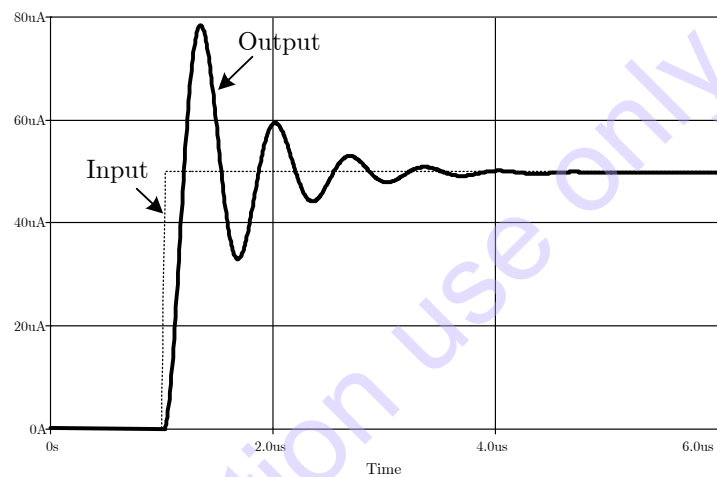
รูปที่ 6.69 ระบบควบคุมแบบลูปปิด เมื่อ Plant เป็นระบบอันดับสอง

วิธีทำ

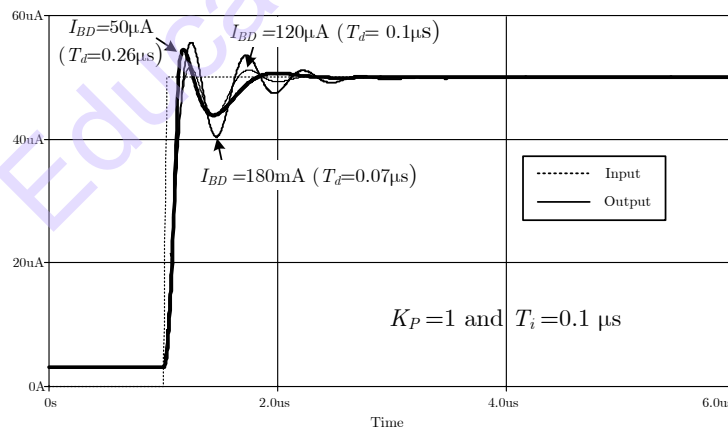
จากสมการที่ (6.125) เพื่อสะดวกในการสังเคราะห์ให้ $C_1=C_2=C=500\text{pF}$, $I_{B1}=I_{B2}=I_B=130\mu\text{A}$ และ $k=0.2$ โดยที่ $V_T \approx 26\text{mV}$ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการที่ (6.125) ใหม่ได้เป็น

$$H_{LP}(s) = \frac{-(1 \times 10^{14})}{s^2 + (2 \times 10^6)s + (1 \times 10^{14})} \quad (6.132)$$

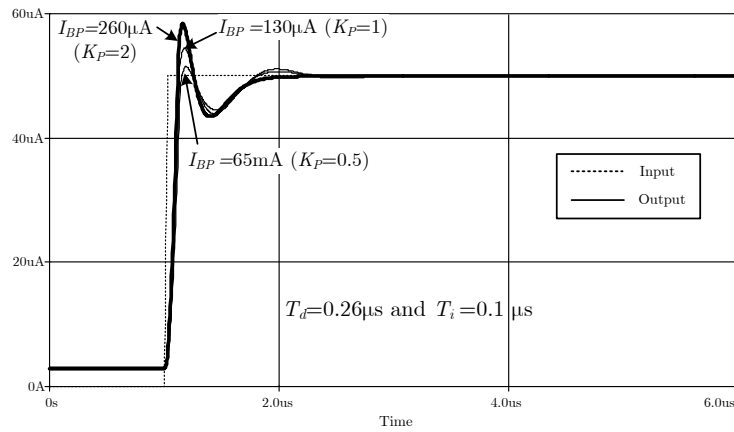
เมื่อทำการติดตั้ง Plant เข้ากับควบคุม PID ตามรูปที่ 6.69 เรียบร้อยแล้ว ก็จะทำการทดสอบระบบ โดยป้อนสัญญาณแบบ Unit Step ขนาด $50\mu\text{A}$ เข้าไปที่อินพุต และ ตรวจสอบสัญญาณที่เอาต์พุตของ Plant ซึ่งจะมีผลแสดงในรูปที่ 6.70



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 6.70 การตอบสนองต่อ Unit step อินพุตของ (ก) Plant อันดับสองที่ยังไม่มีตัวควบคุม (ข) ระบบลูบปิดเมื่อมีการควบคุมด้วยตัวควบคุม D (ค) ระบบลูบปิดเมื่อมีการควบคุมด้วยตัวควบคุม P

จากรูปที่ 6.64(ก) จากการป้อนสัญญาณ Unit step ขนาด $50\mu\text{A}$ เข้าที่อินพุตของ Plant อันดับสอง โดยยังไม่มีตัวควบคุมใดๆ พบว่ามีความกว้างของ Overshoot สูงถึง 60% ($80\mu\text{A}$) และมีช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time) ประมาณ $4\mu\text{s}$

เมื่อต่อตัวควบคุม PID เข้าไปดังรูปที่ 6.63 และกำหนดค่า $C_i=C_d=500\text{pF}$, $I=I_{BP}=130\mu\text{A}$ ($K_p=1$) และ $I_{BI}=130\mu\text{A}$ ($T_i=0.1\mu\text{s}$) จากนั้นปรับค่าตัวแปรของตัวควบคุม D (T_d) ให้มีค่า 260ns , 108ns และ 72.22ns ด้วย I_{BD} เท่ากับ $50\mu\text{A}$, $120\mu\text{A}$ และ $180\mu\text{A}$ ตามลำดับ พบว่าค่าของ Overshoot ลดลงเหลือเพียง 10% และ ช่วงเวลาการเข้าที่เหลือเพียง $2\mu\text{s}$ ดังรูปที่ 6.61(ข)

รูปที่ 6.61(ค) แสดงการปรับลดช่วงเวลาการเข้าที่ด้วยการปรับค่า K_p โดยใช้เงื่อนไข $C_i=C_d=500\text{pF}$, $I_{BI}=130\mu\text{A}$ ($T_i=0.1\mu\text{s}$) และ $I_{BD}=50\mu\text{A}$ ($T_d=0.26\mu\text{s}$) และ ปรับค่า K_p ให้มีค่าเป็น 0.5, 1 และ 2 ด้วยกระแส I_{BP} เท่ากับ $65\mu\text{A}$, $130\mu\text{A}$ และ $260\mu\text{A}$ ตามลำดับ พบว่าสามารถลดค่า ช่วงเวลาการเข้าที่เหลือเพียง $1\mu\text{s}$ ขณะที่ Overshoot เพิ่มขึ้นเล็กน้อย

6.7 บทสรุป

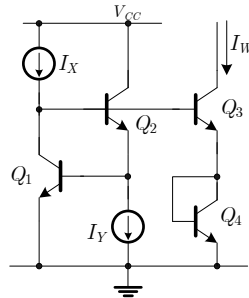
เทคโนโลยีไบโพลาร์ ซึ่งจัดว่าเป็นเทคโนโลยีที่ถูกค้นพบขึ้นครั้งแรก และสามารถนำมาสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ตัวแรกได้ในปี 1947 และ ได้พัฒนามาเป็นวงจรรวมในที่สุด ข้อดีของเทคโนโลยีไบโพลาร์นั้นก็คือมีค่าความนำถ่ายโอนสูง กระแสคอลเล็กเตอร์แปรผันกับแรงดันเบส-คอลเล็กเตอร์ โดยไม่มีข้อจำกัดเรื่องแรงดันขีดเริ่ม การออกแบบวงจรรวมสลิกเนียร์ทำได้ง่าย โดยเฉพาะการใช้เทคนิค Log-domain ทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งได้นำมาอธิบายไว้ในบทนี้ ทั้งในวงจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบไบควอต วงจรรองความถี่อันดับสูง และ วงจรควบคุมแบบ PID ทั้งในหลักการวิเคราะห์ ออกแบบ และ สังเคราะห์ โดยข้อดีของวงจรรวมแบบ Log-domain คือ สามารถทำงานในความถี่สูงได้ดี ปรับค่าได้กว้างด้วยกระแสไบแอส ใช้แรงดันต่ำ ใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนน้อย เมื่อเทียบกับวงจรที่ใช้บล็อกแยกทิฟ เหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวม และสามารถใช้งานได้ในด้านสื่อสารย่าน VHF ได้ เช่น การมอดูเลตและดีมอดูเลต ที่จะกล่าวถึงในบทที่ 9 และ 10 ซึ่งคุณสมบัติการปรับค่าได้ด้วยกระแสนั้นสามารถพัฒนาร่วมกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เป็นวงจรรองความถี่

แบบโปรแกรมได้ (Programmable Filter) ได้ในอนาคต นอกจากนี้ในบทนี้ได้อธิบายในส่วนของการวิเคราะห์แล้ว ยังได้แสดงผลการจำลองการทำงาน เพื่อยืนยันการความสอดคล้อง และ ความถูกต้องของการวิเคราะห์ อีกทั้งการวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติในแบบต่างๆ เพื่อหลีกเลี่ยงเงื่อนไขที่อาจจะทำให้วงจรทำงานผิดพลาด และ ลดความคลาดเคลื่อนของวงจรให้น้อยที่สุด แต่อย่างไรก็ตามวงจรที่สร้างจากเทคโนโลยีไบโพลาร์นั้น ยังมีข้อเสียเปรียบอยู่หลายประการด้วยกัน เช่น ในการสร้างวงจรรวมด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์มีความยุ่งยากทางกายภาพกว่าเทคโนโลยีซีมอส ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ แม้ว่าในตอนคำนวณไม่ได้นำกระแสเบสมาพิจารณา แต่ในทางปฏิบัติที่ขาเบสมีกระแสไหลเสมอ ทำให้ต้องใช้กำลังงานค่อนข้างสูง

Education use only

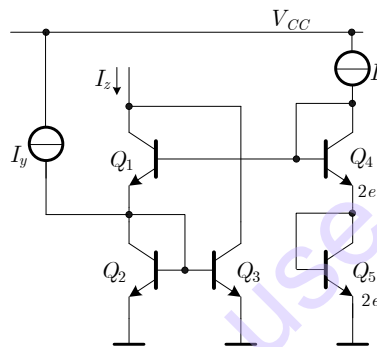
แบบฝึกหัดท้ายบท

6.1 จากวงจรรทรานสลิเนียร์ดังรูปที่ 6.71 จงคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_W



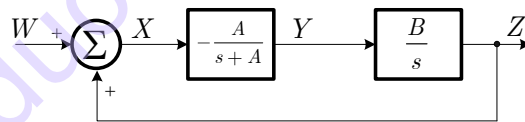
รูปที่ 6.71 วงจรรทรานสลิเนียร์สำหรับคำถามข้อ 6.1

6.2 จากวงจรรทรานสลิเนียร์ดังรูปที่ 6.72 จงคำนวณหากระแสเอาต์พุต I_z



รูปที่ 6.72 วงจรรทรานสลิเนียร์สำหรับคำถามข้อ 6.2

6.3 จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 6.73 จงวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $\frac{Z}{W}$, $\frac{Y}{W}$ และ $\frac{X}{W}$ และ อธิบายด้วยว่าฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละตัวทำหน้าที่อะไร



รูปที่ 6.73 บล็อกไดอะแกรมสำหรับคำถามข้อ 6.3

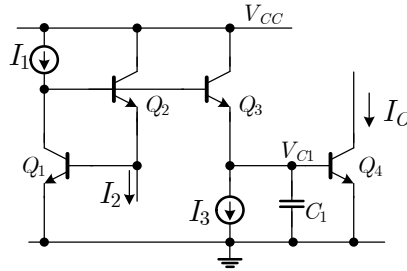
6.4 จงออกแบบวงจรจากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.73 ด้วยวงจร Log-domain

6.5 จงคำนวณความถี่ตอบสนองของวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบ Log-domain ที่เกิดผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ (r_π , C_π และ C_μ) โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาเรย์ HFA3046 ตัวเก็บประจุ $C_1=100\text{pF}$ และ ใช้กระแสไบแอส $I_B=1\mu\text{A}$

6.6 จงออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบ Log-domain โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาเรย์ HFA3046 และ ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ โดยปรับกระแสไบแอส I_B จาก $1\mu\text{A}$ - $1000\mu\text{A}$ โดยแสดงผลการจำลองการตอบสนองเชิงขนาดด้วย PSpice

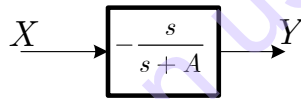
6.7 จงคำนวณความถี่ตอบสนองของวงจรถิฟเฟอร์เรทซ์แบบ Log-domain ที่เกิดผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ (r_π , C_π และ C_μ) โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ HFA3046 ตัวเก็บประจุ $C_1=50\text{pF}$ และ 100pF และ ใช้กระแสไบแอส $I_B=1\mu\text{A}$ โดยวิเคราะห์ห้ด้วยว่าตัวเก็บประจุค่าใด ให้ความคลาดเคลื่อนที่น้อยกว่า เพราะเหตุใดทำไมถึงเป็นเช่นนั้น

6.8 หากสลัอินพุตในวงจร Log-domain ดังรูปที่ 6.74 โดยให้อินพุตเป็น I_2 จงวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $\frac{I_O}{I_2}$



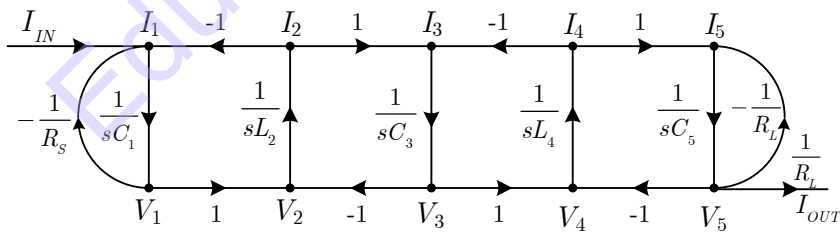
รูปที่ 6.74 วงจรทรานสลิเนียร์ Log-domain สำหรับคำถามข้อ 6.8

6.9 จงออกแบบวงจร Log-domain จากฟังก์ชันตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 6.75 และ ยืนยันด้วยผลจำลองการทำงาน



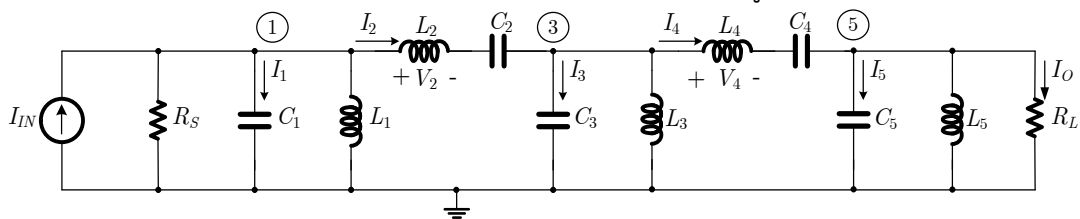
รูปที่ 6.75 บล็อกไดอะแกรมสำหรับคำถามข้อ 6.9

6.10 จากกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 6.76 หากต้องการแปลงให้ทั้งหมดเป็นตัวแปรแรงดัน เพื่อใช้ออกแบบวงจรในรูปแบบแรงดัน จะทำได้อย่างไร จงแสดงวิธีทำ



รูปที่ 6.76 รูปกราฟการไหลสัญญาณสำหรับคำถามข้อ 6.10

6.11 จงเขียนกราฟการไหลสัญญาณขั้นที่ 1 จากวงจร RLC Ladder ดังรูปที่ 6.77



รูปที่ 6.77 วงจร RLC Ladder สำหรับคำถามข้อ 6.11

6.12 จงออกแบบวงจรรองแถบความถี่ต่ำผ่าน Elliptic แบบ Log-domain จากวงจรแพสซีฟต้นแบบ โดยใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic ต้นแบบรูปที่ 6.55 ด้วยค่าอุปกรณ์แพสซีฟเป็นดังต่อไปนี้ $R_s = R_L = 1\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = 120\text{nF}$, $C_4=12\text{nF}$, $L_1 = L_2 = L_3 = 120\text{nF}$ $L_4= 1.2\mu\text{H}$ โดยกำหนดให้ $k_f=4.17\times 10^{-3}$ จำลองผลการทำงานเปรียบเทียบกับวงจรต้นแบบ และ ปรับกระแสไบแอสในช่วงดังต่อไปนี้ I_B [1, 10, 100, 1000] μA

6.13 จากตัวควบคุม PID แบบ Log-domain หากต้องการปรับค่าฟังก์ชันถ่ายโอนให้ได้ตามสมการต่อไปนี้ จะมีวิธีอย่างไร (กำหนดให้ใช้ค่าตัวเก็บประจุไม่ต่ำกว่า 50pF)

$$H_{PID} s = 2 + \left(\frac{50 \times 10^6}{s} \right) + s100 \times 10^9$$

6.14 จงวาดรูปการตอบสนองเชิงขนาดของฟังก์ชัน PID ในหัวข้อ 6.12

Education use only

เอกสารอ้างอิง

- [1] B. Gilbert, "Translinear circuits: a proposed classification," *Electron. Lett.*, Vol.11, pp. 14-16, 1975.
- [2] E. Seevinck, "Analysis and synthesis of translinear integrated circuits," Elsevier, Amsterdam, 1988.
- [3] R. Genin and R. Kohn, "Sinusoidal frequency doubler," *Elec. Letters*, vol. 15, no. 2, pp. 47-48, Jan. 1979.
- [4] R.W. Adams, "Filtering in the log domain," 63rd Convention A.E.S., LA, preprint 1470, May 1979.
- [5] Y. Tsvividis, "Externally linear, time-invariant systems and their application to companding signal processors," *IEEE Trans. on Circuits & Systems II*, vol. 44, no. 2, pp. 65-85, Feb. 1997.
- [6] M. Punzenberger and C. Enz, "A compact low-power BiCMOS Log-domain filter," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 7, pp.1123-1129, July 1998.
- [7] D. Frey, "Log-domain filtering for RF applications," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 10, pp. 1468-1475, Oct. 1996.
- [8] M. N. El-Gamal and G. W. Roberts, "Very high-frequency Log-domain bandpass filters," *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, vol. 45, no. 9, pp. 1188-1198, Sept. 1998.
- [9] C. Toumazou, F.J. Lidgley, D.G. Haigh, "Analog IC design: the current-mode approach," Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1990.
- [10] **P. Prommee**, N. Sra-ium, K. Dejhan, "High-frequency Log-domain current-mode multiphase sinusoidal oscillator," *IET Circuits Devices Syst.*, Vol. 4, Issue. 5, pp. 440–448, Sep. 2010.
- [11] **พิพัฒน์ พรหมมี** "หลักการตัวกรองความถี่แอนะล็อก," คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2553.
- [12] **P Prommee**, K. Dejhan, "Single-input Multiple-output Tunable Log-domain Current-mode Universal Filter," *Radioengineering*, Vol. 22, No.2, pp.474-484, June 2013.
- [13] J. Wu, E. El-Masry, "Current-mode ladder filters using multiple output current conveyors," *IEE Circuits, Devices and Systems*, vol. 143, no. 4, pp. 218–222, 1996.
- [14] A. Jiraseree-amornkun, W. Surakamponorn, "Efficient implementation of tunable ladder filters using multi-output current controlled conveyors," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Vol.62, Issue 1, pp. 11–23, Jan. 2008.
- [15] D. Perry, and G. W. Roberts, "The Design of Log-Domain Filters Based on the Operational Simulation of LC Ladders," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, Vol.43, no.11, pp.763-774, Nov. 1996.

- [16] **P. Prommee**, P. Thongdit, K. Angkeaw, "Log-domain high-order low-pass and band-pass filters," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 79, pp.234-242, Sep. 2017.
- [17] L.P. Huelsman, *Active and Passive Analog Filter Design*. McGraw-Hill Inc., International Edition, 1993.
- [18] K. Ogata, "Modern Control Engineering," Prentice Hall, USA, 2010.
- [19] C. Erdal, A. Toker, C. Acar, "OTA-C based proportional-integral-derivative (PID) controller and calculating optimum parameter," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, Vol. 9, no. 2, pp. 189-198, 2001.
- [20] E. Yuce, S. Tokat, A. Kizilkaya, and O. Cicekoglu, "CCII-based PID controllers employing grounded passive components," *International Journal of Electronics and Communication*, Vol. 60, no. 5, pp. 399-403, 2006.
- [21] **P. Prommee**, N. Wongprommoon, M. Kumngern and W. Jaikla, "Low-Voltage Low-Pass and Band-Pass Elliptic Filters Based on Log-Domain Approach Suitable for Biosensors," *Sensors*, Vol.19, No.24, 5581, Dec. 2019.
- [22] S.S. Gupta, D.R. Bhaskar, R.Senani, "New analog inverse filters realized with current feedback op-amps," *International Journal of Electronics*, vol. 98, no. 8, pp. 1103-1113, 2011.
- [23] **P. Prommee**, K. Angkeaw, "High performance electronically tunable Log-domain current-mode PID controller," *Microelectronics Journal*, Vol. 72, pp.126-137, Feb. 2018.

Education use only

บทที่ 7

วงจรรวมสำหรับความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

ในหลายทศวรรษที่ผ่านมา วิธีการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบแอกทิฟมากมายได้ถูกนำเสนอ [1] แต่ไม่ทั้งหมดที่รองรับสำหรับการออกแบบวงจรรองความถี่สูง เพราะวงจรรองเหล่านี้ต่างมีโหนดวางภายใน (ซึ่งโหนดนั้นจะเสมือนมีตัวเก็บประจุแฝงต่อกับกราวด์) ดังนั้นการใช้บล็อกแอกทิฟจึงอาจจะไม่สามารถที่จะทำให้วงจรรองความถี่ทำงานที่ความถี่สูงได้ เนื่องจากข้อจำกัดในบล็อกแอกทิฟเอง จึงจำเป็นต้องใช้การออกแบบเฉพาะเพื่อจะสร้างวงจรรองความถี่ให้ทำงานในย่านความถี่สูงได้ แม้ว่าในเทคโนโลยีปัจจุบันการสร้างวงจรรวมสามารถสร้างอุปกรณ์แพสซีฟเช่น ตัวต้านทาน ขดลวดเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุได้ ซึ่งหากไม่จำเป็นจริงๆ แล้ว อุปกรณ์พวกตัวต้านทาน และ ขดลวดเหนี่ยวนำ มักจะถูกหลีกเลี่ยงเพราะใช้พื้นที่ชิปจำนวนมาก และ โดยเฉพาะหากจะสร้างขดลวดเหนี่ยวนำ โดยส่วนมากมักจะใช้ในงานด้านบล็อกสัญญาณความถี่สูงของแหล่งจ่ายในวงจรรวม การสร้างขดลวดเหนี่ยวนำให้มีคุณสมบัติเหมือนอุดมคติ (ค่า Q สูง) นั้นทำได้ยากในวงจรรวม เนื่องจากมีค่าองค์ประกอบแฝงต่างๆ เกิดขึ้นมากมาย ดังนั้นการจะออกแบบวงจรรองความถี่โดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรรวมจึงเป็นไปได้ยาก โดยหลักการทั่วไปแล้วการออกแบบวงจรรองความถี่ในแบบวงจรรวมนั้น จะใช้วงจรรขยายกับตัวเก็บประจุ เป็นหลัก และ อาจจะมีตัวต้านทานร่วมอยู่ด้วยในบางกรณี ในกรณีความถี่สูงก็เช่นกัน วงจรรขยายที่ใช้จะต้องมีการตอบสนองความถี่สูงที่ดีด้วย ซึ่งข้อจำกัดด้านการทำงานที่ความถี่สูงของวงจรรขยายได้อธิบายไว้ในหัวข้อถัดไป ในบทนี้จะกล่าวถึงในบางหลักการที่สามารถสังเคราะห์วงจรรองสำหรับความถี่สูงมาก ไม่ได้มีวัตถุประสงค์ที่จะเป็นคู่มือสำหรับการสังเคราะห์วงจรรวมแบบสมบูรณ์ แต่เพื่อที่จะให้เข้าใจในข้อจำกัด เงื่อนไข ขอบเขตในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบวงจรรวมที่สามารถทำงานในความถี่สูงมากได้ โดยเทคนิคต่างๆ จะอธิบายโดยตัวอย่างของวงจรรวมที่หลากหลาย

การออกแบบวงจรรองความถี่ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูง และ สามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้นั้น ซึ่งจัดว่าเป็นส่วนที่สำคัญมากในระบบสื่อสาร โดยเฉพาะในย่าน VHF ไม่ว่าจะอยู่ในเครื่องมือสื่อสารแบบพกพา การดีมอดูเลตในเครื่องรับวิทยุ โทรทัศน์ ในระบบแปลงความถี่ลง (Down-Converter) การแยกสัญญาณ Upper Side band หรือ Lower Side band ซึ่งสามารถออกแบบได้หลายแนวทาง เช่น การใช้ทรานสดักเตอร์และตัวเก็บประจุ (Gm-C) และ ใช้เทคนิคคลดจุดเชื่อมต่อที่มีตัวเก็บประจุแฝงลงให้น้อยที่สุด [2] ซึ่งการปรับจูนค่าความถี่ทำได้แคบตามข้อจำกัดของทรานสดักเตอร์ การออกแบบให้วงจรรองความถี่ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ อีกทั้งยังสามารถปรับค่าได้กว้าง จึงเป็นที่สนใจ ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงแนวทางการออกแบบวงจรรองความถี่รูปแบบกระแส โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์เป็นหลัก ทำงานที่ความถี่สูงได้ดี และ ปรับจูนความถี่ได้กว้าง รวมถึงใช้ไฟเลี้ยงที่ต่ำ เหมาะสำหรับการสร้างเป็นวงจรรวม

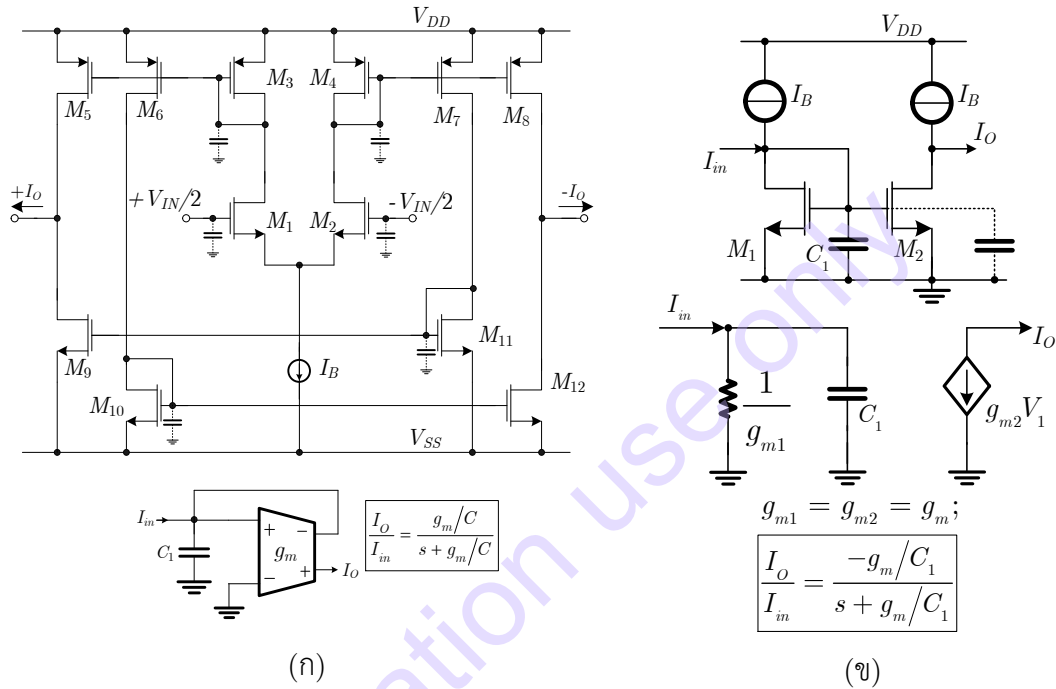
7.1 ข้อจำกัดสำหรับวงจรรองความถี่สูงมาก

7.1.1 ต้องมีโหนดตัวเก็บประจุแฝงต่อกราวด์น้อยที่สุด

ในวงจรรองความถี่สูงมาก ค่าตัวเก็บประจุหลักและค่าประจุแฝงนั้นมีนัยสำคัญเท่าๆกัน ดังนั้นข้อจำกัดทั่วไปของวงจรรองนี้คือ ในแต่ละโหนดภายในวงจรรองจะต้องต่อตัวเก็บประจุกับกราวด์เสมอ ไม่เช่นนั้นแล้วค่าประจุแฝงที่โหนดนั้นๆ จะทำให้เกิดกระแสสัญญาณแฝง ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนของคุณสมบัติ

ของวงจรรอง แต่ถ้าทุกโหนดต่อตัวเก็บประจุที่ต้องการกับกราวด์แล้วค่าตัวเก็บประจุจะถูกลำไ้ไปรวมเข้ากับวงจรตัวเก็บประจุหลัก

การออกแบบวงจรรองทั่วไป ที่ทำงานในย่านความถี่เสียง ถึงความถี่ปานกลางจะพบว่าสามารถออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ประเภทบล็อกแอกทิฟ (Active Building Block) ร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟได้ แต่อย่างไรก็ตาม หากจะต้องให้วงจรทำงานที่ย่านความถี่สูง (HF) ถึงความถี่สูงมาก (VHF) การออกแบบวงจรรองความถี่โดยใช้บล็อกแอกทิฟก็ไม่สามารถตอบโจทย์ได้อีกต่อไป แน่แน่นอนว่าการที่บล็อกแอกทิฟไม่สามารถรองรับการทำงานที่ความถี่สูงได้นั้น เนื่องมาจากค่าตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นภายในโหนดต่างๆ ของบล็อกแอกทิฟจากที่กล่าวไว้นั้นเอง



รูปที่ 7.1 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย (ก) สร้างจากซีมอสไอทีเอ (ข) สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์โดยตรง

การออกแบบให้วงจรทำงานในระดับทรานซิสเตอร์ โดยวิเคราะห์วงจรด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กกระแสสลับ (AC-small signal analysis) จะทำให้สามารถลดผลกระทบด้านตัวเก็บประจุแฝงลงไปได้มาก เมื่อลองพิจารณาวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย (Lossy Integrator) ที่สร้างจากซีมอสไอทีเอ (CMOS-Operational Transconductance Amplifier) เปรียบเทียบกับอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 7.1 จะเห็นว่าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่สร้างจากซีมอสไอทีเอในรูปที่ 7.1 (ก) จะมีตัวเก็บประจุแฝงอย่างน้อย 6 ตัว ซึ่งบางตัวมีค่าค่อนข้างสูง ทำให้ส่งผลกระทบต่อการทำงานในย่านความถี่สูง ขณะที่วงจรอินทิเกรเตอร์รูปที่ 7.1 (ข) จะมีตัวเก็บประจุแฝงขนาดเท่ากับตัวเก็บประจุ C_1 เพียงตัวเดียว ซึ่งมีผลต่อวงจรเพียงเล็กน้อย

7.1.2 ความไว (Sensitivity)

การปรับความถี่สามารถแก้ไขค่าเบี่ยงเบนของอุปกรณ์ต่างๆ ได้ก็จริง แต่อย่างไรก็ตามการแปรผันของอุปกรณ์ยังคงเป็นสิ่งที่ทำให้วงจรทำงานผิดพลาด วงจรจึงต้องมีความไวต่อการแปรผันของอุปกรณ์ในช่วงความถี่ที่สนใจ (มักจะเป็น Passband) ในวงจรรองความถี่สูงมาก (VHF) นั้น ตัวเก็บประจุในวงจรจะต้องมีขนาดเล็ก และ มีตัวเก็บประจุแฝงเป็นส่วนประกอบอยู่อย่างมีนัยสำคัญ (20-100%) เนื่องจากตัวเก็บ

ประจุทุกตัวนั้นมีตัวเก็บประจุแฝงในเปอร์เซ็นต์ที่เท่ากัน ดังนั้นเราต้องตระหนักถึงความไม่แม่นยำที่เกิดขึ้นจากสัดส่วนตัวเก็บประจุ

7.1.3 พิสัยพลวัต (Dynamic Range)

พิสัยพลวัตได้ถูกกำหนดโดยสองปัจจัยหลัก คือ พิสัยพลวัตของวงจรรขยาย และ ศักยภาพพิสัยพลวัตของโครงสร้างวงจรรอง ยกตัวอย่าง ถ้าระดับสัญญาณภายในของวงจรรองมีค่าเบี่ยงเบนสูงมาก ทำให้การแกว่งของแรงดันไม่เหมาะในการนำไปใช้ และ พิสัยพลวัตก็จะไม่เหมาะสมด้วย [3] การหาพิสัยพลวัตที่เหมาะสมของโครงสร้างวงจรรองสามารถทำได้โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์

จุดเริ่มต้นของการออกแบบวงจรรองแอกทิฟแบบวงจรรวม จะเริ่มจากการใช้วงจรรองแพสซิฟต้นแบบ การออกแบบวงจรรอนทิเกรเตอร์ การวิเคราะห์ห้วงจรโดยใช้ตัวแปรกระแส แรงดัน กระแสเมช แรงดัน โหนด ข้อมูลเชิงคณิตศาสตร์ที่จำเป็นสำหรับรูปแบบทั่วไปของวงจรรองเช่น Chebyshev, Elliptic และ Butterworth ที่อยู่ในตารางในหนังสือ [4] หรือ จากการคำนวณโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

7.1.4 วงจรรองแบบ RLC-Ladder

วงจรรอง RLC-Ladder จัดว่าเป็นวงจรรองที่มีประสิทธิภาพด้านความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ต่ำมากใน Passband [5] จึงมีแนวคิดที่จะใช้โครงสร้างของ RLC-Ladder มาสร้างเป็นวงจรรองแบบแอกทิฟ โดยเริ่มต้นจากการออกแบบวงจรรองแพสซิฟต้นแบบให้มีความเหมาะสม ซึ่งมักจะเป็นวงจรรอง RLC-Ladder แพสซิฟแบบปลายปิดคู่ มีนักวิจัยหลายคนได้ใช้วิธีการเลียนแบบวงจรรอง RLC-Ladder โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟซึ่งพบว่ายังมีคุณสมบัติด้านความไวที่ต่ำอยู่ [6] โดยความไวของวงจรรองแบบแพสซิฟต้นแบบและวงจรรอนทิเกรเตอร์ จะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 7.4 นอกจากนี้วงจรรองแบบ RLC-Ladder ยังมีศักยภาพที่ดีในด้านพิสัยพลวัต ระดับสัญญาณภายในที่โหนดของวงจรรองใกล้เคียงกันตลอดในช่วง Passband ระดับสัญญาณรบกวนของการเลียนแบบวงจรรองแบบ RLC-Ladder นั้นก็ยังมีค่าต่ำ [7] ในหัวข้อที่ 7.2.2-7.2.4 จะอธิบายวิธีการสังเคราะห์ห้วงจรรองอันดับสูงทั้งในแบบ Chebyshev และ Elliptic ด้วยเทคนิคต่างๆ ทั้งการสังเคราะห์ด้วยกราฟการไหลของสัญญาณ (Signal-Flow Graph) และ การสังเคราะห์โดยใช้ฟังก์ชันไบควอด พร้อมแสดงผลการทำงานเชิงเปรียบเทียบ

7.2 วิธีการสังเคราะห์ห้วงจรรองความถี่สูง

7.2.1 วงจรรอนทิเกรเตอร์ความถี่สูง

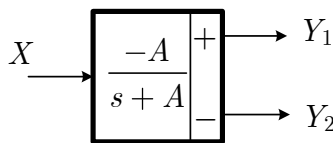
จากที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 7.1.4 ว่าวงจรรองความถี่แบบ RLC Ladder นั้นมีข้อได้เปรียบในการสร้างเป็นวงจรรองความถี่ เช่น ความไวต่ำ และ พิสัยพลวัตที่กว้าง อีกทั้งเหมาะสมในการออกแบบเป็นวงจรรองอันดับสูง การใช้วงจรรอนทิเกรเตอร์กับตัวเก็บประจุ (g_m-C) ก็เป็นวิธีหนึ่งที่นิยมนำมาสร้างเป็นวงจรรอนทิเกรเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามด้วยหลักการของ g_m-C นั้น สามารถสร้างได้หลายวิธี เช่น สร้างวงจรรอนทิเกรเตอร์ที่รองรับความถี่สูงที่สามารถปรับค่าได้ [8] และ นำมาต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ ส่วนอีกวิธีที่นิยมคือสร้างเป็นรอนทิเกรเตอร์ความถี่สูงโดยตรง [9] ซึ่งในบทนี้จะเน้นไปที่การใช้รอนทิเกรเตอร์ความถี่สูงโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์มาสร้างเป็นวงจรรองความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

การสร้างวงจรรวมอินทิเกรตอร์นั้นนับว่าเป็นเรื่องไม่ยุ่งยากมากนัก ถ้าใช้อุปกรณ์ในกลุ่มบล็อกแอกทิฟ เช่น ออปแอมป์ (OPAMP), โอทีเอ หรือ สายพานกระแส (CCII) แต่เนื่องจากอินทิเกรตอร์จะต้องทำงานในย่านความถี่สูง ดังนั้นการใช้อุปกรณ์แอกทิฟดังกล่าวมักจะไม่สามารถตอบโจทย์เรื่องความถี่สูงได้ดีมากนัก เนื่องจากในบล็อกแอกทิฟเหล่านั้นมีทรานซิสเตอร์ต่อรวมกันเป็นหลายสิบตัว ทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฝงที่โหนดภายในเป็นจำนวนมาก ซึ่งตัวเก็บประจุแฝงเหล่านั้นจะเป็นตัวจำกัดการทำงานที่ความถี่สูงดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 7.1 การออกแบบให้วงจรรวมอินทิเกรตอร์ให้สามารถทำงานในความถี่สูงได้จึงเป็นเรื่องที่จำเป็น เมื่อพิจารณาถึงการออกแบบให้วงจรรวมทำงานที่ความถี่สูงได้ และ ยังต้องให้วงจรมีขนาดเล็กเพื่อเหมาะจะสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งควรต้องใช้ไฟเลี้ยงต่ำ เพื่อประหยัดกำลังงาน และ เหมาะกับอุปกรณ์สื่อสารแบบพกพาในยุคใหม่ ความเป็นไปได้ในการออกแบบคือ วงจรขยายจะต้องใช้มอสทรานซิสเตอร์ และ ใช้ตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์แพสซีฟเท่านั้น โดยหลีกเลี่ยงตัวต้านทานและขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งการทำงานของวงจรรวมจะทำงานในระดับแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ในรูปแบบกระแส และ ลดผลกระทบของตัวเก็บประจุแฝงให้น้อยที่สุด

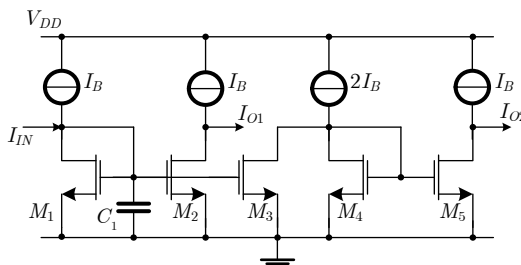
ก) อินทิเกรตอร์แบบสูญเสีย (Lossy Integrator)

วงจรรวมอินทิเกรตอร์แบบสูญเสีย ไม่ใช่เป็นบริบทเชิงคุณภาพ หรือ คุณภาพไม่ดี แต่ที่เรียกว่าอินทิเกรตอร์แบบสูญเสีย เนื่องจากในช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่ตอบสนอง อินทิเกรตอร์สูญเสียคุณสมบัติความเป็นอินทิเกรตอร์ไป แต่จะทำตัวเป็นวงจรรวมขยายธรรมดาแทน แต่เมื่อถึงช่วงความถี่ตอบสนองวงจรรวมก็จะทำงานเป็นอินทิเกรตอร์ปกติ ซึ่งถ้ามองอีกมุมหนึ่งพฤติกรรมแบบนี้ก็คือคุณสมบัติของ วงจรรวมความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งนั่นเอง สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 7.2 และมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นดังสมการที่ (7.1) การสร้างวงจรรวมอินทิเกรตอร์แบบสูญเสียนั้น สามารถสร้างได้หลายวิธีโดยใช้บล็อกแอกทิฟเช่น OPAMP [10] หรือ โอทีเอ [11] ก็ได้ แต่การสร้างอินทิเกรตอร์ความถี่สูงนั้น จะใช้โครงสร้างของวงจรรวมสะท้อนกระแสอย่างง่ายต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ดังรูปที่ 7.3

$$\frac{Y_1}{X} = \frac{-Y_2}{X} = \frac{-A}{s + A} \quad (7.1)$$



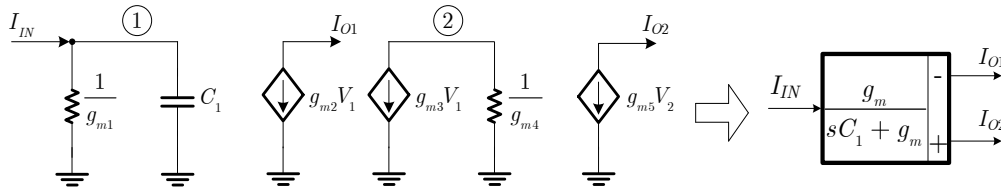
รูปที่ 7.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินทิเกรตอร์แบบสูญเสีย



รูปที่ 7.3 วงจรรวมอินทิเกรตอร์แบบสูญเสียความถี่สูงรูปแบบกระแส

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กอย่างง่ายของวงจรรวมรูปที่ 7.3 สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 7.4 โดยสมมติให้ ความนำ และ ตัวเก็บประจุมีค่าต่ำมาก ทำให้สามารถมองข้ามองค์ประกอบแฝง เช่น ความนำแฝง g_{ds} และ ตัว

เก็บประจุแฝง C_{gs} และ C_{gd} ได้ ทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของทั้งสองเอาต์พุตเป็นดังสมการที่ (7.2) และ (7.3)



รูปที่ 7.4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กอย่างง่ายของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสัญญาณคู่

$$\frac{I_{O1}}{I_{IN}} = \frac{-g_{m2}}{sC_1 + g_{m1}} \quad (7.2)$$

$$\frac{I_{O2}}{I_{IN}} = \frac{g_{m3}g_{m5}/g_{m4}}{sC_1 + g_{m1}} \quad (7.3)$$

โดยที่ g_{mi} คือค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ i และสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าความนำถ่ายโอนเท่ากัน ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_m$) ทำให้สมการที่ (7.2) และ (7.3) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_{O1}}{I_{IN}} = \frac{-g_m}{sC_1 + g_m} \quad (7.4)$$

$$\frac{I_{O2}}{I_{IN}} = \frac{g_m}{sC_1 + g_m} \quad (7.5)$$

ซึ่งค่าความนำถ่ายโอน (g_m) มีค่าเท่ากับ

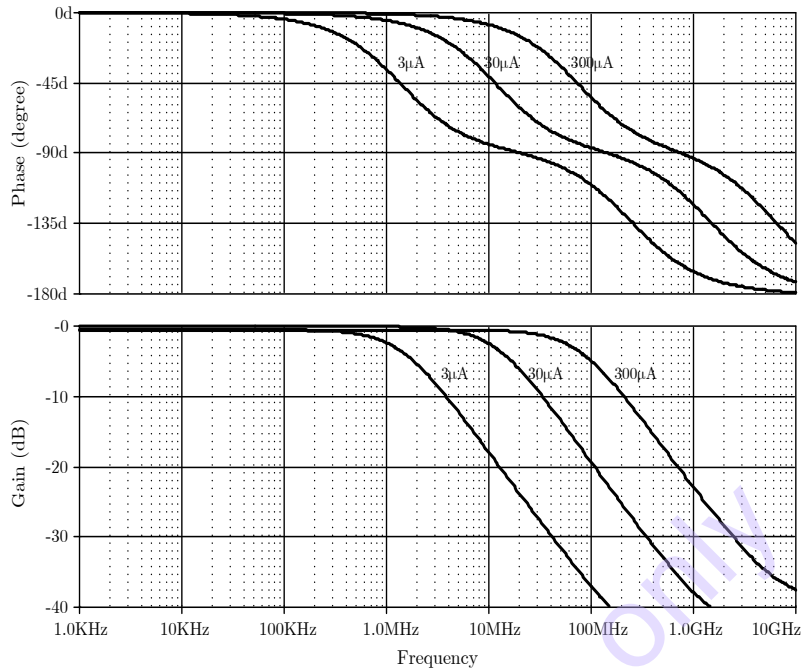
$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_B} \quad (7.6)$$

โดยที่ μ เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอน หรือโฮล C_{ox} เป็นค่าตัวเก็บประจุจากออกไซด์ และ W and L คือค่าความกว้าง ยาว ที่แกนแนลของ MOS ทรานซิสเตอร์ ในสมการที่ (7.6) แสดงให้เห็นว่าค่าความนำถ่ายโอนสามารถปรับค่าได้ตามกระแสไบแอส (I_B)

ตัวอย่างที่ 7.1 จงจำลองผลการตอบสนองทางความถี่และเฟสของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสัญญาณคู่รูปที่ 7.3 เมื่อใช้เทคโนโลยี TSMC $0.18\mu\text{m}$ กำหนดให้ไฟเลี้ยงเท่ากับ 1.5 โวลต์, $C_1=10\text{pF}$, $W/L= 70\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ สำหรับ NMOS ทรานซิสเตอร์ และ $W/L=100\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ สำหรับแหล่งจ่ายกระแส PMOS

```
*****T14Y MOSIS 0.25um *****
.MODEL NMOS1 NMOS (LEVEL=3 TOX=5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.4317311
+PHI=0.7 VTO=-0.4238252 DELTA=0 UO=425.6466519 ETA=0 THETA=0.1754054
+KP=2.501048E-4 VMAX=8.287851E4 KAPPA=0.1686779 RSH=4.062439E-3
+NFS=1E12 TPG=1 XJ=3E-7 LD=3.162278E-11 WD=1.232881E-8
+CGDO=6.2E-10 CGSO=6.2E-10 CGBO=1E-10 CJ= 1.81211E-3 PB=0.5
+MJ=0.3282553 CJSW= 5.341337E-10 MJSW=0.5)
.MODEL PMOS1 PMOS (LEVEL=3 TOX=5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.6348369
+PHI=0.7 VTO=-0.5536085 DELTA=0 UO=250 ETA=0 THETA=0.1573195
+KP=5.194153E-5 VMAX=2.295325E5 KAPPA= 0.7448494 RSH = 30.0776952
+NFS=1E12 TPG=-1 XJ=2E-7 LD=9.968346E-13 WD= 5.475113E-9
+CGDO=6.66E-10 CGSO=6.66E-10 CGBO=1E-10 CJ= 1.893569E-3 PB=0.9906013
+MJ=0.4664287 CJSW= 3.625544E-10 MJSW=0.5)
*****T14Y MOSIS 0.25um *****
```

วิธีทำ



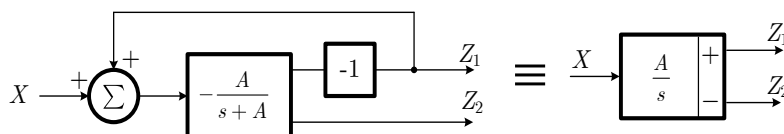
รูปที่ 7.5 ผลการตอบสนองทางเฟส และ แมกนิจูดของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย

รูปที่ 7.5 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่และเฟสของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียรูปที่ 7.3 เมื่อใช้เทคโนโลยี TSMC 0.18µm กำหนดให้ไฟเลี้ยงเท่ากับ 1.5 โวลต์, $C_1=10\text{pF}$, $W/L=70\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ สำหรับ NMOS ทรานซิสเตอร์ และ $W/L=100\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ สำหรับ PMOS ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่แหล่งจ่ายกระแสให้กับวงจร พบว่าวงจรสามารถทำงานเป็นอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียได้ถูกต้อง และ ปรับค่าความถี่ตอบสนองได้จาก 1MHz-100MHz ด้วยการปรับกระแสไบแอสจาก 3µA-300µA

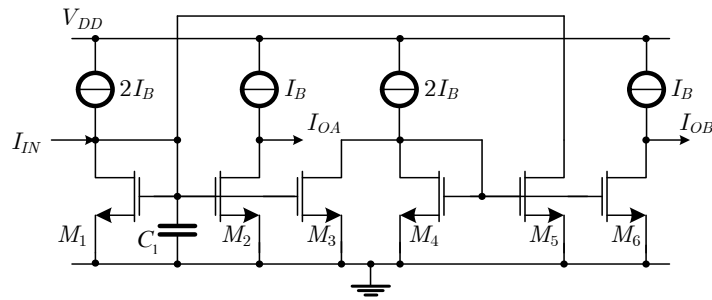
ข) อินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Integrator)

ดังที่กล่าวไว้แล้ววงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย จะสูญเสียความเป็นอินทิเกรเตอร์ไปในช่วงความถี่ต่ำ ในกรณีของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียนั้นจะทำงานเป็นอินทิเกรเตอร์ได้ตลอดทุกช่วงความถี่นั่นเอง ในการออกแบบอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียด้วยบล็อกแอกทิฟ เช่น OPAMP, โอทีเอ สามารถทำได้ง่ายแต่ก็ไม่สามารถรองรับการทำงานที่ความถี่สูงได้ จำเป็นที่จะต้องใช้ออกแบบเฉพาะโดยใช้การป้อนกลับของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียดังรูปที่ 7.6 ซึ่งสามารถดัดแปลงจากอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียรูปที่ 7.2 เพียงเล็กน้อย โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นดังสมการที่ (7.7) และ สร้างด้วยมอสทรานซิสเตอร์ได้ดังในรูปที่ 7.7

$$\frac{Z_1}{X} = \frac{-Z_2}{X} = \frac{A}{s} \tag{7.7}$$

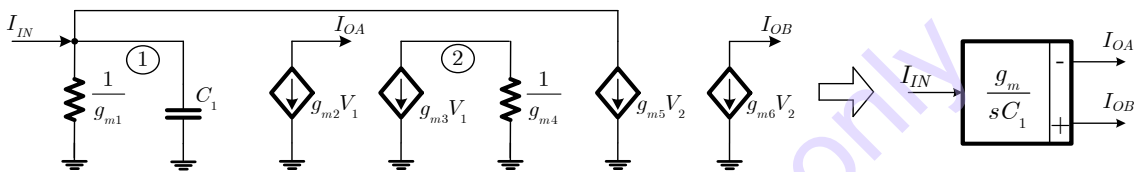


รูปที่ 7.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย



รูปที่ 7.7 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียความถี่สูงรูปแบบกระแส

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กอย่างง่ายของวงจรรูปที่ 7.7 สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 7.8 โดยสมมติให้ ความนำ และ ตัวเก็บประจุมีค่าต่ำมาก ทำให้สามารถมองข้ามองค์ประกอบแฝง เช่น ความนำแฝง g_{ds} และ ตัวเก็บประจุแฝง C_{gs} และ C_{gd} ได้



รูปที่ 7.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กอย่างง่ายของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

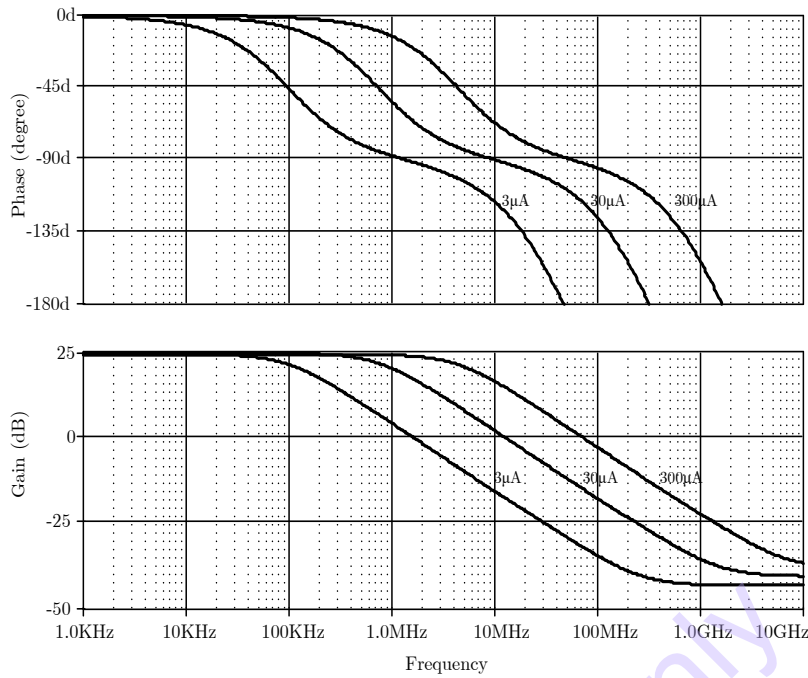
จากรูปที่ 7.8 ด้วยเงื่อนไขเดียวกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย โดยที่ g_{mi} คือค่าความนำถ่ายโอนของ ทรานซิสเตอร์ลำดับที่ i และ สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าความนำถ่ายโอนเท่ากัน ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} = g_m$) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$\frac{I_{OA}}{I_{IN}} = \frac{-g_m}{sC_1} \quad (7.8)$$

$$\frac{I_{OB}}{I_{IN}} = \frac{g_m}{sC_1} \quad (7.9)$$

ตัวอย่างที่ 7.2 จงจำลองผลการตอบสนองทางความขนาดและเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียรูปที่ 7.7 เมื่อใช้เทคโนโลยี TSMC 0.18 μ m กำหนดให้ไฟเลี้ยงเท่ากับ 1.5 โวลต์, $C_1=10$ pF, $W/L=70\mu$ m/ 0.36μ m สำหรับ NMOS ทรานซิสเตอร์ และ $W/L=100\mu$ m/ 0.36μ m สำหรับแหล่งจ่ายกระแส PMOS (ใช้แบบจำลองในตัวอย่างที่ 7.1)

วิธีทำ

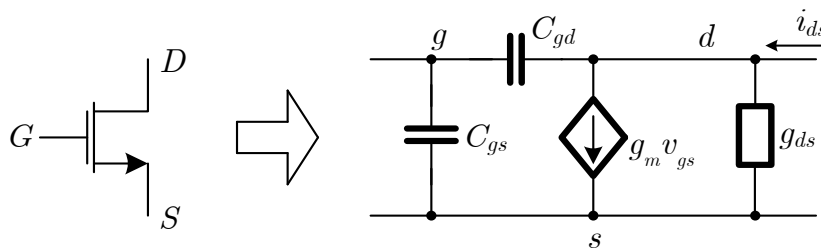


รูปที่ 7.9 ผลการตอบสนองทางเฟส และ แมกนิจูดของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

รูปที่ 7.9 แสดงคุณสมบัติของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย เมื่อใช้เงื่อนไขเดียวกับวงจรในรูปที่ 7.3 ซึ่งพบว่าช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่ตอบสนองวงจรรวมก็ยังสามารถทำงานเป็นอินทิเกรเตอร์ แต่พบความแตกต่างคือ วงจรรวมสามารถทำงานเป็นอินทิเกรเตอร์ได้ถูกต้องตั้งแต่ช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่ตอบสนองมากกว่า 1 Decade โดยมีแมกนิจูดสูงสุดที่ 25 dB และ ปรับค่าความถี่ตอบสนองได้จาก 1MHz-100MHz ตามกระแสไบแอสจาก 3µA-300µA

7.2.2 ผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ ในกรณีที่มีความมอดูเลชันประจุ ซึ่งในกรณีที่ความถี่สูงองค์ประกอบเหล่านี้จะยิ่งส่งผลมากต่อวงจร โดยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กกรณีความถี่สูงจะประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ (C_{gs} และ C_{gd}) ความนำ (ส่วนกลับของความต้านทาน) ที่ขาเดรน-ซอส (g_{ds}) และความนำถ่ายโอน (g_m) ของทรานซิสเตอร์ ทำการวิเคราะห์ว่าองค์ประกอบใดมีผลกระทบอย่างไรต่อการออกแบบวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ ในการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมความถี่ รวมถึงการป้องกันหรือหลีกเลี่ยงผลกระทบเหล่านี้จะต้องทำอย่างไร โดยทรานซิสเตอร์ NMOS สามารถเขียนแทนด้วยแบบจำลองขนาดเล็กความถี่สูงดังรูปที่ 7.10



รูปที่ 7.10 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

ก) ผลกระทบจากตัวเก็บประจุแฝง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงตัวเก็บประจุแฝง (C_{gs} และ C_{gd}) ว่ามีผลกระทบอย่างไรต่ออินทิเกรเตอร์ในความถี่สูง โดยจะแยกเป็นอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย และไม่สูญเสีย เพื่อให้สามารถอธิบายได้ง่ายขึ้นจะแยกการพิจารณาออกเป็นเฉพาะ C_{gs} และ C_{gd} โดยสรุปเป็นสมการในแต่ละหัวข้อ

• วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย

ใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 7.10 มาวิเคราะห์เช่นเดียวกับในรูปที่ 7.4 อีกครั้งหนึ่ง โดยอันดับแรกจะพิจารณาเฉพาะตัวเก็บประจุที่เกต-เดรน (C_{gd}) เท่านั้น ว่ามีผลกระทบต่อฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟสอย่างไร โดยสมมติให้ค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟส กรณีที่มี C_{gd} รวมอยู่ด้วย จะได้เป็น

$$\frac{I_{O1}}{I_{IN}} = \frac{-g_m}{g_m + s(C_{gd2} + C_1)} \quad (7.10)$$

$$\frac{I_{O2}}{I_{IN}} = \frac{g_m}{g_m + s(3C_{gd2} + C_{gd4} + C_1)} \quad (7.11)$$

ในทำนองเดียวกัน กรณีของผลกระทบของตัวเก็บประจุเกต-ซอส (C_{gs}) จะมีผลกระทบต่อฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟสอย่างไร โดยสมมติให้ค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟส กรณีที่มี C_{gs} รวมอยู่ด้วย จะได้เป็น

$$\frac{I_{O1}}{I_{IN}} = \frac{-g_m}{g_m + s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_1)} \quad (7.12)$$

$$\frac{I_{O2}}{I_{IN}} = \frac{g_m}{g_m + s(C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gs1} + C_{gs2} + C_1)} \quad (7.13)$$

จากสมการที่ (7.10)-(7.13) พบว่าผลกระทบของตัวเก็บประจุแฝงต่อประสิทธิภาพของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย ในสถานะอิมิตันตัวเก็บประจุแฝง C_{gd} และ C_{gs} จะแปรผันอยู่ในย่านของกระแสการไบแอสที่ใช้ [12] สำหรับเงื่อนไขนี้ สมมติให้ตัวเก็บประจุแฝง $C_{gdi} = C_{gd}$ และ $C_{gsi} = C_{gs}$ ซึ่ง $C_{gd} = WL_D C_{ox}$ และ $C_{gs} = W((2/3)(L) + L_D) C_{ox}$ ซึ่งก็พบว่าค่าตัวเก็บประจุแฝงทั้ง C_{gd} และ C_{gs} ส่งผลให้ความถี่ตอบสนองของอินทิเกรเตอร์เปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อย เพื่อป้องกันความผิดพลาดนี้ ควรจะต้องกำหนด C_1 อยู่ในเงื่อนไขต่อไปนี้

$$C_1 \gg 4(C_{gs} + C_{gd}) \quad (7.14)$$

• วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

ในกรณีนี้วงจรทำงานที่ความถี่สูง ตัวเก็บประจุแฝงที่ขาเกต-เดรน (C_{gd}) และ เกต-ซอส (C_{gs}) ก็จะมีผลกระทบกับอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟสในรูปที่ 7.8 เช่นเดียวกัน สมมติให้ค่าความนำถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟส กรณีที่มี C_{gd} และ C_{gs} รวมอยู่ด้วย จะได้เป็น

$$\frac{I_{OA}}{I_{IN}} = \frac{-g_m}{s(4C_{gd3} + 4C_{gd5} + C_{gd2} + C_1)} \quad (7.15)$$

$$\frac{I_{OB}}{I_{IN}} = \frac{g_m}{s(4C_{gd2} + 4C_{gd4} + C_{gd5} + C_1)} \quad (7.16)$$

$$\frac{I_{OA}}{I_{IN}} = \frac{-g_m}{s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gs5} + C_1)} \quad (7.17)$$

$$\frac{I_{OB}}{I_{IN}} = \frac{g_m}{s(C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gs5} + C_1)} \quad (7.18)$$

จากสมการที่ (7.15)-(7.18) พบว่าผลกระทบของตัวเก็บประจุแฝงต่อประสิทธิภาพของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย ในสภาวะอิมิตวั้นตัวเก็บประจุแฝง C_{gd} และ C_{gs} จากแปรผันอยู่ในย่านของกระแสการไบแอสที่ใช้ โดยค่าตัวเก็บประจุแฝงทั้ง C_{gd} และ C_{gs} ส่งผลให้ความถี่ตอบสนองของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อย เพื่อป้องกันความผิดพลาดนี้ ควรจะต้องกำหนด C_1 ให้มีค่าอยู่ในเงื่อนไขต่อไปนี้

$$C_1 \gg 9C_{gd} + 5C_{gs} \quad (7.19)$$

เนื่องจากสมการที่ (7.19) มีค่าสูงกว่า (7.14) พบว่าถ้าต้องการลดผลกระทบของตัวเก็บประจุแฝง ควรจะพิจารณาจากสมการที่ (7.19) เป็นหลัก ซึ่งหมายถึงต้องเลือกค่า C_1 ที่ค่อนข้างสูงนั่นเอง

ข) ผลกระทบจากความนำแฝง

ภายใต้เงื่อนไขของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กย่านอิมิตวั้นของมอสทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 7.10 นั้น แหล่งจ่ายกระแสไม่อิสระ $g_m v_{gs}$ จะมีความสำคัญมากในแบบจำลอง ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์จากสมการที่ (7.20)

$$i_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} v_{GS} - V_T^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad (7.20)$$

โดยที่ λ แทนค่าผลกระทบของความยาวของแชนแนล (channel-length modulation) ซึ่งปกติจะมีค่าน้อยกว่า 1 และ ทำให้เกิดความชันของกระแสเดรนเมื่อเพิ่มแรงดันเดรน-ซอส (v_{DS}) เสมือนกับมีตัวต้านทานที่ขาเดรน-ซอส ($r_{DS} = 1/g_{DS}$) ซึ่งค่าความนำของแชนแนล (g_{ds}) จะแปรผันตามค่าความยาว L ผ่านตัวแปร λ หรือ $\lambda \propto 1/L$) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการของความนำของแชนแนลแบบสัญญาณขนาดเล็กได้เป็น

$$\frac{1}{r_{ds}} = g_{ds} = \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} = \frac{\lambda i_{DS}}{1 + \lambda v_{DS}} \approx \lambda i_{DS} \quad (7.21)$$

สมการที่ (7.21) อธิบายผลกระทบโดยตรงของกระแสเดรน (กระแสไบแอส) และ λ ต่อ g_{ds} ซึ่งจะมีผลกระทบต่ออัตราขยายและความถี่ตอบสนองของอินทิเกรเตอร์ ซึ่งผลกระทบนี้เป็นการหลีกเลี่ยงไม่ได้หากต้องการใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบ Short Channel ($L < 5\mu\text{m}$) เพื่อลดขนาดของวงจรรวม และ พื้นที่ของชิป รวมถึงเพื่อลดการใช้กำลังงาน อย่างไรก็ตามการลดลงของอัตราขยายไม่ใช่ปัญหาใหญ่ สามารถชดเชยได้โดยวงจรรัดไป

• วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย

ผลกระทบของค่าความนำแฝง (g_{ds}) สามารถวิเคราะห์ได้โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก และพิจารณาเฉพาะตัวแปร g_{ds} โดยสมมติให้ $g_{mi} = g_m$ และ $g_{dsi} = g_{ds}$ ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียชนิดกลับเฟส และ ไม่กลับเฟส สามารถประมาณค่าได้เป็น

$$\frac{I_{O1}}{I_{IN}} \approx -\left(\frac{g_m + g_{ds}}{g_m + 2g_{ds}}\right) \frac{g_m(g_m + 2g_{ds})/C_1(g_m + g_{ds})}{s + g_m(g_m + 2g_{ds})/C_1(g_m + g_{ds})} \quad (7.22)$$

$$\frac{I_{O2}}{I_{IN}} \approx \left(\frac{g_m}{3g_{ds} + g_m}\right) \frac{g_m(g_m + 3g_{ds})/C_1(g_m + 2g_{ds})}{s + g_m(g_m + 3g_{ds})/C_1(g_m + 2g_{ds})} \quad (7.23)$$

พิจารณาจากสมการที่ (7.22) และ (7.23) แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยาย และ ความถี่ตอบสนองของอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย ได้รับผลกระทบจาก g_{ds} เล็กน้อย หากต้องการจะหลีกเลี่ยงผลกระทบเหล่านี้ควรจะต้องใช้ค่าความนำถ่ายโอน g_m ตามเงื่อนไขต่อไปนี้

$$g_m \gg 3g_{ds} \quad (7.24)$$

จากสมการที่ (7.6) และ (7.24) ความผิดพลาดส่วนนี้สามารถหลีกเลี่ยงได้ถ้าใช้ W ขนาดใหญ่ แต่อย่างไรก็ตาม มีข้อพึงระวังไว้ว่าหากใช้ W ขนาดใหญ่มากเกินไปก็จะมีผลกับค่าตัวเก็บประจุแฝงที่ใหญ่ตามด้วย ก็จะทำให้เกิดผลกระทบจากตัวเก็บประจุแฝงอีก

• วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย

ด้วยเงื่อนไขสมมติแบบเดียวกัน ผลกระทบจากค่าความนำพาเดรน-ซอส (g_{ds}) ต่อฟังก์ชันถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดกลับเฟส และ ไม่กลับเฟสสามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{I_{OA}}{I_{IN}} = \frac{-(g_m)^2}{g_m(g_{ds1} + g_{ds3} + g_{ds4} + g_{ds5}) + sC_1(g_m + g_{ds3} + g_{ds4})} \quad (7.25)$$

$$\frac{I_{OB}}{I_{IN}} = \frac{(g_m)^2}{g_m(g_{ds1} + g_{ds2} + g_{ds3} + g_{ds4}) + sC_1(g_m + g_{ds2} + g_{ds3})} \quad (7.26)$$

จากสมการที่ (7.25) และ (7.26) แสดงให้เห็นว่าค่าความนำแฝง g_{ds} ส่งผลกระทบต่อฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย ซึ่งถ้าสมมติให้ค่าความนำถ่ายโอนของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากัน สมการที่ (7.25) และ (7.26) สามารถลดรูป และ ประมาณค่าได้เป็น

$$\frac{I_{OA}}{I_{IN}} \approx \frac{-g_m}{4g_{ds} + sC_1} = \left(\frac{-g_m}{4g_{ds}}\right) \frac{4g_{ds}/C_1}{s + 4g_{ds}/C_1} \quad (7.27)$$

$$\frac{I_{OB}}{I_{IN}} \approx \frac{g_m}{4g_{ds} + sC_1} = \left(\frac{g_m}{4g_{ds}}\right) \frac{4g_{ds}/C_1}{s + 4g_{ds}/C_1} \quad (7.28)$$

จากสมการที่ (7.27)-(7.28) พบว่าทั้งอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดกลับเฟส และ ไม่กลับเฟส ได้รับผลกระทบจากค่าความนำแฝง g_{ds} โดยจะทำให้เกิดโพลที่ความถี่ต่ำ ($\omega_L = 4g_{ds}/C_1$) ซึ่งเป็นตัวบอกถึงข้อจำกัดของอินทิเกรเตอร์ดังแสดงในฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามผลกระทบนี้เป็นผลกระทบทั่วไป และ ห่างจาก

ความถี่ที่ใช้งานมาก นอกจากนั้นที่ตำแหน่งโพลความถี่ต่ำนั้น ยังพบว่ามีอัตราขยายสูงมากอีกด้วย ($|k| = g_m/4g_{ds}$) ซึ่งที่กล่าวมาก็สอดคล้องกับคุณสมบัติของอินทิเกรเตอร์รูปที่ 7.9

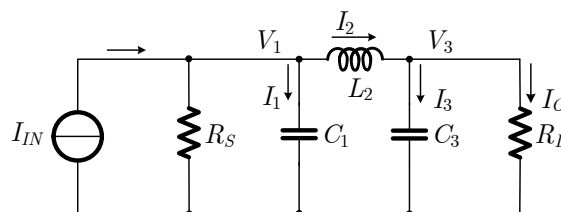
7.2.3 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบ Chebyshev

จากที่ทราบแล้วว่าวงจรรองความถี่ที่มีประสิทธิภาพในการกรองที่ดีนั้น จะต้องตัดสัญญาณที่ไม่ต้องการได้ดี โดยใช้อันดับตัวกรองที่ไม่สูงมาก และ วงจรไม่ซับซ้อน การประมาณค่า Chebyshev ก็เป็นอีกทางเลือกหนึ่งมีการตัดความถี่ได้ดีในอันดับที่เท่ากันเมื่อเทียบกับการประมาณค่าแบบ Butterworth และ ไม่มี Transmission Zero คล้ายกับแบบ Butterworth แต่อาจจะมีการกระเพื่อม (Ripple) ในช่วง Passband มากกว่าเล็กน้อย [13] ซึ่งในงานด้านการสื่อสารแบบพกพานั้น มีความจำเป็นที่ต้องใช้วงจรรองความถี่ที่มีคุณสมบัติทั้งทำงานที่ความถี่สูง ไฟเลี้ยงต่ำ ประสิทธิภาพการกรองสัญญาณสูง ทำให้นักออกแบบเลือกใช้โครงสร้างของ RLC Ladder เป็นต้นแบบ ร่วมกับการประมาณค่าแบบ Chebyshev หรือ Elliptic โดยมีหลายเทคนิคด้วยกันที่สามารถสร้างวงจรรองความถี่มาจากวงจร RLC ต้นแบบได้ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีการกราฟการไหลสัญญาณ (Signal Flow Graph: SFG) ซึ่งเป็นการการประสมประสานพีชคณิตแบบตรงไปตรงมา และการสร้างวงจรรองโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส ในระดับทรานซิสเตอร์เพื่อลดผลกระทบแผ่ง ทำให่วงจรสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดี อีกทั้งยังสามารถนำมาประยุกต์ในงานด้านความถี่ต่ำ [20] เช่นวงจรรองความถี่ในสัญญาณด้านการแพทย์อีกด้วย

การออกแบบวงจรรองความถี่ โดยวิธีการเขียนกราฟการไหลสัญญาณ [9] มาจากการแปลงวงจรรองแบบแพสซีฟต้นแบบ ไปเป็นสัญลักษณ์ที่แสดงความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ระหว่างแรงดันแต่โหนด และ กระแสแต่ละกิ่ง (Branch) กราฟการไหลนี้สามารถแปลงไปสู่วงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบแอกทิฟหลังจากมีการปรับกราฟให้เหมาะสม วงจรสามารถประกอบไปด้วย ทรานสคอนดักเตอร์ ตัวเก็บประจุที่ต่อกราวด์ และตัวเก็บประจุลอยตัว ถ้าเทคโนโลยีไม่สามารถใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวได้ ก็ต้องใช้การสร้างด้วยวิธี Miller Capacitance ทำให้สามารถสังเคราะห์ตัวเก็บประจุลอยตัวในรูปของตัวเก็บประจุต่อกราวด์ได้ โดยอันดับของวงจรรองจะเท่ากับจำนวนตัวแปร การสร้างกราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองต้องใช้จำนวนของอินทิเกรเตอร์ที่เท่ากับอันดับของวงจรรอง

- วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Filter)

การวิเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณ อธิบายด้วยตัวอย่างการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Chebyshev อันดับสาม วงจรรองแบบแพสซีฟต้นแบบคือวงจรรองแบบ RLC ladder [14] เพราะมีคุณสมบัติด้านความไวที่ดีและ ศักยภาพด้านพิสัยพลวัตของวงจร โดยในปี 2015 P.Prommee และ คณะได้นำเสนอการสร้างวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยเลียนแบบจากวงจร RLC Ladder ดังรูปที่ 7.10 เป็นวงจรรองต้นแบบ [9] โดยวงจรรองสามารถปรับค่าได้ระหว่าง 1MHz-100MHz โดยใช้วงจร RLC ladder



รูปที่ 7.11 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Chebyshev อันดับสามรูปแบบกระแสต้นแบบ

จากรูปที่ 7.11 ทำการกำหนดโหนด V_1 และ V_3 และ กระแสแต่ละ Branch เป็น I_1, I_2, I_3 และ I_O ตามลำดับ ใช้การวิเคราะห์ด้วยหลักการ KCL ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน ในวงจรมารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$I_1 = I_{IN} - \frac{V_1}{R_s} - I_2 \quad (7.29)$$

$$V_1 = \frac{I_1}{sC_1} \quad (7.30)$$

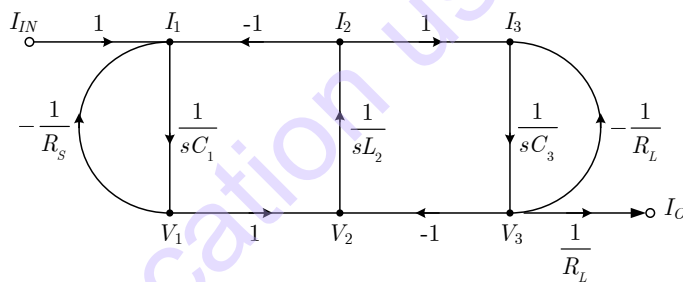
$$V_2 = V_1 - V_3 \quad (7.31)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{sL_2} \quad (7.32)$$

$$V_3 = \frac{I_3}{sC_3} \quad (7.33)$$

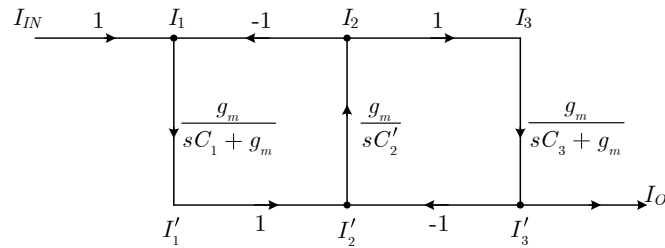
$$I_3 = I_2 - \frac{V_3}{R_L} \quad (7.34)$$

เมื่อนำความสัมพันธ์ของสมการที่ (7.29) ถึง (7.34) มาเขียนเป็นกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 7.12 โดยโหนดที่อยู่ในกราฟครึ่งบนแทนกระแส ส่วนโหนดในกราฟครึ่งล่างแทนแรงดัน

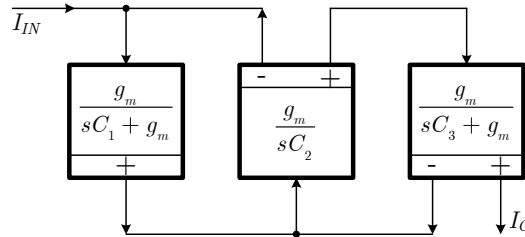


รูปที่ 7.12 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองแบบแพสซีฟต้นแบบในรูปที่ 7.11

จากรูปที่ 7.12 พบว่าจะตัวแปรจะประกอบด้วยฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Integrator) เป็นลักษณะของทรานอิมพีแดนซ์ (Transimpedance) จำนวน 2 ตัว และ ความนำถ่ายโอน (Transconductance) จำนวน 1 ตัว อีกทั้งยังมีความนำถ่ายโอนปกติ จำนวน 2 ตัว และ อัตราขยายทั้งบวกและลบ (Positive and Negative Gain) อีก 6 ตัว เมื่อพิจารณาลึกลงไปก็ยังพบว่า มีลู่วางข่ายและขาเกิดขึ้น 2 ลู่ว ซึ่งก็หมายถึงฟังก์ชันจะเปลี่ยนเป็นอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียได้ และ พร้อมกันนี้ก็จะแปลงโหนดแรงดันด้านล่างให้กลายเป็นโหนดกระแสทั้งหมดโดย Normalized ค่าทรานอิมพีแดนซ์ด้วยค่าความนำถ่ายโอน และ กำหนดให้ $R_s=R_L=1/g_m$ จึงสามารถเขียนเป็นรูปกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 7.13 ซึ่งเปรียบเสมือนการเปลี่ยนค่า L และ C ไปเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ซึ่งอุปกรณ์ L จะกลายเป็น C' ทั้งหมด และ มีการ Scaling ด้วยค่าความนำถ่ายโอน (g_m) นั่นเอง

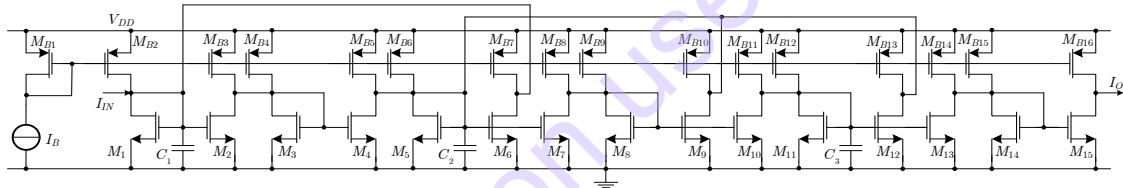


รูปที่ 7.13 กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 7.11 ผ่านการแปลงให้เป็นโหนดกระแสทั้งหมด



รูปที่ 7.14 บล็อกไดอะแกรมวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev อันดับสาม

การสร้างวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev ก็สามารทำได้ไม่ยุ่งยากเพียงแค้ใช้วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ต่อตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 7.14 โดยเมื่อแทนแต่ละบล็อกด้วยวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบซีมอส จากหัวข้อ 7.2.1 จะได้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev อันดับสามโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 7.15

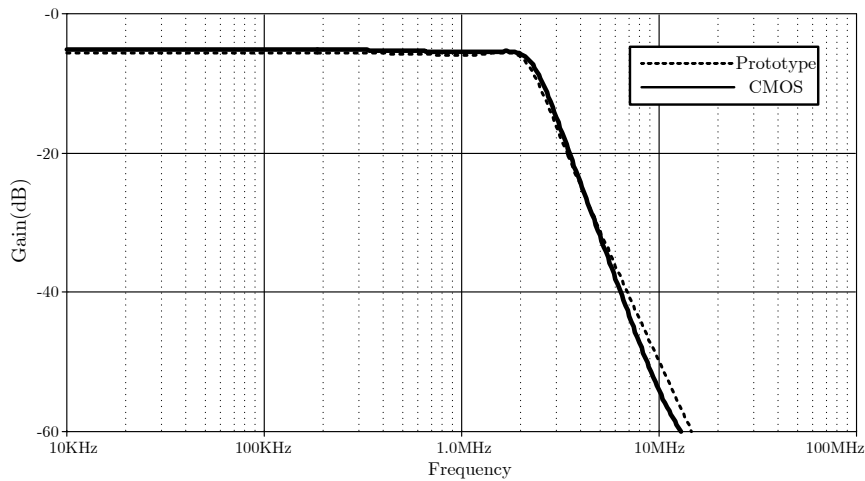


รูปที่ 7.15 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev อันดับสามโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

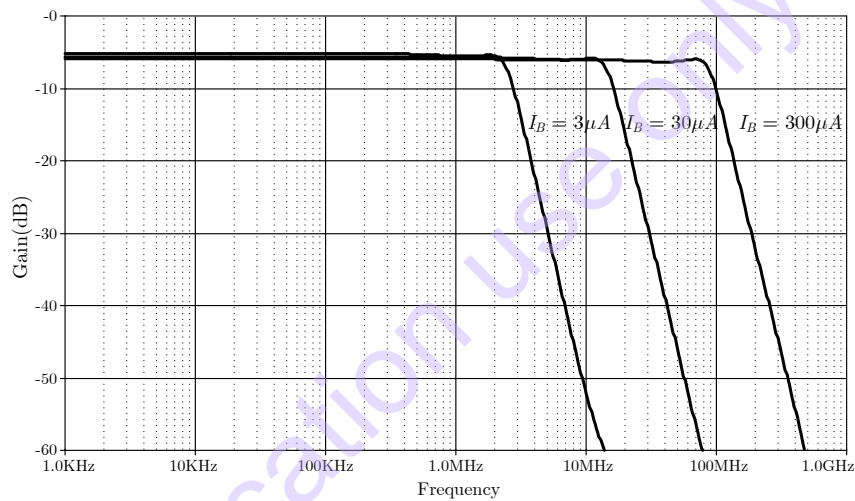
ตัวอย่างที่ 7.3 จากวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev RLC ต้นแบบในรูปที่ 7.11 ตามเงื่อนไขต่อไปนี้ $f_0=2\text{MHz}$, $A_{max}=-6\text{ dB}$ และ มีการกระเพื่อมที่ Passband $=0.1\text{dB}$ [14] ซึ่งทำให้ได้ค่าตัวเก็บประจุ และ ขดลวดเหนี่ยวนำดังนี้ $C_1=C_3=128\text{nF}$, $L_2=88\text{nH}$, $R_s=R_L=1\Omega$ จงสังเคราะห์ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสามใช้มอสทรานซิสเตอร์ ทำการ Scaling ความถี่ด้วยค่า $k_f=100 \times 10^{-6}$ จำลองผลการตอบสนองทางขนาดโดยใช้กระแสไบแอส $I_B=3\mu\text{A}$ และ ปรับกระแสไบแอส $3\mu\text{A}-300\mu\text{A}$ (ใช้ข้อมูลของทรานซิสเตอร์ตามตัวอย่างที่ 7.1)

วิธีทำ

ส่วนการสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่านความถี่สูงโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ จะใช้ค่าขนาดของทรานซิสเตอร์จากวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ในหัวข้อก่อนหน้านี้ และ ทำการ Scaling ความถี่ด้วยค่า $k_f=g_m=100 \times 10^{-6}$ (โดยใช้ $I_B=3\mu\text{A}$) ทำให้ได้ $C_1=C_3=12\text{pF}$, $C_2=8\text{pF}$ ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรมื่อเปรียบเทียบกับวงจรถ้นแบบแสดงในรูปที่ 7.16 พบว่ามีความสอดคล้องกันค่อนข้างดี ส่วนผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรมื่อปรับค่ากระแสไบแอส (I_B) จาก $3\mu\text{A}-300\mu\text{A}$ พบว่าสามารถปรับค่าความถี่ค้ต่อพ้ได้ตั้งแต่ประมาณ $1\text{MHz}-100\text{MHz}$ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 7.17



รูปที่ 7.16 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev อันดับสามโดยใช้ มอสทรานซิสเตอร์ ($I_B=3\mu A$) เปรียบเทียบกับวงจรต้นแบบ



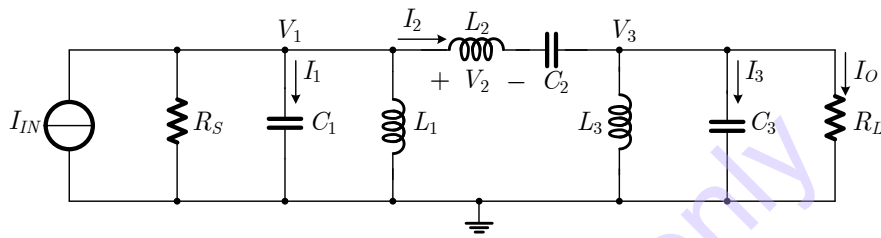
รูปที่ 7.17 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev อันดับสามโดยใช้ มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อปรับกระแสไบแอส

- **วงจรรองแถบความถี่ผ่าน (Band-pass Filter)**

การออกแบบวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev ก็สามารถใช้การวิเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณได้เช่นเดียวกัน โดยจะใช้ร่วมกับทฤษฎีการแปลงโครงข่าย (Network Transformation) [13] โดยหลักการแล้ววงจรรองสัญญาณแบบอื่นก็สามารถใช้ทฤษฎีการแปลงโครงข่าย โดยใช้โครงข่ายวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเป็นโครงข่ายเริ่มต้น โดยอุปกรณ์ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านที่ได้จากการแปลงโครงข่าย แสดงไว้ดังตารางที่ 7.1

ตารางที่ 7.1 ตารางการแปลงโครงข่ายจากวงจรรอง LP ไปเป็น BP

LP prototype	Transformed BP



รูปที่ 7.18 วงจรรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev รูปแบบกระแสที่ได้จากการแปลงโครงข่าย

เมื่อใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน RLC ladder ดังรูปที่ 7.10 เป็นต้นแบบ และ ใช้ตารางที่ 7.1 ในการแปลงโครงข่าย จะได้ผลลัพธ์เป็นโครงข่ายกรองแถบความถี่ผ่าน RLC ladder ดังรูปที่ 7.18 จนกระทั่งในปี 2017 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอการสังเคราะห์เป็นวงจรรองแถบความถี่ผ่านปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยมอสทรานซิสเตอร์ [15] นั้นสามารถทำได้ด้วยกระบวนการคล้ายกับกรณีวงจรรองความถี่ต่ำผ่านในหัวข้อที่แล้ว

จากรูปที่ 7.18 ทำการกำหนดแรงดันตกคร่อม V_1 , V_2 และ V_3 และ กระแสแต่ละ Branch เป็น I_1 , I_2 , I_3 และ I_O ตามลำดับ ใช้การวิเคราะห์ด้วยหลักการ KCL ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน ในวงจรรองสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$V_1 = \frac{I_1}{sC_1} \quad (7.35)$$

$$V_2 = V_1 - V_3 - \frac{I_2}{sC_2} \quad (7.36)$$

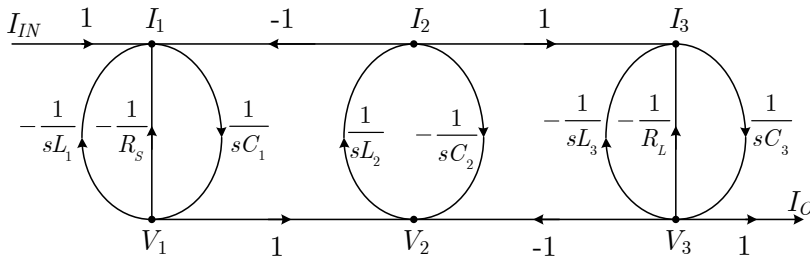
$$V_3 = \frac{I_3}{sC_3} \quad (7.37)$$

$$I_1 = I_{IN} - \frac{V_1}{R_S} - \frac{V_1}{sL_1} - I_2 \quad (7.38)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{sL_2} \quad (7.39)$$

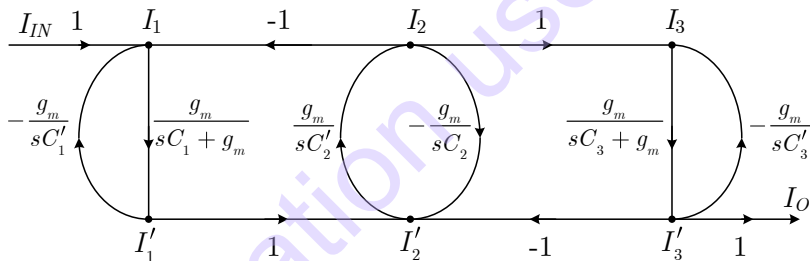
$$I_3 = I_2 - \frac{V_3}{sL_3} - \frac{V_3}{R_L} \quad (7.40)$$

เมื่อนำความสัมพันธ์ของสมการที่ (7.35) ถึง (7.40) มาเขียนเป็นกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 7.19 โดยโหนดที่อยู่ในกราฟครึ่งบนแทนกระแส ส่วนโหนดในกราฟครึ่งล่างแทนแรงดัน

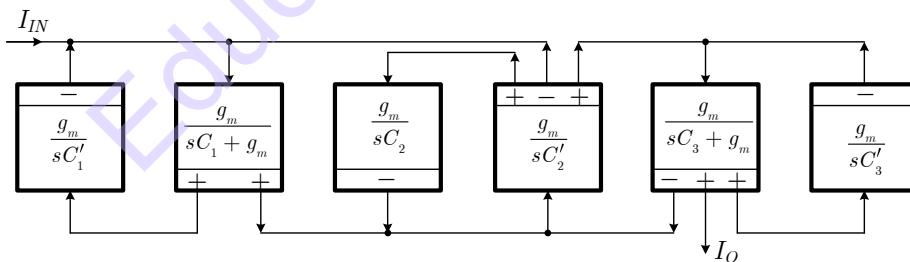


รูปที่ 7.19 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองแบบแคสคอดในรูปที่ 7.18

จากรูปที่ 7.19 พบว่าจะตัวแปรจะประกอบด้วยฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Integrator) เป็นลักษณะของทรานอิมพีแดนซ์ (Transimpedance) จำนวน 3 ตัว และ ความนำถ่ายโอน (Transconductance) อีก 3 ตัว อีกทั้งยังมีความนำถ่ายโอนปกติ 2 ตัวและ อัตราขยายทั้งบวกและลบ (Positive and Negative Gain) อีก 6 ตัว เมื่อพิจารณาถึงลงไปก็ยิ่งพบว่า มีลูปทางซ้ายและขวาเกิดขึ้น 2 ลูป ซึ่งก็หมายถึงฟังก์ชันจะเปลี่ยนเป็นอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียได้ และ พร้อมกันนี้ก็จะแปลงโหมดแรงดันด้านล่างให้กลายเป็นโหมดกระแสทั้งหมดโดย Normalized ค่าทรานอิมพีแดนซ์ด้วยค่าความนำถ่ายโอน และ กำหนดให้ $R_s=R_L=1/g_m$ จึงสามารถเขียนเป็นรูปกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 7.20 ซึ่งเปรียบเสมือนการเปลี่ยนค่า L และ C ไปเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ซึ่งอุปกรณ์ L จะกลายเป็น C' ทั้งหมด และมีการ Scaling ด้วยค่าความนำถ่ายโอน (g_m) นั้นเอง

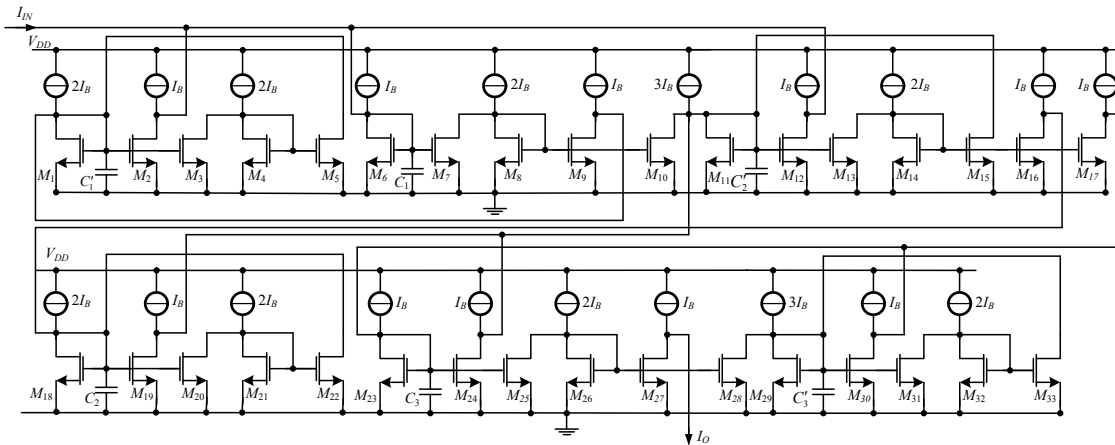


รูปที่ 7.20 กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 7.19 ผ่านการแปลงให้เป็นโหมดกระแสทั้งหมด



รูปที่ 7.21 บล็อกไดอะแกรมวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev

การสร้างวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev ก็สามารทำได้ไม่ยุ่งยากเพียงแค้ใช้วงจรรอนทิเกรเตอร์ต่อตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 7.21 โดยเมื่อแทนแต่ละบล็อกด้วยวงจรรอนทิเกรเตอร์แบบ CMOS จากหัวข้อ 7.2.1 จะได้วงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev อันดับหกโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 7.22

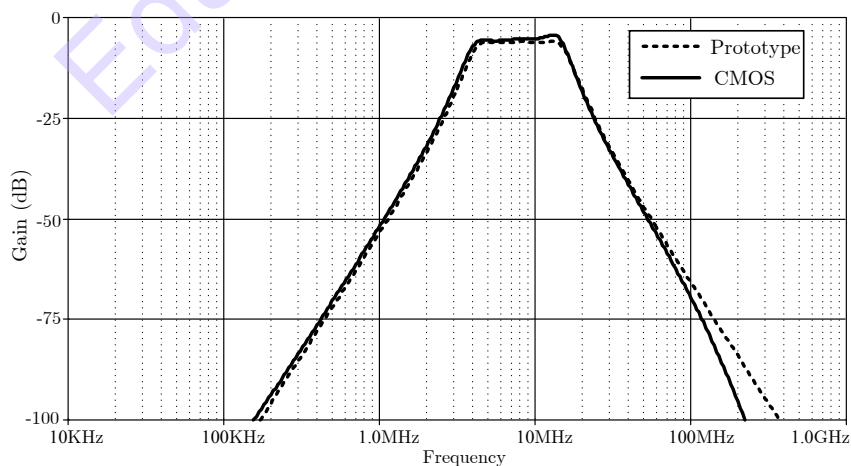


รูปที่ 7.22 วงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev อันดับหกโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

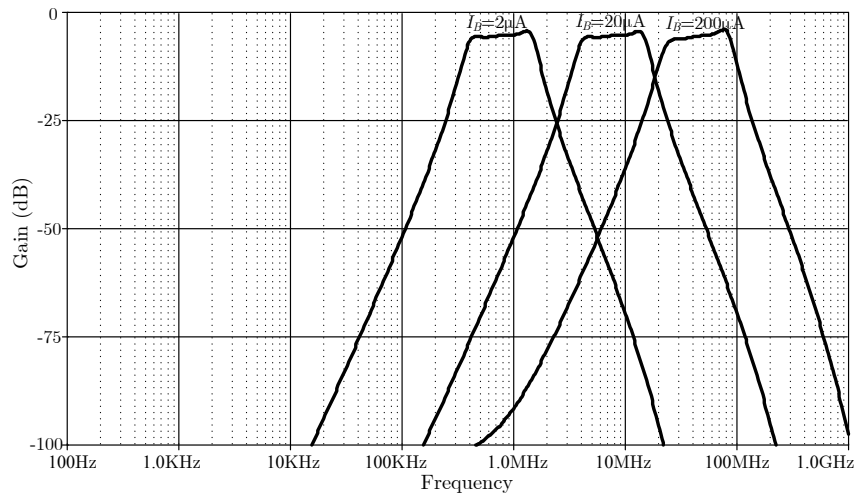
ตัวอย่างที่ 7.4 จากวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev RLC ต้นแบบในรูปที่ 7.18 ตามเงื่อนไขต่อไปนี $f_0=10\text{MHz}$, $A_{max}=-6\text{ dB}$ และ มีการกระเพื่อมที่ Passband $=0.1\text{dB}$ [14] โดยเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ $C_1=C_2=C_3=20\text{nF}$, และ ขดลวดเหนี่ยวนำ $L_1=L_2=L_3=20\text{nH}$ และ ตัวต้านทาน $R_S=R_L=1\Omega$ จงสังเคราะห์ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสามใช้มอสทรานซิสเตอร์ ทำการ Scaling ความถี่ด้วยค่า $k_f=500 \times 10^{-6}$ จำลองผลการตอบสนองทางขนาดโดยใช้กระแสไบแอส $I_B=20\mu\text{A}$ และ ปรับกระแสไบแอส $2\mu\text{A}-200\mu\text{A}$ (ใช้ข้อมูลของทรานซิสเตอร์ตามตัวอย่างที่ 7.1)

วิธีทำ

การสังเคราะห์วงจรรองแถบความถี่สูงโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ จะใช้เทคโนโลยีซีมอส $0.25\mu\text{m}$ แรงดันไฟเลี้ยง 1.5 โวลต์ และ ใช้ค่า $W/L=70\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ กับทรานซิสเตอร์ NMOS ในวงจรอินทิเกรเตอร์ และ ทำการ Scaling ความถี่ด้วยค่า $k_f=g_m=500 \times 10^{-6}$ (โดยใช้ $I_B=20\mu\text{A}$) ทำให้ได้ $C'_1 = C'_2 = C'_3 = C_1 = C_2 = C_3 = 10\text{pF}$



รูปที่ 7.23 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev อันดับหกโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ($I_B=20\mu\text{A}$) เปรียบเทียบกับวงจรถ้นแบบ



รูปที่ 7.24 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev อันดับหกโดยใช้ มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อปรับกระแสไบแอส

ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวมเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรรองแบบแสดงในรูปที่ 7.23 พบว่ามีความสอดคล้องกันค่อนข้างดี มีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อย ส่วนผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวมเมื่อปรับค่ากระแสไบแอส (I_B) จาก $2\mu A$ - $200\mu A$ พบว่าสามารถปรับค่าความถี่คutoff ได้ตั้งแต่ประมาณ 1MHz-100MHz ดังแสดงไว้ในรูปที่ 7.24

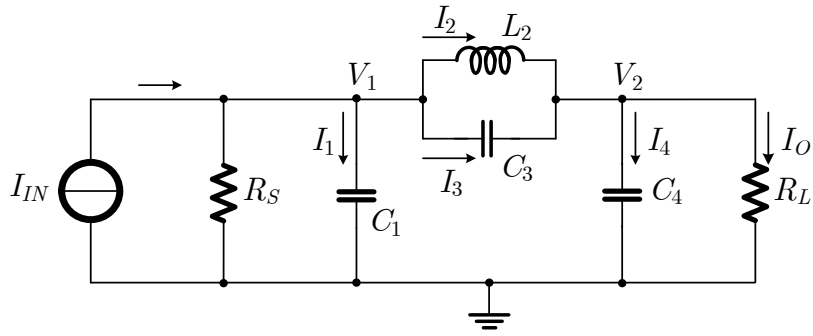
7.2.4 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบ Elliptic

ไม่เพียงแต่วงจรรองจากการประมาณแบบ Chebyshev เท่านั้น ยังมีวงจรรองโดยใช้การประมาณฟังก์ชันแบบ Elliptic ที่สามารถตอบโจทย์ด้านประสิทธิภาพการกรองได้ดีเช่นกัน เนื่องจากการใช้ Transmission Zero ในการบังคับให้ Slope ของ Transition band แคบลง ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพการกรองสัญญาณสูงขึ้น แต่อย่างไรก็ดีต้องแลกมาด้วยด้วยโครงสร้างที่ซับซ้อนกว่า และการฟังก์ชันมี Transmission Zero ทำให้การแปลงเป็นวงจรรวมที่ยุ่งยากขึ้นไปอีก แต่ก็ยังสามารถทำได้เพื่อแลกมาซึ่งประสิทธิภาพ โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีการหาการไหลสัญญาณ และ สร้างวงจรรองแบบ Elliptic โดยใช้เทคโนโลยี CMOS ในระดับทรานซิสเตอร์ เพื่อลดผลกระทบแฝง ทำให่วงจรสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดี

การออกแบบวงจรรอง โดยใช้กราฟการไหลสัญญาณ เพื่อแปลงไปสู่วงจรรวมอิเล็กทรอนิกส์แบบแอคทิฟ นั้น ถ้าวจรมี Transmission Zero จะทำให่วงจรประกอบไปด้วย ทรานสคอนดักเตอร์ ตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ และตัวเก็บประจุลอยตัว แม้ว่าในปัจจุบันการสร้างตัวเก็บประจุในเทคโนโลยีวงจรรวมนั้น สามารถสร้างได้ทั้งตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ หรือ ตัวเก็บประจุลอยตัว แต่ถ้าพิจารณาเรื่องความง่าย ตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ สามารถสร้างได้ง่ายกว่ามาก ซึ่งในหัวข้อนี้จะเป็นการใช้ ตัวแปรในวงจรรองแบบแพสซีฟต้นแบบ และ แปลงเป็นวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์เท่านั้น

- วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Filter)

การวิเคราะห์กราฟการไหลสัญญาณ สามารถอธิบายด้วยตัวอย่างการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic อันดับสาม วงจรรองแบบแพสซีฟต้นแบบคือวงจรรองแบบ RLC ladder [14] เพราะมีคุณสมบัติด้านความไวที่ดี และ ศักยภาพด้านพิสัยพลวัตของวงจรรวม ตัวอย่างนี้แสดงใน [9] โดยวงจรรองสามารถปรับค่าได้ระหว่าง 1MHz-100MHz โดยใช้วงจรรอง RLC ladder ดังรูปที่ 7.25 เป็นวงจรรองต้นแบบ



รูปที่ 7.25 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic อันดับสามรูปแบบกระแส

จากรูปที่ 7.25 ทำการกำหนดโหนด V_1 และ V_2 และ กระแสแต่ละ Branch เป็น I_1, I_2, I_3, I_4 และ I_O ตามลำดับ ใช้การวิเคราะห์ด้วยหลักการ KCL ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน ในวงจรสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$I_1 = I_{IN} - \frac{V_1}{R_S} - I_2 - I_3 \quad (7.41)$$

$$I_3 = V_1 - V_2 \ s C_3 \quad (7.42)$$

$$V_1 = \frac{I_1}{s C_1} \quad (7.43)$$

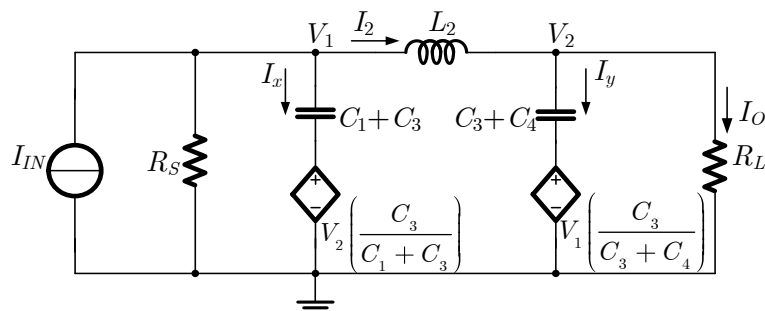
$$V_1 = \frac{I_{IN} - I_2 - V_1 / R_S}{s C_1 + C_3} + V_2 \frac{C_3}{C_1 + C_3} \quad (7.44)$$

$$I_4 = I_2 + I_3 - I_O \quad (7.45)$$

$$V_2 = \frac{I_4}{s C_4} \quad (7.46)$$

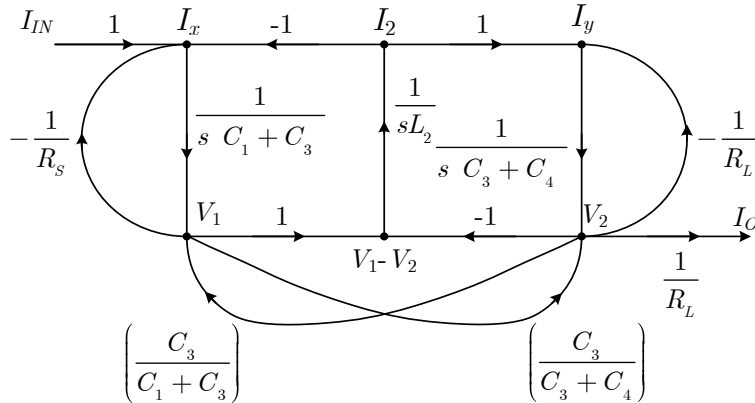
$$V_2 = \frac{I_2 - I_O}{s C_3 + C_4} + V_1 \frac{C_3}{C_3 + C_4} \quad (7.47)$$

จากรูปที่ 7.24 นั้นเมื่อพิจารณากระแส I_3 แล้ว จะไม่สามารถเขียนกราฟการไหลสัญญาณ ในรูปของ อินทิเกรเตอร์โดยตรงได้ ดังนั้นจึงต้องปรับรูปเสียใหม่ด้วยทฤษฎี Miller โดยใช้ความสัมพันธ์สมการที่ (7.41) เขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (7.44) และ ในทำนองเดียวกันเมื่อใช้สมการที่ (7.45) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ เป็นดังสมการที่ (7.47) โดยเปรียบเทียบเหมือนมีวงจรแบ่งแรงดันด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-based voltage Divider) รวมอยู่ในสมการทั้งสองด้วย ซึ่งสามารถเขียนวงจรเทียบเท่าได้ดังรูปที่ 7.26



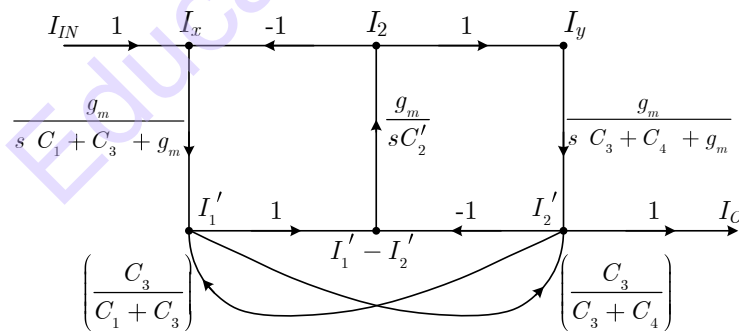
รูปที่ 7.26 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic อันดับสามรูปแบบกระแสแบบเทียบเท่ากับวงจรรูปที่ 7.25

เมื่อนำความสัมพันธ์ของสมการที่ (7.41) ถึง (7.47) มาเขียนเป็นกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 7.27 โดยโหนดที่อยู่ในกราฟครึ่งบนแทนกระแส ส่วนโหนดในกราฟครึ่งล่างแทนแรงดัน

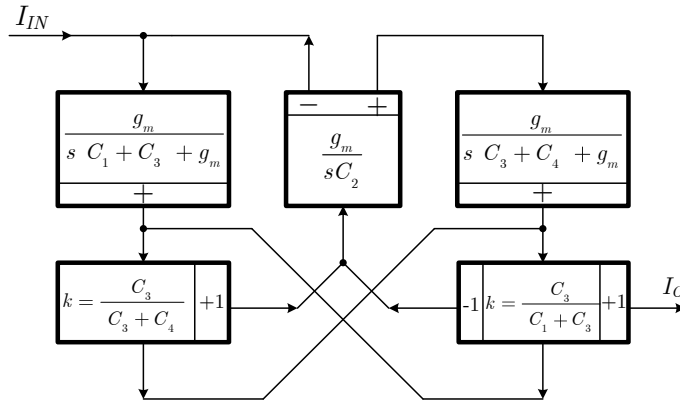


รูปที่ 7.27 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรรองแบบแพสซีฟต้นแบบในรูปที่ 7.24

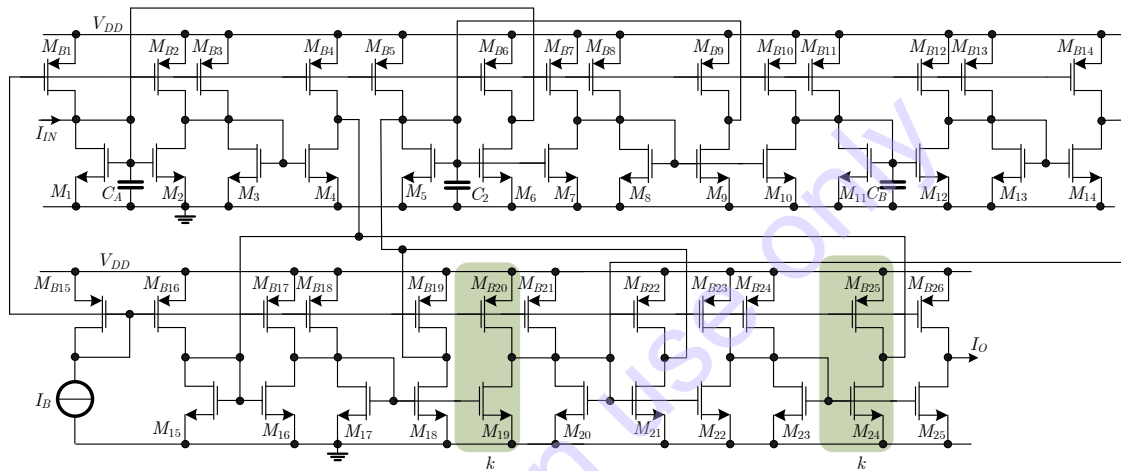
จากรูปที่ 7.27 พบว่าตัวแปรจะประกอบด้วยฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Integrator) เป็นลักษณะของทรานอิมพีแดนซ์ (Transimpedance) จำนวน 2 ตัว และ ความนำถ่ายโอน (Transconductance) จำนวน 1 ตัว อีกทั้งยังมีความนำถ่ายโอนปกติ จำนวน 2 ตัว และ อัตราขยายทั้งบวกและลบ (Positive and Negative Gain) อีก 8 ตัว เมื่อพิจารณาลึกลงไปก็ยิ่งพบว่ามีความซับซ้อนมากขึ้น 2 รูป ซึ่งก็หมายถึงฟังก์ชันจะเปลี่ยนเป็นอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียได้ และ พร้อมกันนี้จะแปลงโหนดแรงดันด้านล่างให้กลายเป็นโหนดกระแสทั้งหมดโดย Normalized ค่าทรานอิมพีแดนซ์ด้วยค่าความนำถ่ายโอน และ กำหนดให้ $R_S=R_L=1/g_m$ จึงสามารถเขียนเป็นรูปกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 7.28 ซึ่งเปรียบเสมือนการเปลี่ยนค่า L และ C ไปเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ซึ่งอุปกรณ์ L จะกลายเป็น C' ทั้งหมด และ มีการ Scaling ด้วยค่าความนำถ่ายโอน (g_m) นั้นเอง



รูปที่ 7.28 กราฟการไหลสัญญาณขั้นสุดท้ายของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic อันดับสาม



รูปที่ 7.29 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic อันดับสาม



รูปที่ 7.30 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Elliptic อันดับสามโดยใช้ มอสทรานซิสเตอร์

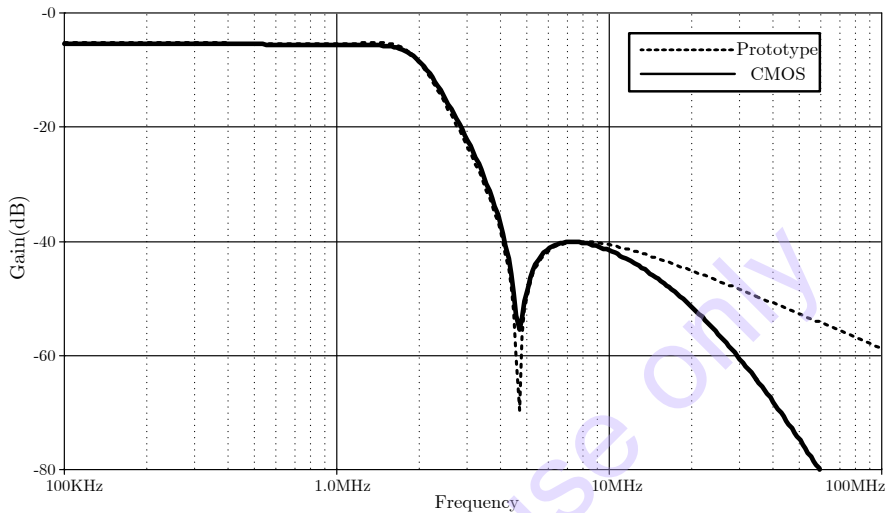
การสร้างวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic ก็สามารทำได้โดยใช้วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ต่อตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 7.29 โดยเมื่อแทนแต่ละบล็อกด้วยวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบซีมอส จากหัวข้อ 7.2.1 จะได้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic อันดับสามโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 7.30 สังเกตว่าจะมีบล็อกเกน (k) และ (± 1) อยู่ 2 ตัว ในทางปฏิบัติสามารถสร้างวงจรรวมนี้ได้จากการปรับค่า W/L ของทรานซิสเตอร์ NMOS ทุกตัวมีค่าเท่ากัน เช่น $W/L=70\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ ส่วนทรานซิสเตอร์ PMOS ที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสมีค่า $W/L=100\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ โดยทรานซิสเตอร์ NMOS พิเศษ (M_{19} and M_{24}) และ PMOS พิเศษ (M_{B20} and M_{B25}) ซึ่งเป็นตัวที่กำหนดค่า $k=0.07$ ในรูปที่ 7.30 ทำได้โดยกำหนดค่า $W/L=4.8\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ และ $W/L=6.8\mu\text{m}/0.36\mu\text{m}$ ตามลำดับ

ตัวอย่างที่ 7.5 จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic อันดับสามโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ด้วยวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic RLC ต้นแบบในรูปที่ 7.25 ตามเงื่อนไขต่อไปนี้ $f_0=2\text{MHz}$, $A_{max}=-6\text{dB}$, $A_{min}=-35\text{dB}$ และ มีการกระเพื่อมที่ Passband $=0.1\text{dB}$ [14] ซึ่งทำให้ได้ค่าตัวเก็บประจุ และ ขดลวดเหนี่ยวนำดังนี้ $C_1=C_4=120\text{nF}$, $C_3=11.4\text{nF}$ $L_2=102.8\text{nH}$ และ $R_s=R_L=1\Omega$ และ ทำการ Scaling ความถี่ด้วยค่า $k_f=100\times 10^{-6}$

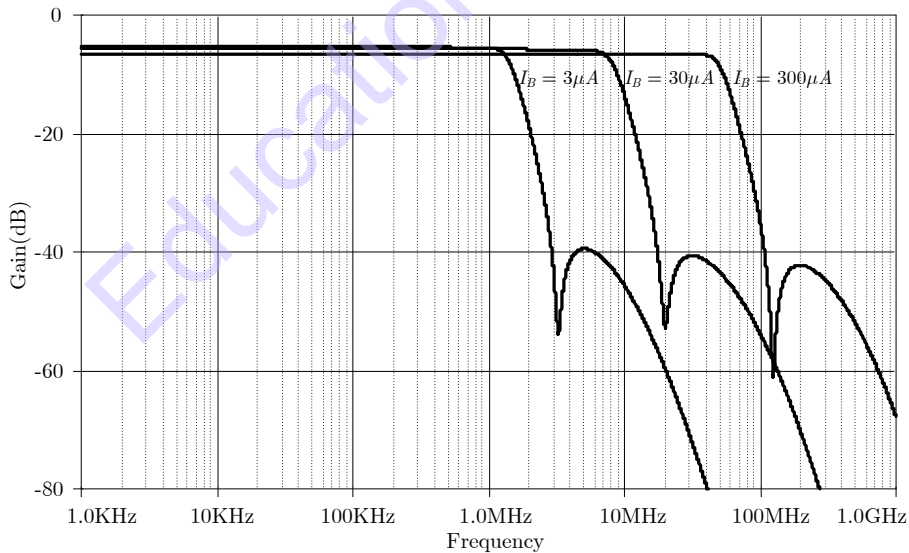
วิธีทำ

การสังเคราะห์วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic อันดับสามโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ จะใช้ค่าขนาดของทรานซิสเตอร์จากวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ในหัวข้อก่อนหน้า โดยที่ $k_f = g_m = 100 \times 10^{-6}$ (โดยใช้ $I_B = 3 \mu A$) ทำให้ได้ $C_A = C_B = (C_1 + C_3) = (C_3 + C_4) = 8.5 \text{ pF}$, $C_2 = 7.5 \text{ pF}$

ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรต้นแบบแสดงในรูปที่ 7.31 พบว่ามีความสอดคล้องกันค่อนข้างดี ส่วนผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเมื่อปรับค่ากระแสไบแอส (I_B) จาก $3 \mu A - 300 \mu A$ พบว่าสามารถปรับค่าความถี่คutoff ได้ตั้งแต่ประมาณ 1MHz-100MHz ดังแสดงไว้ในรูปที่ 7.32



รูปที่ 7.31 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic อันดับสามโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ($I_B = 3 \mu A$) เปรียบเทียบกับวงจรต้นแบบ

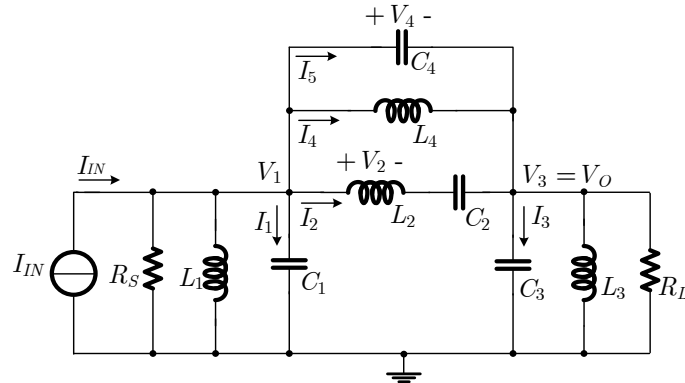


รูปที่ 7.32 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic อันดับสามโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อปรับกระแสไบแอส

- **วงจรรองแถบความถี่ผ่าน (Band-pass Filter)**

ด้วยหลักการเดียวกับหัวข้อ 7.2.2 (ข) เมื่อใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน RLC ladder แบบ Elliptic ดังรูปที่ 7.25 เป็นต้นแบบ และ ใช้ตารางที่ 7.1 ในการแปลงโครงข่าย จะได้ผลลัพธ์เป็นโครงข่ายกรองแถบ

ความถี่ผ่าน RLC ladder ดังรูปที่ 7.33 ซึ่งในกระบวนการสังเคราะห์เป็นวงจรรองแถบความถี่ผ่านด้วยมอสทรานซิสเตอร์ [15], หรือ ซีมอสทรานสคอนดักเตอร์ [21] นั้นสามารถทำได้ด้วยกระบวนการคล้ายกับกรณีวงจรรองความถี่ต่ำผ่านในหัวข้อ 7.2.2 (ข)



รูปที่ 7.33 วงจรรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic รูปแบบกระแสที่ได้จากการแปลงโครงข่าย

จากรูปที่ 7.33 ทำการกำหนดโหนด V_1 , V_2 และ V_3 และ กระแสแต่ละ Branch เป็น I_1 , I_2 , I_3 , I_4 และ I_5 ตามลำดับ ใช้การวิเคราะห์ด้วยหลักการ KCL ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน ในวงจรสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$I_1 = I_{IN} - I_2 - I_4 - I_5 - \frac{V_1}{sL_1} - \frac{V_1}{R_S} \quad (7.48)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{sL_2} \quad (7.49)$$

$$I_3 = I_2 + I_4 + I_5 - \frac{V_3}{sL_3} - \frac{V_3}{R_L} \quad (7.50)$$

$$I_4 = \frac{V_4}{sL_4} \quad (7.51)$$

$$V_1 = \frac{I_{IN} - I_2 - I_4 - \frac{V_1}{sL_1} - \frac{V_1}{R_S}}{s C_1 + C_4} + V_3 \left(\frac{C_4}{C_1 + C_4} \right) \quad (7.52)$$

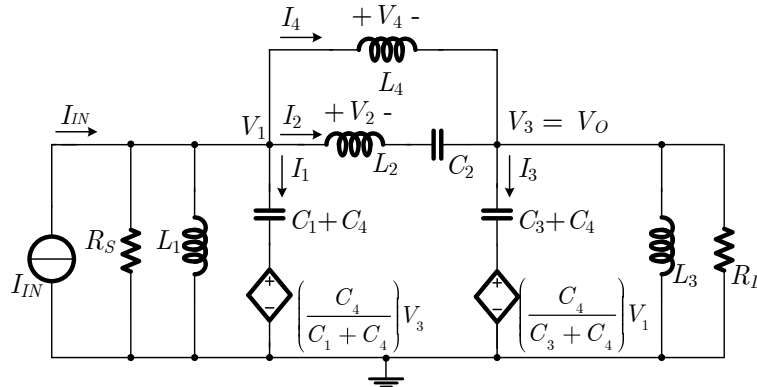
$$V_2 = V_1 - V_3 - \frac{I_2}{sC_2} \quad (7.53)$$

$$V_3 = \frac{I_2 + I_4 - \frac{V_3}{sL_3} - \frac{V_3}{R_L}}{s C_3 + C_4} + V_1 \left(\frac{C_4}{C_3 + C_4} \right) \quad (7.54)$$

$$V_4 = V_1 - V_3 = V_2 + \frac{I_2}{sC_2} \quad (7.55)$$

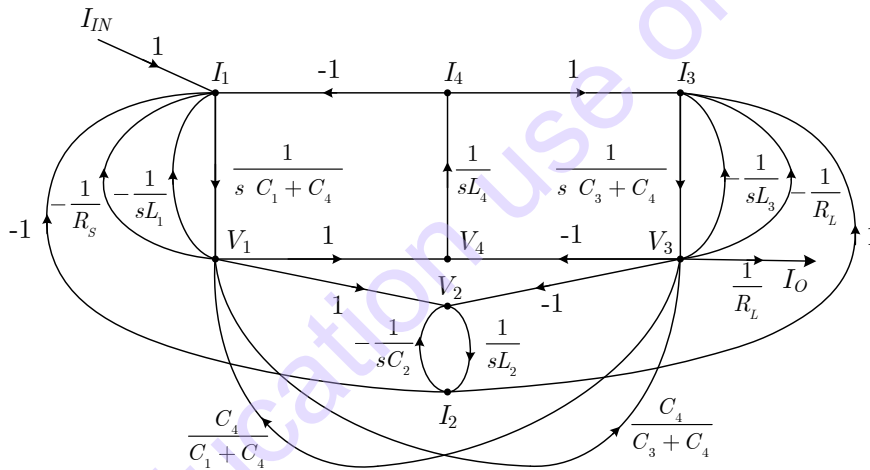
จากรูปที่ 7.33 นั้น เมื่อพิจารณาที่กระแส I_5 แล้ว จะไม่สามารถเขียนกราฟการไหลสัญญาณในรูปของอินทิเกรเตอร์โดยตรงได้ ดังนั้นจึงต้องปรับรูปเสียใหม่ด้วยทฤษฎี Miller โดยใช้ความสัมพันธ์สมการที่ (7.48) ได้เป็นสมการที่ (7.52) และ ในทำนองเดียวกันเมื่อใช้สมการที่ (7.53) สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็นดัง

สมการที่ (7.54) โดยเปรียบเทียบเหมือนมีวงจรแบ่งแรงดันด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-based voltage Divider) รวมอยู่ในสมการทั้งสองด้วย ซึ่งสามารถเขียนวงจรเทียบเท่าได้ดังรูปที่ 7.34



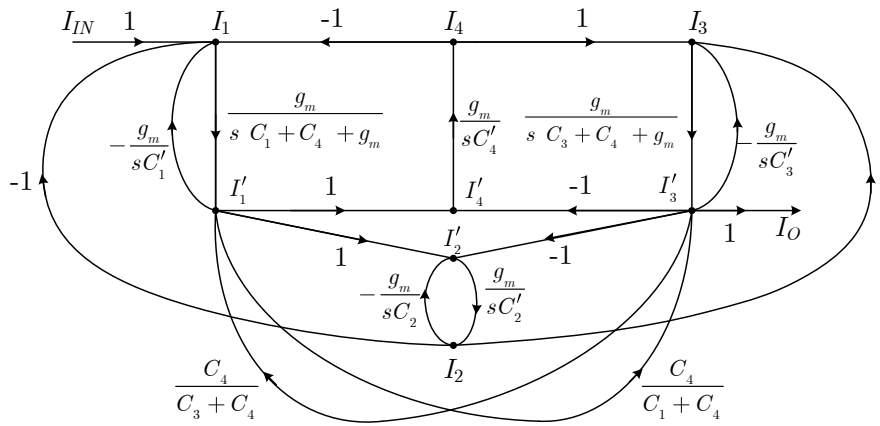
รูปที่ 7.34 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Elliptic รูปแบบกระแสแบบเทียบเท่ากับวงจรรูปที่ 7.33

เมื่อนำความสัมพันธ์ของสมการที่ (7.29) ถึง (7.36) มาเขียนเป็นกราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 7.33 โดยโหนดที่อยู่ในกราฟครึ่งบนแทนกระแส ส่วนโหนดในกราฟครึ่งล่างแทนแรงดัน

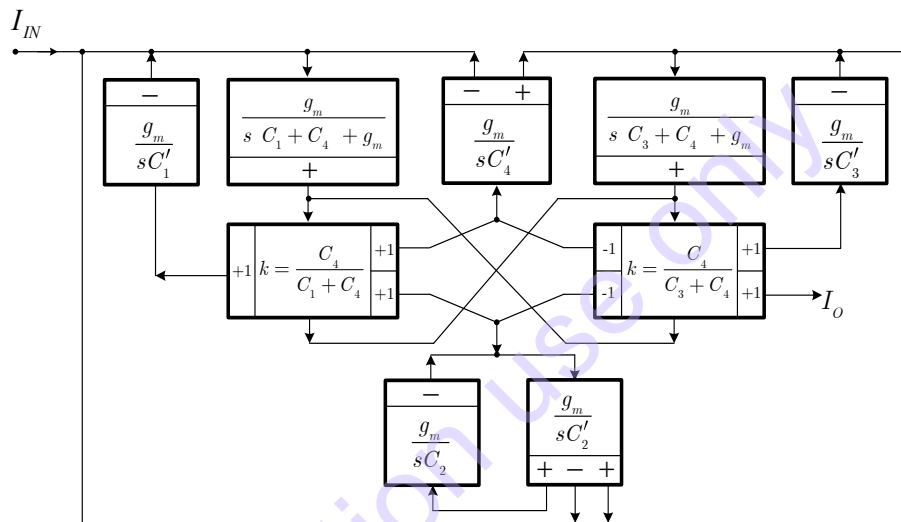


รูปที่ 7.35 กราฟการไหลสัญญาณของวงจรกรองแบบแพสซีฟต้นแบบในรูปที่ 7.34

จากกราฟการไหลรูปที่ 7.35 พบว่าจะมีตัวแปรและองค์ประกอบค่อนข้างมากกว่าวงจรกรองที่ผ่านมาทั้งหมด กล่าวคือประกอบด้วยฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Integrator) เป็นลักษณะของทรานอิมพีแดนซ์ (Transimpedance) จำนวน 3 ตัว และ ความนำถ่ายโอน (Transconductance) อีก 4 ตัว อีกทั้งยังมีความนำถ่ายโอนปกติ 3 ตัวและ อัตราขยายทั้งบวกและลบ (Positive and Negative Gain) อีก 10 ตัว เมื่อพิจารณาลึกลงไปก็ยิ่งพบว่า มีลูบทางซ้ายและขวาเกิดขึ้น 2 ลูป ซึ่งก็หมายถึงฟังก์ชันจะเปลี่ยนเป็นอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียได้ และ พร้อมกันนี้ก็จะแปลงโหนดแรงดันด้านล่างให้กลายเป็นโหนดกระแสทั้งหมดโดย Normalized ค่าทรานอิมพีแดนซ์ด้วยค่าความนำถ่ายโอน และ กำหนดให้ $R_S = R_L = 1/g_m$ จึงสามารถเขียนเป็นรูปกราฟการไหลสัญญาณดังรูปที่ 7.36 ซึ่งเปรียบเสมือนการเปลี่ยนค่า L และ C ไปเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ซึ่งอุปกรณ์ L จะกลายเป็น C' ทั้งหมด และมีการ Scaling ด้วยค่าความนำถ่ายโอน (g_m) นั้นเอง

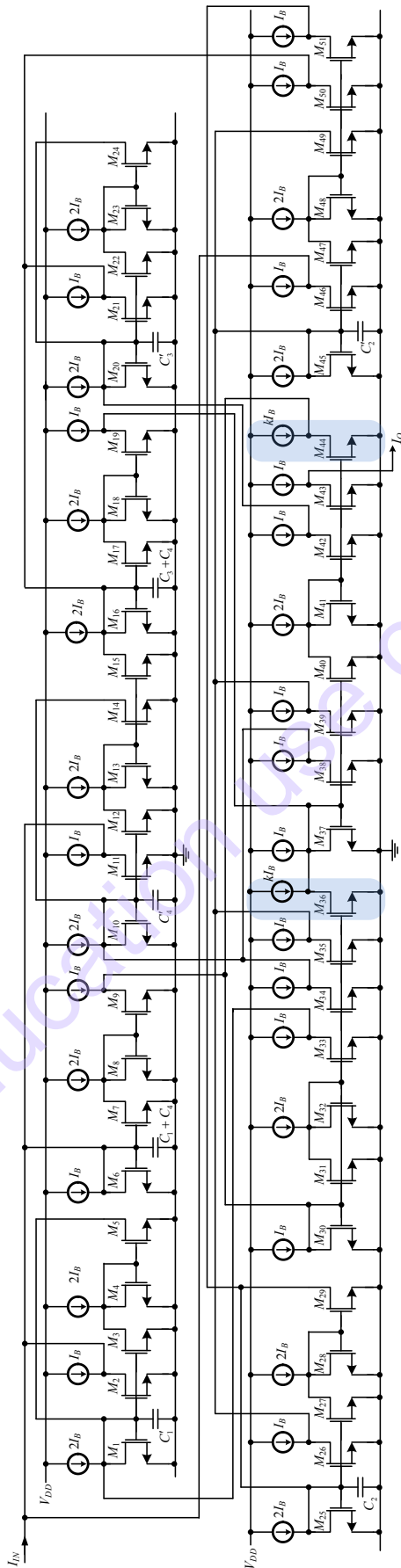


รูปที่ 7.36 กราฟการไหลสัญญาณในรูปที่ 7.34 ผ่านการแปลงให้เป็นโหนดกระแสทั้งหมด



รูปที่ 7.37 บล็อกไดอะแกรมวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic

การสร้างวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic ก็สามารทำได้เช่นเดียวกับวงจรรองตัวอื่น แต่ อาจจะมีจำนวนทรานซิสเตอร์มากกว่าวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev อยู่เล็กน้อย เพราะจะต้อง มีการลูปกลับ และ การปรับเกนต่างๆ แต่ด้วยโครงสร้างค่อนข้างตรงไปตรงมานั้น วงจรรองแถบความถี่ผ่าน แบบ Elliptic สามารถสร้างได้โดยใช้วงจรรีโวลูชันเตอร์ต่อตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 7.37 โดยเมื่อแทนแต่ ละบล็อกด้วยวงจรรีโวลูชันเตอร์แบบซีมอสจากหัวข้อ 7.2.1 จะได้วงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic อันดับหกโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 7.38



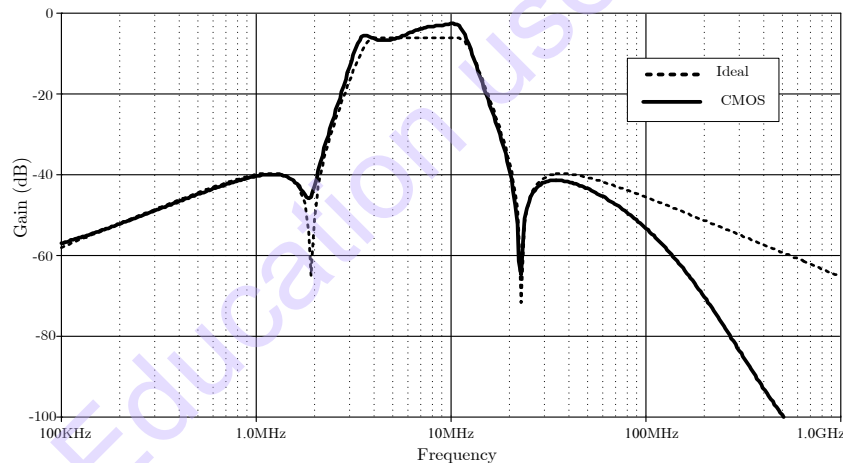
รูปที่ 7.38 วงจรรองแแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

ตัวอย่างที่ 7.6 จงสังเคราะห์วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ด้วยวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Elliptic RLC ต้นแบบในรูปที่ 7.33 ตามเงื่อนไขเพื่อให้ได้ความถี่กลางประมาณ 6MHz โดยเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ $C_1=C_2=C_3=25\text{nF}$, $C_4=2.5\text{nF}$ ขดลวดเหนี่ยวนำ $L_1=L_2=L_3=25\text{nH}$, $L_4=250\text{nH}$ และ ตัวต้านทาน $R_S=R_L=1$ และ ทำการ Scaling ความถี่ด้วยค่า $k_f=500\times 10^{-6}$

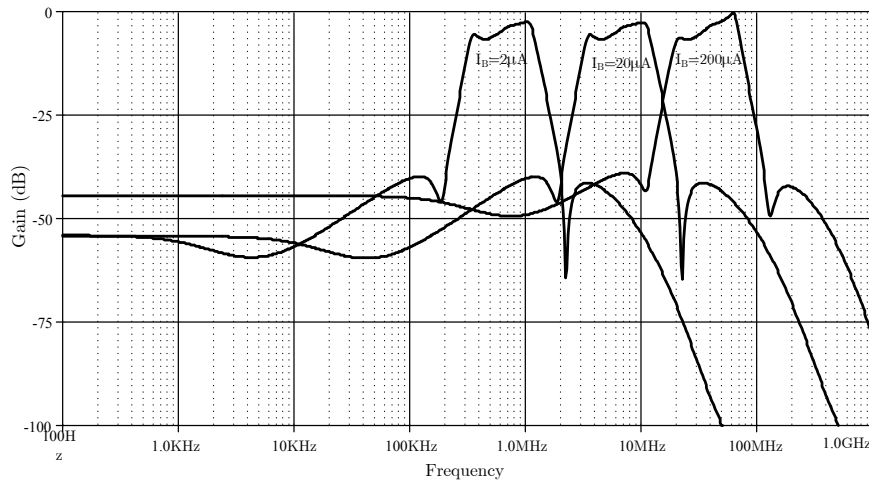
วิธีทำ

การสังเคราะห์วงจรรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ CMOS จะใช้เทคโนโลยี $0.25\mu\text{m}$ แรงดันไฟเลี้ยง 1.5V และ ใช้ค่า $W/L=70\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ กับทรานซิสเตอร์ NMOS ในวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ ยกเว้นทรานซิสเตอร์ M_{36} และ M_{44} จะใช้ค่า $W/L=5\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ เพื่อให้ได้ค่า $k=0.1$ และ ทำการ Scaling ความถี่ด้วยค่า $k_f=g_m=500\times 10^{-6}$ (โดยใช้ $I_B=20\mu\text{A}$) ทำให้ได้ $C_1+C_4=12\text{pF}$, $C_3+C_4=12\text{pF}$, $C_2=15\text{pF}$, $C'_1=10\text{pF}$, $C'_4=100\text{pF}$, $C'_3=10\text{pF}$, $C'_2=15\text{pF}$

ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวมเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรถ้นแบบแสดงในรูปที่ 7.39 พบว่ามีความสอดคล้องกันค่อนข้างดี มีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อย ส่วนผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวมเมื่อปรับค่ากระแสไบแอส (I_B) จาก $2\mu\text{A}$ - $200\mu\text{A}$ พบว่าสามารถปรับค่าความถี่คัตออฟได้ตั้งแต่ประมาณ 1MHz - 100MHz ดังแสดงไว้ในรูปที่ 7.40



รูปที่ 7.39 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic อันดับหกโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ($I_B=20\mu\text{A}$) เปรียบเทียบกับวงจรถ้นแบบ



รูปที่ 7.40 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Elliptic อันดับหกโดยใช้ มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อปรับกระแสไบแอส

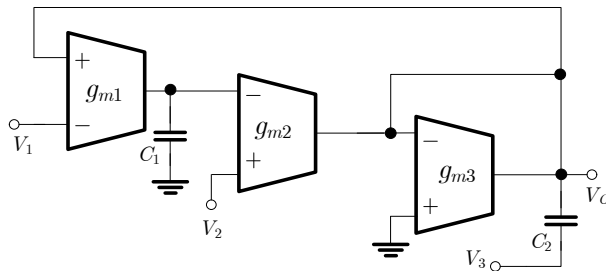
ข้อสังเกตของวิธีนี้คือ ในฟังก์ชัน Elliptic นั้น Transmission zeros ในฟังก์ชันถ่ายโอน [13] และ ทำให่วงจรต้นแบบต้องมีการใช้ตัวเก็บประจุลอยตัว การออกแบบวงจรรองแบบแอกทิฟมีด้วยกันหลายแนวทาง (ซึ่งในบทที่ 6 ก็เป็นอีกแนวทางหนึ่ง) จึงต้องมีการพิจารณาแนวทางการออกแบบอย่างรอบคอบว่าสามารถยอมรับข้อเสียที่จะเกิดขึ้นแต่ละแนวทางได้หรือไม่ เช่น ถ้าต้องออกแบบให่วงจรเพื่อให่วงจรมีขนาดเล็กก็สามารถใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวได้ แต่ก็จะทำให้เกิดเป็นข้อจำกัดในการปรับค่าพิสัยพลวัตที่เหมาะสม [16] หรือ หลีกเลี่ยงการใช้ตัวเก็บประจุลอยตัว โดยสร้างเป็นตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ด้วยเทคโนโลยีซีมอส ที่ง่ายและประหยัดกว่า แต่ก็ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่มากขึ้น ในอดีตได้มีการสร้างวงจรรองแถบความถี่ผ่านโดยไม่มีตัวเก็บประจุลอยตัว [17] อย่างไรก็ตามวงจรมีอาจจะไม่เหมาะกับการใช้งานความถี่สูง เนื่องจากมีโหนดตัวเก็บประจุที่ไม่พึงประสงค์ต่อกับกราวด์มาก

7.2.5 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่ด้วยฟังก์ชันไบควอด

วิธีการสังเคราะห์วงจรรองอันดับสูงด้วยฟังก์ชันไบควอดนั้น เป็นวิธีหนึ่งที่ใช้สร้างฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสูงได้โดยการแยกฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสูงหลัก ให้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองหลาย ๆ ส่วน โดยฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองแสดงในสมการที่ (7.56) ซึ่งแต่ละฟังก์ชันอันดับสองนี้จะเรียกว่าชูดไบควอด (Biquadratic Section)

$$H(s) = K \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q_p} + \omega_0^2} \quad (7.56)$$

โดยฟังก์ชันความถี่ผ่านในแบบต่าง ๆ จะมีความสัมพันธ์โดยตรงขึ้นอยู่กับการเลือกค่าสัมประสิทธิ์ a_2 , a_1 และ a_0 ตัวอย่างเช่นฟังก์ชันความถี่ต่ำผ่าน ($a_2 = a_1 = 0$) ฟังก์ชันความถี่สูงผ่าน ($a_1 = a_0 = 0$) ฟังก์ชันแถบความถี่ผ่าน ($a_2 = a_0 = 0$) ฟังก์ชันแถบความถี่หยุด ($a_1 = 0$) หรือฟังก์ชันทุกความถี่ผ่าน (a_1 เป็นลบ) การใช้ไบควอดกับฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ (7.37) มาคาสเคดกัน จะสามารถสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสูงได้ ในการสังเคราะห์ไบควอดสามารถสังเคราะห์ได้หลายวิธี เช่น State-Variable, Tow-Thomas [10] ตัวอย่างของชูดไบควอดที่ใช้โอทีเอ และ ตัวเก็บประจุแสดงในรูปที่ 7.41 โดยแรงดันเอาต์พุตแสดงดังสมการที่ (7.57)



รูปที่ 7.41 โครงสร้างทั่วไปของ g_m - C ไบควอดสร้างจากโอทีเอ

$$V_O s = \frac{(g_{m1}g_{m2}/C_1C_2)V_1 + s(g_{m2}/C_2)V_2 + s^2V_3}{s^2 + s g_{m3}/C_2 + g_{m1}g_{m2}/C_1C_2} \quad (7.57)$$

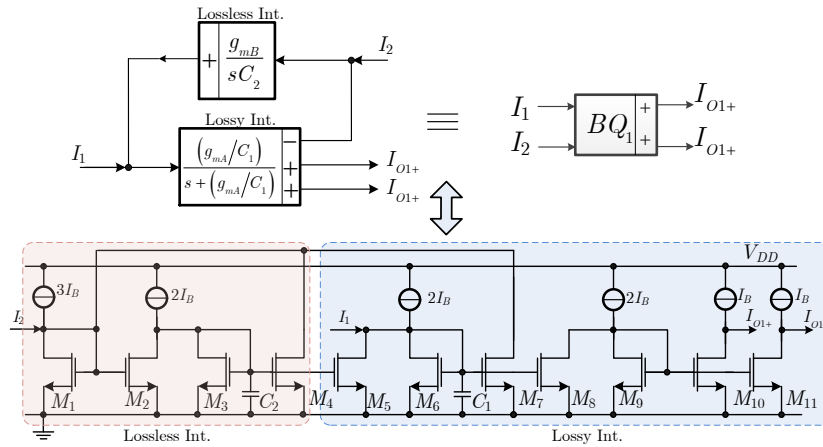
เปรียบเทียบกับสมการที่ (7.56) กับ (7.57) ดังนั้น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (7.58)$$

$$Q_P = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \frac{\sqrt{g_{m1}g_{m2}}}{g_{m3}} \quad (7.59)$$

โดยที่ค่าตัวแปร K , a_0 , a_1 , ω_0 และ Q_P สามารถออกแบบได้โดยการเลือกใช้ค่าทรานสคอนดักเตอร์ และ ค่าตัวเก็บประจุอย่างเหมาะสม ชุดไบควอดนี้เหมาะกับการใช้งานในความถี่สูงมาก เนื่องจากทุกโหนดต่อตัวเก็บประจุที่ต้องการกับกราวด์ การออกแบบวงจรแบบไบควอดด้วยบล็อกแอกทิฟนั้นเป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลาย แต่อย่างไรก็ตามส่วนมากจะไม่เหมาะสมที่จะทำงานในความถี่สูง หรือ ไม่สามารถสร้างวงจรกรองความถี่ประสิทธิภาพสูงได้ แม้ว่าจะสามารถนำหลักการของไบควอดมาต่อแบบคาสเคดเพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่อันดับสูงได้ก็ตาม แต่อาจจะทำให้เกิดผลกระทบของโหลด (Loading Effects.) ที่เกิดจากอิมพีแดนซ์ของอินพุตที่ไม่สูงมาก และเอาต์พุตที่ไม่ต่ำมากของไบควอดแต่ละชุด ซึ่งต้องคำนึงถึงผลกระทบนี้ด้วย เนื่องจากเอาต์พุตของทรานสคอนดักเตอร์ไม่ได้เป็นบัฟเฟอร์แรงดันแบบอุดมคติ จึงไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงมากได้

ในปี 2018 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองอันดับสูงจาก RLC Ladder ต้นแบบ โดยใช้ฟังก์ชันไบควอด [18] ซึ่งก็เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ใช้ออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับสูงได้ ดังนั้น หากต้องการสร้างวงจรกรองอันดับสูง จึงต้องออกแบบวงจรไบควอดความถี่สูงเสียก่อน ซึ่งทำได้โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ความถี่สูงในหัวข้อ 7.2.1 ซึ่งจะทำได้วงจรไบควอดในฟังก์ชันตามต้องการ จากนั้นทำการแทนฟังก์ชันไบควอดตามที่วิเคราะห์ไว้ ก็จะทำให้ได้วงจรกรองอันดับสูงที่ทำงานความถี่สูงได้ ข้อดีของวิธีนี้คือ การออกแบบทำได้ง่าย แม้ว่าวงจรแบบคาสเคดจะสามารถให้ผลได้ดี แต่ความไวต่อแถบความถี่จากการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์มีค่าสูงสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ แต่เนื่องจากวงจรแบบแพสซีฟ RLC Ladder เป็นที่รู้จักกันดีว่ามีความไวต่ำ จึงมีการใช้การเลียนแบบวงจรแบบแพสซีฟ RLC Ladder โดยตรงด้วยวงจรแบบแอกทิฟซึ่งจะได้เปรียบด้านความไวที่ต่ำกว่าวงจรแบบคาสเคด



รูปที่ 7.42 วงจรไบควอดฟังก์ชันแบบที่หนึ่ง

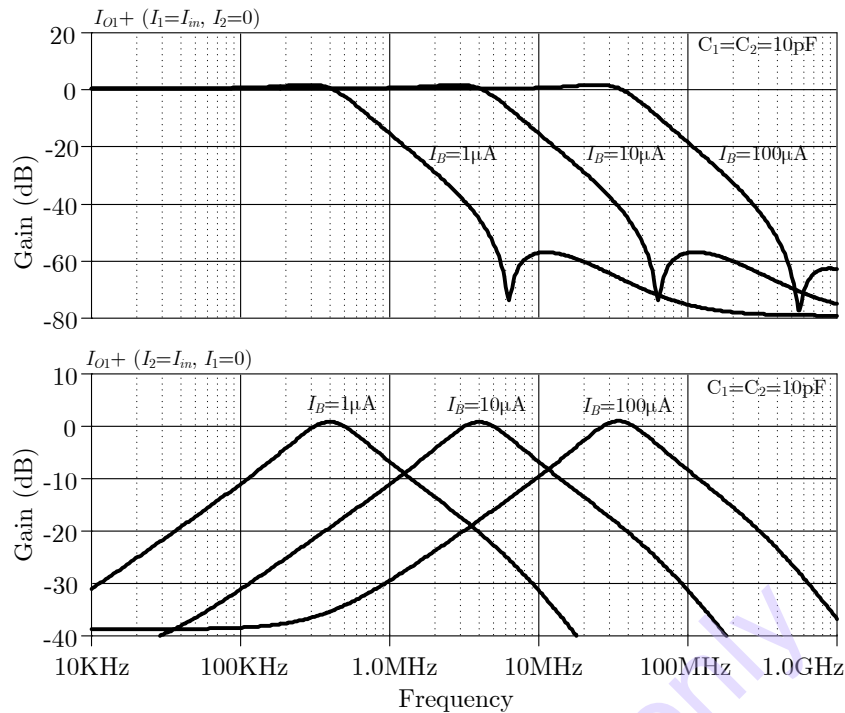
• วงจรไบควอดฟังก์ชันแบบที่หนึ่งโดยใช้ซีมอส

วงจรวบควอดฟังก์ชันแบบที่หนึ่ง (BQ₁) เป็นวงจรรูปแบบกระแสมีคุณสมบัติเป็นแบบ 2 อินพุต และ 2 เอาต์พุต สร้างขึ้นจากอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย และ ไม่สูญเสียดังรูปที่ 7.42 จากการวิเคราะห์แบบพื้นฐาน กระแสเอาต์พุตสามารถเขียนได้เป็น

$$I_{O1+} = \frac{s(g_{mA}/C_1)I_1 + (g_{mA}g_{mB}/C_1C_2)I_2}{s^2 + s(g_{mA}/C_1) + (g_{mA}g_{mB}/C_1C_2)} \quad (7.60)$$

จากรูปที่ 7.42 และ สมการที่ (7.60) เอาต์พุตของวงจรวบควอดฟังก์ชันแบบที่หนึ่งจะมีค่าเป็นบวก ทั้ง ฟังก์ชันของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (LP) และ ตัวกรองแถบความถี่ผ่าน (BP) วงจรวบควอดฟังก์ชันแบบที่หนึ่ง ที่สร้างในระดับมอสทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย และ ไม่สูญเสีย ซึ่งวงจรมีข้อดีคือใช้ ไฟเลี้ยงต่ำ ปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้าง ใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนน้อย และ ทำงานได้ในความถี่สูง เพื่อให้ สะดวกในการวิเคราะห์จะสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงค์กันทุกประการ ($g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g_{m4}=g_{m5}=g_{m6}=g_{m7}=g_{m8}=g_{m9}=g_{m10}=g_{m11}=g_m$) สามารถเขียนสมการกระแสเอาต์พุตใหม่ได้เป็น

$$I_{O1+} = \frac{s(g_m/C_1)I_1 + (g_m^2/C_1C_2)I_2}{s^2 + s(g_m/C_1) + (g_m^2/C_1C_2)} \quad (7.61)$$



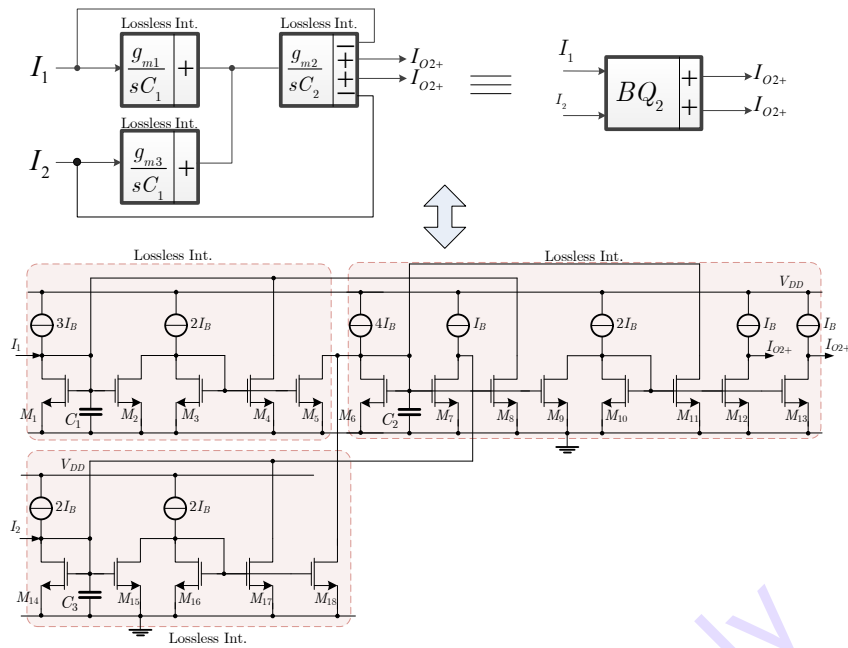
รูปที่ 7.43 คุณสมบัติการตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรไปควอตฟังก์ชันแบบที่หนึ่ง

จากสมการที่ (7.42) พบว่าสามารถสร้างวงจรรองมาตรฐานได้สองแบบคือ LP เมื่อกำหนดเงื่อนไข $I_1=0, I_2 = I_m$ และ BP เมื่อกำหนดเงื่อนไข $I_2 = 0$ และ $I_1 = I_m$ โดยสามารถสร้างโดยใช้วงจร ซีมอสอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย และ อินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียอย่างละ 1 ตัวดังรูปที่ 7.42 ขนาดของทรานซิสเตอร์ NMOS ทุกตัวในวงจรอินทิเกรเตอร์จะกำหนดให้ $W/L=70\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ และ ใช้ไฟเลี้ยง 1V โดยผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรไปควอตฟังก์ชันแบบที่หนึ่ง ทั้งสองกรณีแสดงดังรูปที่ 7.43 ซึ่งจากสมการที่ (7.61) จะนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรอง Ladder ได้ต่อไป

- วงจรไปควอตฟังก์ชันแบบที่สองโดยใช้ซีมอส

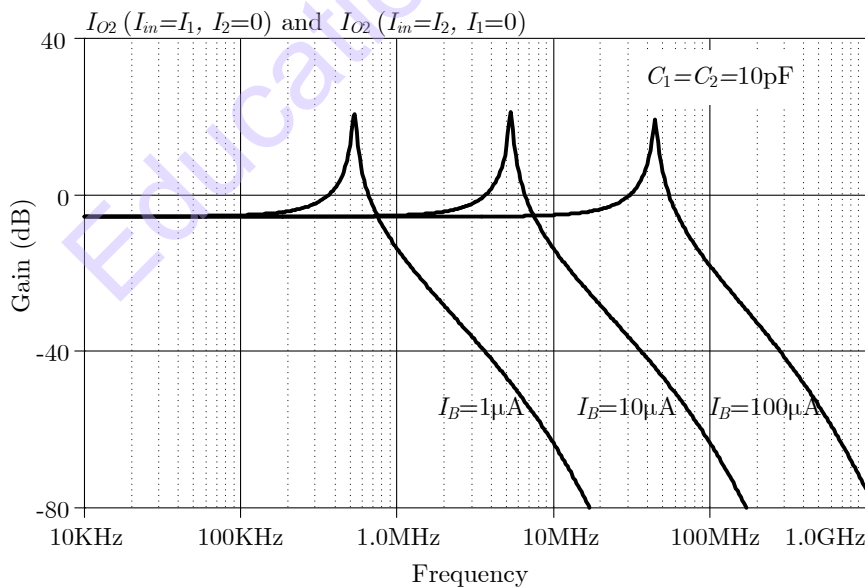
วงจรไปควอตฟังก์ชันแบบที่สอง (BQ_2) สามารถสร้างได้จากอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย 3 ตัว ซึ่งฟังก์ชันไปควอตแบบที่สองนี้ จะมีคุณสมบัติเป็น LP ฟังก์ชันที่มีค่า Q_p สูงมาก โดยบล็อกไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 7.44 โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงค์กัน ($g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g_m$) กระแสเอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_{O2+} = \frac{I_1 \left(\frac{g_m^2}{C_1 C_2} \right) + I_2 \left(\frac{g_m^2}{C_1 C_2} \right)}{s^2 + \left(2g_m^2 / C_1 C_2 \right)} \quad (7.62)$$



รูปที่ 7.44 วงจรไบควอดฟังก์ชันแบบที่ 2

จากสมการที่ (7.62) จะได้ผลลัพธ์เป็นวงจรรองความถี่ LP ไบควอดฟังก์ชันสองอินพุตค่า Q สูง อัตราขยายเท่ากับ $1/2$ โดยสามารถสร้างโดยใช้วงจรซีมอสอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย 3 ตัวดังรูปที่ 7.44 ขนาดของทรานซิสเตอร์ NMOS ทุกตัวในวงจรอินทิเกรเตอร์จะกำหนดให้ $W/L=70\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ และใช้ไฟเลี้ยง 1V โดยผลการตอบสนองทางความถี่แสดงดังรูปที่ 7.44 ซึ่งจากสมการที่ (7.62) จะนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรอง Ladder ได้ต่อไป



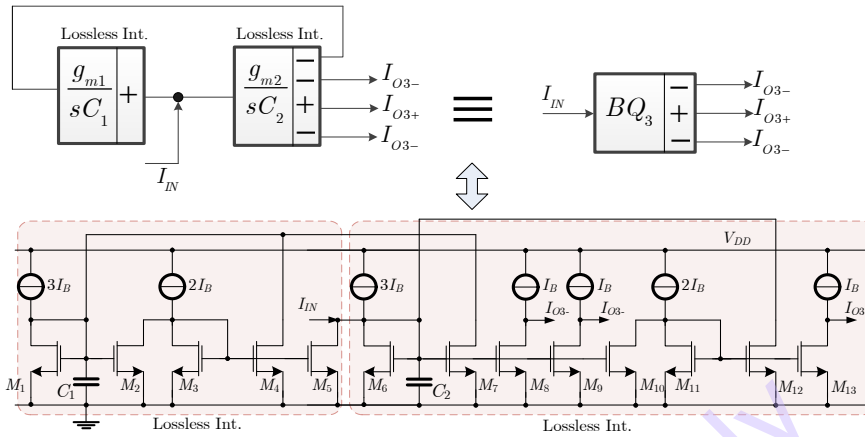
รูปที่ 7.45 คุณสมบัติการตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรรองความถี่แบบที่ 2

- วงจรไบควอดฟังก์ชันแบบที่สามโดยใช้ซีมอส

วงจรรองความถี่แบบที่สาม (BQ_3) สามารถสร้างได้จากอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย 2 ตัว ซึ่งฟังก์ชันไบควอดแบบที่สามนี้ จะมีคุณสมบัติสามเอาต์พุตเป็น BP ฟังก์ชันที่มีค่า Q_p สูงมาก โดย

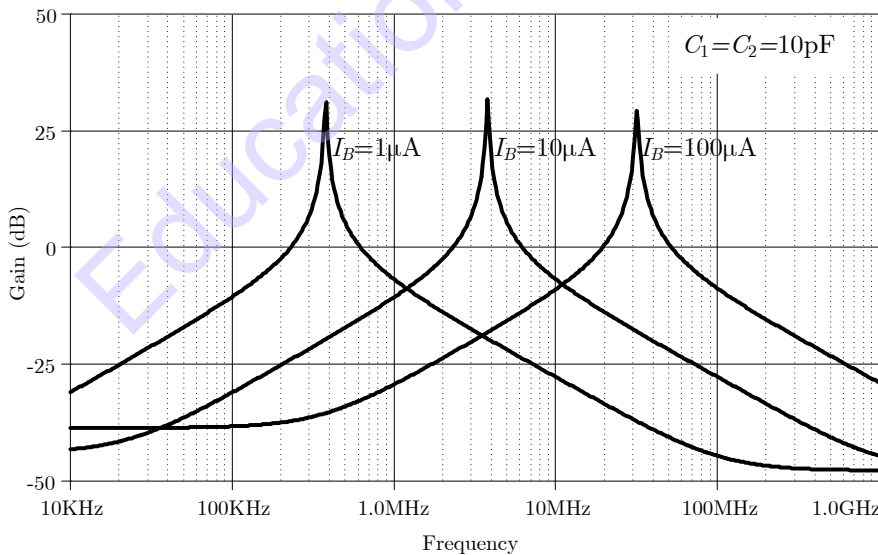
บล็อกไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 7.46 โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงค์กัน ($g_{m1}=g_{m2}=g_m$) กระแสเอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_{O3+} = -I_{O3-} = \frac{I_{IN} (s g_m / C_2)}{s^2 + g_m^2 / C_1 C_2} \quad (7.63)$$



รูปที่ 7.46 วงจรไบควอดฟังก์ชันแบบที่ 3

จากสมการที่ (7.63) จะได้ผลลัพธ์เป็นวงจรรองความถี่ BP ไบควอดฟังก์ชัน มีค่า Q สูง โดยสามารถใช้วงจรมอสอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียจำนวน 2 ตัวมาประกอบกันดังรูปที่ 7.46 ขนาดของทรานซิสเตอร์ NMOS ทุกตัวในวงจรมอสอินทิเกรเตอร์จะกำหนดให้ $W/L=70\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ และ ใช้ไฟเลี้ยง 1V โดยผลการตอบสนองทางความถี่แสดงดังรูปที่ 7.46 ซึ่งจากสมการที่ (7.63) จะนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรอง Ladder ได้ต่อไป

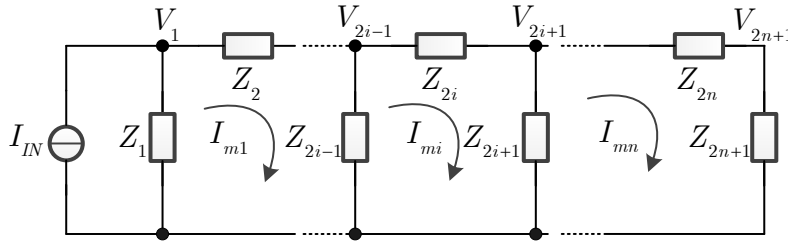


รูปที่ 7.47 คุณสมบัติการตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรมอสไบควอดฟังก์ชันแบบที่สาม

- การวิเคราะห์และสังเคราะห์โครงข่าย Ladder

มีหลายวิธีที่สามารถวิเคราะห์วงจร RLC Ladder นอกจากทฤษฎีกราฟการไหลสัญญาณที่เป็นที่นิยมแล้ว เป็นที่ทราบกันแล้วว่าวงจรรองความถี่อันดับสองทั่วไปจะสร้างขึ้นโดยใช้ฟังก์ชันไบควอด และ มากกว่านั้นการใช้ทฤษฎีของฟังก์ชันไบควอดก็ยังสามารถนำมาใช้ในการสังเคราะห์โครงข่าย RLC Ladder ได้อีกด้วย

โดยใช้ร่วมกับทฤษฎีการวิเคราะห์วงจรแบบกระแสเมช (Mesh Current) และ กระแสกิ่ง (Branch Current) ซึ่งเหมาะกับวงจรกรองอันดับสูง



รูปที่ 7.48 โครงข่ายที่ใช้อธิบายกระแส n -mesh

• การวิเคราะห์กระแสเมช

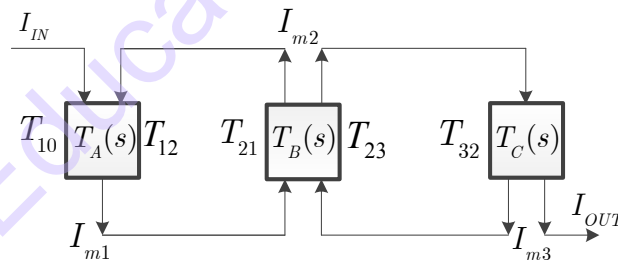
ในการวิเคราะห์กระแสเมชจะใช้ทฤษฎีของกระแส ในรูปการอนุกรมของฟังก์ชันถ่ายโอน โดยที่ฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งหมดจะอยู่ในรูปฟังก์ชันไบควอด โดยรูปที่ 7.48 แสดงการวิเคราะห์ที่โครงข่ายด้วยกระแสเมชเพื่อให้ได้ฟังก์ชันไบควอด โดยสมมติให้ Z_{2i-1} ถึง Z_{2n+1} ($i=2, 3, \dots, n$) เป็นอิมพีแดนซ์แต่ละกิ่ง (ซึ่งอาจจะเป็นตัวเก็บประจุ หรือ ขดลวดเหนี่ยวนำก็ได้) โดยอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_{2n+1} เป็นอิมพีแดนซ์ปิดหัว-ท้ายของโครงข่ายตามลำดับ ซึ่งตัวแปร $I_{m1}, I_{m2}, \dots, I_{mn}$ แทนกระแสเมช ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$I_{m1} = T_{10} I_{in} + T_{12} I_{m2} \tag{7.64}$$

$$I_{m2} = T_{21} I_{m1} + T_{23} I_{m3} \tag{7.65}$$

$$I_{mi} = T_{i,i-1} I_{i-1,m} + T_{i,i+1} I_{i+1,m} \tag{7.66}$$

$$I_{mn} = T_{n,n-1} I_{n-1,m} \tag{7.67}$$



รูปที่ 7.49 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้อธิบายกระแสเมช

โดยที่ T_{ij} คือฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างพอร์ตเอาต์พุต (i) และ อินพุต (j) กำหนดให้โครงข่ายดังรูปที่ 7.49 และมีกระแสเมช 3 ชุด ($n=3$) โดยฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแต่ละตัวสามารถเขียนได้เป็น

$$T_{10} = \left. \frac{I_{m1}}{I_{in}} \right|_{I_{m2}=0} = \frac{Z_1}{Z_{11}} \tag{7.68}$$

$$T_{12} = \left. \frac{I_{m1}}{I_{m2}} \right|_{I_{m3}=0} = \frac{Z_3}{Z_{11}} \tag{7.69}$$

$$T_{21} = \left. \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \right|_{I_{m3}=0} = \frac{Z_3}{Z_{22}} \tag{7.70}$$

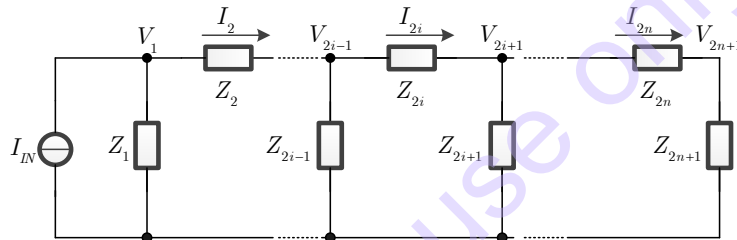
$$T_{23} = \left. \frac{I_{m2}}{I_{m3}} \right|_{I_{m1}=0} = \frac{Z_5}{Z_{22}} \quad (7.71)$$

$$T_{32} = \frac{I_{m3}}{I_{m2}} = \frac{Z_5}{Z_{33}} \quad (7.72)$$

โดยที่ $Z_1=R_1$, $Z_7=R_L$ และ Z_{ii} เป็นอิมพีแดนซ์รวมของเมฆ i^{th} โดยฟังก์ชันถ่ายโอนไปควอดเรติกในสมการที่ (7.68)-(7.72) อย่างน้อยจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุ หรือ ขดลวดเหนี่ยวนำตัวหนึ่ง หรือ ทั้งสองตัว ในบางกรณีถ้าเป็นการรวมสัญญาณหรือ การขยายสัญญาณ จะมีแค่ตัวเก็บประจุ หรือ ขดลวดเหนี่ยวนำเท่านั้น รูปที่ 7.49 แสดงบล็อกไดอะแกรมโดยใช้หลักการวิเคราะห์แบบเมฆโดยใช้กระแสเมฆ - ชุด ($I_{m1} - I_{m3}$).

• การวิเคราะห์ด้วยโหนด

โครงข่าย Ladder สามารถใช้การวิเคราะห์โดยใช้สมการโหนดได้เช่นกัน โดยผลรวมของกระแสที่ต่างๆ ที่ไหลผ่านฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปอนุกรม จะอยู่ในรูปของฟังก์ชันไปควอด โดยโครงข่ายรูปที่ 7.50 จะใช้เป็นตัวอย่างเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไปควอดโดยใช้หลักการวิเคราะห์แบบโหนด



รูปที่ 7.50 โครงข่ายที่ใช้อธิบายกระแส n-branch

เพื่อให้วงจรทำงานในรูปแบบกระแส ตัวแปรต่างๆ ที่อยู่ในรูปอื่นจะแปลงให้อยู่ในรูปของกระแส ในรูปที่ 7.50 ตัวแปรแรงดัน ($V_1, V_3, V_5, \dots, V_{2n+1}$) จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบกระแสโดยใช้ตัวแปรกระแสใหม่ (Pseudo current variables) ดังนี้ ($I_1^*, I_3^*, I_5^*, \dots, I_{2n+1}^*$) โดยตัวแปรกระแสใหม่จะแทนที่ด้วยแรงดันโหนดหารด้วยอิมพีแดนซ์ที่ Normalized Z_0 เช่น $I_i^* = V_i/Z_0$ จากรูปที่ 7.50 ถ้ากำหนดให้มีกระแสถึง 4 ชุด ($n=4$) ตัวแปรกระแสสามารถเขียนได้ตั้งสมการต่อไปนี้

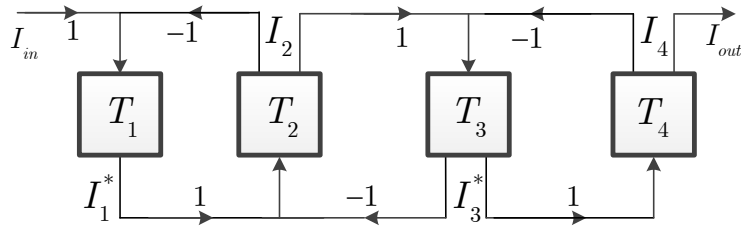
$$I_1^* = T_1(I_{in} - I_2) = \frac{Z_1}{Z_0}(I_{in} - I_2) \quad (7.73)$$

$$I_2 = T_2(I_1^* - I_3^*) = \frac{Z_0}{Z_2}(I_1^* - I_3^*) \quad (7.74)$$

$$I_3^* = T_3(I_2 - I_4) = \frac{Z_3}{Z_0}(I_2 - I_4) \quad (7.75)$$

$$I_4 = I_{out} = T_4 I_5^* = \frac{Z_0}{Z_4} I_5^* \quad (7.76)$$

จากสมการที่ (7.73)-(7.76) สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 7.51



รูปที่ 7.51 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้อธิบายกระแสกึ่ง

• การสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่านจาก RLC Ladder

โครงข่ายที่จะใช้เป็นตัวอย่างในการวิเคราะห์เป็นโครงข่าย RLC Ladder ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน Chebyshev แบบปลายปิดอันดับ 5 โดยกรณีนี้จะใช้กระแสเมช 3 ชุดดังรูปที่ 7.52 เมื่อพิจารณาร่วมกับบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 7.51 และ สมการที่ (7.68)-(7.72) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร RLC Ladder รูปที่ 7.52 ได้ดังต่อไปนี้

$$T_{10} = \left. \frac{I_{m1}}{I_{in}} \right|_{I_{m2}=0} = \frac{sR_s/L_1}{s^2 + sR_s/L_1 + 1/(L_1C_1)} \quad (7.77)$$

$$T_{12} = \left. \frac{I_{m1}}{I_{m2}} \right|_{I_{in}=0} = \frac{1/sC_1}{R_s + sL_1 + 1/sC_1} \quad (7.78)$$

$$= \frac{1}{s^2L_1C_1 + sR_sC_1 + 1} = \frac{1/(L_1C_1)}{s^2 + sR_s/L_1 + 1/(L_1C_1)}$$

$$T_{21} = \left. \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \right|_{I_{m3}=0} = \frac{1/sC_1}{1/sC_1 + sL_2 + 1/sC_2} \quad (7.79)$$

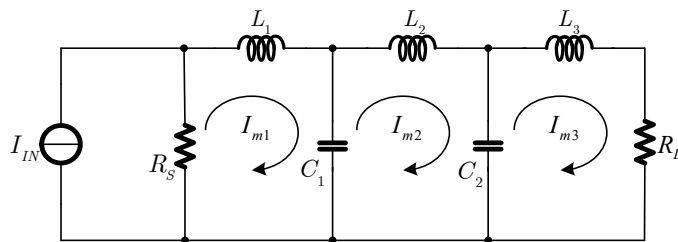
$$= \frac{1/C_1}{s^2L_2 + 1/C_1 + 1/C_2} = \frac{1/(L_2C_1)}{s^2 + (C_1 + C_2)/(L_2C_1C_2)}$$

$$T_{23} = \left. \frac{I_{m2}}{I_{m3}} \right|_{I_{m1}=0} = \frac{1/sC_2}{1/sC_1 + sL_2 + 1/sC_2} \quad (7.80)$$

$$= \frac{1/C_2}{s^2L_2 + 1/C_1 + 1/C_2} = \frac{1/(L_2C_2)}{s^2 + (C_1 + C_2)/(L_2C_1C_2)}$$

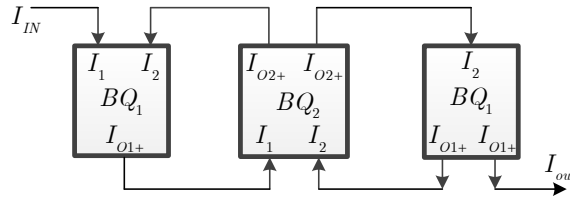
$$T_{32} = \frac{I_{m3}}{I_{m2}} = \frac{1/sC_2}{R_L + sL_3 + 1/sC_2} \quad (7.81)$$

$$= \frac{1}{s^2L_3C_2 + sR_LC_2 + 1} = \frac{1/(L_3C_2)}{s^2 + sR_L/L_3 + 1/(L_3C_2)}$$



รูปที่ 7.52 โครงข่าย RLC Ladder ที่ใช้ในการวิเคราะห์ด้วยกระแสเมช

สังเกตได้ว่าสมการที่ (7.77), (7.78) และ (7.81) จะอยู่ในรูปของสมการไบควอด BP และ LP แบบมาตรฐาน ส่วนสมการที่ (7.79) และ (7.80) เป็นสมการไบควอด LP อัตราขยายน้อยกว่า 1 และมีค่า Q สูง เมื่อพิจารณาพร้อมกับวงจรไบควอดในหัวข้อ 7.2.4 พบว่าสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันดังกล่าวได้โดยใช้วงจร BQ_1 และ BQ_2 โดยนำมาเชื่อมต่อกันดังรูปที่ 7.53

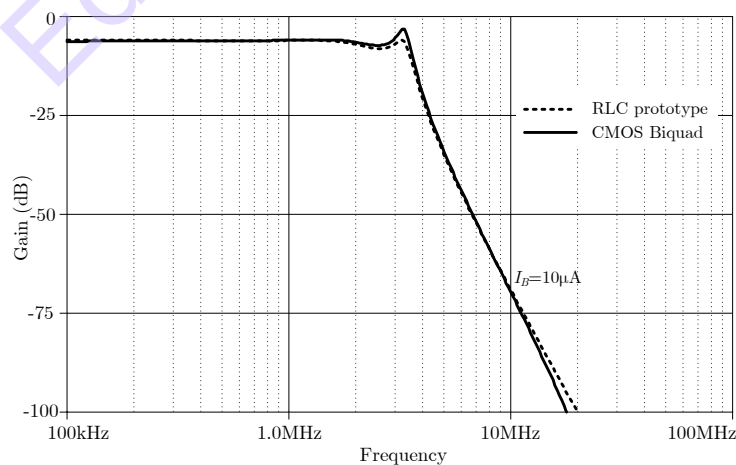


รูปที่ 7.53 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 5 โดยใช้ฟังก์ชันไบควอดแบบที่หนึ่ง และ สอง

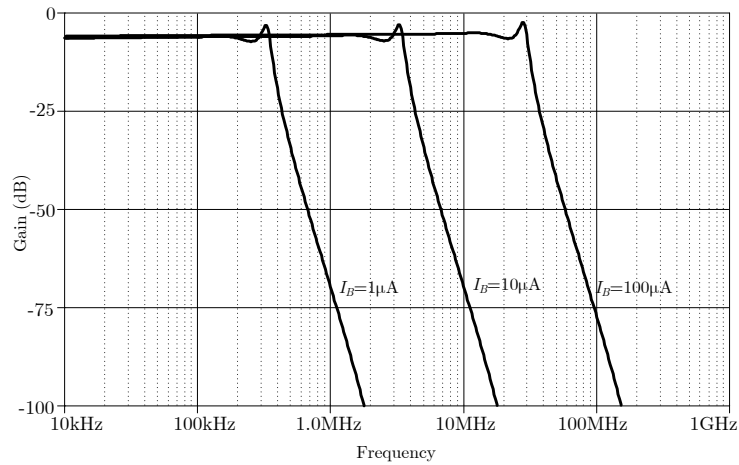
ตัวอย่างที่ 7.7 จากวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RLC ต้นแบบในรูปที่ 7.52 มีค่าอุปกรณ์เท่ากับ $L_1=L_2=L_3=80\text{nH}$, $C_1=C_2=80\text{nF}$ และ $R_s=R_L=1\Omega$ จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่านจากวงจรมอสไบควอด BQ_1 และ BQ_2 ที่สร้างจากวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ในตัวอย่างที่ 7.1 และ 7.2 กำหนดให้กระแสไบแอส (I_B) เท่ากับ $10\mu\text{A}$ และ เมื่อปรับค่ากระแสไบแอสจาก $1\text{-}100\mu\text{A}$ โดยตัวเก็บประจุมีค่า 20pF เท่ากันทุกตัว จำลองการทำงานโดย Spice ในเชิงเปรียบเทียบและ การยืนยันการทำงาน โดยกำหนดให้วงจรรวม RLC ต้นแบบ

วิธีทำ

เมื่อนำวงจรมอส Biquad มาต่อกันดังรูปที่ 7.53 เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบซีมอส และ จำลองการทำงานเทียบกับวงจรรวม RLC ต้นแบบ พบว่าคุณสมบัติด้านการตอบสนองทางความถี่จะมีค่าประมาณ 4 MHz และมีสัดส่วนของ Ripple ที่ใกล้เคียงกันดังรูปที่ 7.54 แต่สังเกตว่าวงจรมอสที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ จะมีการกระเพื่อมที่ขอบ Passband สูงกว่าวงจรรวม RLC ต้นแบบเล็กน้อย และ เมื่อปรับค่ากระแสไบแอสจาก $1\text{-}100\mu\text{A}$ พบว่าค่าความถี่คัตออฟจะปรับเปลี่ยนไปจาก 400kHz ไปจนถึง 40MHz ดังแสดงในรูปที่ 7.55

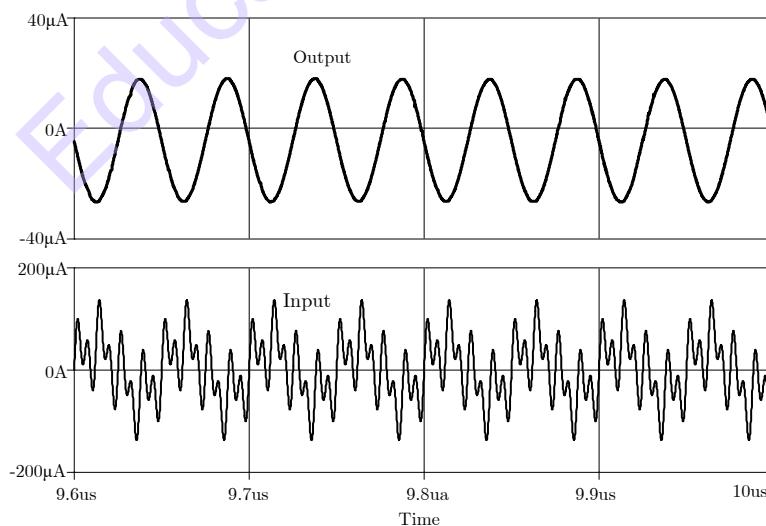


รูปที่ 7.54 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 5 โดยใช้ฟังก์ชันไบควอด

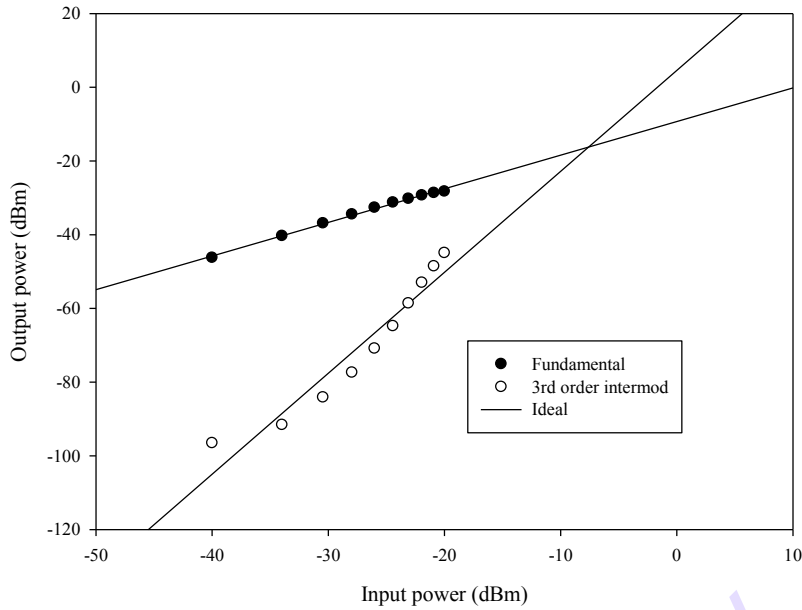


รูปที่ 7.55 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 5 โดยใช้ฟังก์ชันไบควอดเมื่อปรับค่ากระแสไบแอส

ประสิทธิภาพการกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 5 สามารถแสดงได้โดยการป้อนสัญญาณไซน์หลายความถี่ (20MHz, 80MHz, 160MHz) เข้าไปพร้อมๆ กันที่อินพุตของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านรูปที่ 7.53 ผลลัพธ์ที่ได้จะพบว่าเพียงความถี่ 20 MHz เท่านั้นที่สามารถผ่านออกมาได้ที่เอาต์พุต ดังแสดงดังรูปที่ 7.56 ส่วนการวัดค่าความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation Distortion: IMD) เป็นการวัดความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรอง สามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณ 2 ความถี่ (two tones) เข้าไปที่อินพุตของวงจรรอง ในที่นี้จะใช้ 14MHz และ 16MHz และปรับแอมพลิจูดจาก 10-100µA หรือ -40dBm ถึง -20dBm โดยกำหนดให้กระแสไบแอส 100µA (คัตออฟประมาณ 40MHz) พบว่าค่าความเพี้ยนอันดับสามจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Third-order Intermodulation: IM3) คัดจากค่าฮาร์โมนิกอันดับสามที่ความถี่ 18MHz ซึ่งจะมีจุดตัด (Intercept Point) ประมาณ -10dBm (ที่อินพุตประมาณ 300µA) แสดงดังรูปที่ 7.57 และ จากค่า IM3 ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่วัดได้พบว่ามีค่าดีที่สุดที่ -40dBm (อินพุตเท่ากับ 10µA)



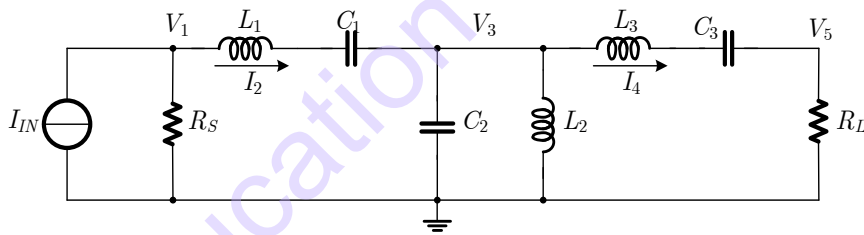
รูปที่ 7.56 ความสามารถการกรองความถี่ต่ำผ่านเมื่อ $I_B=100\mu A$



รูปที่ 7.57 ค่าจุดตัด IM3 ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

• การสังเคราะห์วงจรรองแถบความถี่ผ่านจาก RLC Ladder

วงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev อันดับหกก็สามารถใช้หลักการของไบควอตฟังก์ชันในการสังเคราะห์ได้เช่นกัน โดยใช้โครงข่าย RLC ต้นแบบดังรูปที่ 7.58 แต่ในการวิเคราะห์จะใช้หลักการวิเคราะห์แบบโหนด



รูปที่ 7.58 โครงข่าย RLC Ladder แบบ Chebyshev ที่ใช้ในการวิเคราะห์โหนด

พิจารณาสมการที่ (7.54)-(7.57) และ บล็อกไดอะแกรมที่รูปที่ 7.51 ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของโครงข่าย RLC รูปที่ 7.58 สามารถเขียนในรูปของอัตราขยายกระแสและฟังก์ชันไบควอตได้เป็น

$$T_1 = \frac{R_s}{Z_0} \tag{7.82}$$

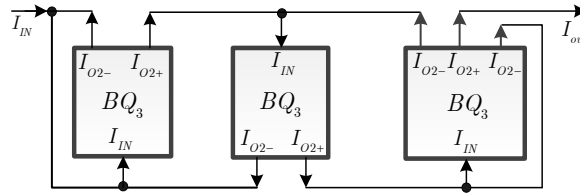
$$T_2 = \frac{Z_0}{sL_1 + 1/(sC_1)} = \frac{sZ_0/L_1}{s^2 + 1/L_1C_1} \tag{7.83}$$

$$T_3 = \frac{1/Z_0}{sC_2 + 1/(sL_2)} = \frac{s/Z_0C_2}{s^2 + 1/L_2C_2} \tag{7.84}$$

$$T_4 = \frac{Z_0}{sL_3 + 1/(sC_3)} = \frac{sZ_0/L_3}{s^2 + 1/L_3C_3} \tag{7.85}$$

$$T_5 = \frac{R_L}{Z_0} \tag{7.86}$$

จากสมการที่ (7.82) และ (7.86) แสดงถึงอัตราขยายกระแสซึ่งที่นี่จะมีค่าเท่ากับ 1 ส่วนสมการที่ (7.83)-(7.85) แสดงถึง BP ไบควอดฟังก์ชันที่มีค่า Q สูง โดยฟังก์ชันทั้งหมดสามารถสร้างได้ด้วยวงจรรไบควอด ในหัวข้อ 7.2.4(ค) พบว่าสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันดังกล่าวได้โดยใช่วงจร BQ_3 โดยนำมาเชื่อมต่อกันดังรูปที่ 7.59

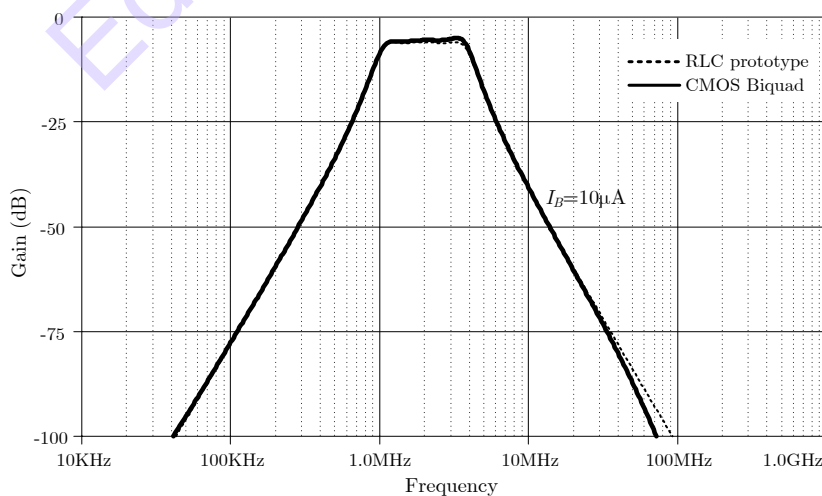


รูปที่ 7.59 วงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ Chebyshev โดยใช้ฟังก์ชันไบควอดแบบที่ 3

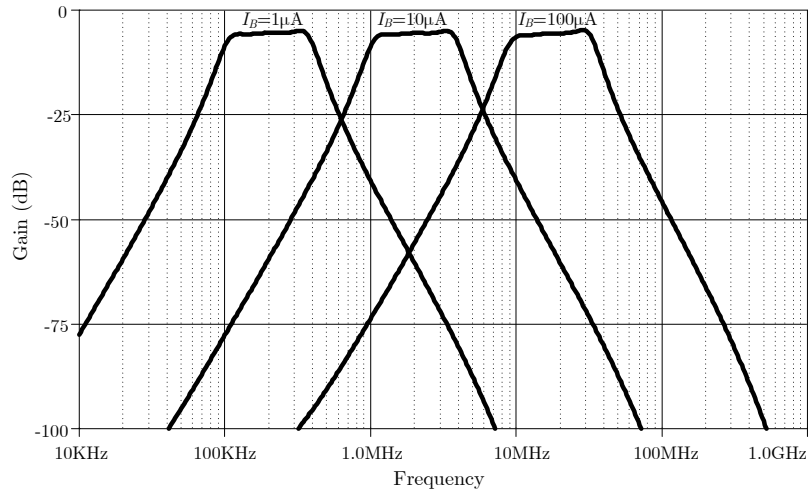
ตัวอย่างที่ 7.8 จากวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RLC ต้นแบบในรูปที่ 7.58 มีค่าอุปกรณ์เท่ากับ $L_1=L_2=L_3=80\text{nH}$, $C_1=C_2=80\text{nF}$ และ $R_S=R_L=1\Omega$ จงสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่านจากวงจรรไบควอด BQ_3 ที่สร้างจากวงจรรอินทิเกรเตอร์ในตัวอย่างที่ 7.1 และ 7.2 กำหนดให้กระแสไบแอส (I_B) เท่ากับ $10\mu\text{A}$ และ เมื่อปรับค่ากระแสไบแอสจาก $1\text{-}100\mu\text{A}$ โดยตัวเก็บประจุมีค่า 20pF เท่ากันทุกตัว จำลองการทำงานโดย Spice ในเชิงเปรียบเทียบและ การยืนยันการทำงาน โดยกำหนดให้วงจรร RLC ต้นแบบ

วิธีทำ

เมื่อนำวงจรร CMOS Biquad มาต่อกันดังรูปที่ 7.59 เป็นวงจรรองวงจรรองแถบความถี่ผ่านแบบ ซีมอส และ จำลองการทำงานเทียบกับวงจรร RLC ต้นแบบ พบว่าคุณสมบัติด้านการตอบสนองทางความถี่กลาง (Center Frequency) จะมีค่าประมาณ 2 MHz และ มีสัดส่วนของ Ripple ที่ใกล้เคียงกันดังรูปที่ 7.60 แต่สังเกตว่าวงจรรที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ จะมีการกระเพื่อมที่ขอบ Passband สูงกว่าวงจรร RLC ต้นแบบเล็กน้อย และ เมื่อปรับค่ากระแสไบแอสจาก $1\text{-}100\mu\text{A}$ พบว่าค่าความถี่กลางจะปรับเปลี่ยนไปจาก 200kHz ไปจนถึง 20MHz ดังแสดงในรูปที่ 7.61

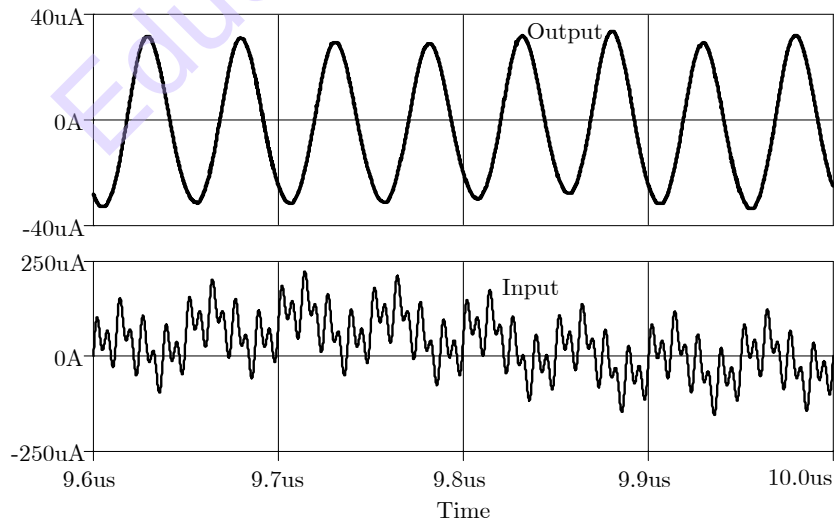


รูปที่ 7.60 คุณสมบัติของวงจรรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ฟังก์ชันไบควอด

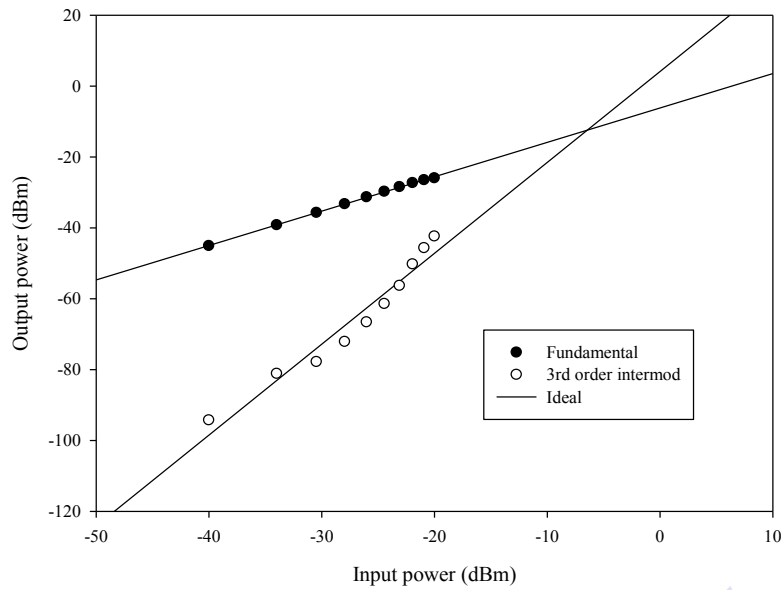


รูปที่ 7.61 คุณสมบัติของวงจรรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ฟังก์ชันไบควอตเมื่อปรับค่ากระแสไบแอส

ในส่วนของการตรวจสอบประสิทธิภาพการกรองแถบความถี่ผ่าน สามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณไซน์หลายความถี่ (1.2MHz, 2.5MHz, 20MHz, 80MHz, 160MHz) เข้าไปพร้อมๆ กันที่อินพุตของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านรูปที่ 7.59 ผลลัพธ์ที่ได้จะพบว่าเพียงความถี่ 20 MHz เท่านั้นที่สามารถผ่านออกมาได้ที่เอาต์พุต ดังแสดงดังรูปที่ 7.62 ส่วนการวัดค่าความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation Distortion: IMD) เป็นการวัดความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรอง สามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณ 2 ความถี่ (two tones) เข้าไปที่อินพุตของวงจรรอง ในที่นี้จะใช้ 14MHz และ 16MHz และปรับแอมพลิจูดจาก 10-100 μ A หรือ -40 to -20dBm โดยกำหนดให้กระแสไบแอส 100 μ A (คัตออฟประมาณ 40MHz) พบว่าค่าความเพี้ยนอันดับสามจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Third-order Intermodulation: IM3) คิดจากค่าฮาร์โมนิกอันดับสามที่ความถี่ 18 MHz ซึ่งจะมีจุดตัด (Intercept Point) ประมาณ -10dBm (ที่อินพุตประมาณ 300 μ A) แสดงดังรูปที่ 7.63 และ จากค่า IM3 ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่วัดได้พบว่ามีค่าดีที่สุดที่ -40dBm (อินพุตเท่ากับ 10 μ A) คล้ายกับของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 7.62 ความสามารถการกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อ $I_B=100\mu A$



รูปที่ 7.63 ค่าจุดตัด IM3 ของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

7.2.6 เปรียบเทียบวิธีการสังเคราะห์

ในหัวข้อที่ 7.2.2-7.2.4 ได้อธิบายวิธีการสังเคราะห์วงจรรองอันดับสูงต่างๆ โดยใช้วงจรแพสซีฟ RLC ต้นแบบ โดยผลลัพธ์ของวิธีเหล่านี้ใช้รูปแบบของวงจรรีโตนเทอเรเตอร์ความถี่สูงระดับทรานซิสเตอร์ ในการเลียนแบบวงจรรองแพสซีฟต้นแบบที่เหมือนกัน ความแตกต่างของแต่ละวิธีคือการใช้วงจรย่อย ในวิธีการไฟลส์สัญญาณ นั้นถือว่าเป็นวิธีที่ตรงไปตรงมาถ้าโครงข่าย RLC Chebyshev เป็นวงจรต้นแบบ การออกแบบจะทำได้ไม่ยุ่งยากมากนักสามารถนำมาออกแบบได้ทั้งในกรณี LP และ BP แต่ถ้าเป็นกรณีการใช้โครงข่าย RLC Elliptic เป็นวงจรต้นแบบ จะทำให้สมการเป็นลักษณะของดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiator) ซึ่งไม่เหมาะกับการนำมาสร้างวงจรรองเพราะจะมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน และหากไม่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล ก็จะต้องใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัว ซึ่งการสร้างตัวเก็บประจุแบบนี้ในวงจรรวมจะมีความยุ่งยากมากกว่าตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ การแก้ปัญหาสามารถทำได้โดยใช้ทฤษฎี Miller Capacitance เพื่อแปลงตัวเก็บประจุแบบลอยตัวให้เป็นแบบต่อกราวด์ แต่ก็เป็นการเพิ่มความซับซ้อนให้กับวงจรรองชนิด Elliptic ด้วยเช่นกัน แต่ก็ถือว่าการไฟลส์สัญญาณก็สามารถรองรับได้ทั้ง LP และ BP แบบ Chebyshev และ Elliptic อย่างไรก็ตามการสังเคราะห์วงจรรองความถี่จากโครงข่าย RLC ต้นแบบก็สามารถใช้ฟังก์ชันไปควอดที่สร้างจากอินทิเกรเตอร์ได้เช่นกัน แต่การใช้ฟังก์ชันไปควอดจะเป็นการสร้างวงจรรองไปควอดด้วยอินทิเกรเตอร์ ซึ่งการออกแบบด้วยฟังก์ชันไปควอดนั้นดูเหมือนมีระเบียบวิธีการและยุ่งยากมากกว่า แต่ถ้ามองอีกมุมหนึ่งการสร้างวงจรรองไปควอดนั้นสามารถสร้างได้ง่ายจากบล็อกแอกทิฟทั่วไป ซึ่งจะมีความเป็นโมดูล ทำให้ถ้ามองเป็นบล็อกไดอะแกรมก็จะดูง่ายกว่าในแบบกราฟการไฟลส์สัญญาณแต่ในทางกลับกันข้อเสียก็จะเป็นการกำหนดข้อจำกัดในการออกแบบวงจรรอง วงจรรองไปควอดจะไม่ได้ประโยชน์จากข้อดีในการเลียนแบบวงจรรองแบบ RLC-Ladder เช่นข้อดีด้านความไว เป็นต้น

7.3 ความไวของวงจรรอง RLC-Ladder

วงจรรอง RLC-Ladder ปลายปิดคู่ ซึ่งหมายถึงมีการปิดทั้งสองด้านด้วยตัวต้านทานด้านแหล่งจ่าย และ ตัวต้านทานโหลด โครงข่าย LC ที่อยู่ระหว่างตัวต้านทานนั้นจะเป็นแบบไม่สูญเสีย ในแถบความถี่ผ่านของวงจรรอง รองรับความถี่ได้หลายความถี่ที่แหล่งจ่ายสามารถส่งผ่านได้มากที่สุดมายังโหลด (ไม่มีการลดทอน) ที่ความแปรผันของความถี่นี้อาจจะเป็นบวกหรือเป็นลบก็ได้ โดยเบี่ยงเบนไปจากค่าปกติ (Nominal) ที่กำหนดจากขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ซึ่งยิ่งเบี่ยงเบนไปมากก็จะทำให้เอาต์พุตที่โหลดลดลง ผลการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายแรงดันต่อการเปลี่ยนแปลงของ LC มีค่าเป็นศูนย์อย่างชัดเจน จึงเรียกได้ว่าไม่มีการลดทอน [5] สำหรับความถี่ที่อยู่ในแถบความถี่ข้างเคียงที่ไม่มีการลดทอนนั้น ความไวจะไม่เท่ากับศูนย์แต่จะมีค่าต่ำ ซึ่งความไวของเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทานแหล่งจ่ายและตัวต้านทานโหลดนั้นจะไม่เท่ากับศูนย์

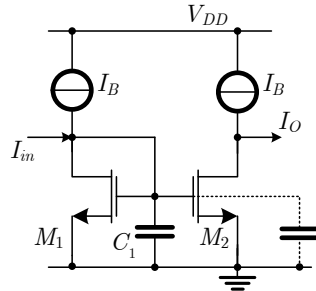
ความไวในขอบของแถบความถี่ (Transition Band) และ แถบความถี่หยุด (Stop Band) จะมีค่าไม่ต่ำในวงจรรอง RLC-Ladder แบบไม่สูญเสีย อย่างไรก็ตามวงจรรอง RLC แบบสูญเสีย สามารถให้ค่าความไวที่ตื้นอกแถบความถี่ผ่าน [19] อีกด้วย ซึ่งการวางตำแหน่งซีโรส่งผ่าน (Transmission zero) อย่างแม่นยำนั้นเป็นสิ่งสำคัญถ้าต้องการกำจัดคลื่นพาท์ออกไป ซึ่งเหมาะกับการนำไปใช้วงจรรอง IF ในเครื่องรับโทรทัศน์

7.4 บทสรุป

ในบทนี้กล่าวถึงเทคนิคต่างๆ ในการสังเคราะห์วงจรรองอันดับสูง โดยเลียนแบบจากวงจรรอง RLC ต้นแบบ โดยใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วยกราฟการไหลสัญญาณ การวิเคราะห์กระแสเมช และ แรงดันโหนด โดยการวิเคราะห์ด้วยกราฟการไหลสัญญาณสามารถสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และ วงจรรองแถบความถี่ผ่าน ทั้งในแบบ Chebyshev และ Elliptic ด้วยฟังก์ชันของอินทิเกรเตอร์ ส่วนการวิเคราะห์ด้วยกระแสเมช และ แรงดันโหนด ร่วมกับฟังก์ชันไบควอด ก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่สามารถสังเคราะห์วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และ วงจรรองแถบความถี่ผ่าน ในแบบ Chebyshev ได้อย่างมีประสิทธิภาพเช่นกัน และ ในการเพื่อให่วงจรรองทำงานได้ที่ความถี่สูงมากได้ จะอยู่บนเงื่อนไขต่อไปนี้ให้มากที่สุด เช่น ต้องลดโหนดที่มีตัวเก็บประจุแฝงลง มีความไวต่ำ มีศักยภาพของพิสัยพลวัตที่ดี ซึ่งด้วยเงื่อนไขดังกล่าว การออกแบบวงจรรองโดยใช้บล็อกแยกทีพีไม่สามารถทำได้ เนื่องจากมีตัวเก็บประจุแฝงภายในจำนวนมาก ทางเลือกหนึ่งคือการใช้วงจรรองอินทิเกรเตอร์ความถี่สูงโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งวงจรรองทำงานในระดับแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ทำให้มีองค์ประกอบแฝงภายในน้อย อีกทั้งยังสามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้าง เมื่อนำมาสังเคราะห์ร่วมกับทฤษฎีกราฟการไหลสัญญาณ และ ฟังก์ชันไบควอด และ ด้วยคุณสมบัติของวงจรรองแพสซีฟ RLC ต้นแบบที่มีความไวต่ำ และมีพิสัยพลวัตที่ดี จึงสามารถนำวงจรรองอินทิเกรเตอร์ความถี่สูงโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ ร่วมกับทฤษฎีกราฟการไหลสัญญาณ และ ฟังก์ชันไบควอด มาใช้สังเคราะห์วงจรรองความถี่สูง โดยใช้วิธีเลียนแบบจากวงจรรองแพสซีฟ RLC ต้นแบบได้เป็นอย่างดี และ ด้วยข้อดีของการใช้เทคโนโลยีซีมอส จึงสามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายและมีราคาต่ำกว่าเทคโนโลยีไบโพลาร์ โดยยังสามารถใช้งานได้ในด้านสื่อสารย่าน VHF เช่น การมอดูเลตและดีมอดูเลต ที่จะกล่าวถึงในบทที่ 9 และ 10 อีกทั้งได้คุณสมบัติทางการกรองความถี่ก็เทียบเท่ากับเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์แต่ใช้กำลังงานต่ำกว่า และมีคุณสมบัติการปรับค่าได้ด้วยกระแส ซึ่งสามารถพัฒนาพร้อมกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์เป็นวงจรรองความถี่แบบโปรแกรมได้ (Programmable Filter) ได้ในอนาคต

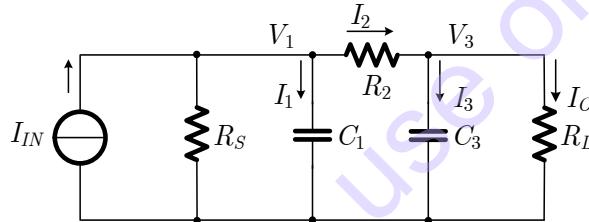
แบบฝึกหัดท้ายบท

- 7.1. จงคำนวณหาความถี่ตอบสนองของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ดังรูปที่ 7.64 โดยกำหนดให้ NMOS มี Parameter ดังนี้ $W=10\mu\text{m}$, $L=1\mu\text{m}$, $k'=\mu C_{ox}=194\mu\text{A}/\text{V}^2$ และ $C_1=50\text{pF}$, $I_B=35\mu\text{A}$



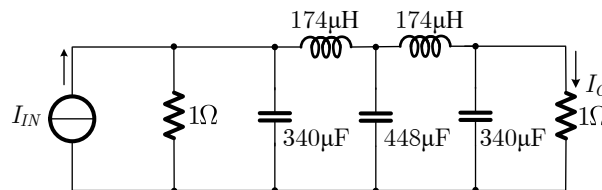
รูปที่ 7.64 วงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียสำหรับแบบฝึกหัดข้อ 7.1

- 7.2. จงเขียนกราฟการไหลสัญญาณรูปแบบกระแสทั้งหมด (โดย Normalized ด้วย g_m) จากวงจร RC ดังรูปที่ 7.65



รูปที่ 7.65 วงจรแพสซีฟ RC สำหรับแบบฝึกหัดข้อ 7.2

- 7.3. จากคำตอบข้อ 7.2 จงออกแบบวงจรกรองโดยใช้อินทิเกรเตอร์ และ แสดงผลการจำลองเทียบกับ วงจรต้นแบบ
- 7.4. จากวงจรกรองความถี่ RLC ดังรูปที่ 7.66 จงจำลองการทำงานและอธิบายคุณสมบัติต่อไปนี้ ว่ามีค่าเท่าไร
- ก) ความถี่คัตออฟ
 - ข) การกระเพื่อม (Ripple) (dB)
 - ค) แถบความถี่หยุด (Stop band) ที่ -40dB
 - ง) หากต้องการเปลี่ยนความถี่คัตออฟไปยัง 1MHz วงหาค่า RLC และจำลองการทำงานเปรียบเทียบ

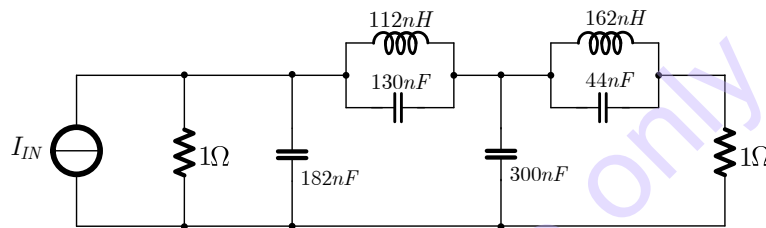


รูปที่ 7.66 วงจรแพสซีฟ RLC สำหรับแบบฝึกหัดข้อ 7.4

7.5. จากวงจรรูปที่ 7.66 จงออกแบบวงจรกรองโดยใช้อินทิเกรเตอร์ โดยใช้ทฤษฎีกราฟการไหลสัญญาณ และ แสดงผลการจำลองเทียบกับวงจรต้นแบบ

7.6. จากวงจรแพสซีฟ RLC ดังรูปที่ 7.67 จงจำลองการทำงานและอธิบายคุณสมบัติต่อไปนี้ ว่ามีค่าเท่าไร

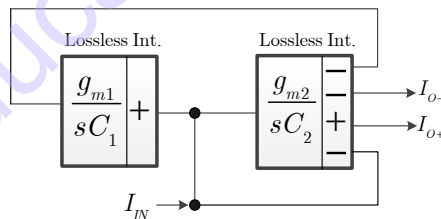
- ก) ความถี่คัตออฟ
- ข) การกระเพื่อม (Ripple) (dB)
- ค) แถบความถี่หยุด (Stop band) ที่ -40dB
- ง) หากต้องการเปลี่ยนความถี่คัตออฟไปยัง 10MHz วงหาค่า RLC และจำลองการทำงานเปรียบเทียบ



รูปที่ 7.67 วงจรแพสซีฟ RLC สำหรับแบบฝึกหัดข้อ 7.6

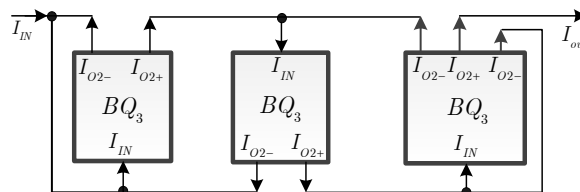
7.7. จากวงจรรูปที่ 7.67 จงออกแบบวงจรกรองโดยใช้อินทิเกรเตอร์ โดยใช้ทฤษฎีกราฟการไหลสัญญาณ และ แสดงผลการจำลองเทียบกับวงจรต้นแบบ

7.8. จงวิเคราะห์ฟังก์ชันของบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 7.68 และ ออกแบบเป็นวงจรโดยสามารถลดรูปให้ใช้ทรานซิสเตอร์ลดลง



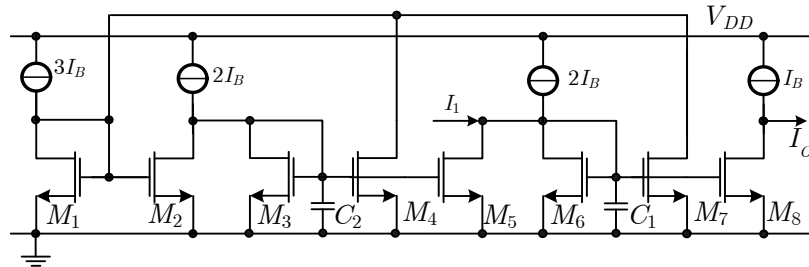
รูปที่ 7.68 บล็อกไดอะแกรม สำหรับแบบฝึกหัดข้อ 7.8

7.9. จากวงจรรูปที่ 7.69 เมื่อพิจารณาบล็อกไดอะแกรมของ BQ_3 ตัวที่ 1 และ ตัวที่ 3 พบว่ามีการ Loop กลับ จากหลักการสามารถแทนด้วย BQ_1 ได้ จงพิสูจน์กรณีนี้ด้วยการออกแบบว่าทำอย่างไร และ จำลองการทำงานเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสีย



รูปที่ 7.69 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน สำหรับแบบฝึกหัดข้อ 7.9

- 7.10. จากวงจรไบควอดแบบที่หนึ่ง รูปที่ 7.70 จงวิเคราะห์หาค่า C_{gs} ของทรานซิสเตอร์มีผลอย่างไรกับความถี่ตอบสนอง (ω_0) สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงค์กัน ตัวเก็บประจุ $C_1=C_2=C$ และองค์ประกอบแฝงตัวอื่นไม่มีผลต่อวงจร



รูปที่ 7.70 วงจรรองแถบความถี่ผ่าน สำหรับแบบฝึกหัดข้อ 7.10

- 7.11. หากต้องการออกแบบวงจรความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev อันดับ 5 ควรใช้เทคนิคของกราฟการไหลสัญญาณ หรือ ใช้เทคนิคฟังก์ชันไบควอด เพราะเหตุใด
- 7.12. จากวงจรความถี่สูงด้วยเทคโนโลยีซีมอสในบทที่ 7 นี้ เมื่อเทียบกับวงจรความถี่ที่สร้างจากบล็อกแอกทีฟ จงเปรียบเทียบข้อดีข้อเสีย และ เพราะเหตุวงจรในบทที่ 7 จึงสามารถทำงานได้มีความถี่ที่สูงกว่า

เอกสารอ้างอิง

- [1] M.S. Ghauri and K.R. Laker, "Modern Filter Design," Prentice Hall Inc. Englewood Cliffs NJ 07632, 1981.
- [2] B. Nauta, "A CMOS Transconductance-C Filter Technique for Very High Frequencies, IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 27, No. 2. pp.142-153, Feb. 1992.
- [3] G. Groenewold, "The design of High Dynamic Range Continuous-Time Integratable Bandpass filters," IEEE Trans. Circ. and Syst. Vol CAS-38, August 1991.
- [4] A.I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis," John Wiley and Sons, New York, 1967.
- [5] H.J. Orchard, "Inductorless Filters," Electr. Lett, Vol. 2, pp 224-225, June 1966.
- [6] D.G. Haigh, J.T. Talflon, B. Singh, "Low-sensitivity switched capacitor simulation of elliptic lowpass LCR ladder filters," Electron. Lett, Vol. 24, No.1, pp.52-54, Jan. 1988.
- [7] W.M. Snelgrove and A.S. Sedra, "Synthesis and Analysis of State-Space Active Filters using Intermediate Transfer functions," IEEE Trans. Circ. and Syst. Vol. CAS-33, No.3, pp 287-301, March 1986.
- [8] B. Nauta, "Analog CMOS Filters for Very High Frequencies," Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 1993.
- [9] T. Kunto, **P. Prommee**, M.T. Abuelma'atti, "Electronically tunable current-mode high-order ladder low-pass filters based on CMOS technology," Radioengineering, Vol. 24, No.4, pp.974-987, Dec 2015.
- [10] **พิพัฒน์ พรหมมี** "หลักการตัวกรองความถี่อนาลอก," คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2553.
- [11] **P. Prommee**, Kobchai Dejhan, "An Integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier," Int. Journal of Electronics, Vol.89, No.5, pp.365-379, May 2002.
- [12] R.J. Baker, "CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation," John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2008.
- [13] L.P. Huelsman, "Active and Passive Analog Filter Design," McGraw-Hill Inc., International Edition, 1993.
- [14] T. Deliyannis, Y. Sun, J.K. Fidler, "Continuous-Time Active Filter Design," London: CRC Press, 1999.
- [15] **P. Prommee**, A. Tiamsuphat, M.T. Abuelma'atti, "Electronically tunable MOS-only current-mode high-order band-pass filters," Turk J Elec Eng & Comp Sci, Vol.25, no.2, pp.1116-1136, 2017.
- [16] J. Glinianowicz, J. Jakusz, S. Szczepanski, Y. Sun, "High-frequency two-input CMOS OTA for continuous-time filter applications," IEE Proc., Circuits, Devices Syst., Vol. 147, No. 1, pp.13-18, Feb. 2000.

- [17] M.A. Tan and R. Schaumann, "Simulating General-Parameter LC-Ladder Filters for Monolithic Realizations with Only Transconductance Elements and Grounded Capacitors," IEEE Trans. Circ. and Syst. Vol.36, No.2, pp.299-307, Feb. 1989.
- [18] **P. Prommee**, E. Saising, "CMOS-based high-order LP and BP filters using biquad functions," IET Circuits, Devices & Systems, Vol. 12, no.4, pp.326–334, July. 2018.
- [19] M.L. Blostein , "Sensitivity analysis of parasitic effects in resistance terminated LC two-ports," IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-14, pp.21-25, 1967.
- [20] F. Khateb, **P. Prommee** and T. Kulej, "MIOTA-Based Filters for Noise and Motion Artifact Reductions in Biosignal Acquisition," IEEE Access, Vol.10, pp.14325-14338, Feb. 2022.
- [21] **P. Prommee**, K. Karawanich, F. Khateb and T. Kulej, "Voltage-Mode Elliptic Band-Pass Filter Based on Multiple-Input Transconductor," IEEE Access, Vol.9, pp.32582-32590, Feb. 2021.

Education use only

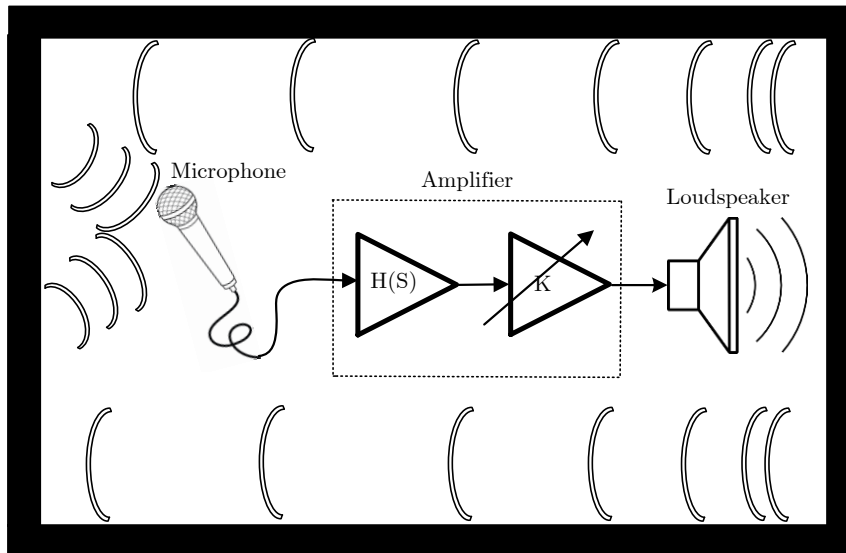
Education use only

บทที่ 8

วงจรถ่ายทอดสัญญาณรูปไซน์

หากเปรียบเทียบร่างกายมนุษย์กับระบบสื่อสาร ภาวะที่สำคัญที่สุดในร่างกายมนุษย์ก็คือหัวใจ เนื่องจากการเต้นของหัวใจจะเป็นตัวกำหนดจังหวะการทำงานให้กับร่างกาย รวมถึงส่งเลือดไปเลี้ยงส่วนต่างๆ และ เชื่อมโยงให้อวัยวะทุกส่วนทำงานร่วมกันได้อย่างเป็นระบบ หากหัวใจหยุดเต้นมนุษย์คนนั้นก็ไม่สามารถมีชีวิตได้อีกต่อไป ในระบบสื่อสารก็คล้ายกัน การทำงานของระบบย่อยในระบบสื่อสารโดยเฉพาะในการสื่อสารไร้สายล้วนต้องการแหล่งกำเนิดความถี่ เช่น การมอดูเลต การย้ายแบนด์ความถี่ การผสมสัญญาณ การส่งสัญญาณระยะไกล ฯลฯ อาจจะมีพูดได้ว่าหากไม่มีแหล่งกำเนิดความถี่ ระบบสื่อสารก็ไม่สามารถทำงานได้ แหล่งกำเนิดความถี่จึงจัดว่าเป็นหัวใจของระบบสื่อสารเลยทีเดียว แหล่งกำเนิดความถี่เพื่อใช้งานในระบบสื่อสาร และสามารถสร้างขึ้นได้นั้นสามารถแยกเป็น 2 แบบใหญ่ๆ คือ แบบแอนะล็อก และ แบบดิจิทัล โดยหลักการกำเนิดสัญญาณทั้งสองแบบนี้แตกต่างกันโดยสิ้นเชิง ถ้าเป็นแบบดิจิทัลมักจะใช้วงจร Digital Switching และ อาจจะใช้คริสตัลในการกำเนิดสัญญาณเพื่อความแม่นยำของความถี่ และ โดยส่วนมากสัญญาณเอาต์พุตมักจะได้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ในการกำเนิดสัญญาณแบบแอนะล็อกโดยเฉพาะสัญญาณรูปไซน์นั้น มีหลายวิธีด้วยกันเช่น การกำเนิดสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมขึ้นมาก่อน และทำการแปลงรูปสัญญาณจากสัญญาณพัลส์เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม และ ใช้เทคนิคของวงจร Piece-wise Linear ในการประมาณค่าสัญญาณไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยมอีกทอดหนึ่ง เทคนิคนี้มักจะใช้ในวงจรรวมแบบ Monolithic เช่นใน Multi-purpose VCO เบอร์ XR-2206 [1] เป็นต้น และ อีกวิธีหนึ่งจะการใช้การป้อนกลับของระบบเชิงเส้น ที่มีเงื่อนไขพอเหมาะ สัญญาณก็จะได้เป็นสัญญาณรูปไซน์ โดยในตำราเล่มนี้จะเน้นการกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับเป็นหลัก

หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ทั่วไป หากจะอธิบายให้เข้าใจได้ง่าย เราสามารถนำไปเปรียบเทียบได้กับการใช้ไมโครโฟนผ่านเครื่องขยายเสียงในห้องๆ หนึ่ง ดังแสดงรูปที่ 8.1 โดยคุณสมบัติของวงจรถ่ายทอดเสียงโดยทั่วไปนั้น สามารถแยกการทำงานเป็นสองส่วนใหญ่มาก ส่วนแรกคือ ส่วนที่มีคุณสมบัติเทียบเท่ากับฟังก์ชันถ่ายโอน ($H(s)$) และ ส่วนการปรับอัตราขยายด้วยปุ่ม Volume เทียบเท่ากับ (k) เมื่อสัญญาณอินพุตผ่านไมโครโฟนเพื่อแปลงสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า ส่งไปยังเครื่องขยายเสียง ออกไปเป็นเสียงที่ลำโพง เสียงบางส่วนจะไปกระทบกับผนังห้อง และ จะเกิดการสะท้อนวนกลับเข้าสู่ไมโครโฟนอีกครั้ง ถ้าการปรับ Volume (k) ของเครื่องขยายเสียงมีค่าต่ำ สัญญาณที่สะท้อนกลับมาก็จะไม่มีผลต่อวงจรถ่ายทอดเสียงตามปกติ แต่ถ้าหากมีการปรับ Volume หรือ การปรับค่า (k) ในระดับที่สูงขึ้นจนถึงจุดๆ หนึ่ง สัญญาณจะถูกขยายมากขึ้น และ สะท้อนผนังห้องกลับมาเป็นอินพุตที่ไมโครโฟน และ ขยายออกลำโพง และ สะท้อนวนกลับแบบไม่จบสิ้น ในสภาวะนี้วงจรถ่ายทอดเสียงจะต้องการสัญญาณอินพุตอีกต่อไป แต่จะให้สัญญาณเสียงเป็นความถี่สูงน่ำราคาญออกมาแทน (โดยทั่วไปเรียกว่าไมโครโฟนฮอนนั้เอง) โดยความถี่ที่กำเนิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับความถี่ตอบสนองของเครื่องขยายเสียง หรือ เท่ากับความถี่คัตออฟของฟังก์ชันโครงข่าย ($H(s)$) ซึ่งทฤษฎีนี้ตรงกับกฎความเสถียรในระบบของ Barkhausen [2] ที่จะกล่าวในอันดับต่อไป



รูปที่ 8.1 หลักการกำเนิดสัญญาณทั่วไป

โดยหลักการแล้ว วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์จะต้องใช้ฟังก์ชันโครงข่ายต่อกับวงจรขยาย และ มีการป้อนกลับที่เหมาะสม ซึ่งวงจรขยายที่ใช้นั้นอาจจะอยู่ในรูปแบบใดก็ได้ เช่น บล็อกแอกทิฟ วงจรขยายทรานซิสเตอร์ (ทั้งไบโพลาร์ หรือ ซีโมส) ซึ่งในแต่ละแบบก็จะมีข้อดี และ ข้อจำกัดที่ต่างกัน เช่น ในด้านการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ ยานความถี่การทำงาน การใช้กำลังงาน และ ความเหมาะสมในการสร้างวงจรรวม ซึ่งถ้าจะกล่าวถึงวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ทั้งหมด คงไม่สามารถนำมาอธิบายได้หมดทุกวงจร แต่ผู้เขียนจะพยายามอธิบายถึงหลักการ แนวคิดต่างๆ และ ตัวอย่างเชื่อมโยงในการนำไปออกแบบให้ครบถ้วน เพื่อให้ผู้ที่สนใจสามารถใช้เป็นประโยชน์ในการพัฒนาวงจรรวม โดยเฉพาะงานด้านสื่อสารได้ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการในการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้บล็อกแอกทิฟ ซึ่งอาจจะยังทำงานที่ความถี่สูงไม่ได้นัก และ เมื่อเข้าใจในหลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ การออกแบบเบื้องต้นดีแล้ว ในอันดับต่อไป จะเป็นการกล่าวถึงวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ทำงานในความถี่สูง สามารถสร้างเป็นวงจรรวมในด้านการสื่อสารได้ ซึ่งทั้งหมดจะเป็นวงจรที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

8.1 การวิเคราะห์ฟังก์ชันโครงข่ายสำหรับการกำเนิดสัญญาณ

การวิเคราะห์ฟังก์ชันโครงข่ายเป็นสิ่งแรกที่ต้องทำ เพื่อที่จะทราบได้ว่าฟังก์ชันโครงข่ายแบบใดมีพฤติกรรมอย่างไร และ นำคุณสมบัติฟังก์ชันโครงข่ายเหล่านั้น มาใช้งานได้อย่างเหมาะสม โดยในการวิเคราะห์ฟังก์ชันโครงข่ายนั้น สิ่งสำคัญคือการพิจารณาโพลและซีโร ซึ่งโพลและซีโรนี้ จะเป็นตัวบอกถึงพฤติกรรมเบื้องต้นของฟังก์ชันโครงข่ายได้ เช่น มีความเสถียรหรือไม่ มีค่าการตอบสนองเป็นแบบใด ฟังก์ชันโครงข่ายที่จะนำมาพิจารณานั้นจะต้องอยู่ในรูปของพหุนามแบบเศษส่วนในระนาบ s และ ค่าสัมประสิทธิ์จำนวนจริง จะทำให้ค่าของโพลและซีโร อยู่ในรูปของเชิงซ้อนสังยุค (Complex Conjugate) ดังตัวอย่างของรากเชิงซ้อน (Complex Root) จะสามารถเป็นได้ทั้ง $s = -a-jb$ หรือ $s = -a+jb$ นำไปแทนในสมการในรูปของพหุนามจะเขียนได้เป็น

$$(s + a + jb)(s + a - jb) = s^2 + 2as + a^2 + b^2 \quad (8.1)$$

อย่างที่กล่าวไว้ข้างต้น การพิจารณาว่าโครงข่ายว่าโครงข่ายนั้นมีความเสถียรหรือไม่ เป็นเรื่องที่สำคัญ และต้องนำมาพิจารณา ซึ่งโดยปกติแล้วโครงข่ายที่ใช้งานปกติจะต้องมีการตอบสนองที่ชัดเจน ซึ่งก็หมายถึงโครงข่ายมีความเสถียร ในโครงข่ายแบบแพสซีฟแบบปกติ จะมีความเสถียรเสมอโดยธรรมชาติ เนื่องจากไม่มีแหล่งกำเนิดพลังงานประกอบอยู่ แต่ในส่วนของโครงข่ายแบบแอกทีฟจะมีแหล่งพลังงานภายใน ดังนั้นโครงข่ายแบบแอกทีฟอาจมีความไม่เสถียรได้ หากต้องการนำโครงข่ายนั้นไปใช้เป็นวงจรกรอง หรือ ในระบบควบคุม เพราะถ้าตัวกรองไม่มีความเสถียรจะไม่สามารถนำไปกรองสัญญาณใดๆ ได้เลย แต่ในทางกลับกันถ้าโครงข่ายนั้นไม่เสถียร แต่อาจมีตัวแปรบางตัวที่ควบคุมได้ การประยุกต์ใช้เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณก็เป็นสิ่งที่ทำได้ และ เป็นข้อดีของระบบที่ไม่เสถียร

วิธีที่นิยมใช้ในการพิสูจน์ว่าโครงข่ายใด ๆ มีความเสถียรหรือไม่ นั้น มีด้วยกันหลายวิธี ซึ่งวิธีที่นิยมใช้และสะดวกในการตรวจสอบความเสถียรของโครงข่าย คือ การพิจารณาการตอบสนองต่ออิมพัลส์ โดยทำได้โดยทำการแปลงกลับ Laplace เศษส่วนย่อยของฟังก์ชันที่ต้องการพิสูจน์

ถ้าฟังก์ชันโครงข่ายมีโพลอยู่บนแกน σ การตอบสนองต่ออิมพัลส์ ในกรณี $t \geq 0$ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (8.2)

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \frac{k_1}{s - p_1} = k_1 e^{p_1 t} \quad (8.2)$$

ในกรณีนี้ เมื่อทดสอบแล้วพบว่าจะเป็นฟังก์ชันของโครงข่ายที่ไม่เสถียรเนื่องจากโพลมีค่าเป็นบวก (p_1 ที่มีค่าเป็นบวก) การตอบสนองต่ออิมพัลส์ จะลู่ออกในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล (Exponential) ตามค่าของเวลาที่เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 8.2

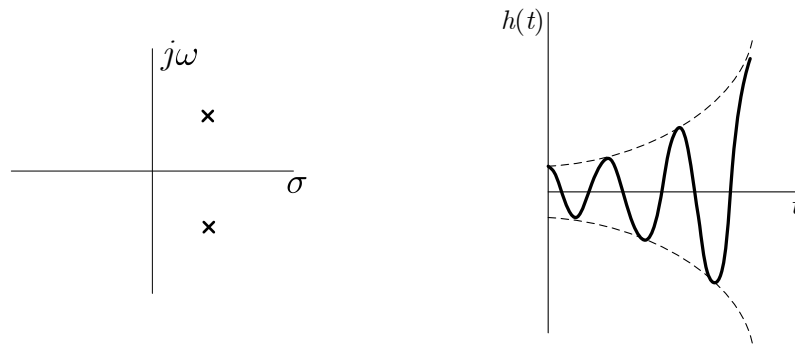


รูปที่ 8.2 การตอบสนองอิมพัลส์ กรณีโพลอยู่บนแกนจริงเป็นบวก

ถ้าฟังก์ชัน $H(s)$ มีค่าเป็นลักษณะโพลเชิงซ้อนสังยุค ที่ $s = a \pm jb$ การตอบสนองต่ออิมพัลส์ และฟังก์ชันนี้จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} h(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{k_1}{s - a - jb} + \frac{k_1}{s - a + jb} \right) = \mathcal{L}^{-1} \frac{2k_1 (s - a)}{s^2 - 2as + a^2 + b^2} \\ &= 2k_1 e^{at} \cos bt \end{aligned} \quad (8.3)$$

ในกรณีนี้เมื่อ a มีค่าเป็นบวก หรือ อีกนัยหนึ่งคือโพลอยู่ในด้านขวาของระนาบ s ค่าของการตอบสนองอิมพัลส์ จะเป็นสัญญาณรูปไซน์โดยจะลู่ออกแบบเอ็กโพเนนเชียล ตามค่าของเวลาที่เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 8.3 ซึ่งสรุปได้ว่าค่าโพลของฟังก์ชัน $H(s)$ จะไม่เสถียรถ้าโพลอยู่ในด้านขวาของระนาบ s



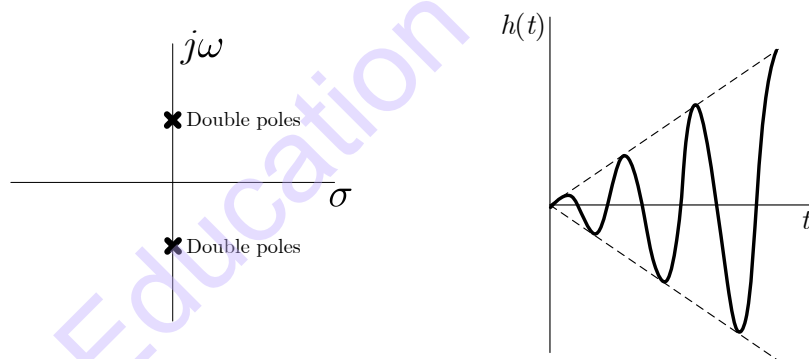
รูปที่ 8.3 การตอบสนองอิมพัลส์ กรณีโพลเป็นเชิงซ้อนอยู่ด้านขวามือของระนาบ

ถ้าฟังก์ชันโครงข่ายในกรณีมีโพลใดๆ อยู่บนแกนจินตภาพแต่มีลักษณะเป็นโพลคู่ และ ทับซ้อนกัน การตอบสนองต่ออิมพัลส์ จะเป็น

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{k_1}{s + jb} + \frac{k_1}{s - jb} \right) = \mathcal{L}^{-1} \frac{2k_1 s^2 - b^2}{s^2 + b^2} \quad (8.4)$$

$$= 2k_1 t \cos bt$$

กรณีนี้ฟังก์ชันจะคล้ายกันกับสมการที่ (8.3) แต่ค่าของการตอบสนองอิมพัลส์จะเป็นสัญญาณรูปไซน์โดยจะลู่ออกเป็นเชิงเส้นตามค่าของเวลาที่เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 8.4 ซึ่งสรุปได้ว่าค่าโพลของฟังก์ชัน $H(s)$ จะไม่เสถียรถ้าเป็นโพลคู่ และ ทับซ้อนกันบนแกนจินตภาพ

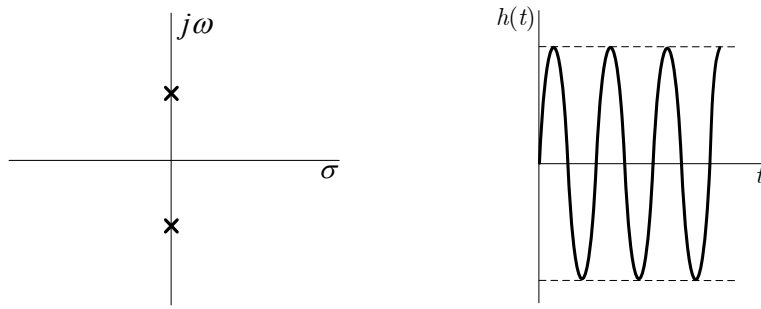


รูปที่ 8.4 การตอบสนองอิมพัลส์ กรณีโพลซ้อนทับอยู่บนแกน $j\omega$

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันที่ไม่เสถียรทั้ง 3 ฟังก์ชัน พบว่าฟังก์ชันที่ 2 เท่านั้นที่สามารถควบคุมได้ จากสมการที่ (8.3) พบว่าพจน์ที่ทำให้กราฟลู่ออกคือ e^{at} ซึ่งหากสามารถควบคุมทำให้พจน์ e^{at} ให้กลายเป็นค่าคงที่ได้ ซึ่งสามารถทำได้ง่ายโดยกำหนดให้ ค่า $a=0$ สมการที่ (8.3) สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$h(t) = 2K_1 \cos bt \quad (8.5)$$

โดยตำแหน่งของโพลเปลี่ยนตำแหน่งมาอยู่ที่แกน $j\omega$ พอดี



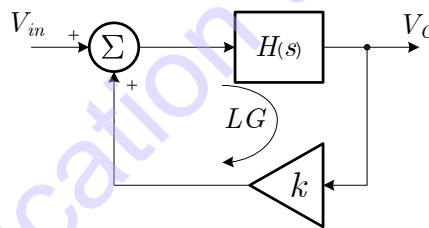
รูปที่ 8.5 โพลและซีโรของฟังก์ชันที่เกิดการแกว่งที่เอาต์พุต

จากสมการที่ (8.5) เมื่อนำมาพล็อตกราฟในโดเมนเวลาจะได้ดังรูปที่ 8.5 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการตอบสนองของฟังก์ชันตรงข้ามสมการที่ (8.3) จะเกิดการแกว่งเป็นสัญญาณไซน์ ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ในการสร้างสัญญาณไซน์ได้ โดยมีความถี่ $\omega=b$ เมื่อค่า $a=0$

8.2 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วยวิธีป้อนกลับ

จากหลักการกำเนิดสัญญาณทั่วไปในรูปที่ 8.1 สามารถนำมาอธิบายใหม่ในรูปของระบบการป้อนกลับแบบบวกได้ดังรูปที่ 8.6 โดยสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (8.6)

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{H(s)}{1 - kH(s)} = \frac{H(s)}{1 - LG} \tag{8.6}$$



รูปที่ 8.6 ระบบป้อนกลับแบบบวก

จากกฎของ Barkhausen ในการพิจารณาเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของระบบป้อนกลับแบบบวกนั้น พิจารณาโดยระบบไม่มีสัญญาณอินพุตแต่มีสัญญาณเอาต์พุต จึงสามารถอธิบายได้ว่าระบบเกิดการกำเนิดสัญญาณได้ต้องมีลูปเกน (Loop Gain: LG) เท่ากับหนึ่ง

$$LG = kH(s) = 1 \tag{8.7}$$

หรืออาจจะเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$0 = 1 - LG = 1 - kH(s) \tag{8.8}$$

จากรูปที่ 8.6 นั้น ตัวแปรที่จะต้องพิจารณาคือ $H(s)$ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว $H(s)$ ก็คือฟังก์ชันตรงข้ามในหัวข้อ 8.1 นั่นเอง และ จากการทดสอบด้วยอิมพัลส์พบว่าฟังก์ชันอันดับหนึ่งนั้นไม่สามารถทำให้เกิดการแกว่ง (Oscillate) ที่เอาต์พุตได้ จึงสามารถสรุปเบื้องต้นได้ว่า การเกิดการแกว่งของฟังก์ชันได้นั้นจะต้องอยู่ในรูปของ

ฟังก์ชันพหุนามอันดับสองขึ้นไป ดังนั้นการสร้างวงจรกําเนิดสัญญาณไซน์จึงต้องใช้ฟังก์ชันที่มีอันดับสองขึ้นไป เพื่อความสะดวกในการใช้อธิบายการเกิดการกําเนิดสัญญาณ ในตำราเล่มนี้จะใช้การวิเคราะห์รูปที่ 8.6 ใหม่โดยแทนฟังก์ชัน $H(s)$ ด้วยพหุนามอันดับ 2 และ 3 เพื่อใช้เป็นรูปแบบทั่วไป ในการอธิบายวงจรกําเนิดสัญญาณรูปแบบต่าง ๆ ได้อย่างสะดวกขึ้น ด้วยข้อสมมติฐานนี้ ถ้าสมมติให้ฟังก์ชัน $H(s)$ เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับ 2 ทำให้สามารถเขียนสมการที่ (8.8) ในรูปฟังก์ชันเศษและส่วนดังต่อไปนี้

$$0 = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_0s^2 + a_1s + a_2}{b_0s^2 + b_1s + b_2} \quad (8.9)$$

ส่วนในกรณีที่ $H(s)$ เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับ 3 ก็สามารถใช้อธิบายได้เช่นเดียวกับสมการที่ (8.9) ได้เช่นเดียวกัน โดยเขียนเป็นสมการเศษและส่วนได้เป็นดังสมการที่ (8.10) เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (8.9) และ (8.10) พบว่าในกรณีนี้ สมการด้านเศษ $N(s)$ เท่านั้นที่ควรให้ความสนใจ และสามารถกำหนดเงื่อนไขให้สมการที่ (8.9) และ (8.10) มีค่าเป็นศูนย์ได้ โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

$$0 = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3}{b_0s^3 + b_1s^2 + b_2s + b_3} \quad (8.10)$$

8.2.1 หลักการกําเนิดสัญญาณไซน์ด้วยพหุนามอันดับสอง

จากกฎของ Barkhausen ที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว สมการพหุนามอันดับที่สองพิเศษ $N(s)$ หรือเรียกว่าสมการคุณสมบัตินี้ (Characteristic Equation) โดยทั่วไปสามารถเขียน เมื่อกำหนดให้ลูบแกนเท่ากับหนึ่ง โดยใช้สมการที่ (8.9) มาเขียนใหม่อีกครั้งดังนี้

$$N(s) = 0 = a_0s^2 + a_1s + a_2 \quad (8.11)$$

แทนค่า $s=j\omega$ ลงในสมการได้

$$0 = -a_0\omega^2 + j\omega a_1 + a_2 \quad (8.12)$$

หรือ

$$0 = -\omega^2 + \frac{j\omega a_1}{a_0} + \frac{a_2}{a_0} \quad (8.13)$$

จากสมการที่ (8.13) สามารถหาเงื่อนไขการกําเนิดสัญญาณ (Condition of Oscillation: CO) ของสมการพหุนามอันดับที่ 2 ได้ ด้วยการกําจัดพจน์จินตภาพ โดยกําหนดให้

$$a_1 = 0 \quad (8.14)$$

จากเงื่อนไขการกําเนิดสัญญาณดังกล่าว ทำให้ได้ความถี่ของการกําเนิดสัญญาณ (Frequency of Oscillation) เป็น

$$\omega^2 = \frac{a_2}{a_0} \quad (8.15)$$

8.2.2 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วยพหุนามอันดับสาม

จากกฎของ Barkhausen ที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้วเช่นเดียวกัน สมการพหุนามอันดับที่สามตัวเศษ $N(s)$ หรือ เรียกว่าสมการคุณสมบัตินี้ (Characteristic Equation) โดยทั่วไปสามารถเขียน เมื่อกำหนดให้รูป เกณฑ์กับหนึ่ง โดยใช้สมการที่ (8.10) มาเขียนใหม่อีกครั้งดังนี้

$$0 = N(s) = a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3 \quad (8.16)$$

แทนค่า $s=j\omega$ ลงในสมการได้

$$0 = -j\omega^3 a_0 - a_1\omega^2 + j\omega a_2 + a_3 \quad (8.17)$$

หรือ

$$0 = (a_3 - a_1\omega^2) + j\omega(a_2 - a_0\omega^2) \quad (8.18)$$

จากสมการที่ (8.18) สามารถหาเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ (Condition of Oscillation: CO) ของสมการ พหุนามอันดับที่ 3 ด้วยการเทียบสัมประสิทธิ์ให้ทั้งพจน์จำนวนจริง และ พจน์จินตภาพมีค่าเป็นศูนย์ โดย กำหนดให้

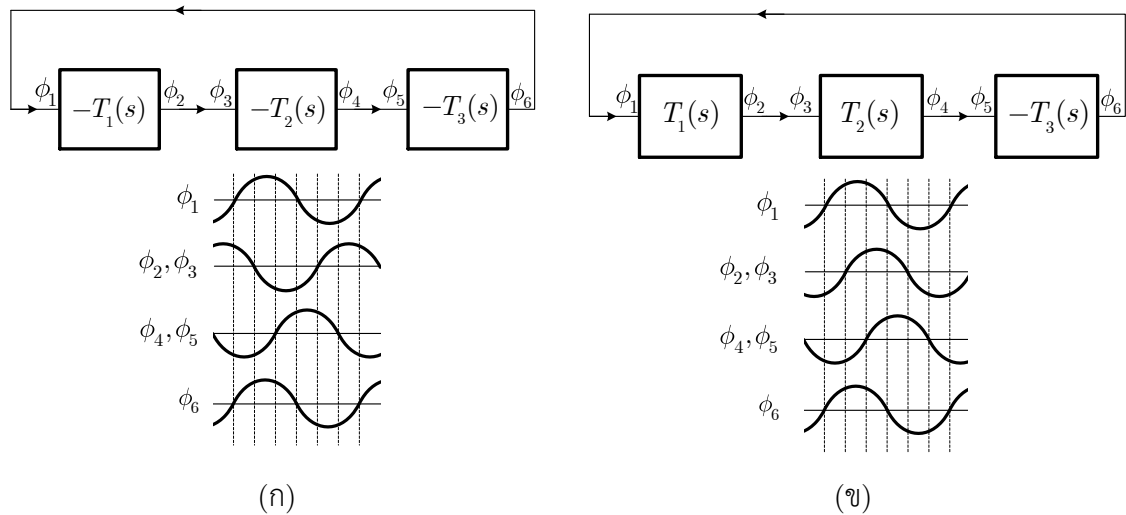
$$a_1a_2 - a_0a_3 = 0 \quad (8.19)$$

จากเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณดังกล่าว ทำให้ได้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ (Frequency of Oscillation) เป็น

$$\omega^2 = \frac{a_2}{a_0} = \frac{a_3}{a_1} \quad (8.20)$$

8.2.3 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟส n -order

ในหลักการกำเนิดสัญญาณอีกวิธีหนึ่งที่น่าสนใจ และ เป็นที่นิยมคือการกำเนิดสัญญาณด้วยการคาส เคตจำนวน n ชุด ทำให้อันดับของฟังก์ชันเป็นแบบ n -order และ เอาต์พุตของสัญญาณไซน์ที่กำเนิดได้จะมี หลายเฟส (Multiphase Sinusoidal Oscillator: MSO) ในหลักการแล้วการคาสเคตของฟังก์ชันถ่ายโอน อันดับหนึ่งสามารถทำได้ด้วยกันสองวิธีคือ แบบ n เป็นจำนวนคี่ และ แบบ n เป็นจำนวนคู่/คี่ ดังแสดงในรูปที่ 8.7 เป็นการยกตัวอย่างเพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายเพียง 3 ชุดเท่านั้น โดยพิจารณาแบบแรกในรูปที่ 8.7(ก) เป็น การใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับหนึ่งชนิดกลับเฟสมาต่อคาสเคตกัน เพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนรวมมีค่าเป็นลบ ซึ่งเมื่อ พิจารณาจากเฟสของแต่ละชุดจะครบ 360 องศาพอดี เมื่อครบ 6 เฟส ซึ่งหมายความว่า n จะต้องเป็นเลขคี่ เท่านั้น แต่เมื่อพิจารณาในแบบที่สองรูปที่ 8.7(ข) จะเป็นการใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับหนึ่งชนิดไม่กลับเฟสมา ต่อคาสเคตกัน และ จบท้ายด้วยชนิดกลับเฟส เพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนรวมมีค่าเป็นลบ ซึ่งเมื่อพิจารณาจากเฟส ของแต่ละชุดจะครบ 360 องศาพอดี เมื่อครบ 6 เฟส ดังนั้นจึงหมายความว่า n สามารถเป็นได้ทั้งแบบเลขคี่และ เลขคู่

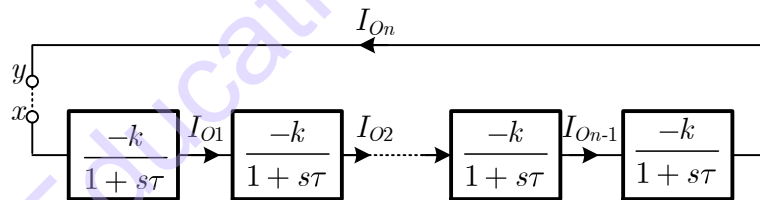


รูปที่ 8.7 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์ n -order (ก) แบบ n เป็นจำนวนคี่ (ข) แบบ n เป็นจำนวนคู่/คู่

ก) หลักการ MSO ด้วยฟังก์ชันโครงข่ายความถี่ต่ำผ่าน (LP)

ในการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ n -order นั้น โดยหลักการแล้วสามารถใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับหนึ่งมาต่อкасцепกัน ซึ่งสามารถใช้ฟังก์ชันได้หลายชนิด แต่เพื่อให้เนื้อหากระชับและ สะดวกในการอธิบาย ผู้เขียนจะขอยกตัวอย่างฟังก์ชันวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบกลับเฟสก่อน ซึ่งเมื่อนำมาкасцепกันจำนวน n ตัว เป็นโครงข่ายความถี่ต่ำผ่าน (LP) ดังรูปที่ 8.8 ซึ่งในฟังก์ชันวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแต่ละตัว มีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ

$$\frac{I_o}{I_i} = \left(\frac{-k}{1 + s\tau} \right) \tag{8.21}$$



รูปที่ 8.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์จำนวน n เฟสโครงสร้าง LP แบบจำนวนคี่

โดยที่ k คืออัตราขยายความถี่ต่ำ และ τ คือ ค่าคงตัวเวลาซึ่งเป็นตัวอธิบายถึงความถี่โพล จากรูปที่ 8.8 ด้วยเงื่อนไขของ Barkhausen สามารถเขียนได้เป็น

$$H(j\omega_0) = \left(\frac{-k}{1 + j\omega_0\tau} \right)^n = 1 \tag{8.22}$$

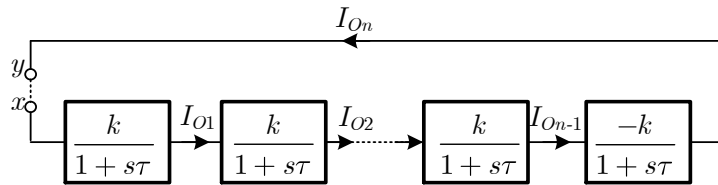
พิจารณาจากสมการที่ (8.22) ร่วมกับรูปที่ 8.7 และ รูปที่ 8.8 เฟสรวมของระบบเมื่อครบวงจรจะเป็น 360 องศาพอดี เมื่อสมมติให้ แต่ละบล็อกมีเฟสอินพุตและเฟสเอาต์พุตรวมกันเป็นสองเฟส (2ϕ) ดังนั้นเฟสรวมของทุกบล็อก n จะเท่ากับ ($2n\phi$) ซึ่งใน 1 รูปคลื่นสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$\angle H(j\omega_0) = 2n\phi = 2n(0 - \tan^{-1}(\omega_0\tau)) = 2\pi \tag{8.23}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} \tan\left(\frac{\pi}{n}\right) \quad (8.24)$$

จากสมการที่ (8.24) แสดงความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ (ω_0) เมื่อกำหนดให้ $n > 2$ และ แทนค่าสมการที่ (8.24) ในสมการที่ (8.22) จะได้เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณเท่ากับ

$$k = \sqrt{1 + (\omega_0 \tau)^2} \quad (8.25)$$



รูปที่ 8.9 วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์จำนวน n เฟส โครงสร้าง LP แบบจำนวนคี่/คู่

นอกจากนั้น ในรูปที่ 8.9 ได้แสดงหลักการกำเนิดสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสแบบ n เป็นจำนวนคี่/คู่ โดยแต่ละบล็อกจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นแบบบวกเท่ากัน แต่บล็อกสุดท้าย (n) จะมีค่าเป็นลบ เพื่อจะทำให้ภาพรวมของฟังก์ชันยังคงเป็นค่าลบ ซึ่งโครงสร้างนี้จะทำให้ n มีค่าเป็นเลขคี่ หรือ เลขคู่ก็ได้ ซึ่งสามารถเขียนสมการตามเงื่อนไขของ Barkhausen ได้เป็น

$$H(j\omega_0) = -\left(\frac{k}{1 + j\omega_0 \tau}\right)^n = 1 \quad (8.26)$$

พิจารณากรณี n เป็นเลขคี่/คู่ในสมการที่ (8.26) โดยใช้วิธีเดียว n เป็นเลขคี่ในสมการที่ (8.22) ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ และ เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ของกรณี n เป็นเลขคี่/คู่ ก็จะเท่ากับสมการที่ (8.24) และ (8.25) ตามลำดับด้วยเช่นกัน โดยสามารถสรุป เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ เมื่อ $n = 1, 2, 3, 4, \dots$ ได้ดังตารางที่ 8.1

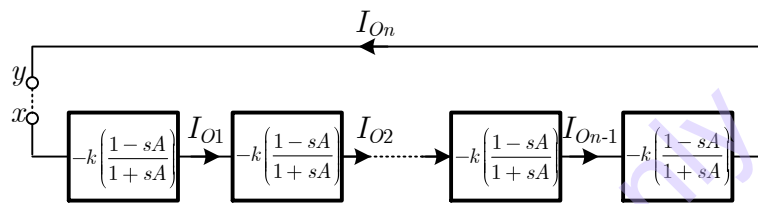
ตารางที่ 8.1 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนเฟส เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ

Number of Phase (n)	Oscillate Condition (k)	Frequency of oscillation (ω_0)
3	2	$1.73/\tau$
4	1.414	$1/\tau$
5	1.236	$0.727/\tau$
6	1.153	$0.577/\tau$
7	1.11	$0.481/\tau$
8	1.081	$0.414/\tau$
9	1.062	$0.364/\tau$

ข) หลักการ MSO ด้วยฟังก์ชันโครงข่ายผ่านทุกความถี่ (AP)

จากที่กล่าวไว้แล้วว่าการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณสามารถใช้ฟังก์ชันโครงข่าย ซึ่งก็ได้จำกัดอยู่เฉพาะกับแบบใดแบบหนึ่ง แต่จำเป็นต้องมีการป้อนกลับเพื่อจัดการให้คูปูล์สัญญาณ อยู่บนแกนจินตภาพให้ได้ในหัวข้อนี้เป็นการอธิบายหลักการกำเนิดสัญญาณแบบหลายเฟสด้วยโครงข่ายผ่านทุกความถี่ (AP) โดยหลักการวิเคราะห์แล้วคล้ายกับกรณีของโครงข่ายความถี่ต่ำผ่าน (LP) มาก ต่างกันที่ตัวแปรบางตัวทำให้ได้ผลที่ต่างกัน ซึ่งเมื่อนำมาคาสเคดกันจำนวน n ตัว เป็นโครงข่ายผ่านทุกความถี่ดังรูปที่ 8.10 ซึ่งในฟังก์ชันวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแต่ละตัว มีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ

$$\frac{I_o}{I_i} = -k \left(\frac{1 - sA}{1 + sA} \right) \tag{8.27}$$



รูปที่ 8.10 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์จำนวน n เฟสโครงสร้าง AP แบบจำนวนคี่

โดยที่ k คืออัตราขยายความถี่ต่ำ และ A คือ ค่าคงตัวเวลาซึ่งเป็นตัวอธิบายถึงความถี่โพล จากรูปที่ 8.10 ด้วยเงื่อนไขของ Barkhausen สามารถเขียนได้เป็น

$$H(j\omega_0) = \left(-k \left(\frac{1 - j\omega_0 A}{1 + j\omega_0 A} \right) \right)^n = 1 \tag{8.28}$$

พิจารณาจากสมการที่ (8.28) ร่วมกับรูปที่ 8.9 และ รูปที่ 8.10 เฟสรวมของระบบเมื่อครบวงจรจะเป็น 360 องศาพอดี เมื่อสมมติให้แต่ละบล็อกมีอินพุตและเอาต์พุตเฟส (2ϕ) ดังนั้นเฟสรวมของทุกบล็อก n จะเท่ากับ $(2n\phi)$ ซึ่งใน 1 รูปคลื่นสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

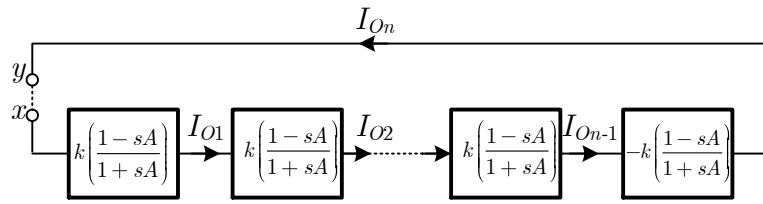
$$\angle H(j\omega_0) = 2n\phi = 2n(-2 \tan^{-1}(\omega_0 A)) = 2\pi \tag{8.29}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{A} \tan \left(\frac{\pi}{2n} \right) \tag{8.30}$$

จากสมการที่ (8.30) แสดงความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ (ω_0) เมื่อกำหนดให้ $n > 2$ และ แทนค่าสมการที่ (8.30) ในสมการที่ (8.28) จะได้เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณเท่ากับ

$$k = 1 \tag{8.31}$$

จากสมการที่ (8.28)-(8.31) พบว่ามีความคล้ายกันกับกรณีการใช้ฟังก์ชันโครงข่ายความถี่ต่ำผ่าน และ เมื่อนำมาพิจารณาในส่วนของโครงสร้างแบบจำนวนคี่/คู่ ดังรูปที่ 8.11 ก็จะคล้ายกันอีกดังต่อไปนี้



รูปที่ 8.11 วงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปไซน์จำนวน n เฟสโครงสร้าง AP แบบจำนวนคี่/คู่

ในกรณีของหลักการกำเนิดสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสแบบ n เป็นจำนวนคี่/คู่ ด้วยแต่ละบล็อกจะมี ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นแบบบวกเท่ากัน แต่บล็อกสุดท้าย (n) จะมีค่าเป็นลบ เพื่อจะทำให้ภาพรวมของฟังก์ชัน ยังคงเป็นค่าลบ ซึ่งโครงสร้างนี้จะทำให้ n มีค่าเป็นเลขคี่ หรือ เลขคู่ก็ได้ ซึ่งสามารถเขียนสมการตามเงื่อนไขของ Barkhausen ได้เป็น

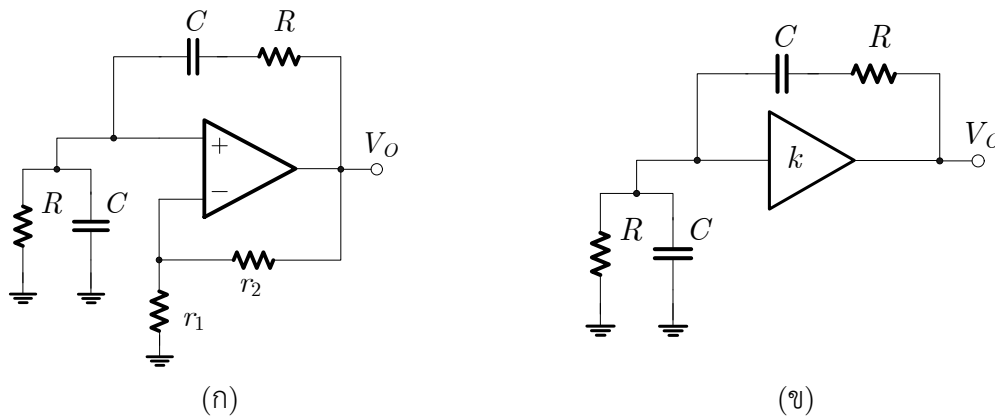
$$H(j\omega_0) = -\left(k \left(\frac{1 - j\omega_0 A}{1 + j\omega_0 A} \right)\right)^n = 1 \quad (8.32)$$

พิจารณากรณี n เป็นเลขคี่/คู่ในสมการที่ (8.32) โดยใช้วิธีเดียว n เป็นเลขคี่ในสมการที่ (8.28) ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ และ เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ของกรณี n เป็นเลขคี่/คู่ ก็จะเท่ากับสมการที่ (8.30) และ (8.31) ตามลำดับด้วยเช่นกัน

8.3 วงจรถ่ายโอนสัญญาณด้วยออปแอมป์

8.3.1 วงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบ Wein-Bridge

วงจรถ่ายโอนสัญญาณในอันดับแรกนี้ วงจรนี้สามารถพบเห็นได้ง่าย มีการทำงานไม่ซับซ้อน ใช้เพียง OPAMP ตัวเดียว และ อุปกรณ์แพสซีฟไม่กี่ตัว แต่ค่อนข้างเป็นประโยชน์ในการใช้เป็นตัวอย่างเบื้องต้นของ หลักการกำเนิดสัญญาณ และสามารถใช้ในการทำความเข้าใจวงจรถ่ายโอนสัญญาณอันดับสองได้เป็นอย่างดี วงจรที่จะนำมาเป็นตัวอย่างนี้คือวงจร Wein-Bridge Oscillator [3] ดังแสดงในรูปที่ 8.12 ซึ่งวงจรจะทำหน้าที่เป็นการกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ได้โดยการกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจร ซึ่งสามารถหลักการข้างต้น อธิบายร่วมกับวงจรได้



รูปที่ 8.12 วงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปไซน์แบบ Wein-Bridge

จากรูปที่ 8.12(ก) สามารถเขียนแทนได้รูปที่ 8.12(ข) เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ จากรูปที่ 8.12 สามารถเขียนเป็นสมการของตัวกรองสัญญาณอันดับสอง เมื่อเปิดลูบที่ป้อนกลับออก สมการดังกล่าวจะมีค่าดังสมการที่ (8.33)

$$H(s) = \frac{ks/RC}{s^2 + s3/RC + 1/(RC)^2} \quad (8.33)$$

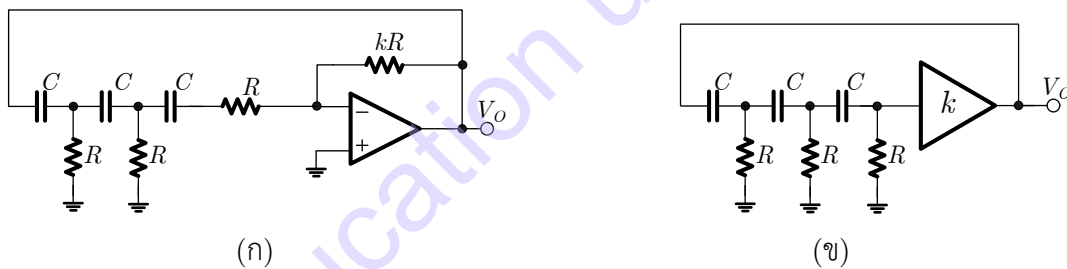
เมื่อนำมาพิจารณาแบบลูบปิดดั้งเดิมวงจรที่จะกำเนิดสัญญาณได้จะต้องมีค่าลูบเกน (LG) เท่ากับ 1 หรือเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (8.34)

$$0 = \frac{N(s)}{D(s)} = 1 - LG = 1 - \frac{ks/RC}{s^2 + s3/RC + 1/(RC)^2} = \frac{s^2 + s(3-k)/RC + 1/(RC)^2}{s^2 + s3/RC + 1/(RC)^2} \quad (8.34)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (8.34) ด้วยเงื่อนไขสมการที่ (8.14) และ (8.15) เห็นได้ว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจะเกิดขึ้นเมื่อ $k=3$ และ จะมีความถี่การกำเนิดสัญญาณเท่ากับ $f_0=1/2\pi RC$

8.3.2 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบ Phase-shifted Oscillator

ตัวอย่างของหลักการนี้เป็นวงจรที่สามารถพบเห็นได้ง่าย เช่นเดียวกับชนิดพหุนามอันดับสอง วงจรที่จะนำมาเป็นตัวอย่างจะใช้วงจร Phase-Shift Oscillator [3] ดังรูปที่ 8.13 ซึ่งวงจรจะทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณรูปไซน์ได้โดยการกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจร ซึ่งสามารถอธิบายได้จากหลักการข้างต้น



รูปที่ 8.13 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบ Phase-Shift

จากรูปที่ 8.13(ก) ประกอบด้วยอุปกรณ์แพสซีฟ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแบบ RC-Ladder ซึ่งความต้านทานตัวสุดท้ายต่อโดยใช้คุณสมบัติ Virtual Grounded ของออปแอมป์ และ เป็นตัวกำหนดอัตราขยายของออปแอมป์ด้วย วงจรแบบลุดรูปสามารถเขียนแทนได้รูปที่ 8.13(ข) เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ ดังนั้นจากรูปที่ 8.13 จะสามารถเขียนเป็นสมการของตัวกรองสัญญาณอันดับสาม เมื่อเปิดลูบที่ป้อนกลับออก สมการดังกล่าวจะมีค่าดังสมการที่ (8.35)

$$H(s) = \frac{k(sRC)^3}{(sRC)^3 + 6(sRC)^2 + 5sRC + 1} \quad (8.35)$$

เมื่อนำมาพิจารณาแบบลูบปิดดั้งเดิมวงจรที่จะกำเนิดสัญญาณได้จะต้องมีค่าลูบเกนเท่ากับ 1 หรือเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (8.36)

$$0 = \frac{N(s)}{D(s)} = 1 - LG = 1 - \frac{k(sRC)^3}{(sRC)^3 + 6(sRC)^2 + 5sRC + 1} \quad (8.36ก)$$

หรือ

$$0 = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(1-k)(sRC)^3 + 6(sRC)^2 + 5sRC + 1}{(sRC)^3 + 6(sRC)^2 + 5sRC + 1} \quad (8.36ข)$$

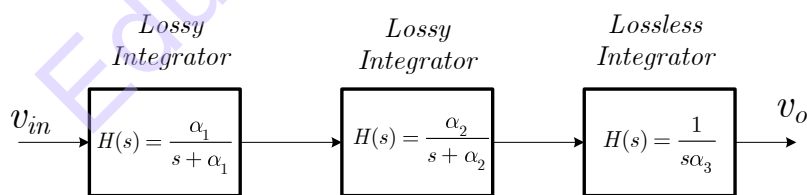
เมื่อพิจารณาสมการที่ (8.36) ด้วยเงื่อนไขสมการที่ (8.19) ถึง (8.20) เห็นได้ทันทีว่าวงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์สามารถกำเนิดสัญญาณได้ถ้ากำหนดให้ $k = -29$ และ จะมีความถี่เท่ากับ $f_0 = 1/2\pi\sqrt{6} RC$

8.4 วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์อันดับสามโดยใช้ OTA

เนื่องจากวงจรถ่ายสัญญาณด้วยออปแอมป์และอุปกรณ์แพสซีฟ ดังตัวอย่างข้างต้นนั้นเหมาะกับการใช้งานในลักษณะแบบทั่วไป ยังไม่เหมาะสำหรับการทำเป็นวงจรรวมเท่าใดนัก เนื่องจากมีตัวต้านทานจำนวนมากซึ่งต้องการใช้พื้นที่ชิป (Die area) ขนาดใหญ่ และ ยังไม่สามารถปรับจูนค่าความถี่ และ เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณได้ การใช้อุปกรณ์แอคทีฟชนิดปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงเป็นแนวทางหนึ่งในการสร้างวงจรถ่ายสัญญาณแบบวงจรรวม โดยใช้พื้นที่ชิปเล็กกว่า สามารถทำงานที่ความถี่ที่สูงกว่า ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในด้านมอดูเลตเชิงขนาด และ เชิงความถี่ได้อีกด้วย การสร้างวงจรถ่ายสัญญาณด้วยบล็อกแอคทีฟแบบปรับค่าได้จึงเป็นแนวทางที่ตอบโจทย์ได้มากกว่า โดยสามารถเลือกใช้บล็อกแอคทีฟที่มีโครงสร้างง่าย ไม่ซับซ้อน ปรับค่าได้ เช่น บล็อกแอคทีฟโอทีเอได้

8.4.1 วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์อันดับสามโดยใช้โอทีเอแบบที่หนึ่ง

ในปี 2002 P. Prommee และคณะ ได้นำเสนอแนวคิดใหม่เพื่อสร้างวงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้โอทีเอ ที่กล่าวถึงในหัวข้อนี้จะใช้โครงสร้างของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสาม [4] ซึ่งสร้างได้จากวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย (Lossy Integrator) จำนวน 2 ตัว และ อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย (Lossless Integrator) จำนวน 1 ตัว มาต่อคาสเคด (Cascade) กันดังรูปที่ 8.14 โดยสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็นลักษณะของวงจรถ่ายสัญญาณอันดับสาม



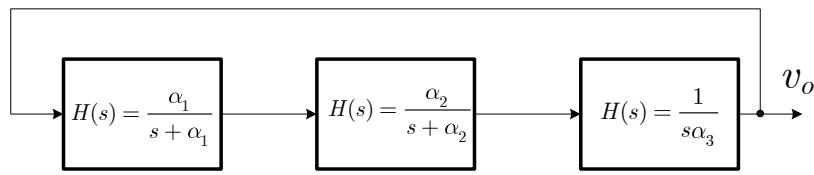
รูปที่ 8.14 บล็อกไดอะแกรมวงจรถ่ายสัญญาณต่ำผ่านอันดับสาม

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 8.14 ค่าสมการการส่งผ่านของตัวกรองนี้มีค่าเท่ากับ

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 / \alpha_3}{s^3 + s^2(\alpha_1 + \alpha_2) + s\alpha_1 \alpha_2} \quad (8.37)$$

เมื่อนำเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 8.14 มาต่อลักษณะลูปปิด โดยป้อนกลับเอาต์พุตให้กับอินพุตดังรูปที่ 8.15 และ ลูปเกน (Loop Gain) ของวงจรถ่ายสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ

$$LG = \frac{\alpha_1 \alpha_2 / \alpha_3}{s^3 + s^2(\alpha_1 + \alpha_2) + s\alpha_1 \alpha_2} \quad (8.38)$$



รูปที่ 8.15 หลักการของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปไซน์แบบที่หนึ่ง

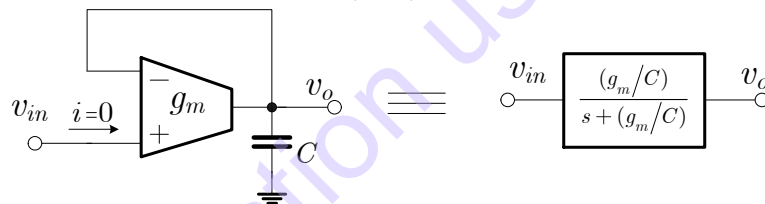
จากเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณเมื่อ $LG=1$ ในหัวข้อ 8.2.2 วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณได้ถ้ามีเงื่อนไขเป็นดังนี้

$$\alpha_3 = -\left(\frac{1}{\alpha_1 + \alpha_2}\right) \quad (8.39)$$

และ จะมีความถี่ที่กำเนิดได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \alpha_1 \alpha_2 \quad (8.40)$$

วงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบมีการสูญเสียสามารถสร้างจากโอทีเอได้ดังรูปที่ 8.16 เพื่อใช้กับวงจรรูปที่ 8.15 โดยสามารถเขียนสมการด้วย KCL ได้ดังสมการที่ (8.41) ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมีค่าดังสมการที่ (8.42)

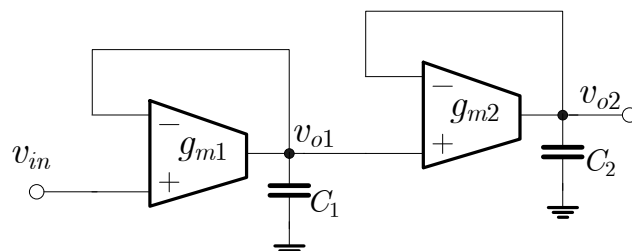


รูปที่ 8.16 วงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบสูญเสีย

$$\frac{g_m}{sC} (v_{in} - v_o) = v_o \quad (8.41)$$

$$H(s) = \frac{(g_m/C)}{s + (g_m/C)} \quad (8.42)$$

เมื่อนำไปต่อคาสเคดเป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง ดังรูปที่ 8.17 จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ



รูปที่ 8.17 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

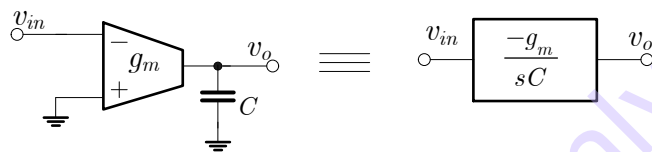
$$\frac{v_{o1}}{v_{in}} = \frac{(g_{m1}/C_1)}{s + (g_{m1}/C_1)} \quad \text{และ} \quad \frac{v_{o2}}{v_{o1}} = \frac{(g_{m2}/C_2)}{s + (g_{m2}/C_2)} \quad (8.43)$$

ดั่งนั้

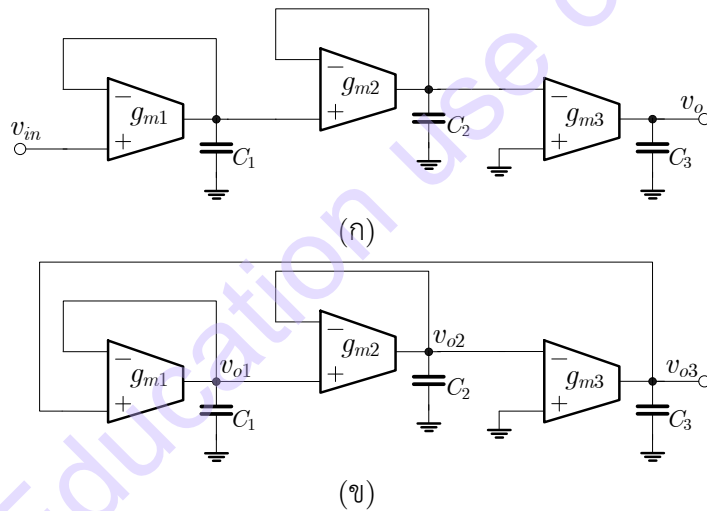
$$\frac{v_{o2}}{v_{in}} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)} \quad (8.44)$$

จากสมการที่ (8.44) เป็นสมการของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง ซึ่งในการสร้างวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสามนั้น ทำได้โดยเพิ่มวงจรรอินทิกเรเตอร์แบบไม่สูญเสียดังรูปที่ 8.18 เข้าไปในวงจรรูปที่ 8.17 จากวงจรรอินทิกเรเตอร์รูปที่ 8.18 สามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{-g_m}{sC} \quad (8.45)$$



รูปที่ 8.18 รูปแสดงวงจรรอินทิกเรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย



รูปที่ 8.19 (ก) วงจรรองศัญญำนอันดับสาม และ (ข) วงจรรำเนดศัญญำนรूपไชน์แบบที่หนึ่ง

เมื่อนำวงจรรูปที่ 8.17 ต่อкасศเคดกับวงจรรูปที่ 8.18 เพื่อให้ได้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสาม ดังวงจรรูปที่ 8.19(ก) ซึ่งจะได้ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนมีค่าเป็น

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{-\left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}\right)}{s^3 + \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)s} \quad (8.46)$$

เมื่อต่อจุด v_o เชื่อมเข้ากับ v_{in} เพื่อจะทำให้งจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสามรูปที่ 8.19(ก) กลายเป็นวงจรรำเนดศัญญำนรूपไชน์ดังรูปที่ 8.19(ข) สมการของตัวกรองอันดับสามสมการที่ (8.46) ก็จะกลายเป็น

สมการของลูปเกน (LG) เท่ากับ 1 ดังสมการที่ (8.47) เมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์ทุกตัวซึ่งอยู่ในรูปของพหุนามกำลังสามตัวเศษจะมีค่าสัมประสิทธิ์ดังนี้ $a_0=1$, $a_1 = \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2}$, $a_2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}$ และ $a_3 = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}$

$$1 - LG = \frac{N(s)}{D(s)} = 0 = \frac{s^3 + \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}\right)}{s^3 + \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)s} \quad (8.47)$$

จากสมการที่ (8.47) เทียบกับสมการที่ (8.19) เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจะได้เป็นดังสมการที่ (8.48)

$$\frac{g_{m3}}{C_3} = \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2}\right) \quad (8.48)$$

และ เมื่อเทียบ สมการที่ (8.47) กับสมการที่ (8.20) ความถี่การกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

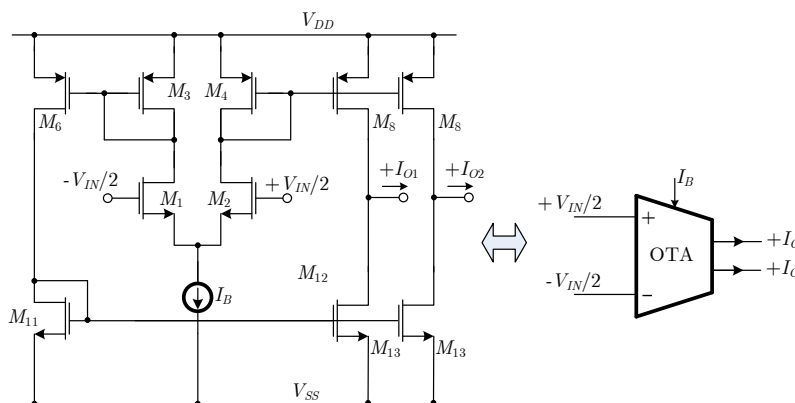
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (8.49)$$

จากสมการที่ (8.48) พบว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับค่าได้โดยไม่กระทบกับความถี่การกำเนิดสัญญาณ ถ้าค่าความนำถ่ายโอน $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ และ $C_1=C_2=C_3=C$ ดังนั้น $g_{m3}=2g_m$ และ $\omega_0 = g_m/C$

ตัวอย่างที่ 8.1 จงสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ความถี่ 5 MHz โดยใช้หลักการจากวงจรรูปที่ 8.19 ด้วยวงจโรทีเอที่ดัดแปลงจากวงจรมอสโอทีเอจากรูปที่ 5.20 ในบทที่ 5 โดยใช้ตัวเก็บประจุ $C_1=C_2=C_3=10\text{pF}$ และ จำลองผลการทำงาน

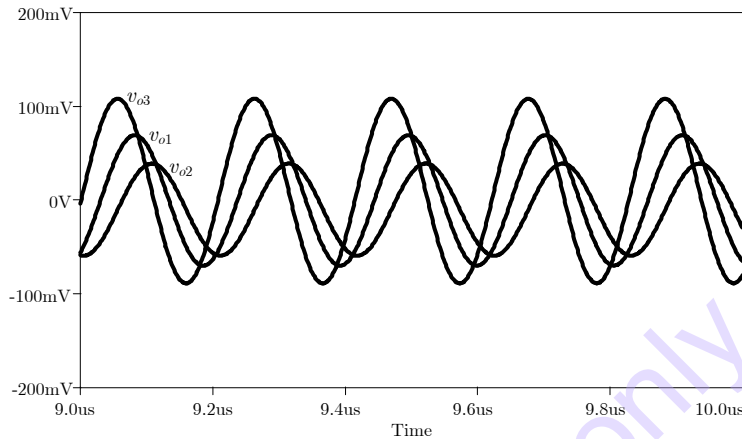
วิธีทำ

เพื่อให้สะดวกและง่ายในการแสดงผลการกำเนิดสัญญาณไซน์ จะทำการดัดแปลงวงจโรทีเอให้เป็นแบบ 2 เอาต์พุต ดังรูปที่ 8.20 ใช้ไฟเลี้ยง $\pm 1.5\text{V}$ กำหนดให้ W/L ของ NMOS เท่ากับ $(3\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$ และ PMOS เท่ากับ $(5\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$ ใช้ Model ของ TSMC $0.25\mu\text{m}$ มาต่อตามรูปที่ 8.19(ข) เอาต์พุตที่ไม่ใช้จะต่อลงกราวด์ สำหรับเอาต์พุตของโอทีเอ 3 ให้นำเอาต์พุตบวก 2 ตัวต่อถึงกัน เพื่อให้มีค่าความนำถ่ายโอนเป็น 2 เท่าของโอทีเอ 1 และ 2 โดยใช้กระแสไบแอสที่โอทีเอ 1 และ 2 เท่ากับ $100\mu\text{A}$ ส่วนโอทีเอ 3 เท่ากับ $102\mu\text{A}$

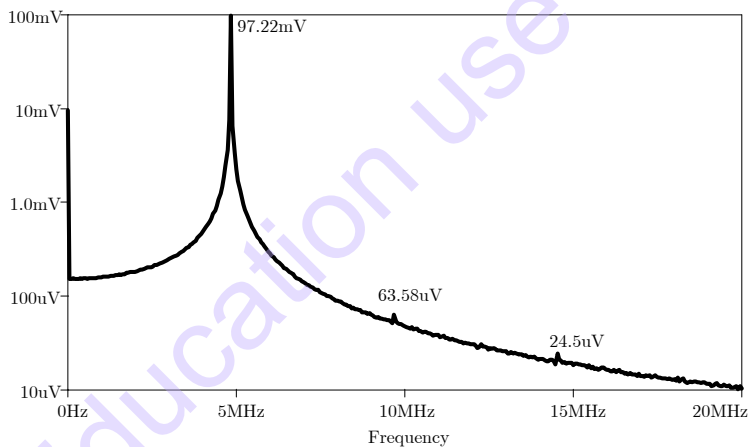


รูปที่ 8.20 วงจรมอสโอทีเอที่ใช้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 8.19(ข) และ ทำการกระตุ้นด้วยกระแสแบบอิมพัลส์ ขนาดไม่เกินกระแสไบแอส (จำลองให้คล้ายกับการเปิดสวิตช์ไฟเลี้ยง) จะพบว่าวงจรจะกำเนิดสัญญาณออกมาที่มีความถี่ประมาณเกือบ 4.84 MHz มีเฟสต่างกันประมาณ 45 องศา และมีเอาต์พุตไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 8.21 และ เมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมของเอาต์พุต $v_{o3}=200\text{mVp-p}$ (มีค่าสูงสุด) ความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกจะมีค่าประมาณ 0.09% ดังรูปที่ 8.22



รูปที่ 8.21 สัญญาณไซน์เอาต์พุตที่จุดต่างๆ เมื่อ $I_B=100\mu\text{A}$ และ $C=10\text{pF}$

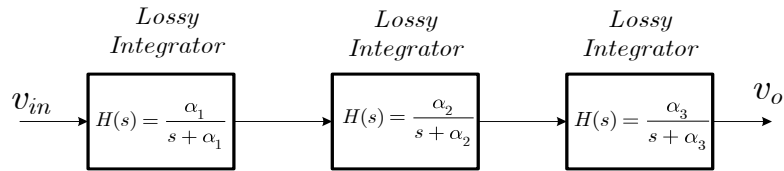


รูปที่ 8.22 สเปกตรัมสัญญาณไซน์ที่จุด v_{o3} เมื่อ $I_B=100\mu\text{A}$ และ $C=10\text{pF}$

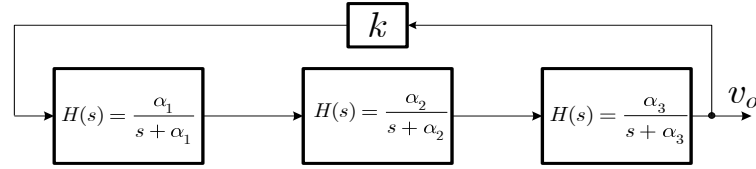
8.4.2 วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์อันดับสามโดยใช้โอทีเอแบบที่สอง

ในปี 2002 P. Prommee และคณะ ได้นำเสนออีกหลักการเพื่อสร้างวงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์โดยใช้โอทีเอแบบที่สอง [4] นั้นอาศัยหลักการของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย และ ไม่สูญเสียมาต่อкасесคกัน แต่ในหลักการของวงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์แบบที่สองนั้น จะใช้หลักการของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียทั้งหมด มาต่อкасесคกันเป็นวงจรถ่ายสัญญาณอันดับสาม ดังรูปที่ 8.23 โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3}{s^3 + s^2(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) + s(\alpha_1 \alpha_2 + \alpha_2 \alpha_3 + \alpha_1 \alpha_3) + \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3} \quad (8.50)$$



รูปที่ 8.23 หลักการของวงจรถ่ายทอดสัญญาณอันดับ 3 โดยใช้วงจรถ่ายทอดแบบสูญเสีย



รูปที่ 8.24 หลักการของวงจรถ่ายทอดสัญญาณรูปไซน์อันดับ 3 แบบที่สอง

เมื่อนำเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 8.23 มาต่อร่วมกับวงจรถ่ายทอดที่มีอัตราขยายเท่ากับ k และ ป้อนกลับให้กับอินพุตดังรูปที่ 8.24 และ ลูปเกนของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$1 - LG = \frac{N(s)}{D(s)} = 0 = \frac{s^3 + s^2(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) + s(\alpha_1\alpha_2 + \alpha_2\alpha_3 + \alpha_1\alpha_3) + (1-k)\alpha_1\alpha_2\alpha_3}{s^3 + s^2(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) + s(\alpha_1\alpha_2 + \alpha_2\alpha_3 + \alpha_1\alpha_3) + \alpha_1\alpha_2\alpha_3} \quad (8.51)$$

จากหัวข้อ 8.2.2 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$k = 1 - \frac{(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)(\alpha_1\alpha_2 + \alpha_2\alpha_3 + \alpha_1\alpha_3)}{\alpha_1\alpha_2\alpha_3} \quad (8.52ก)$$

$$k = -\left(\frac{\alpha_1}{\alpha_3} + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} + \frac{\alpha_2}{\alpha_3} + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} + \frac{\alpha_3}{\alpha_1} + \frac{\alpha_3}{\alpha_2} + 2\right) \quad (8.52ข)$$

และ ความถี่การกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0^2 = \alpha_1\alpha_2 + \alpha_2\alpha_3 + \alpha_1\alpha_3 \quad (8.53ก)$$

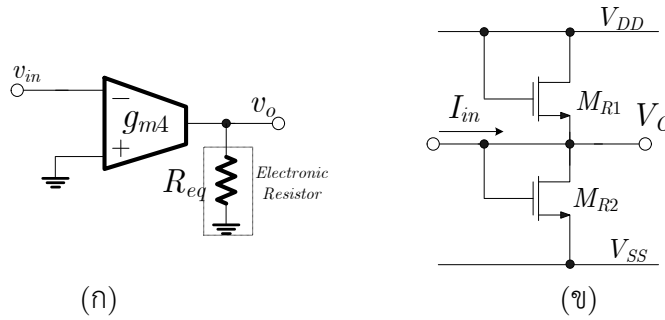
หรือ
$$\omega_0^2 = \frac{(1-k)\alpha_1\alpha_2\alpha_3}{\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3} \quad (8.53ข)$$

ถ้ากำหนดให้ $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_a$ สมการที่ (8.52)-(8.53) จึงมีค่าเท่ากับ

$$k = -8 \quad \text{และ} \quad \omega_0^2 = 3\alpha_a^2 \quad (8.54)$$

หรือ
$$\omega_0 = \sqrt{3}\alpha_a \quad (8.55)$$

จากวงจรรูปที่ 8.24 จำเป็นต้องใช้วงจรถ่ายทอดแรงดันโดยมีอัตราขยายเท่ากับ k เราสามารถสร้างเป็นวงจรถ่ายทอดแรงดันได้โดยใช้วงจรถ่ายทอดโอทีเอ1 ตัวต่อกับตัวต้านทานอเล็กทริกส์ ดังรูปที่ 8.25



รูปที่ 8.25 (ก) วงจรขยายแรงดันโดยใช้โอทีเอ (ข) วงจรความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ [5]

จากวงจรรูปที่ 8.25(ก) วงจรขยายแรงดัน โดยอัตราขยายของวงจรจะมีค่าเท่ากับ

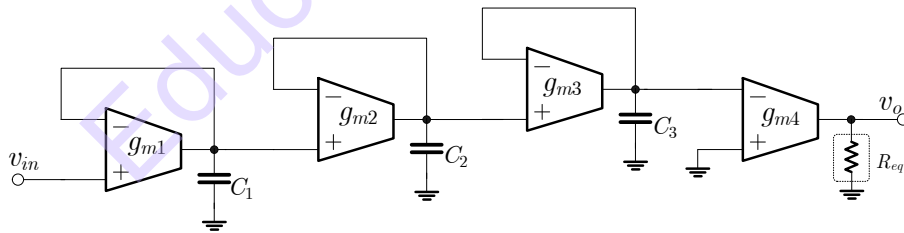
$$\frac{v_o}{v_{in}} = k = -g_{m4} R_{eq} \quad (8.56)$$

จากวงจรรูปที่ 8.25(ข) วงจรตัวต้านทานอิเล็กทรอนิกส์จะมีความต้านทานเท่ากับ

$$R_{eq} = \frac{V_o}{I_{in}} = \frac{L}{2\mu_N C_{ox} W (V_{DD} - V_T)} \quad (8.57)$$

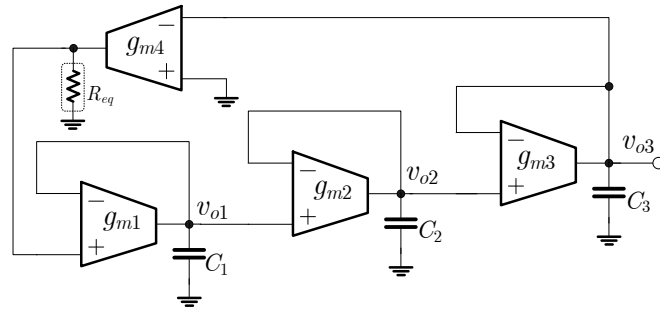
โดยที่ μ_N , C_{ox} , W , L , V_T และ V_{DD} คือค่าความคล่องของอิเล็กตรอนในพื้นที่ผิว ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดออกไซด์บริเวณแชนแนล ค่าความกว้างของแชนแนล ค่าความยาวของแชนแนล แรงดันขีดเริ่มของมอสทรานซิสเตอร์ และ ระดับแรงดันไฟเลี้ยง ตามลำดับ

จากหลักการของวงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์แบบที่สองนั้น จะต้องใช้วงจรขยายแรงดันที่มีอัตราขยายเท่ากับ k ซึ่งสามารถสร้างได้ด้วยวงจรรูปที่ 8.25 โดย $k = g_{m4} R_{eq}$ เมื่อนำวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย 3 ชุดมาต่อкасต่อกับวงจรถ่ายแรงดันโดยใช้โอทีเอในรูปที่ 8.25 จะได้เป็นวงจรกรองความถี่อันดับสามดังรูปที่ 8.26 ทำให้สมการการส่งผ่านแบบลูบเปิดมีค่าเท่ากับสมการที่ (8.58)



รูปที่ 8.26 วงจรกรองความถี่อันดับสาม

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{k \left(\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)}{s^3 + \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m3}}{C_3} \right) s^2 + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} + \frac{g_{m1} g_{m3}}{C_1 C_3} + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 C_3} \right) s + \left(\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 C_3} \right)} \quad (8.58)$$



รูปที่ 8.27 วงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปไซน์โดยใช้โอทีเอแบบที่สอง

เมื่อต่อจุด v_o เชื่อมเข้ากับ v_{in} เพื่อจะทำให้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสามดังรูปที่ 8.26 เป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปไซน์ดังรูปที่ 8.27 สมการของตัวกรองอันดับสาม (8.58) ก็จะกลายเป็นสมการของลูปปิด (8.59) ซึ่งมีลูปกนเท่ากับ 1

$$1 - LG = \frac{N(s)}{D(s)} = 0 = \frac{s^3 + \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m3}}{C_3}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} + \frac{g_{m1}g_{m3}}{C_1C_3} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}\right)s + (1-k)\left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}\right)}{s^3 + \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m3}}{C_3}\right)s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} + \frac{g_{m1}g_{m3}}{C_1C_3} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}\right)} \quad (8.59)$$

เมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์ทุกตัว ซึ่งอยู่ในรูปของพหุนามอันดับสามจะมีค่าสัมประสิทธิ์ดังนี้ $a_0=1$, $a_1 = \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m3}}{C_3}$, $a_2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} + \frac{g_{m1}g_{m3}}{C_1C_3} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_2C_3}$ และ $a_3 = (1-k)\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3}$ และ จากวงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบที่สอง ใช้หลักการของวงจรถ่ายโอนสัญญาณอันดับสาม โดยมีสมการของการป้อนกลับครบรูปดังสมการที่ (8.59) ถ้าเพื่อให้สะดวกในการออกแบบจะกำหนดให้ $g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g_m$, $C_1=C_2=C_3=C$ จากสมการที่ (8.59) จากเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณในหัวข้อ 8.2.2 พหุนามตัวเศษ $N(s)$ จะมีค่าเท่ากับ

$$N(s) = 0 = s^3 + 3\left(\frac{g_m}{C}\right)s^2 + 3\left(\frac{g_m^2}{C^2}\right)s + (1+k)\left(\frac{g_m^3}{C^3}\right) \quad (8.60)$$

เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ

$$k = -8 = -g_{m4}R_{eq} \quad (8.61)$$

และความถี่ของการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{3}g_m}{C} \quad (8.62)$$

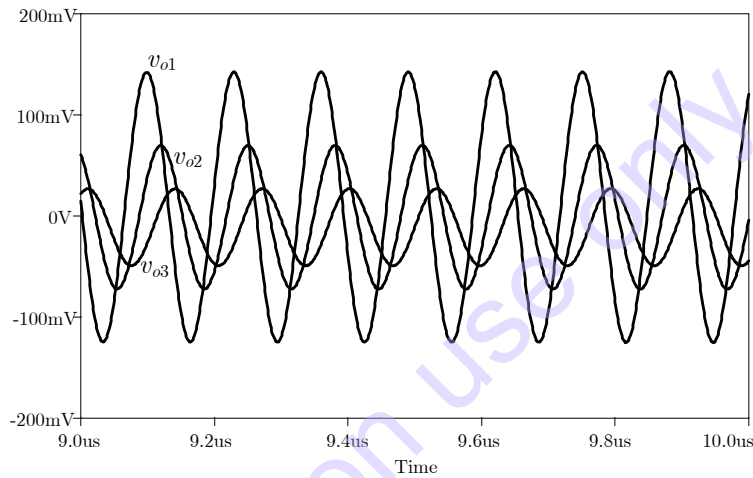
จากสมการที่ (8.62) พบว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับค่าได้โดยไม่กระทบกับความถี่การกำเนิดสัญญาณ

ตัวอย่างที่ 8.2 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์ความถี่ 7.5MHz โดยใช้หลักการจากวงจรถ่ายโอนรูปที่ 8.27 ด้วยวงจรถ่ายโอนที่ดัดแปลงจากวงจรถ่ายโอนออสซิลเลเตอร์จากรูปที่ 5.20 ในบทที่ 5 โดยใช้ตัวเก็บประจุ $C_1=C_2=C_3=10\text{pF}$ และ จำลองผลการทำงาน

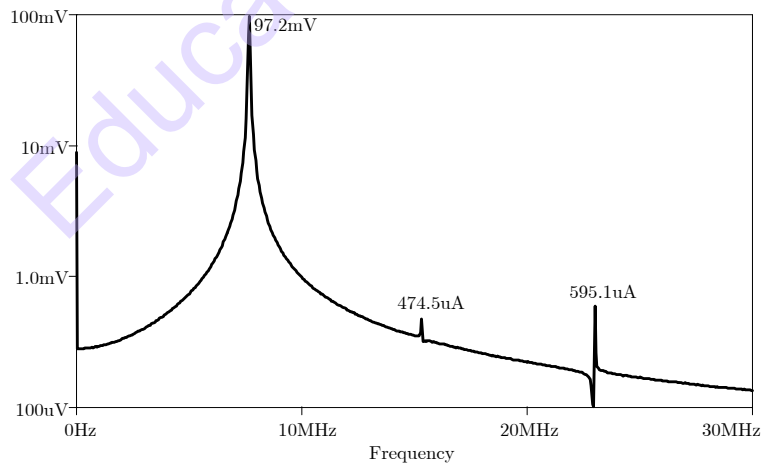
วิธีทำ

เพื่อให้สะดวกและง่ายในการแสดงผลการกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ จะใช้วงจรโอทีเอจากตัวอย่างที่ 8.1 โดยใช้ตัวเก็บประจุ $C_1=C_2=C_3=10\text{pF}$ ใช้ไฟเลี้ยง $\pm 1.5\text{V}$ กำหนดให้ W/L ของ NMOS เท่ากับ $(3\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$ และ NMOS เท่ากับ $(5\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$

เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 8.27 โดยใช้กระแสไบแอสที่โอทีเอ 1, 2 และ 3 เท่ากับ $100\mu\text{A}$ ส่วนทรานซิสเตอร์ M_{R1} และ M_{R2} กำหนดให้ใช้ $W/L=(0.5\mu\text{m}/4\mu\text{m})$ เมื่อปรับกระแสไบแอสของโอทีเอ 4 เท่ากับ $73.4\mu\text{A}$ จะทำให้อัตราขยายแรงดันมีค่าเท่ากับ -8 ตามสมการที่ (8.61) และ ทำการกระตุ้นด้วยกระแสแบบอิมพัลส์ จะพบว่าวงจรถ่ายสัญญาณออกมาที่มีความถี่ประมาณ 7.68 MHz มีเฟสต่างกันประมาณ 60 องศา และมีเอาต์พุตไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 8.28 และ เมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมของเอาต์พุต $v_{o1}=300\text{mVp-p}$ (มีค่าสูงสุด) ความเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกจะมีค่าประมาณ 1.1% ดังรูปที่ 8.29



รูปที่ 8.28 สัญญาณไซน์เอาต์พุตที่จุดต่างๆ เมื่อ $I_B=100\mu\text{A}$ และ $C=10\text{pF}$

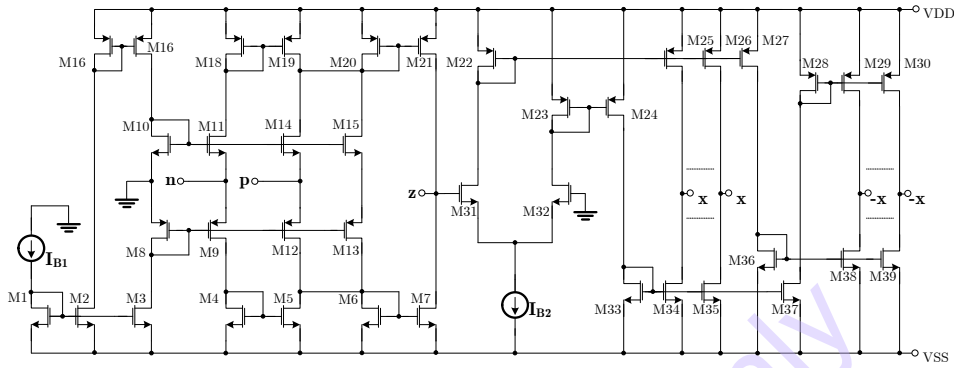


รูปที่ 8.29 สเปกตรัมสัญญาณไซน์ที่จุด v_{o1} เมื่อ $I_B=100\mu\text{A}$ และ $C=10\text{pF}$

8.5 วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสโดยใช้ CC-CDTA

จากที่ได้กล่าวไว้แล้วว่า วงจรที่ทำงานในรูปแบบกระแสมีข้อได้เปรียบกว่าวงจรรูปแบบแรงดันอยู่หลายประการ เช่น การทำงานที่ความถี่สูง มีพิสัยพลวัตที่ดี ใช้แรงดันต่ำ เป็นต้น การออกแบบวงจรถ่ายสัญญาณ

ในรูปแบบกระแสโดยใช้บล็อกแอกทิฟก็เป็นอีกทางเลือกหนึ่งเช่นกัน บล็อกแอกทิฟกระแสในปัจจุบันมีการพัฒนาขึ้นหลายตัวด้วยกัน แต่ในที่นี้จะนำเสนอคือ วงจรผลต่างกระแสความนำถ่ำยโอนปรับค่าได้ด้วยกระแสหรือ CC-CDTA เนื่องจากได้มีการกล่าวถึงในคุณสมบัติ และการประยุกต์ใช้งานเบื้องต้นไว้ในบทที่ 5 จึงสะดวกในการนำมาออกแบบเป็นวงจรรำเนดศัญญำรูปไซน์ในบทนี้อีกครั้ง ซึ่งในปี 2011 W. Jaikla และ Prommee ได้นำเสนอวงจรรำเนดศัญญำรูปไซน์หลายเฟสโดยใช้วงจรร CC-CDTA [6] โดยวงจรร CC-CDTA ถูกนำมาเขียนใหม่ได้เป็นดังรูปที่ 8.30 และมีคุณสมบัติทางไฟฟ้ำดังสมการที่ (8.63)



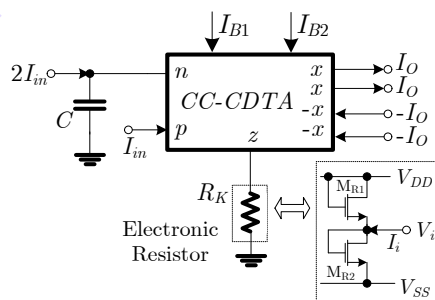
รูปที่ 8.30 วงจรรำภายใน CC-CDTA

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (8.63)$$

โดยที่ความต้านทานแฝงที่โหนด p และ n มีค่าเท่ากับ $R_p = R_n \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_n C_{OX} I_{B1} (W/L)_{8-15}}}$ และค่า

ความนำถ่ำยโอนมีค่าเท่ากับ $g_m = \frac{I_x}{V_z} = \sqrt{\mu_n C_{OX} I_{B2} (W/L)_{31,32}}$ โดยตัวแปรทั้งสองสามารถปรับค่าได้ทาง

กระแส I_{B1} และ I_{B2} ตามลำดับ



รูปที่ 8.31 วงจรรองผ่านทุกความถี่โดยใช้บล็อกแอกทิฟ CC-CDTA

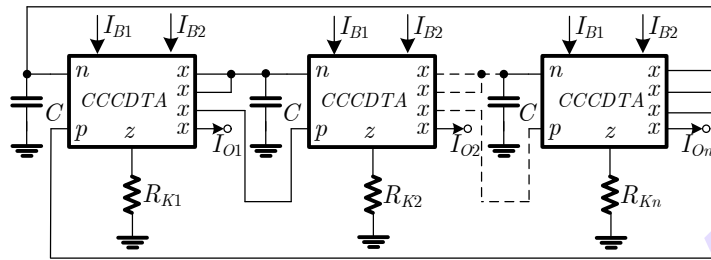
นำบล็อกแอกทิฟ CC-CDTA รูปที่ 8.30 เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ทางไฟฟ้ำสามารถนำมาใช้สร้างฟังก์ชันถ่ำยโอนของวงจรรองผ่านทุกความถี่ได้ดังรูปที่ 8.31 กระแสที่พอร์ต z และ พอร์ต x มีค่าเท่ากับ

$$i_z = i_p - i_n = I_{in} \left[1 - \frac{2(1/CR_n)}{s + (1/CR_n)} \right] = I_{in} \left[\frac{s - (1/R_n C)}{s + (1/R_n C)} \right] \quad (8.64)$$

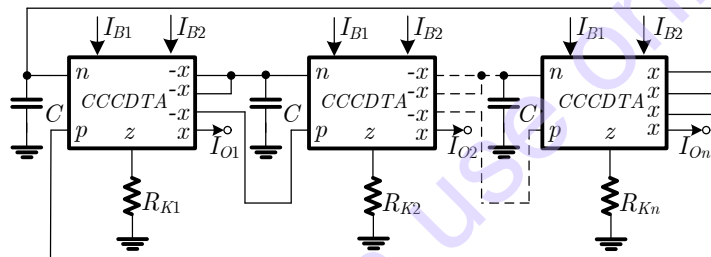
$$i_x = I_O = g_m R_K I_{in} \left[\frac{s - (1/R_n C)}{s + (1/R_n C)} \right] \quad (8.65)$$

จากสมการที่ (8.64)-(8.65) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$\frac{I_O(s)}{I_{in}(s)} = g_m R_K \left[\frac{s - (1/R_n C)}{s + (1/R_n C)} \right] \quad (8.66)$$



รูปที่ 8.32 วงจรถ่ายโอนสัญญาณหลายเฟสแบบ n เป็นเลขคี่โครงสร้าง AP โดยใช้ CC-CDTA



รูปที่ 8.33 วงจรถ่ายโอนสัญญาณหลายเฟสแบบ n เป็นเลขคู่/คูโครงสร้าง AP โดยใช้ CC-CDTA

จากหลักการของการกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสด้วยโครงสร้าง AP ในหัวข้อ 8.2.3(ข) เมื่อนำวงจรถ่ายโอนทุกความถี่รูปที่ 8.31 มาต่อเป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณหลายเฟสโครงสร้าง AP แบบ n เป็นจำนวนคี่ และ เมื่อนำมาต่อเป็นโครงสร้าง AP แบบ n เป็นจำนวนคู่/คู ดังรูปที่ 8.32 และ 8.33 ตามลำดับ จะพบว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_m R_{Ki} = 1 ; \quad i=1, 2, 3, \dots, n \quad (8.67)$$

และความถี่ของการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{R_n C} \tan\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (8.68)$$

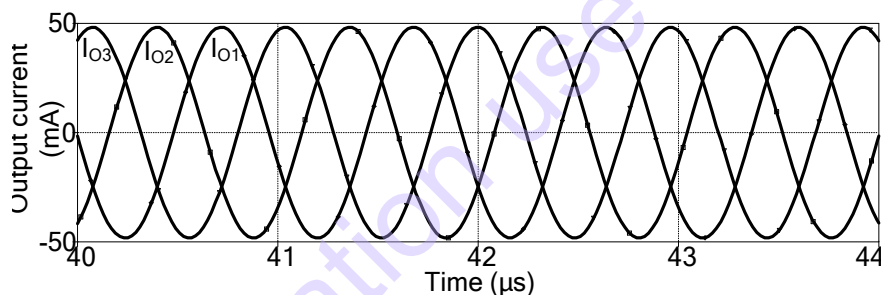
ตัวอย่างที่ 8.3 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1MHz แบบหลายเฟสโดยใช้ CC-CDTA โดยใช้ Model ของ TSMC 0.25 μ m ไฟเลี้ยง $\pm 1.5V$ ตัวเก็บประจุทุกตัวเท่ากัน $C=100pF$ และจำลองผลการทำงาน

วิธีทำ

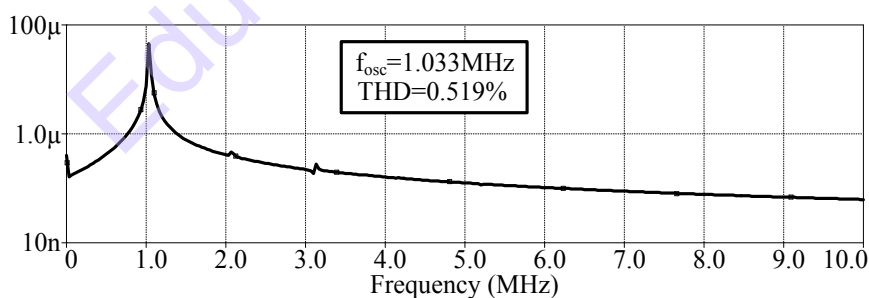
ตารางที่ 8.2 ขนาดของทรานซิสเตอร์ในบล็อกแอกทิฟ CC-CDTA

Transistor	W (μm)	L (μm)
M1-M7	5	0.5
M8-M11	4	0.5
M12-M15	2	0.5
M16-M18, M20-M21	15	0.5
M19	14.5	0.5
M22-M23, M25-M30	5	0.25
M24	4.2	0.25
M31-M32	25	0.25
M33-M39	3	0.25
MR1-MR2	3.8	0.5

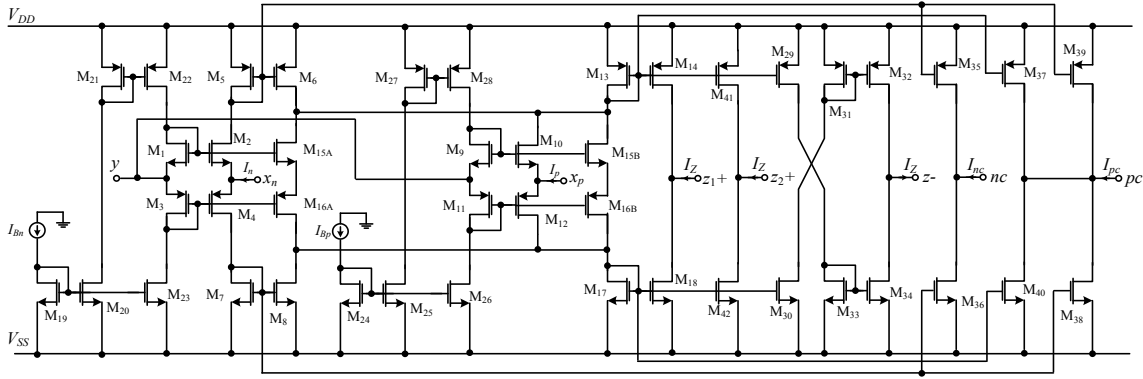
ออกแบบ CC-CDTA รูปที่ 8.30 โดยใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์เป็นดังตารางที่ 8.2 กระแสไบแอส $I_{B1}=50\mu\text{A}$, $I_{B2}=104\mu\text{A}$ ต่อเป็นวงจรรำเนดสัญญาณรูปไซน์แบบหลายเฟส $n=3$ เมื่อกระตุ้นด้วยกระแสอิมพัลส์ จะได้กระแสเอาต์พุตสามเอาต์พุต โดยมีเฟสต่างกัน 120 องศาเท่าๆ กัน และมีขนาดของแอมพลิจูดประมาณ $100\mu\text{A}$ -p-p เท่ากัน ดังรูปที่ 8.34 โดยมีความถี่ประมาณ 1MHz และ สเปกตรัมได้แสดงดังรูปที่ 8.35 พบว่ามีความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกประมาณ 0.5%



รูปที่ 8.34 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรำเนดสัญญาณหลายเฟสโครงสร้าง AP แบบ $n=3$



รูปที่ 8.35 สเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรรำเนดสัญญาณหลายเฟสโครงสร้าง AP แบบ $n=3$



รูปที่ 8.36 วงจรภายใน CC-CDCCC

8.6 วงจรรำกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CC-CDCCC

ในปี 2014 P. Prommee และ คณะ ได้ออกแบบอุปกรณ์บล็อกแอกทิฟผลต่างกระแสที่น่าสนใจอีกตัวหนึ่ง ที่สามารถสร้างเป็นวงจรรำกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ได้เพียงบล็อกแอกทิฟตัวเดียว โดยไม่ต้องใช้ตัวต้านทานภายนอกเลย ใช้เพียงกระแสไบแอสเพียงสองตัวเท่านั้น เพื่อปรับค่าความต้านทานแฝงภายใน และ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ 2 ตัวโดยอุปกรณ์ตัวนี้ชื่อว่า วงจรสายพานผลต่างกระแสสำเนากระแสควบคุมด้วยกระแส หรือ CC-CDCCC [7] ดังรูปที่ 8.36 โดยผลที่ของสัญญาณไซน์ที่ได้จะเป็นกระแสแบบควอเดรเจอร์ ซึ่งเหมาะสมกับการนำไปใช้ในทางด้านสื่อสารทางแอนะล็อกทั่วไป หรือ ดิจิทัลมอดูเลชัน เช่น การมอดูเลตแบบ PSK เป็นการประยุกต์ใช้งานเบื้องต้นของ CC-CDCCC ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 5.4.4 เพื่อความสะดวกในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเฉพาะในส่วนที่จำเป็นเท่านั้น โดยวงจร CC-CDCCC ถูกนำมาเขียนใหม่ได้เป็นดังรูปที่ 8.36 และมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังสมการที่ (8.69)

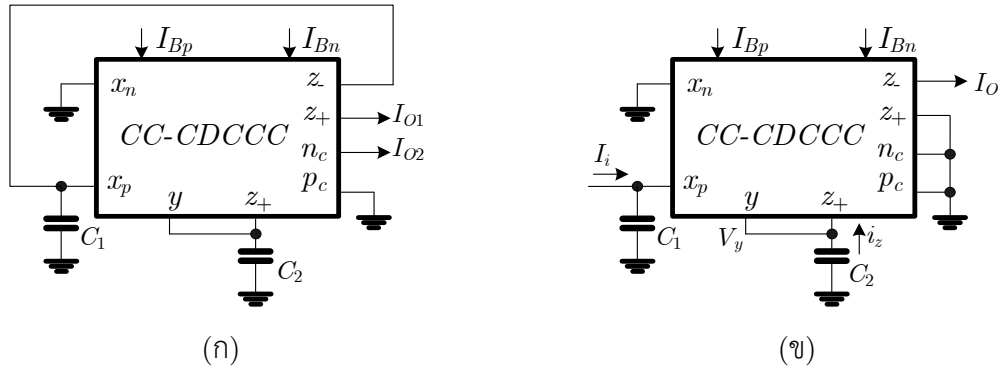
$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_p \\ V_n \\ I_{z+} \\ I_{z-} \\ I_{pc} \\ I_{nc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & R_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_p \\ I_n \\ V_{z+} \\ V_{z-} \\ V_{pc} \\ V_{nc} \end{bmatrix} \quad (8.69)$$

โดยที่ความต้านทานแฝงที่โหนด n และ p สามารถปรับค่าได้ทางกระแส I_{Bn} และ I_{Bp} ตามลำดับ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$R_n \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_n C_{OX} I_{Bp} (W/L)_{1-4}}} \quad (8.70)$$

$$R_p \simeq \frac{1}{\sqrt{8\mu_p C_{OX} I_{Bn} (W/L)_{9-12}}} \quad (8.71)$$

นำบล็อกแอกทิฟ CC-CDCCC รูปที่ 8.36 เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ทางไฟฟ้ามาต่อเป็นวงจรรำกำเนิดสัญญาณควอเดรเจอร์ดังแสดงในรูปที่ 8.37 เนื่องจากวงจรรำกำเนิดสัญญาณอยู่ในรูปลูปปิด การวิเคราะห์ทำการเปิดลูปที่ป้อนกลับของวงจรรำกำเนิดสัญญาณ ทำให้สามารถเขียนสมการกระแสที่พอร์ต z และ พอร์ต x มีค่าเท่ากับ



รูปที่ 8.37 (ก) วงจรถ่ายโอนสัญญาณควอดเรเจอร์โดยใช้บล็อกแอกทิฟ CC-CDCCC
(ข) วงจรที่ใช้วิเคราะห์แบบลูปเปิด

เมื่อพิจารณากระแสที่พอร์ต z สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$i_z = i_p - i_n = \left(\frac{sC_1 V_y + I_i}{sC_1 R_p + 1} \right) - \left(\frac{V_y}{R_n} \right) \quad (8.72)$$

แรงดันที่พอร์ต y และ กระแส I_O มีค่าเท่ากับ

$$V_y = \frac{i_z}{sC_2} \quad \text{และ} \quad I_O = i_z \quad (8.73)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_O}{I_i} = \frac{\frac{s}{R_p C_1}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_n C_2} - \frac{1}{R_p C_2} + \frac{1}{R_p C_1} \right) + \frac{1}{R_n R_p C_1 C_2}} \quad (8.74)$$

จากสมการที่ (8.74) พบว่าจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นวงจรถ่ายโอนแถบความถี่ผ่าน และ เมื่อต่อจุด I_O เชื่อมเข้ากับ I_i เพื่อจะทำให้วงจรถ่ายโอนแถบความถี่ผ่านกลายเป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปไซน์ดังรูปที่ 8.36(ก) สมการของวงจรถ่ายโอนแถบความถี่ผ่าน ก็จะกลายเป็นสมการของลูปปิด (8.75) ซึ่งมีลูปเกนเท่ากับ 1

$$0 = 1 - LG = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{s^2 + s \left(\frac{1}{R_n C_2} - \frac{1}{R_p C_2} \right) + \frac{1}{R_n R_p C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_n C_2} - \frac{1}{R_p C_2} + \frac{1}{R_p C_1} \right) + \frac{1}{R_n R_p C_1 C_2}} \quad (8.75)$$

จากสมการที่ (8.75) เมื่อใช้หลักการกำหนดสัญญาณด้วยพหุนามอันดับสองในหัวข้อ 8.2.1 จะพบว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ (CO) และ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ (FO) จะมีค่าเท่ากับ

$$\text{CO:} \quad R_p = R_n \quad (8.76)$$

$$\text{FO:} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_p R_n C_1 C_2}} \quad (8.77)$$

จากสมการที่ (8.72) และ (8.73) พบว่า

$$I_{O2} = I_n = \frac{V_y}{R_n} = \frac{I_z}{sC_2R_n} = \frac{I_{O1}}{sC_2R_n} \quad (8.78)$$

เมื่อพิจารณาเฟสของ I_{O2} จะมีค่าเท่ากับ

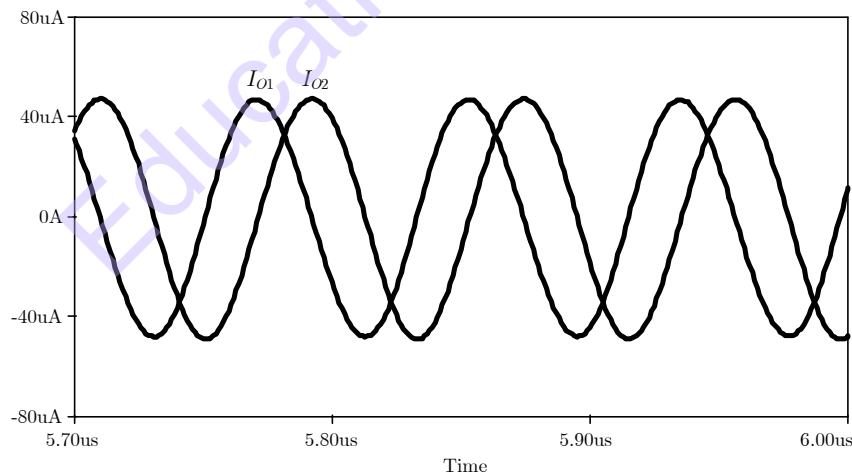
$$\phi_2 = \tan^{-1} \left| \frac{I_{O1}}{j\omega C_2 R_n} \right| = \frac{I_{O1}}{\omega C_2 R_n} \angle -90 \quad (8.79)$$

จากสมการที่ (8.76) และ (8.77) เห็นได้อย่างชัดเจนว่าความถี่ที่กำเนิดได้สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยผ่านทาง R_n และ R_p ไปพร้อมๆกัน โดยจะไม่กระทบต่อเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และ จากสมการที่ (8.79) สามารถบอกได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ I_{O2} จะมีเฟสตามหลัง I_{O1} อยู่ 90 องศา

ตัวอย่างที่ 8.4 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ความถี่ 10MHz สร้างจากบล็อกแอกทิฟ CC-CDCCC เมื่อต้องจรถามรูปที่ 8.37(ก) และ จำลองการทำงานโดยใช้ Model TSMC 0.25 μ m ซีมอสเทคโนโลยี โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ PMOS ทั้งหมดใช้ค่า $W/L=30 \mu\text{m}/0.5 \mu\text{m}$ ส่วน NMOS ทั้งหมดใช้ค่า $W/L=10 \mu\text{m}/0.5 \mu\text{m}$ ยกเว้น $M_1, M_2, M_9, M_{10}, M_{15}$ ใช้ค่า $W/L=5 \mu\text{m}/0.35 \mu\text{m}$ และ $M_3, M_4, M_{11}, M_{12}, M_{16}$ ใช้ค่า $W/L=8 \mu\text{m}/0.35 \mu\text{m}$ โดยใช้ไฟเลี้ยง $\pm 1.25\text{V}$ และ ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 30 \text{ pF}$

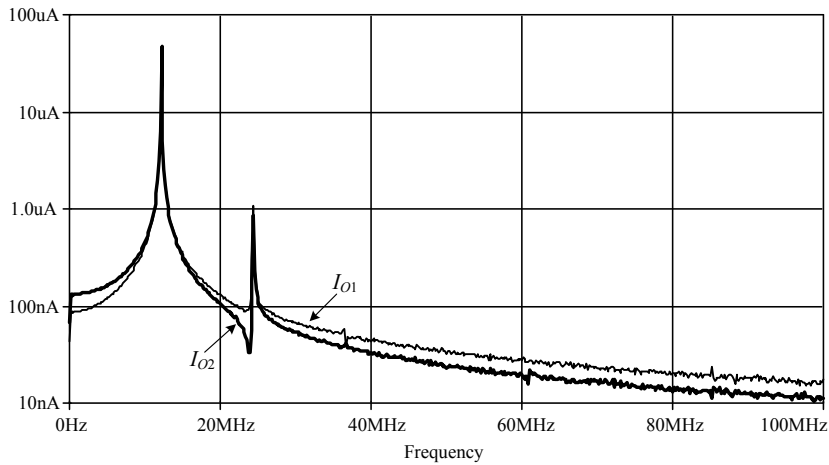
วิธีทำ

เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรถ่ายสัญญาณได้จะกำหนดให้ R_p น้อยกว่า R_n เล็กน้อย ดังตัวอย่างเช่น $R_p = 435.935\Omega$ ($I_{Bp} = 100.5 \mu\text{A}$) และ $R_n = 437.02\Omega$ ($I_{Bn} = 100 \mu\text{A}$) ความถี่ที่กำเนิดได้มีค่าประมาณ 12.2MHz และสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองมีความเป็นควอเดรเจอร์อย่างชัดเจน ดังแสดงในรูปที่ 8.38



รูปที่ 8.38 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณควอเดรเจอร์โดยใช้บล็อกแอกทิฟ CC-CDCCC

ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 8.39 พบว่าที่เอาต์พุต I_{O1} และ I_{O2} มีความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิก ประมาณ 2.33 % และ 1.87 % ตามลำดับ.



รูปที่ 8.39 สเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณควอดเรเจอร์โดยใช้บล็อกแอกทิฟ CC-CDC

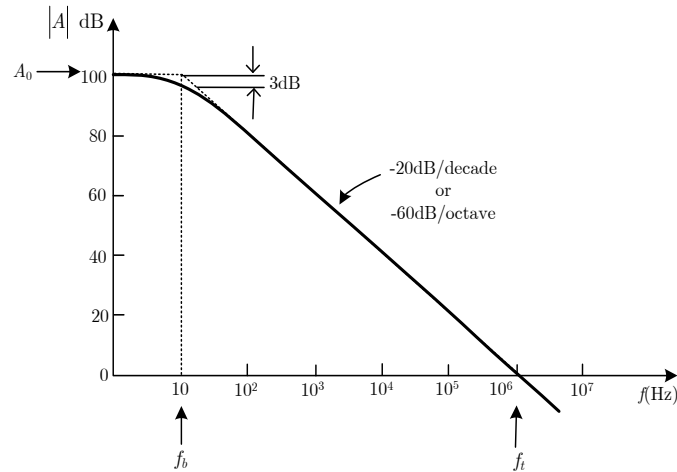
8.7 วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว

วงจรถ่ายสัญญาณไซน์ที่กล่าวมาในหัว 8.3 - 8.6 ก่อนหน้านั้น เป็นการใช้อุปกรณ์แอกทิฟร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟจำนวนหนึ่ง แต่เมื่อพิจารณาในส่วนของการสร้างวงจรรวมนั้น แม้ว่าวงจรถ่ายไม่ได้ใช้ตัวต้านทาน แต่ใช้เพียงตัวเก็บประจุแบบภายในชิป (on chip) การสร้างตัวเก็บประจุต้องใช้พื้นที่ใหญ่กว่าการสร้างบล็อกแอกทิฟหลายเท่าตัว ด้วยเหตุนี้จึงมีแนวทางหนึ่งที่สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรถ่ายสัญญาณโดยใช้ อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว ไม่ต้องใช้ตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุทั้งภายในชิป (on chip) หรือ ภายนอกชิป (off chip) โดยหลักการของการสร้างวงจรถ่ายสัญญาณในที่นี้จะเน้นเป็นแบบหลายเฟสโครงสร้าง LP ซึ่งในเบื้องต้นจะต้องสร้างวงจรถ่ายความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียวขึ้นมาก่อน และ ต้องมีคุณสมบัติการปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ทั้งอัตราขยาย และ ความถี่โพลด้วย

ในปี 1987 M.T. Abuelma'atti ได้นำเสนอการออกแบบวงจรถ่ายสัญญาณโดยไม่ใช้ตัวเก็บประจุ [8] โดยใช้คุณสมบัติของโพลแฝงภายในออปแอมป์ ที่มีคุณสมบัติเหมือนกับอินทิเกรเตอร์แบบชนิดไม่สูญเสีย แต่วงจรถ่ายในขณะนั้นยังต้องใช้ตัวต้านทานอยู่ หลังจากนั้นแต่ก็มีผู้นำเทคนิคของโพลแฝงภายในออปแอมป์มาใช้ร่วมกับบล็อกแอกทิฟ เพื่อสร้างเป็นวงจรถ่ายความถี่ [9] และ วงจรถ่ายสัญญาณ [10] อยู่จำนวนหนึ่ง ซึ่งในหัวข้อนี้ยกตัวอย่าง วงจรถ่ายสัญญาณแบบหลายเฟสโครงสร้าง LP โดยไม่ต้องใช้ความต้านทาน และ ตัวเก็บประจุ ใช้เพียงกระแสไบแอสในการปรับค่าความถี่ และ เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ

8.7.1 ผลกระทบของโพลแฝงภายในออปแอมป์

ในทางปฏิบัตินั้น อัตราขยายความแตกต่างของออปแอมป์ไม่ได้เป็นอนันต์เหมือนกับในทฤษฎี แต่มันจะมีค่าสูงสุดอยู่ค่าหนึ่งและจะค่อยๆ ลดลง เมื่อความถี่สูงขึ้น โดยสามารถอธิบายได้ด้วยรูปที่ 8.40 ซึ่งแสดงถึงตัวอย่างค่าผลการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาด $|A|$ ของออปแอมป์แบบใช้งานทั่วไป (เช่น ออปแอมป์ LM741)



รูปที่ 8.40 การตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดของออปแอมป์

จากรูปที่ 8.40 สังเกตได้ว่าที่ความถี่ต่ำ หรือ ความถี่ DC อัตราขยายจะมีค่าสูงมากและคงที่ แต่ที่ความถี่ตั้งแต่ 10Hz อัตราขยายจะลดลงด้วยอัตราคางที่ -20dB/decade ไปจนต่ำมาก ๆ ซึ่งเป็นปกติของออปแอมป์ที่มีการชดเชยภายใน ซึ่งทำได้ง่ายด้วยการใช้ตัวเก็บประจุแบบ on chip ขนาดเล็กเพียงตัวเดียว ทำให้ผลการตอบสนองดูเหมือนกับเป็นการตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แบบที่มีค่าคงตัวเวลาตัวเดียว (Single Time Constant: STC) กระบวนการชดเชยดังกล่าวนี้ทำให้ออปแอมป์มีความเสถียร ไม่เกิดการกำเนดศัญญำน โดยหลักการตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปอัตราขยายของออปแอมป์แบบมีการชดเชย สามารถเขียนได้เป็น

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_b} \tag{8.80}$$

แทนที่ $s=j\omega$ ทำให้อสมการที่ (8.80) เขียนใหม่ได้เป็น

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_b} \tag{8.81}$$

โดยที่ A_0 แทนอัตราขยายย่านความถี่ต่ำ และ ω_b เป็นความถี่ค้ดต่อฟเมื่ออัตราขยายตกลงมา -3dB (จากตัวอย่างรูปที่ 8.39 ค่า $A_0=10^5$ และ $\omega_b=2\pi \times 10$ rad/s) เมื่อ $\omega \gg \omega_b$ (มากกว่า 10 เท่าขึ้นไป) ทำให้อสามารถประมาณสมการที่ (8.81) ได้เป็น

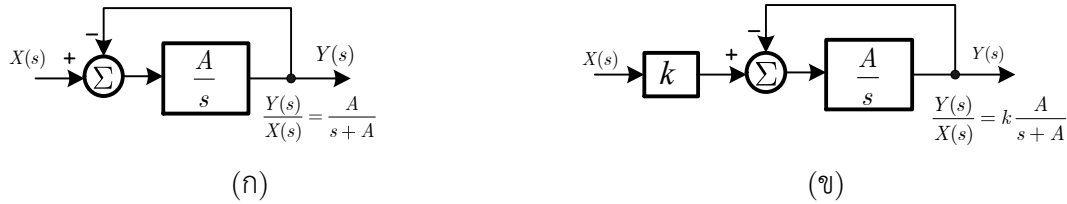
$$A(j\omega) \simeq \frac{A_0\omega_b}{j\omega} = \frac{\omega_t}{j\omega} \tag{8.82}$$

จากสมการที่ (8.82) สามารถอธิบายได้ว่าเมื่อความถี่ $f=f_t$ อัตราขยายจะเป็น 1 หรือ 0 dB พอดี ค่าความถี่นี้จะถูกเรียกว่าอัตราขยายแบนด์วิดท์ (Gain Bandwidth: GB) ซึ่งมักจะระบุไว้ใน Datasheet ของออปแอมป์ทั่วไป ซึ่งในหัวข้อนี้จะใช้เป็นตัวแปร B เพียงตัวเดียว โดยสามารถเขียนสมการที่ (8.80) ใหม่ได้เป็น

$$A(s) \simeq \frac{\omega_t}{s} = \frac{B}{s} \tag{8.83}$$

8.7.2 วงจรรองควมถึต่ำผ่านโดยใช่อุปกรณ์แอกทึฟเพียงอย่งเดียว

วงจรรองควมถึต่ำผ่านอันดับหนึ่ง หรือ อีกรื่อหนึ่งก็คือวงจรรอินทึเกรเตอร์ชนิดสูญเสย ซึ่งสมำรถสร้งได้จำกการป้อนกลับของวงจรรอินทึเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสยดังแสดงในรปูที่ 8.41(ก) และ ในกรณีที่มีกรปรับอัตราขยยก็จะเพิ่มส่วนที่เป็นอัตราขยย (k) เข้าไปดังแสดงในรปูที่ 8.41(ข)



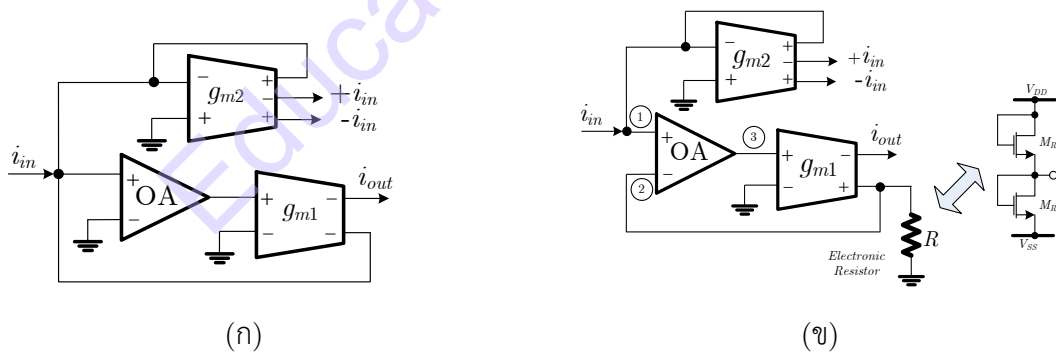
รปูที่ 8.41 วงจรรองควมถึต่ำผ่านสร้งจำกอินทึเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสย

รปูที่ 8.42(ก) แสดงวงจรรองควมถึต่ำผ่านโดยใช่อุปกรณ์แอกทึฟเพียงอย่งเดียวแบบอัตราขยยเทำกักับหนึ่ง โดยใช่ออปแอมป์ 1 ตัว และ โอทีเอแบบหลยเอำดพุต 2 ตัว ในกรณีต้องการปรับค่ำอัตราขยยนั้น จะเพิ่มตัวต้านทานแบบอ็เล็กทรอนิกส์ [5] เข้าไปอีกร 1 ตัว ดังรปูที่ 8.42(ข) กระแสสำนำของอินพุต ($+i_{in}, -i_{in}$) สมำรถได้มำจำก พอร์ตเอำดพุตที่เหลื่อของ OTA₂ กระแสที่สำเนำได้นี้จะมำควมสำคัญมำกในกรใช้เป็นเอำดพุตของวงจรรำเนดศัญญำนหลยเฟสรูปแบบกระแส จำกวงจรรปูที่ 8.42(ข) สมำรถเขียนควมสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน ได้ดังต่อไปนี้

$$V_1 = i_{in} / g_{m2} \tag{8.84}$$

$$V_3 g_{m1} R = V_2 \tag{8.85}$$

$$V_3 = V_1 - V_2 \left(\frac{B}{s} \right) = \frac{-i_{out}}{g_{m1}} \tag{8.86}$$



รปูที่ 8.42 วงจรรองควมถึต่ำผ่านโดยใช่อุปกรณ์แอกทึฟเพียงอย่งเดียว

(ก) แบบอัตราขยยเทำกักับหนึ่ง (ข) แบบปรับค่ำอัตราขยยได้

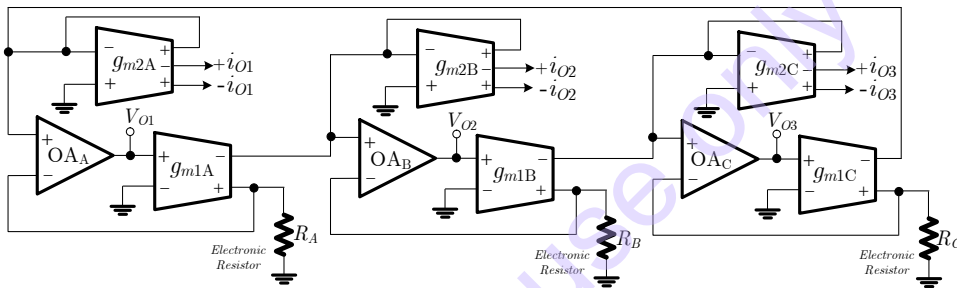
ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสสมำรถสรรูปได้เป็น

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{-1}{R g_{m2}} \left(\frac{1}{s / g_{m1} R B + 1} \right) \tag{8.87}$$

โดยที่ $k=-1/Rg_{m2}$ เป็นตัวปรับอัตราขยายของวงจร และ $1/\tau = \omega = g_{m1}RB$ เป็นตัวแสดงค่าความถี่ โพล (ω) จะเห็นได้ว่าการปรับค่าอัตราขยาย และ ความถี่โพลจะเป็นอิสระต่อกัน โดยสามารถแยกปรับที่ g_{m2} และ g_{m1} ตามลำดับ ยังมีวงจรที่สำคัญและไม่ได้กล่าวถึงอีกวงจรหนึ่ง คือวงจรตัวต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งได้มีการนำมาใช้ในหัวข้อ 8.4 และ 8.5 แล้ว จึงจะไม่กล่าวถึงซ้ำอีก

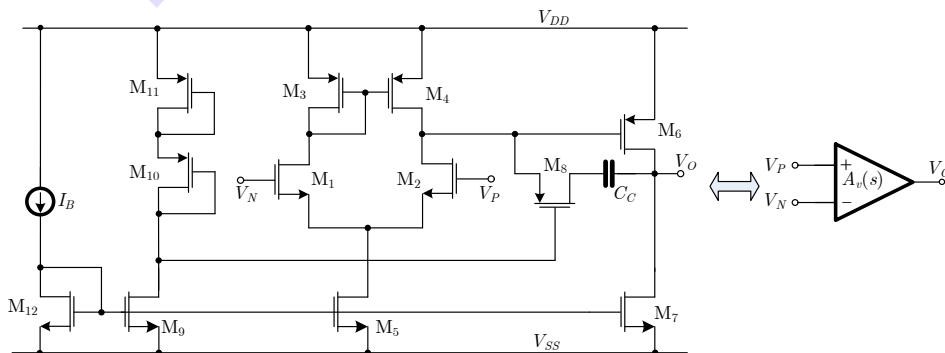
8.7.3 วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว

ด้วยหลักการการกำเนิดสัญญาณแบบหลายเฟสในหัวข้อ 8.2.3 และ หลักการวงจรถ่ายความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียวที่กล่าวมาก่อนหน้านี้ ในปี 2017 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอ วงจรถ่ายสัญญาณหลายเฟสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว [11] ดังรูปที่ 8.43 โดยกระแสเอาต์พุต 2 เฟสจะนำออกที่ OTA_2 ของแต่ละชุด ทำให้มีเอาต์พุตทางกระแสทั้งสิ้น 6 เฟส และ ด้วยคุณสมบัติของออปแอมป์ที่มีอิมพีแดนซ์เอาต์พุตต่ำ ทำให้ในขณะเดียวกันสามารถได้สัญญาณเอาต์พุตในรูปแบบแรงดันอีก 3 เฟส ด้วย

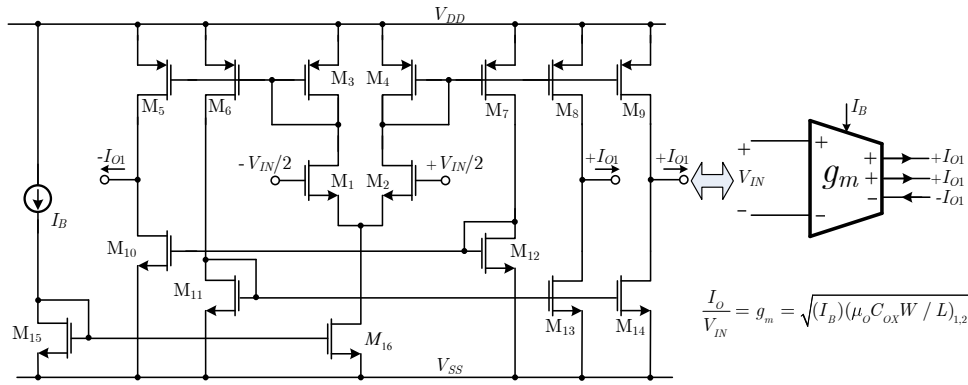


รูปที่ 8.43 วงจรถ่ายสัญญาณหลายเฟสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว

ตัวอย่างที่ 8.5 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสความถี่ 3MHz โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 8.43 โดยวงจรถ่ายออปแอมป์และ โอทีเอทีใช้ในการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 8.44 และ 8.45 ตามลำดับ และ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ของทั้งสองวงจรมีขนาดตามตารางที่ 8.3 และ จำลองการทำงานด้วย Model TSMC 0.25 μ m ซิมอสเทคโนโลยี ในส่วนออปแอมป์จะใช้กระแสไบแอส 30 μ A ตัวเก็บประจุชดเชยภายในออปแอมป์เท่ากับ 1pF ใช้ไฟเลี้ยง $\pm 1.5V$



รูปที่ 8.44 วงจรภายในซิมอสออปแอมป์



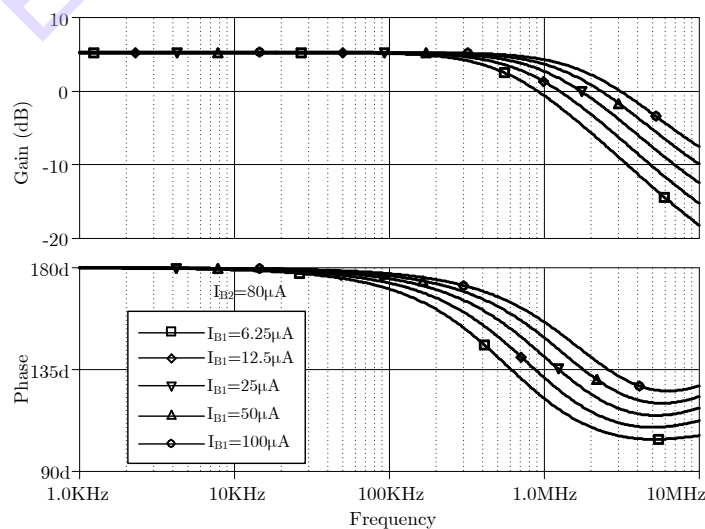
รูปที่ 8.45 วงจรภายในซีมอสโอทีเอแบบสามเอ๊าต์พุต

ตารางที่ 8.3 ขนาดของทรานซิสเตอร์ในวงจรออปแอมป์ โอทีเอ และ ตัวต้านทานอิเล็กทรอนิกส์

ออปแอมป์		โอทีเอ	
Transistors	W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)	Transistors	W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)
M1, M2, M10	1/1	M1, M2	5/2
M3, M4, M11	15/1	M3-M9	15/1
M5, M12	4.5/1	M10-16	10/1
M6	94/1	Electronic Resistor	
M7	14/1	MR1, MR2	10/10
M8	6/1		
M9	2/1		

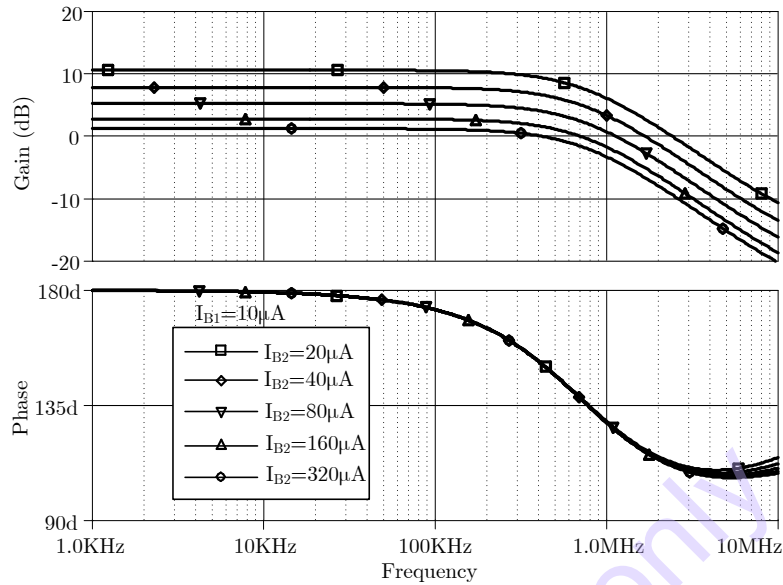
วิธีทำ

จากการจำลองการทำงานพบว่าออปแอมป์มีอัตราขยายแบนด์วิดท์ที่ประมาณ 3.6 MHz จากสมการที่ (8.87) พบว่าคุณสมบัติเฉพาะของวงจรรวมความถี่ต่ำผ่านโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเพียงอย่างเดียว นั้น จะต้องสามารถปรับค่าความถี่โพล และอัตราขยาย ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน ในส่วนของการปรับค่าความถี่โดยไม่กระทบกับอัตราขยาย ทำได้โดยการป้อนกระแสแอสคที่ $I_{B2}=80\mu\text{A}$ และ เปลี่ยนค่า I_{B1} เป็นค่าต่างๆ ดูความถี่ตอบสนองเชิงขนาด และ เฟส พบว่าการปรับค่าความถี่โพล ไม่มีผลกระทบต่ออัตราการขยาย โดยแสดงดังรูปที่ 8.46



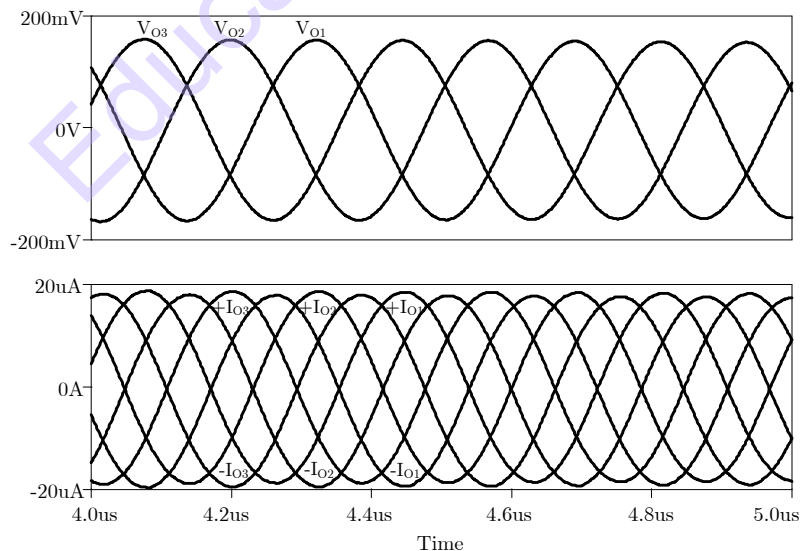
รูปที่ 8.46 ผลการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดและเฟสเมื่อกำหนด $I_{B2} = 80\mu\text{A}$ และ ปรับค่า I_{B1}

การแสดงให้เห็นการปรับค่าอัตราขยายโดยไม่กระทบต่อความถี่โพล ทำได้โดยการปรับค่า I_{B2} พบว่าการปรับอัตราขยายไม่มีผลกระทบต่อความถี่โพล ดังแสดงในรูปที่ 8.47



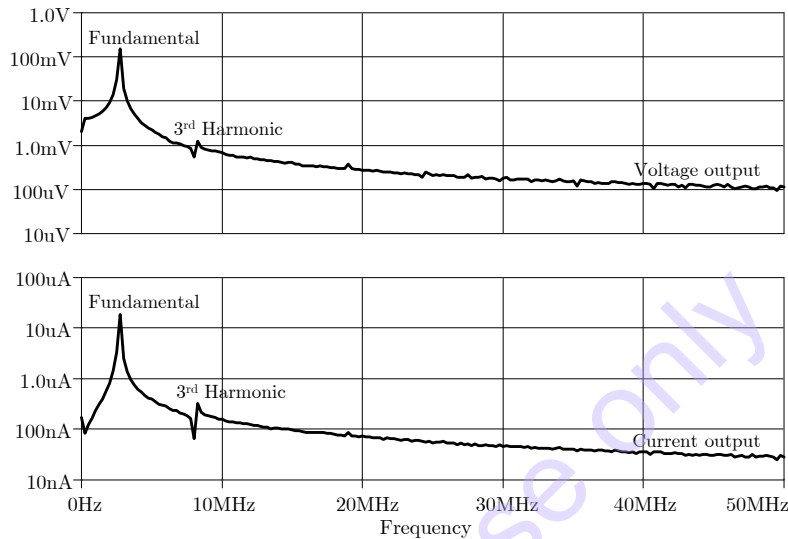
รูปที่ 8.47 ผลการตอบสนองทางความถี่เชิงขนาดและเฟสเมื่อกำหนด $I_{B1} = 10\mu\text{A}$ และ ปรับค่า I_{B2}

ในการจำลองผลการกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ $n=3$ ดังรูปที่ 8.43 กำหนดให้ $I_{B1} = 30\mu\text{A}$ และ $I_{B2} = 39.7\mu\text{A}$ เพื่อให้ $k = 2$ ต่อตัวต้านทานโหลด $200\text{k}\Omega$ ที่เอาต์พุตแรงดัน และ ตัวต้านทานโหลด 1Ω ที่เอาต์พุตกระแส ทำการกระตุ้นวงจรด้วยกระแสอิมพัลส์ จะได้ความถี่ที่กำเนิดได้เท่ากับ 2.75MHz ดังรูปที่ 8.48 โดยเอาต์พุตแรงดัน ($V_{O1} - V_{O3}$) มีค่าแอมพลิจูดเท่ากันประมาณ 150mV และ เฟสห่างเท่ากับ 120 องศาเท่าๆ กัน และ เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตกระแส ($\pm I_{O1}$ to $\pm I_{O3}$) จะมีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ $18\mu\text{A}$ และมีเฟสต่างกัน 60 องศาเท่าๆ กัน



รูปที่ 8.48 เอาต์พุตของสัญญาณไซน์ในแบบแรงดัน และ กระแส

เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ที่กำหนดได้ทั้งในรูปแบบแรงดัน และ กระแส จากรูปที่ 8.48 กรณีสัญญาณแรงดันเอาต์พุต พบว่าที่ฮาร์โมนิกที่ 3 มีค่าประมาณ 1.25mV ขณะที่ ความถี่มูลฐานมีค่าประมาณ 152.5mV ส่วนกรณีสัญญาณกระแสเอาต์พุต พบว่าที่ฮาร์โมนิกที่ 3 มีค่าประมาณ 385.87mA ขณะที่ ความถี่มูลฐานมีค่าประมาณ 18.6µA ซึ่งหมายถึงค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกที่ความถี่ 2.75MHz มีค่าประมาณ 0.8% และ 1.75% สำหรับ กรณีสัญญาณแรงดัน และ กระแสเป็นเอาต์พุตตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 8.49



รูปที่ 8.49 สเปกตรัมเอาต์พุตของสัญญาณไซน์ในรูปแบบแรงดัน และ กระแส

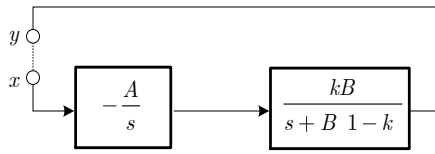
8.8 วงจรถ่ายทอดสัญญาณไซน์ด้วยเทคนิค Log-domain

แม้ว่าบล็อกแอกทิฟจะสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรถ่ายทอดสัญญาณได้ดีก็ตาม แต่เป็นที่ทราบแล้วในบทก่อนหน้าว่าบล็อกแอกทิฟมีข้อจำกัด ทั้งในเรื่องการตอบสนองทางความถี่ การปรับค่าที่ไม่กว้างมากนัก และ ใช้พื้นที่ซึ่งจำนวนมาก ด้วยข้อด้อยดังกล่าว การนำบล็อกแอกทิฟไปประยุกต์ใช้งานในด้านการสื่อสาร หรือ ใช้งานด้านความถี่สูง (VHF) ก็อาจจะมีข้อจำกัดเช่นกัน การออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณไซน์ให้ทำงานในย่านความถี่สูงจึงเป็นเรื่องที่ทำได้ยากหากจะสร้างโดยใช้บล็อกแอกทิฟ การออกแบบให้วงจรทำงานในระดับทรานซิสเตอร์เป็นคำตอบของปัญหานี้ได้วิธีหนึ่ง ในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายวิธีการออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณความถี่สูง ด้วยหลักการ Log-domain โดยสัญญาณไซน์ที่กำหนดได้จะมีความถี่สูงได้ถึงย่าน VHF และ ปรับค่าได้กว้างมาก และ ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ ซึ่งจะแบ่งเป็น 3 หัวข้อย่อย ซึ่งจะเป็นการนำเสนอวงจรถ่ายทอดสัญญาณ 3 ชนิด คือ วงจรถ่ายทอดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ วงจรถ่ายทอดสัญญาณหลายเฟสโครงสร้าง LP และ วงจรถ่ายทอดสัญญาณหลายเฟสโครงสร้าง AP โดยทั้งสามวงจรถ่ายทอดสัญญาณใช้หลักการ Log-domain ในการสร้าง ด้วยการดัดแปลง Log-domain Cell พื้นฐานให้กลายเป็นฟังก์ชันตามที่ต้องการ

8.8.1 วงจรถ่ายทอดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ด้วยเทคนิค Log-domain

จากหัวข้อก่อนหน้านี้ พบว่าวงจรถ่ายทอดสัญญาณไซน์สามารถสร้างได้หลายวิธี และ แม้ว่าจะบล็อกแอกทิฟจะสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรถ่ายทอดสัญญาณได้ดีก็ตาม แต่ก็ยังมีข้อจำกัดโดยเฉพาะการทำงานในความถี่สูง การออกแบบให้วงจรทำงานในระดับทรานซิสเตอร์ด้วยเทคนิค Log-domain จึงเป็นวิธีหนึ่งที่

สามารถสร้างวงจรถ่ายสัญญาณในความถี่สูงได้ ในปี 2011 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอวงจรถ่ายสัญญาณแบบควอดเรเจอร์โดยใช้เทคนิค Log-domain ที่ทำงานในความถี่สูงได้ดี [12]



รูปที่ 8.50 หลักการถ่ายสัญญาณรูปไซน์แบบควอดเรเจอร์

ในหลักการถ่ายสัญญาณในแบบควอดเรเจอร์ในหัวข้อนี้ สามารถทำได้โดยอาศัยค่านอกของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบกลับเฟสกับอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียที่ปรับอัตราขยายได้ดังรูปที่ 8.50 และสามารถเขียนสมการรูปเปิด

$$H(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \left(-\frac{A}{s} \right) \left(\frac{kB}{s + B(1-k)} \right) = \frac{-kAB}{s^2 + sA(1-k)} \quad (8.88)$$

เมื่อพิจารณากรณีลูปปิด ด้วยเงื่อนไขของ Barkhausen จะได้

$$1 - LG = 0 = \frac{N(s)}{D(s)} = 1 + \frac{kAB}{s^2 + sA(1-k)} \quad (8.89)$$

ผลของพหุนามเศษ หรือ เรียกว่าสมการคุณสมบัติ มีค่าเท่ากับ

$$N(s) = 0 = s^2 + sA(1-k) + AB \quad (8.90)$$

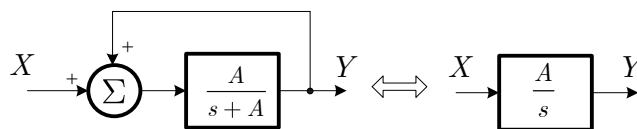
พบเงื่อนไขการถ่ายสัญญาณจะได้เป็น

$$k=1 \quad (8.91)$$

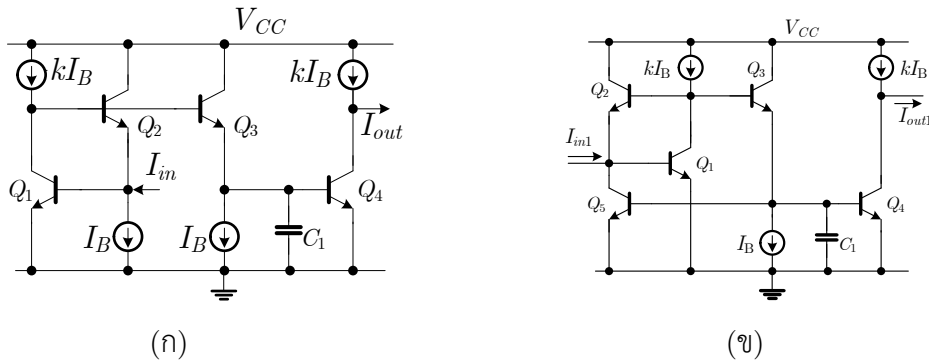
และ ความถี่ในการถ่ายสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega^2 = AB \quad (8.92)$$

หลักการสร้างอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจากอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย สามารถสร้างได้โดยใช้หลักการป้อนกลับดังรูปที่ 8.51 และ เมื่อเป็นวงจรถ่ายสัญญาณในโครงสร้างแบบ Log-domain ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 8.52(ก) เป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียแบบไม่กลับเฟส และ รูปที่ 8.52(ข) เป็นการใส่ Q_0 ทำหน้าที่ป้อนกลับโดยตรง ทำให้ได้เป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบไม่กลับเฟส ซึ่งการป้อนกลับโดยตรงนี้เองทำให้สามารถลดกระแสไบแอสได้ 1 ตัวอีกด้วย



รูปที่ 8.51 หลักการสร้างอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจากอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย

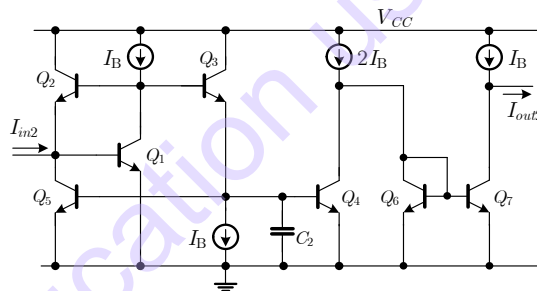


รูปที่ 8.52 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่กลับเฟสด้วยเทคนิค Log-domain

(ก) ชนิดสูญเสีย (ข) ชนิดไม่สูญเสียปรับอัตราขยายได้

จากรูปที่ 8.52(ข) จะเห็นได้ชัดเจนว่าวงจรถ่ายโอนสัญญาณชนิดไม่สูญเสียแบบไม่กลับเฟสสามารถปรับอัตราขยายได้ และสามารถสร้างได้โดยการป้อนกลับโดยตรงด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

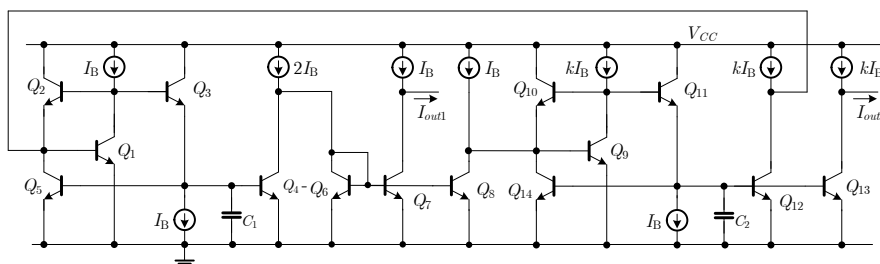
$$\frac{I_{out1}(s)}{I_{in1}(s)} = -\frac{kI_B}{C_1V_T} \left(s + \frac{I_B}{C_1V_T}(1-k) \right) \quad (8.93)$$



รูปที่ 8.53 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบกลับเฟสด้วยเทคนิค Log-domain

ในทำนองเดียวกัน วงจรถ่ายโอนสัญญาณชนิดไม่สูญเสียแบบกลับเฟส ซึ่งในที่นี้กำหนดให้อัตราขยาย $k=1$ ก็สามารถสร้างได้โดยเพิ่มวงจรถ่ายโอนเฟสกระแส เข้าไปที่เอาต์พุต โดยวงจรถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียแบบกลับเฟสแสดงดังรูปที่ 8.53 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_{out2}(s)}{I_{in2}(s)} = -\frac{I_B}{sC_2V_T} \quad (8.94)$$



รูปที่ 8.54 วงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ด้วยเทคนิค Log-domain

วงจรถ่ายสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ด้วยเทคนิค Log-domain สามารถสร้างได้โดยไม่ซับซ้อนโดยนำวงจรรูปที่ 8.52(ข) และ 8.53 มาต่อкасцепกัน และ ลูบสัญญาณกลับมายังอินพุตดังรูปที่ 8.54 และด้วยเงื่อนไขของ Barkhausen ทำให้ลูบเกนมีค่าเป็น 1 จึงสามารถเขียนสมการคุณสมบัติได้เป็น

$$0 = N(s) = s^2 + s \frac{I_B}{C_1 V_T} (1-k) + \frac{k}{C_2 C_1} \left(\frac{I_B}{V_T} \right)^2 \quad (8.95)$$

จากสมการที่ (8.95) เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณเกิดขึ้นเมื่อ $k=1$ และ ความถี่ที่กำเนิดได้จะมีค่าเท่ากับ

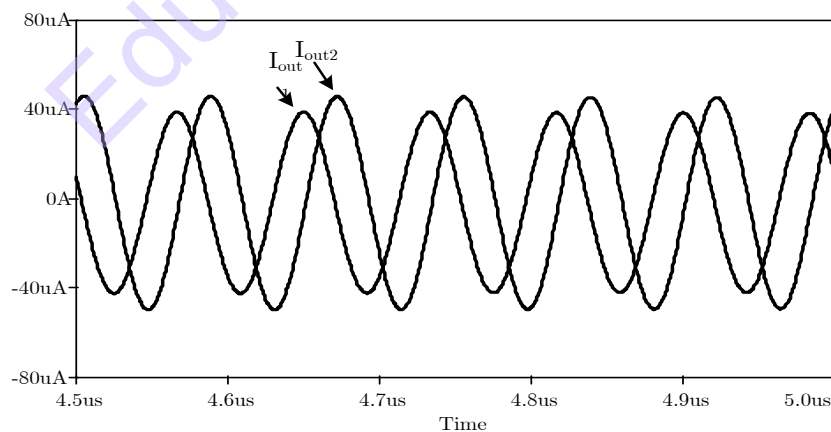
$$\omega_0 = \frac{I_B}{V_T \sqrt{C_1 C_2}} \quad (8.96)$$

โดยที่ I_B และ V_T คือกระแสไบแอสของวงจรถ่าย และ แรงดันอุณหภูมิ ($\approx 26\text{mV}$ ที่อุณหภูมิห้อง) ซึ่งความถี่ที่กำเนิดได้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอส (I_B)

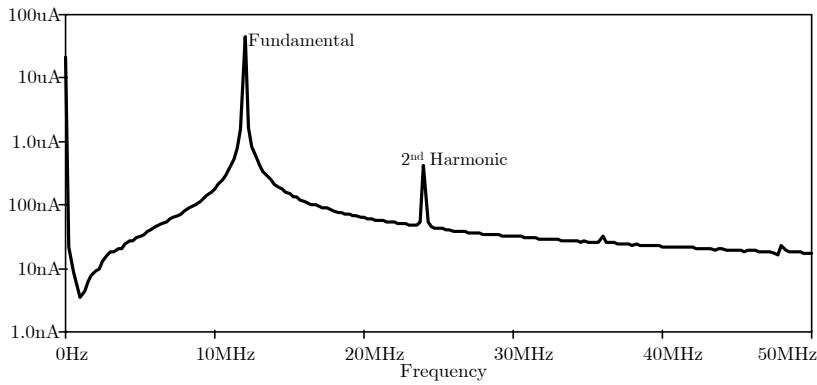
ตัวอย่างที่ 8.6 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ความถี่ 100MHz ด้วยเทคนิค Log-domain ตามรูปที่ 8.54 และ จำลองการทำงาน โดยใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์ของ Intersil เบอร์ HFA3046 (บทที่ 6) และ ใช้ตัวเก็บประจุเท่ากับ 50pF และ 500pF

วิธีทำ

ต่อวงจรถ่ายสัญญาณตามรูปที่ 8.54 เมื่อใช้กระแสไบแอสกระตุ้นวงจรถ่ายพบว่ากระแสเอาต์พุตทั้งสองได้เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 12MHz และเอาต์พุตทั้งสองต่างเฟสกัน 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 8.55 ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณไซน์รูปที่ 8.55 แสดงในรูปที่ 8.56 พบว่ามีแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกที่ 2 ประมาณ 415.5nA ขณะที่ความถี่มูลฐานมีแอมพลิจูดประมาณ 43.57μA ค่า THD ได้ประมาณ 0.93%

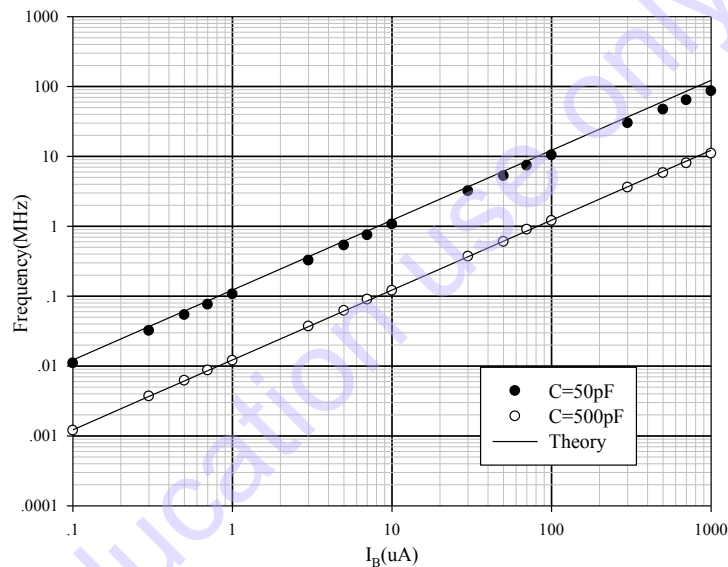


รูปที่ 8.55 กระแสเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ด้วยเทคนิค Log-domain



รูปที่ 8.56 สเปกตรัมเอาต์พุตของสัญญาณรูปไซน์รูปที่ 8.54

เมื่อทำการปรับค่ากระแสไบแอสตั้งแต่ $0.1\mu\text{A}$ ถึง $1000\mu\text{A}$ พบว่าวงจรถ่ายทอดสัญญาณรูปไซน์ได้ตั้งแต่ 10kHz จนถึงประมาณ 100MHz (ซึ่งมีย่านการทำงานกว้างกว่าวงจรถ่ายทอดแบบบล็อกแอกทิฟมาก) โดยเอาต์พุตทั้งสองมีเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งทำให้เหมาะกับการนำไปประยุกต์ในการมอดูเลตเชิงความถี่

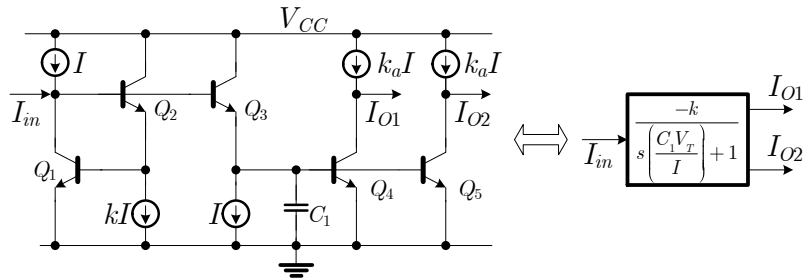


รูปที่ 8.57 ความถี่เอาต์พุตที่ได้จากการปรับการแสบไบแอสเป็นค่าต่างๆ

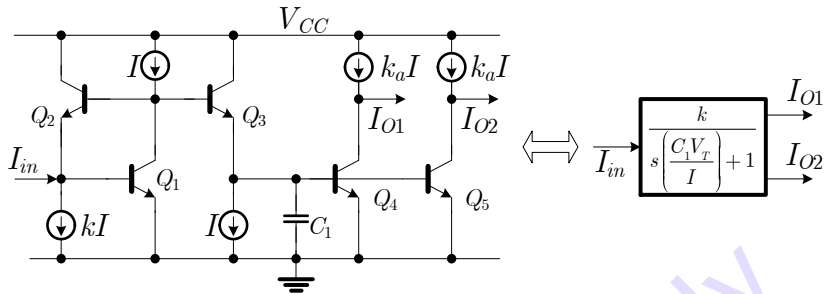
8.8.2 วงจรถ่ายทอดสัญญาณแบบหลายเฟสโครงสร้าง Low-pass ด้วยเทคนิค Log-domain

เมื่อสร้าง Log-domain cell ให้มีฟังก์ชันถ่ายโอนตามต้องการได้ ดังนั้นการจะออกแบบเป็นวงจรถ่ายทอดสัญญาณแบบใหม่ๆ ก็สามารถทำได้เช่นกัน และ ยังได้ข้อดีของวงจรถ่ายทอดสัญญาณ Log-domain ที่ทำงานในความถี่สูงได้ดี ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ และ ใช้ไฟเลี้ยงต่ำอีกด้วย ในปี 2010 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอวงจรถ่ายทอดสัญญาณแบบหลายเฟสโครงสร้างฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter: LP) อันดับหนึ่ง [13] โดยหลักการเบื้องต้นได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 8.2.3 แล้ว และ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain ได้ถูกนำเสนอไว้ใน บทที่ 6 แล้วเช่นกัน ในหัวข้อนี้จึงจะเสนอในส่วนของทฤษฎีการวิเคราะห์ท่วงจรถ่ายทอดสัญญาณ ในแบบกระชับ และ ผลการจำลองการทำงาน

โครงสร้างของวงจรถ่ายทอดความถี่ต่ำผ่านหรืออินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียแบบ Log-domain ที่สามารถปรับอัตราขยายได้ชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟส แสดงไว้ดังรูปที่ 8.58 และ 8.59 ตามลำดับ



รูปที่ 8.58 วงจรถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain สามารถปรับอัตราขยายได้ชนิดกลับเฟส



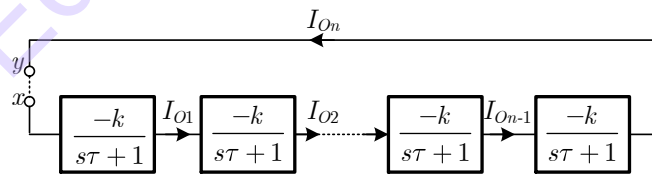
รูปที่ 8.59 วงจรถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain สามารถปรับอัตราขยายได้ชนิดไม่กลับเฟส

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรูปที่ 8.58 และ 8.59 สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (8.97) และ (8.98) ตามลำดับ

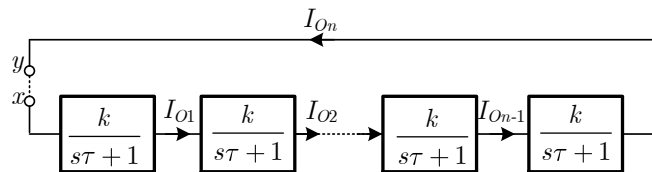
$$\frac{I_{O_i}}{I_{in}} = \frac{-k}{s(C_1 V_T / I) + 1} \quad (8.97)$$

$$\frac{I_{O_i}}{I_{in}} = \frac{k}{s(C_1 V_T / I) + 1} \quad (8.98)$$

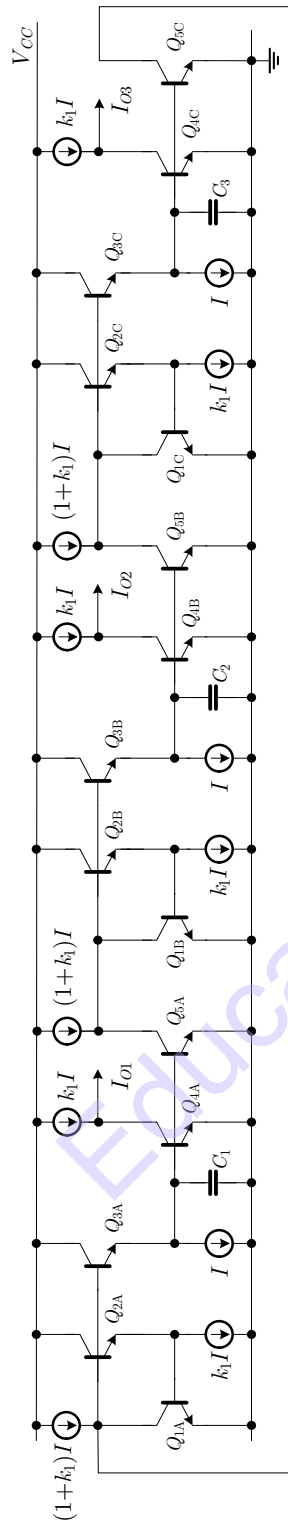
จากหลักการกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟส (Multiphase Sinusoidal Oscillator: MSO) โดยใช้ฟังก์ชันโครงข่ายความถี่ต่ำผ่าน (LP) ตามที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 8.2.3 โครงสร้าง LP สามารถสร้าง MSO ได้สองแบบโดยการคาสเกตฟังก์ชัน LP จำนวน n ตัว ซึ่งทำได้ 2 แบบคือ แบบ n เป็นเลขคี่ ดังรูปที่ 8.60 และแบบ n เป็นเลขคู่/คู่ ดังรูปที่ 8.61



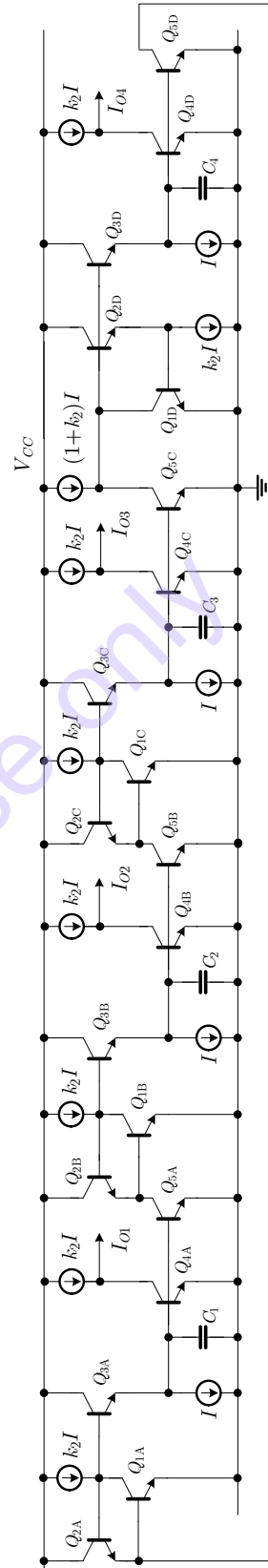
รูปที่ 8.60 กำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสโครงสร้าง LP แบบ n เป็นเลขคี่



รูปที่ 8.61 กำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสโครงสร้าง LP แบบ n เป็นเลขคู่/คู่



(ก)



(ข)

รูปที่ 8.62 วงจรถ่ายทอดสัญญาณรูปไซน์แบบหลายเฟสโครงสร้าง LP

(ก) แบบ n เป็นเลขคี่ (ข) แบบ n เป็นเลขคู่/คู่

เมื่อใช้วงจรถ่ายความถี่ต่ำผ่านรูปที่ 8.58 มาต่อบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 8.60 จะได้วงจรถ่าย Log-domain MSO ตามรูปที่ 8.62 (ก) เมื่อพิจารณาตามหลักการของ MSO ในหัวข้อที่ 8.2.3 โดยใช้ $n=3$ จะได้ฟังก์ชันลูปปิดเท่ากับ

$$1 = \left[\frac{-k_1}{s(CV_T/I) + 1} \right]^3 \quad (8.99)$$

ซึ่งเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ $k=2$ และ ความถี่ที่กำเนิดได้จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{3}I}{CV_T} \quad (8.100)$$

เมื่อใช้วงจรถ่ายความถี่ต่ำผ่านรูปที่ 8.58 และ 8.59 มาต่อบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 8.61 จะได้วงจรถ่าย Log-domain MSO ตามรูปที่ 8.62(ข) เมื่อพิจารณาตามหลักการของ MSO ในหัวข้อที่ 8.2.3 โดยใช้ $n=4$ จะได้ฟังก์ชันลูปปิดเท่ากับ

$$1 = - \left[\frac{k_2}{s(CV_T/I) + 1} \right]^4 \quad (8.101)$$

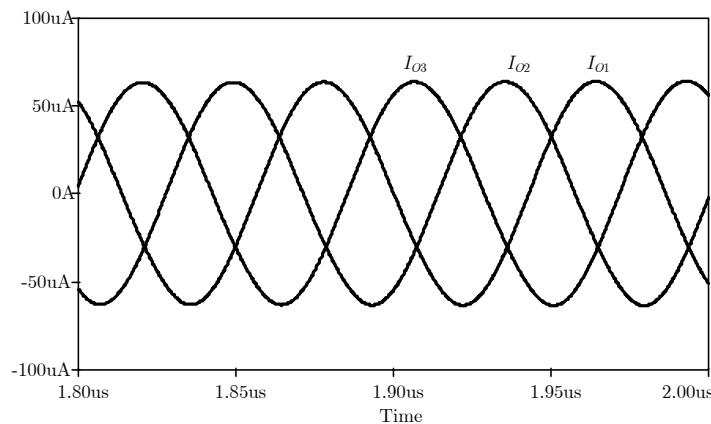
ซึ่งเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ $k=\sqrt{2}$ และ ความถี่ที่กำเนิดได้จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{I}{CV_T} \quad (8.102)$$

ตัวอย่างที่ 8.7 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสความถี่ 10MHz โครงสร้าง LP ด้วยเทคนิค Log-domain กรณี $n=3$ และ $n=4$ ตามรูปที่ 8.62(ก) และ (ข) จำลองการทำงานด้วย PSpice โดยใช้แบบจำลองไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ HFA3046 (NPN) และ HFA3128 (PNP) กำหนดให้ตัวเก็บประจุ $C=80\text{pF}$ ไฟเลี้ยง 2.5V

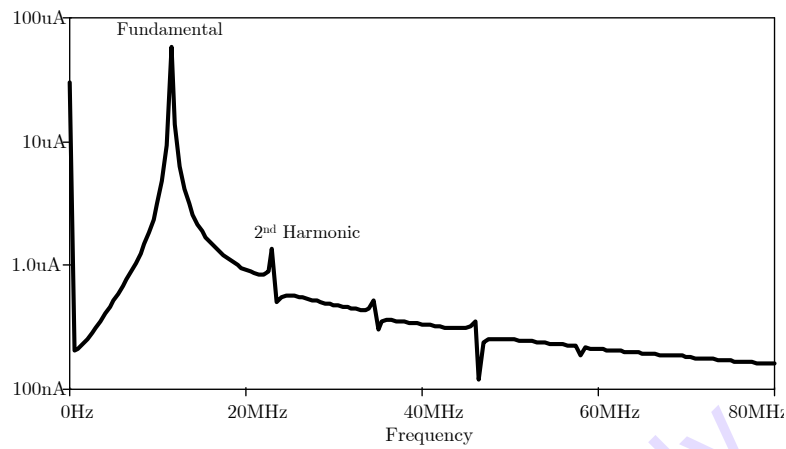
วิธีทำ

ต่อวงจรถ่ายสัญญาณกรณี $n=3$ ตามรูปที่ 8.62(ก) ใช้กระแสไบแอส $I=100\mu\text{A}$ และ $k_1 I=192.34\mu\text{A}$ เมื่อกระตุ้นด้วยกระแสอิมพัลส์ พบว่าวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณได้ดังรูปที่ 8.63 โดยความถี่ประมาณ 11.5MHz มีแอมพลิจูดประมาณ $120\mu\text{A}$ p-p และมีระยะห่างของเฟส 120 องศาเท่าๆ กัน



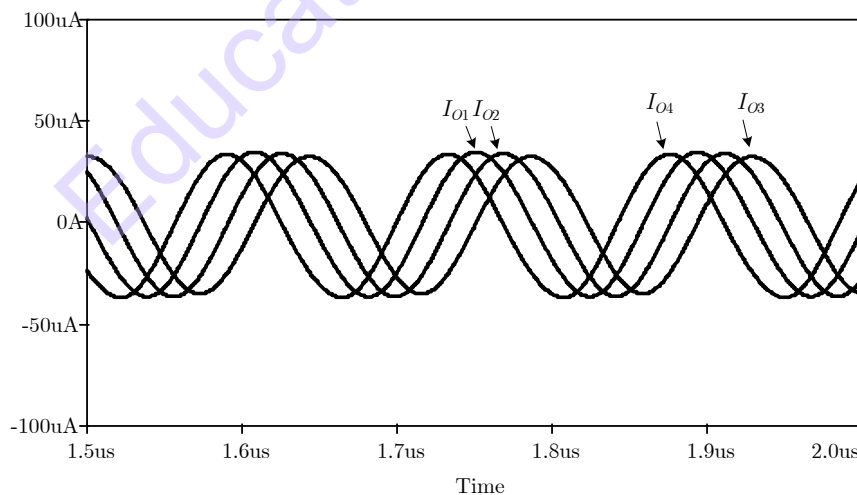
รูปที่ 8.63 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่าย Log-domain MSO โครงสร้าง LP กรณี $n=3$

ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณรูปที่ 8.63 แสดงในรูปที่ 8.64 ซึ่งเมื่อพิจารณาที่ฮาร์มอนิกที่ 2 พบว่ามีแอมพลิจูดประมาณ $1.38\mu\text{A}$ ขณะที่ ความถี่มูลฐานมีแอมพลิจูดประมาณ $57.66\mu\text{A}$ คำนวณค่า THD ได้ประมาณ 2.4%.

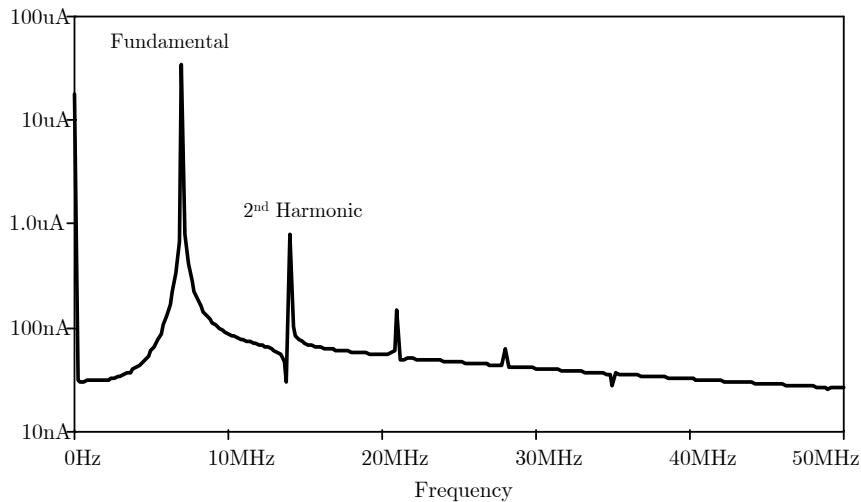


รูปที่ 8.64 สเปกตรัมเอาต์พุตของสัญญาณไซน์รูปที่ 8.63

ในส่วนการกำเนิดสัญญาณกรณี $n=4$ ตามรูปที่ 8.62(ข) ทำได้โดยใช้กระแสไบแอส $I=100\mu\text{A}$ และ $k_2I=146\mu\text{A}$ เมื่อกระตุ้นด้วยกระแสอิมพัลส์ พบว่าวงจรจะกำเนิดสัญญาณได้ดังรูปที่ 8.65 โดยความถี่ประมาณ 7MHz มีแอมพลิจูดประมาณ $80\mu\text{A}$ และ มีระยะห่างของเฟส 45 องศาเท่าๆ กัน ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณรูปที่ 8.65 แสดงในรูปที่ 8.66 ซึ่งเมื่อพิจารณาที่ฮาร์มอนิกที่ 2 พบว่ามีแอมพลิจูดประมาณ 791.68nA และ แอมพลิจูดของฮาร์มอนิกที่ 3 ต่ำกว่า ฮาร์มอนิกที่ 2 มาก จึงไม่นับสำคัญ ขณะที่ความถี่มูลฐานมีแอมพลิจูดประมาณ $35.54\mu\text{A}$ คำนวณค่า THD ได้ประมาณ 2.2%.



รูปที่ 8.65 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Log-domain MSO โครงสร้าง LP กรณี $n=4$

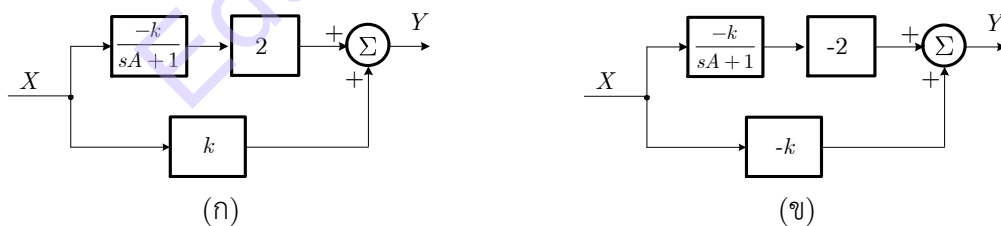


รูปที่ 8.66 สเปกตรัมแอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์รูปที่ 8.65

8.8.3 วงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบหลายเฟสโครงสร้าง All-pass ด้วยเทคนิค Log-domain

ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอ อีกแนวทางหนึ่งในการสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนด้วย Log-domain cell หลักฟังก์ชันถ่ายโอนนี้คือฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter: AP) อันดับหนึ่ง และสามารถนำฟังก์ชันนี้ไปใช้สร้างวงจรถ่ายโอนสัญญาณหลายเฟสได้อีกด้วย โดยในปี 2013 P. Prommee และ คณะ ได้นำเสนอวงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบหลายเฟสโครงสร้าง AP [14] โดยหลักการเบื้องต้นได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 8.2.3 แล้ว และวงจรถ่ายโอนความถี่ต่ำผ่านแบบ Log-domain ได้ถูกนำเสนอไว้ใน บทที่ 6 แล้วเช่นกัน ในหัวข้อนี้จึงจะเสนอในส่วนของการวิเคราะห์วงจรถ่ายโอนสัญญาณ และ ผลของการทำงานในแบบกระแส

การสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนแบบกรองผ่านทุกความถี่นั้น สามารถดัดแปลงจากฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านได้โดย สัญญาณอินพุต X ผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีสามารถปรับอัตราขยาย ($-k$) และ ออกไปทำการขยายให้มีค่าเป็น 2 เท่า และนำเอาต์พุตที่ได้มาบวกกับ สัญญาณอินพุตที่ผ่านวงจรมีอัตราขยายเท่ากับ k ผลลัพธ์ที่ได้เท่ากับ Y ดังแสดงในรูปที่ 8.67 (ก) เป็นแบบกลับเฟส และ (ข) เป็นแบบไม่กลับเฟส ซึ่งจากหลักการทั้งสองสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (8.103) และ (8.104) ตามลำดับ



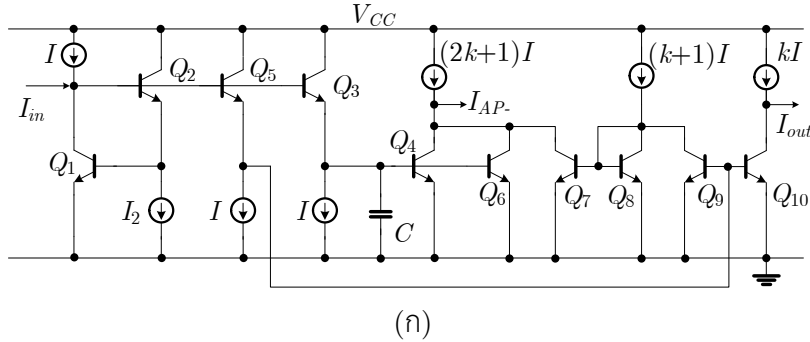
รูปที่ 8.67 บล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชัน AP ที่สร้างจากฟังก์ชัน LP

(ก) แบบกลับเฟส (ข) แบบไม่กลับเฟส

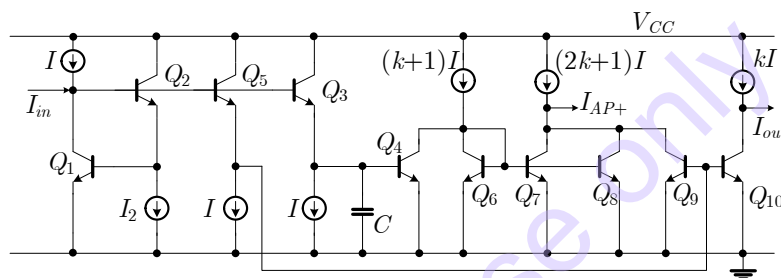
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = k \left(\frac{sA - 1}{sA + 1} \right) \tag{8.103}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = k \left(\frac{1 - sA}{1 + sA} \right) \tag{8.104}$$

จากหลักการรูปที่ 8.67 (ก) สามารถนำมาออกแบบด้วยวงจรถ่ายโอน Log-domain หลัก ในหัวข้อ 6.3 มาดัดแปลงเล็กน้อย โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์ Q_6 ขนานกับ Q_4 เพื่อจะได้กระแสเอาต์พุตเป็น 2 เท่า และเพิ่มทรานซิสเตอร์ Q_5, Q_7, Q_8, Q_9 เพื่อสร้างบล็อก k ได้เป็นเอาต์พุต $(-k)$ ดังสมการที่ (8.105) และ อีกด้านหนึ่งนำเอาต์พุต (k) ไปรวมกันกับ Q_4 และ Q_6 จึงได้เป็นสมการที่ (8.106)



(ก)



(ข)

รูปที่ 8.68 วงจรถ่ายโอนผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบ Log-domain

(ก) แบบกลับเฟส (ข) แบบไม่กลับเฟส

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = -k \quad (8.105)$$

$$\frac{I_{AP-}}{I_{in}} = -k \left(\frac{1 - sCV_T/I}{1 + sCV_T/I} \right) \quad (8.106)$$

ด้วยหลักการคล้ายกัน รูปที่ 8.67 (ข) สามารถนำมาออกแบบด้วยวงจรถ่ายโอน Log-domain หลัก ในหัวข้อ 6.3 มาดัดแปลงเล็กน้อย โดยทำการกลับเฟสของเอาต์พุตด้วย Q_6, Q_7 และเพิ่มทรานซิสเตอร์ Q_8 ขนานกับ Q_7 เพื่อจะได้กระแสเอาต์พุตเป็น 2 เท่า ขณะเดียวกันก็เพิ่มทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_9 เพื่อสร้างบล็อก $-k$ ได้เป็นเอาต์พุต $(-k)$ และ อีกด้านหนึ่งนำเอาต์พุต $(-k)$ ไปรวมกันกับ Q_7 และ Q_8 จึงได้เป็นสมการที่ (8.107)

$$\frac{I_{AP+}}{I_{in}} = k \left(\frac{1 - sCV_T/I}{1 + sCV_T/I} \right) \quad (8.107)$$

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับสมการที่ (8.106) และ (8.107) กับฟังก์ชัน AP ในสมการที่ (8.103) และ (8.104) พบว่า $A = CV_T/I$ และ $k = I_2/I$ สำหรับทั้ง แบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส โดยสังเกตได้ว่าความถี่ตอบสนอง และ อัตราขยายสามารถปรับค่าได้ผ่านกระแสไบแอส

จากหลักการกำเนิดสัญญาณหลายเฟสด้วยโครงสร้าง AP ในหัวข้อ 8.2.3(ข) กรณีที่ใช้ n เป็นเลขคี่ กำหนดให้ $n=3$ สามารถนำวงจรรูปที่ 8.68(ก) มาต่อกันดังรูปที่ 8.10 จะได้วงจรเป็นดังรูปที่ 8.69 (ก) โดยสมการลูปปิดตามกฎของ Barkhausen สามารถเขียนได้เป็น

$$H(s) = \left[-k \left(\frac{1 - s(CV_T / I)}{1 + s(CV_T / I)} \right) \right]^3 \quad (8.108)$$

จากสมการที่ (8.30) และ (8.31) พบว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณคือ $k=1$ และ สัญญาณความถี่ที่กำเนิดได้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{A}{\sqrt{3}} = \frac{I}{\sqrt{3}CV_T} \quad (8.109)$$

ในการทำงานเดียวกัน ถ้ากรณีที่ใช้ n เป็นเลขคู่/คี่ กำหนดให้ $n=3$ เมื่อนำวงจรรูปที่ 8.63(ก) และ (ข) มาต่อกันดังรูปที่ 8.11 จะได้วงจรเป็นดังรูปที่ 8.64 (ข) โดยสมการลูปปิดตามกฎของ Barkhausen สามารถเขียนได้เป็น

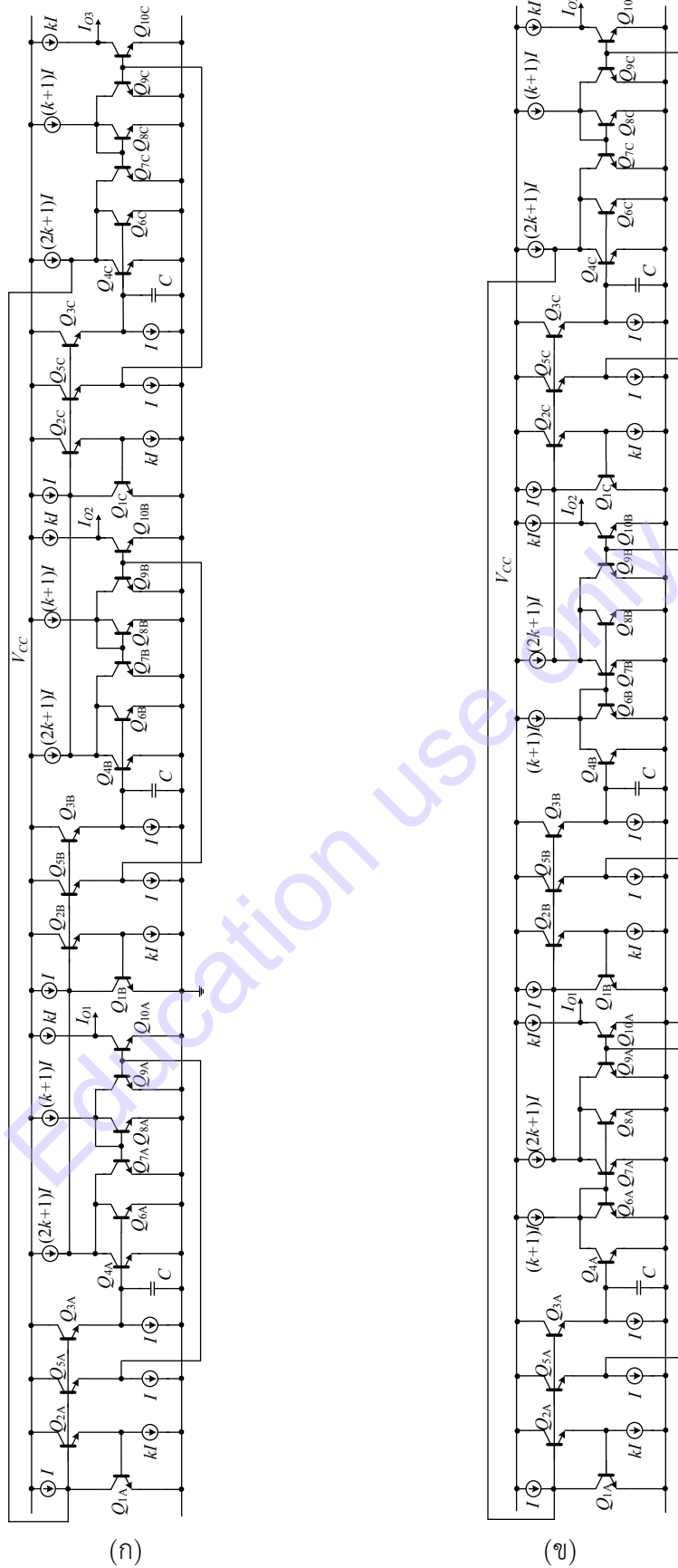
$$H(s) = - \left[k \left(\frac{1 - s(CV_T / I)}{1 + s(CV_T / I)} \right) \right]^3 \quad (8.110)$$

จากสมการที่ (8.30) และ (8.31) พบว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณคือ $k=1$ และ สัญญาณความถี่ที่กำเนิดได้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{A}{\sqrt{3}} = \frac{I}{\sqrt{3}CV_T} \quad (8.111)$$

โดยที่ I และ V_T คือกระแสไบแอสของวงจร และ แรงดันอุณหภูมิ ($\approx 26\text{mV}$ ที่อุณหภูมิห้อง) ซึ่งความถี่ที่กำเนิดได้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอส (I)

เมื่อพิจารณาจากการคำนวณพบว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณนั้นเกิดขึ้นเมื่อ $k=1$ ดังนั้นคุณสมบัติการปรับอัตราขยายของวงจรกรองผ่านทุกความถี่จึงไม่น่าจะจำเป็นหรือไม่ ในทางปฏิบัติคุณสมบัติในการปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณมีความจำเป็นมาก เพราะในทางปฏิบัติวงจรกำเนิดสัญญาณทุกวงจร มักจะต้องปรับค่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณให้มากกว่าจุดที่คำนวณได้เล็กน้อย ดังนั้นหากใช้อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง และปรับค่าไม่ได้ จะมีปัญหากับการใช้งานในวงจรกำเนิดสัญญาณทำให้วงจรไม่บรรลุเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณนั่นเอง



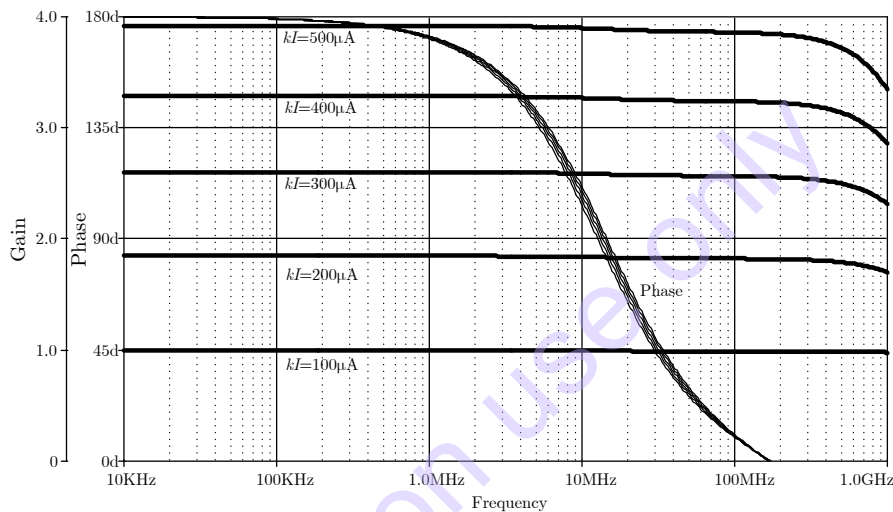
รูปที่ 8.69 วงจรกำเนิตสัญญาณหลายเฟสโครงสร้าง AP ด้วยเทคนิค Log-domain

(ก) แบบเลขคี่ $n=3$ (ข) แบบเลขคี่/คู่ $n=3$

ตัวอย่างที่ 8.8 จงพิสูจน์คุณสมบัติของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบ Log-domain ตามรูปที่ 8.68(ก) จำลองการทำงานด้วย PSpice โดยใช้แบบจำลองไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ HFA3046 (NPN) และ HFA3128 (PNP) กำหนดให้ตัวเก็บประจุ $C=50\text{pF}$ ไฟเลี้ยง 2.5V

วิธีทำ

คุณสมบัติของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่ ทำได้โดยป้อนกระแส $I=100\mu\text{A}$ และปรับค่า $k=I_2/I$ เป็น 1-5 จะได้ผลการตอบสนองทางขนาดและเฟส เป็นดังรูปที่ 8.70 ซึ่งพบว่าเมื่อปรับค่าอัตราขยายเป็น 5 เท่าแต่เอาต์พุตจะได้ประมาณ 4 เท่า ส่วนเฟส 90 องศา จะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยมาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการปรับอัตราขยายไม่กระทบกับความถี่โพลของวงจร

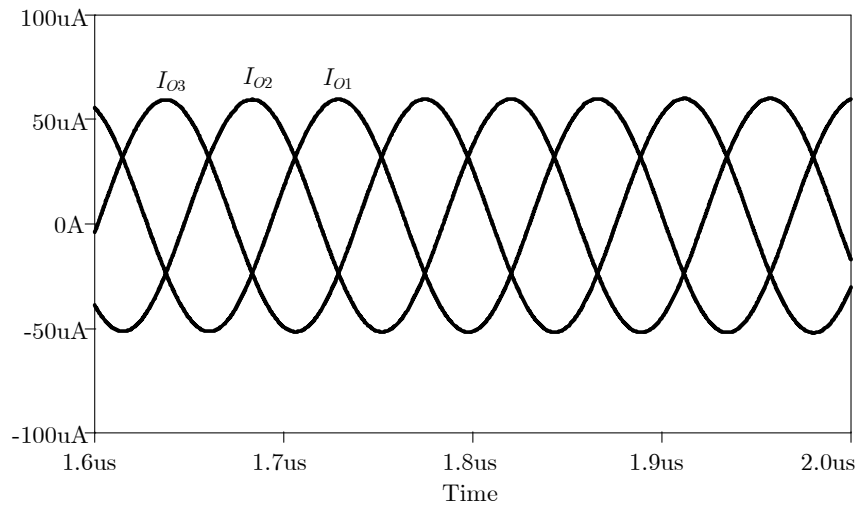


รูปที่ 8.70 คุณสมบัติการตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่

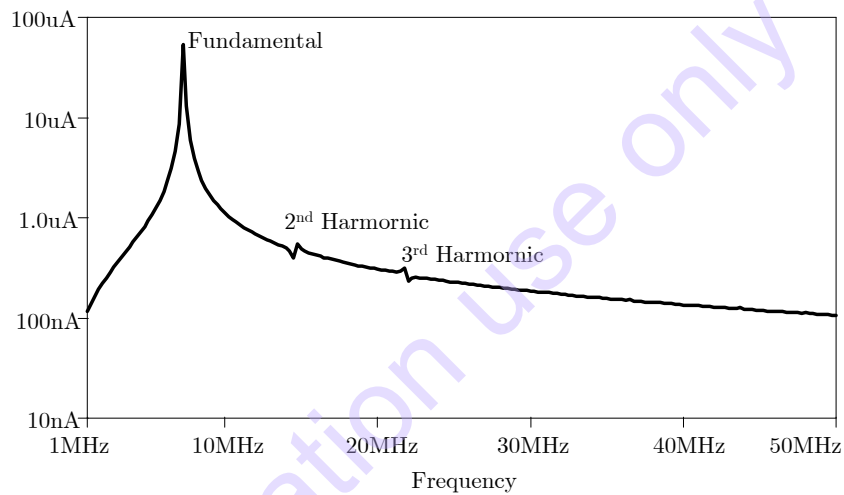
ตัวอย่างที่ 8.9 จงสังเคราะห์วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์แบบหลายเฟสความถี่ 100MHz โครงสร้าง AP ด้วยเทคนิค Log-domain กรณีสี่ และ ตรี/คู่ ($n=3$) ตามรูปที่ 8.69(ก) และ (ข) จำลองการทำงานด้วย PSpice โดยใช้แบบจำลองไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ HFA3046 (NPN) และ HFA3128 (PNP) กำหนดให้ตัวเก็บประจุ $C=50\text{pF}$ และ 500pF ไฟเลี้ยง 2.5V

วิธีทำ

ในการกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ของวงจรรูปที่ 8.69(ก) และ (ข) นั้น สำหรับวงจรถ่ายสัญญาณรูปที่ 8.69(ก) นี้ ใช้กระแสไบแอส $I=100\mu\text{A}$ และ $I_2=102.65\mu\text{A}$ เมื่อใช้กระแสอิมพลีไซต์กระตุ้นวงจรพบว่ากระแสเอาต์พุตทั้งสองได้เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 7.25MHz แอมพลิจูด $120\mu\text{Ap-p}$ และเอาต์พุตทั้งสองต่างเฟสกัน 120 องศาเท่า ๆ กัน ดังแสดงในรูปที่ 8.71 ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณรูปที่ 8.71 แสดงไว้ในรูปที่ 8.72 ซึ่งพบว่าที่ฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 มีแอมพลิจูดประมาณ 542.17nA และ 314.3nA ตามลำดับ ขณะที่ความถี่มูลฐาน (7.25MHz) มีแอมพลิจูดเท่ากับ 53.47µA คำนวณค่า THD ได้ประมาณ 1.17%

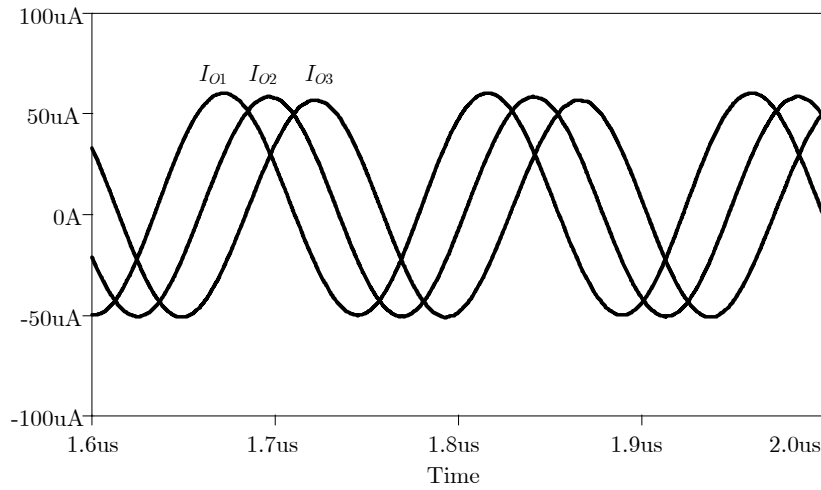


รูปที่ 8.71 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่าย MSO โครงสร้าง AP (เลขที่ $n=3$) เมื่อ $I=100\mu\text{A}$

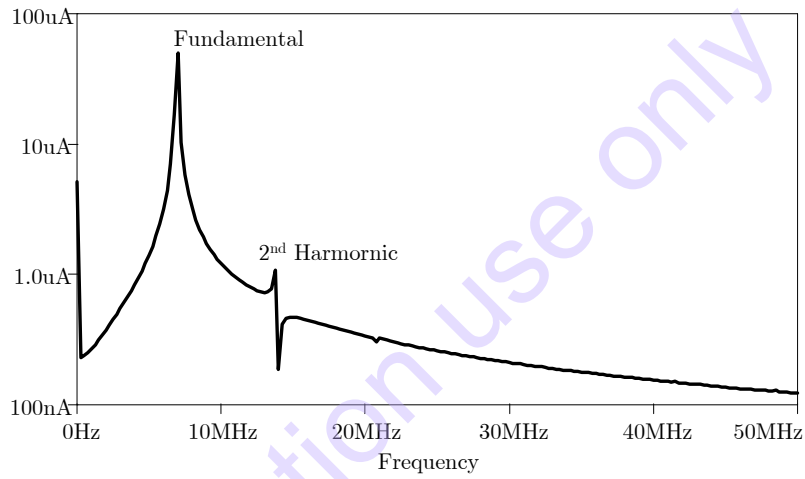


รูปที่ 8.72 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตรูปที่ 8.66

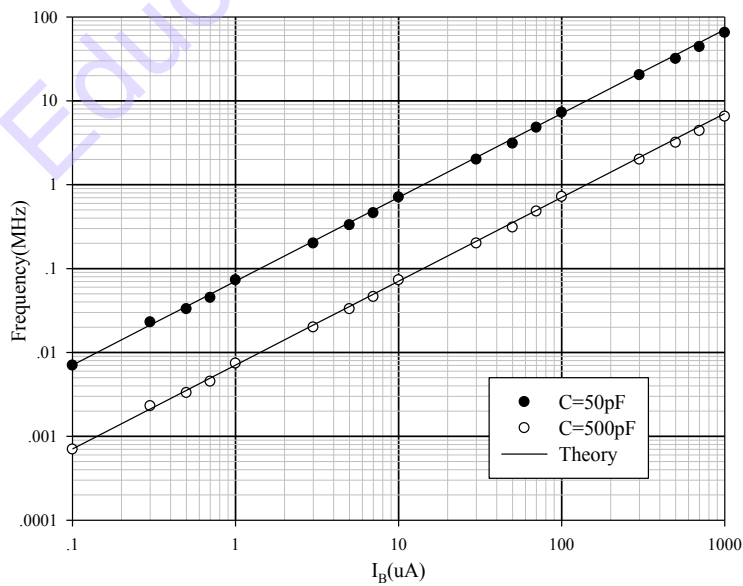
สำหรับวงจรถ่ายสัญญาณรูปที่ 8.69(ข) นี้ ใช้กระแสไบแอส $I=100\mu\text{A}$ และ $I_2=105\mu\text{A}$ เมื่อใช้กระแสอิมพัลส์ กระตุ้นวงจรพบว่ากระแสเอาต์พุตทั้งสองได้เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 7MHz แอมพลิจูด $110\mu\text{A}_{p-p}$ และเอาต์พุตทั้งสองต่างเฟสกัน 60 องศาเท่า ๆ กัน ดังแสดงในรูปที่ 8.73 ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณรูปที่ 8.73 แสดงไว้ในรูปที่ 8.74 ซึ่งพบว่าที่ฮาร์โมนิกที่ 2 มีแอมพลิจูดประมาณ $1.079\mu\text{A}$ ขณะที่ความถี่มูลฐาน (7MHz) มีแอมพลิจูดเท่ากับ $49.702\mu\text{A}$ คำนวณค่า THD ได้ประมาณ 2.17%



รูปที่ 8.73 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายโอน MSO โครงสร้าง AP (เลขคี่/คู่ $n=3$) เมื่อ $I=100\mu A$



รูปที่ 8.74 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตรูปที่ 8.73



รูปที่ 8.75 ความถี่เอาต์พุตที่ได้จากการปรับกระแสไบแอสเป็นค่าต่างๆ

คุณสมบัติการปรับค่าความถี่ของวงจรถ่ายทอด MSO โครงสร้าง AP นี้ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 50pF และ 500pF โดยเปรียบเทียบกับผลการคำนวณในสมการที่ (8.109) และ (8.111) พบว่าวงจรถ่ายทอดสามารถถ่ายทอดความถี่ได้กว้าง ตั้งแต่ 7.5kHz - 56.67MHz เมื่อปรับกระแส I จาก 0.1 μ A ถึง 1,000 μ A (กรณีใช้ $C_1=C_2=C_3=50$ pF) และมีความเป็นเชิงเส้นสูง ดังรูปที่ 8.75 ซึ่งการจำลองการทำงานกับทฤษฎี มีผลที่สอดคล้องกันมาก

8.9 บทสรุป

วงจรถ่ายทอดสัญญาณเป็นส่วนที่สำคัญไม่น้อยกว่าส่วนอื่นในระบบการสื่อสาร โดยเฉพาะการสื่อสารที่ต้องใช้การมอดูเลต และ ดีมอดูเลต ทั้งระบบใช้สายหรือไร้สาย วงจรถ่ายทอดสัญญาณไซน์ที่ได้อธิบายไว้ในบทนี้เป็น การอธิบายตั้งแต่หลักการของการถ่ายทอดสัญญาณ การวิเคราะห์ฟังก์ชัน การวิเคราะห์ด้วยเงื่อนไข Barkhausen ($LG=1$) พร้อมทั้งตัวอย่างวงจรถ่ายทอดสัญญาณอย่างง่าย เช่น Wien-bridge และ Phase-shift oscillators เพื่อสามารถทำความเข้าใจในหลักการให้แม่นยำเสียก่อน

เมื่อหลักการแม่นยำแล้ว ผู้เขียนได้นำบล็อกแอกทิฟ มาอธิบายในบริบทต่างๆ เช่น มาสร้างเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิด มาสร้างเป็นวงจรถ่ายทอดสัญญาณ ฯลฯ เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรถ่ายทอดสัญญาณในอันดับต่อไป โดยยึดหลักว่าจะต้องเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เช่น ใช้ทรานซิสเตอร์น้อย ไม่ใช้ตัวต้านทาน และ ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ การอธิบายจะเริ่มต้นจากวงจรถ่ายทอดที่ไม่ซับซ้อนก่อน เช่น โอทีเอ ไปจนถึงบล็อกแอกทิฟ CD-CDCCC ที่สามารถถ่ายทอดสัญญาณควอเทอเรียร์ได้โดยใช้เพียงบล็อกแอกทิฟเพียงตัวเดียว ไปจนถึงการใช้โพลแฟงของออปแอมป์ในการสร้างอินทิเกรเตอร์ ทำให้สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรถ่ายทอดสัญญาณโดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์แพสซีฟเลย

บล็อกแอกทิฟเป็นอุปกรณ์ที่ออกแบบให้ใช้งานได้ง่าย สามารถประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย แต่ก็มีข้อเสียเรื่องความถี่ใช้งานที่ไม่สูงมากนัก หากระบบสื่อสารต้องใช้ความถี่สูง เช่น ในย่าน VHF การออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณด้วยบล็อกแอกทิฟก็ไม่สามารถตอบโจทย์ลักษณะนี้ได้ ผมเขียนจึงได้นำเสนอตัวอย่างการสร้างวงจรถ่ายทอดสัญญาณด้วยเทคนิค Log-domain ซึ่งได้กล่าวถึงข้อดีของ Log-domain ไว้ในบทที่ 6 แล้ว ทั้งในเรื่องการใช้ไฟเลี้ยงต่ำ ความเร็วในการทำงาน การปรับค่าได้กว้าง และการตอบสนองต่อความถี่สูงได้ดี ซึ่งเมื่อนำเทคนิค Log-domain มาใช้กับวงจรถ่ายทอดสัญญาณ ก็จะทำให้ได้วงจรถ่ายทอดสัญญาณที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเฉพาะด้านการปรับค่าได้กว้างทางอิเล็กทรอนิกส์ และ ทำงานในความถี่สูงได้ดี ทำให้เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในการมอดูเลตซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 9

แบบฝึกหัดท้ายบท

8.1 จงตรวจสอบฟังก์ชันดังต่อไปนี้ว่ามีความเสถียรหรือไม่

ก) $H(s) = \frac{(s - 1)}{(s + 1)}$

ข) $H(s) = \frac{(s + 1)}{(s - 1)}$

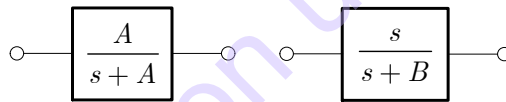
ค) $H(s) = \frac{1}{s^2 + 2s + 4}$

ง) $H(s) = \frac{s^2 - s + 1}{s^2 + s + 1}$

8.2 จากฟังก์ชันรูปเปิดต่อไปนี้ ถ้าใช้เพียงฟังก์ชันนี้เพียงฟังก์ชันเดียว สามารถสร้างเป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณได้หรือไม่ และ ถ้าจะสามารถทำให้เป็นเป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณได้จะต้องทำอย่างไร และ จะมี CO และ FO เป็นเท่าไร

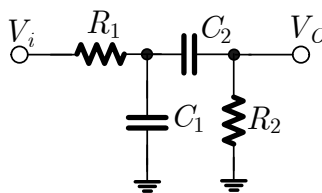
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{4}{s^2 + 2s + 4}$$

8.3 จงนำบล็อกทั้งสองมาออกแบบเป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณ พร้อมวิเคราะห์ CO และ FO



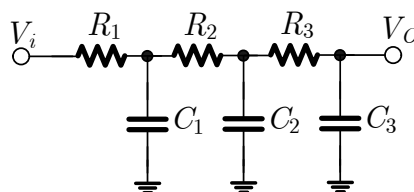
รูปที่ 8.76 บล็อกไดอะแกรมสำหรับคำถามข้อ 8.3

8.4 จงใช้โครงข่ายแพสซีฟดังรูปที่ 8.77 จงออกแบบวงจรถ่ายโอนสัญญาณโดยใช้โอปแอมป์ ให้มีความถี่ 1kHz



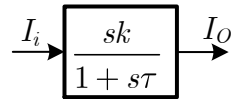
รูปที่ 8.77 วงจรแพสซีฟ RC สำหรับคำถามข้อ 8.4

8.5 จากวงจร RC-Ladder ดังรูปที่ 8.78 ออกแบบวงจรถ่ายโอนสัญญาณโดยใช้โอปแอมป์ ให้มีความถี่ 1kHz



รูปที่ 8.78 วงจร RC Ladder สำหรับคำถามข้อ 8.5

- 8.6 จากบล็อกไดอะแกรมต่อไปนี้ จงพิสูจน์ว่าสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรำกำเนิดสัญญาณหลายเฟสได้หรือไม่ อย่างไร

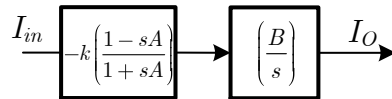


รูปที่ 8.79 บล็อกไดอะแกรมสำหรับคำถามข้อ 8.6

- 8.7 จากสัญญาณไซน์ที่วัดแอมพลิจูดจาก Spectrum ได้ดังต่อไปนี้ จงคำนวณค่า THD ของสัญญาณไซน์นี้

Fundamental = 120μA, 2nd Harmonic = 300nA, 3rd Harmonic = 200nA,
5th Harmonic = 30nA

- 8.8 จากบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดดังรูปที่ 8.80 จงตรวจสอบว่าสามารถสร้างเป็นวงจรรำกำเนิดสัญญาณได้หรือไม่ อย่างไร



รูปที่ 8.80 บล็อกไดอะแกรมสำหรับคำถามข้อ 8.8

- 8.9 จงใช้บล็อกแอกทิฟ CCII หรือโอทีเอออกแบบเป็นวงจรรำกำเนิดสัญญาณตามบล็อกไดอะแกรมข้อ 8.3 และ จำลองผลการทำงานด้วย Spice

- 8.10 จงออกแบบวงจรรำกำเนิดสัญญาณโดยใช้หลักการจากวงจรรูปที่ 8.19 ด้วยวงจรร CCII ในบทที่ 5 โดยใช้ตัวเก็บประจุ $C_1=C_2=C_3=10\text{pF}$ และ จำลองผลการทำงาน

- 8.11 จงจำลองการทำงานหาค่า Gain Bandwidth ของ OPAMP LF351 จากแบบจำลอง Macro Model ดังต่อไปนี้

```
* connections:      non-inverting input
*                   |      inverting input
*                   |      |      positive power supply
*                   |      |      |      negative power supply
*                   |      |      |      |      output
*                   |      |      |      |      |
*                   |      |      |      |      |
.SUBCKT LF351/NS 1 2 99 50 28
*****INPUT STAGE*****
IOS 2 1 25P
*^Input offset current
R1 1 3 1E12
R2 3 2 1E12
I1 99 4 100U
J1 5 2 4 JX
J2 6 7 4 JX
R3 5 50 20K
R4 6 50 20K
C4 5 6 3.31573E-13
*****COMMON MODE EFFECT*****
I2 99 50 1.7MA
*^Quiescent supply current
```

```

EOS 7 1 POLY(1) 16 49 5E-3 1
R8 99 49 50K
R9 49 50 50K
*****OUTPUT VOLTAGE LIMITING*****
V2 99 8 2.13
D1 9 8 DX
D2 10 9 DX
V3 10 50 2.13
*****SECOND STAGE*****
EH 99 98 99 49 1
F1 9 98 POLY(1) VA3 0 0 0 1.0985E7
G1 98 9 5 6 1E-3
R5 98 9 100MEG
VA3 9 11 0
*Fp1=40.3 HZ
C3 98 11 39.493P
*****POLE STAGE*****
G3 98 15 9 49 1E-6
R12 98 15 1MEG
C5 98 15 3.7894E-15
*****COMMON-MODE ZERO STAGE*****
G4 98 16 3 49 1E-8
L2 98 17 31.831M
R13 17 16 1K
*****OUTPUT STAGE*****
F6 99 50 VA7 1
F5 99 23 VA8 1
D5 21 23 DX
VA7 99 21 0
D6 23 99 DX
E1 99 26 99 15 1
VA8 26 27 0
R16 27 28 35
V5 28 25 0.1V
D4 25 15 DX
V4 24 28 0.1V
D3 15 24 DX
*****MODELS USED*****
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.MODEL JX PJF(BETA=1.25E-5 VTO=-2.00 IS=50E-12)
.ENDS

```

8.12 จงออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบหลายเฟสโดยใช้ CC-CDTA โดยใช้โครงสร้าง LPF รูปที่ 8.60 ด้วย Model ของ TSMC 0.25 μ m ไฟเลี้ยง $\pm 1.5V$ ตัวเก็บประจุทุกตัวเท่ากัน $C=100pF$ และจำลองผลการทำงาน

8.13 จากวงจร Log-domain APF รูปที่ 8.68 จงออกแบบเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ และจำลองผลการทำงาน

8.14 จงใช้ Log-domain cell สังเคราะห์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณตามบล็อกไดอะแกรมข้อ 8.8 และจำลองผลการทำงานด้วย Spice

- [1] <https://www.exar.com/ds/xr2209v/202.pdf>
- [2] H. Barkhausen, Lehrbuch der Elektronen-Rohren, 3. Band:, "Ruckkopplung", Verlag S. Hirzel, 1935, Achte Auflage, pp. 4–5, "1960.
- [3] A.S. Sedra, K.C. Smith, "Microelectronic Circuits," 6th Ed., New York, Oxford University Press, 2009.
- [4] **P. Prommee**, K. Dejhan, "An Integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier," Int. Journal of Electronics, Vol.89, No.5, pp.365-379, May 2002.
- [5] Z. Wang "2-MOSFET tranresistors with extremely low distortion for output reaching supply voltage," Electronics Lett., Vol.26, no.13, June 1990.
- [6] W. Jaikla and **P. Prommee**, "Electronically tunable current-mode multiphase sinusoidal oscillator employing CCCDTA-based allpass filters with only grounded passive elements," Radioengineering, Vol.20, No.3, pp. 594-599, Sep. 2011.
- [7] **P. Prommee**, F. Khateb, "High-performance current-controlled CDCCC and its applications," Indian Journal of Pure & Applied Physics (IJPAP), Vol.52 (10), pp.708-716, October 2014.
- [8] M.T Abuelma'atti, W.A Almansoury, "Identification of two-amplifier active-R sinusoidal oscillators," IEE Proc. Pt.G, Vol. 134, No. 3, June 1987.
- [9] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, Y. Fukui, "Current-mode biquad without passive elements," Electron. Lett., Vol.32, pp.197-198, 1996.
- [10] M.T Abuelma'atti, H.A. Alzaher, "Active-only sinusoidal oscillator," Microelectronic. Journal; Vol.29 pp.461-464, 1998.
- [11] **P. Prommee**, N. Manositthichai, F. Khateb, "Active-only variable-gain low-pass filter for dual-mode multiphase sinusoidal oscillator application," Turk J Elec Eng & Comp Sci, Vol.25, no.5, pp.4326-4340, 2017.
- [12] **P. Prommee**, N. Prapakorn and M.N.S. Swamy, "Log-Domain Current-mode Quadrature Sinusoidal Oscillator," Radioengineering, Vol.20, No.3, pp. 600-607, Sep. 2011.
- [13] **P. Prommee**, N. Sra-ium, K. Dejhan, "High-frequency log-domain current-mode multiphase sinusoidal oscillator," IET Circuits Devices Syst., Vol. 4, Issue. 5, pp. 440–448, Sep. 2010.
- [14] **P. Prommee**, N. Wongprommoon, "Log-domain All-pass Filter-based Multiphase Sinusoidal Oscillators," Radioengineering, Vol. 22, No.1, pp.14-23, April 2013.

บทที่ 9

วงจรคูณสัญญาณ ผสมสัญญาณ และ มอดูเลเตอร์

การส่งสัญญาณในระบบสื่อสารทางไกล สัญญาณเบสแบนด์ (เช่นสัญญาณเสียง สัญญาณภาพ สัญญาณข้อมูล ฯลฯ) ไม่สามารถส่งไปได้ไกลโดยลำพังได้ แต่ด้วยคุณสมบัติด้านความถี่สูงจะสามารถแพร่กระจายได้ในอากาศในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นหากสามารถทำให้สัญญาณเบสแบนด์เหล่านั้นผสมรวมไปกับสัญญาณความถี่สูง ก็จะสามารถส่งสัญญาณเบสแบนด์เหล่านั้นไปได้ไกล หากเปรียบเทียบก็เป็นเสมือนกับพาหนะที่จะขนส่งผู้โดยสารซึ่งในที่นี้ก็คือสัญญาณเบสแบนด์ และ คลื่นความถี่สูงก็คือพาหนะ หรือจะเรียกให้ชัดในด้านการสื่อสารว่า “คลื่นพาหะ” (Carrier) นั่นเอง ในกระบวนการผสมรวมสัญญาณเบสแบนด์กับคลื่นพาหะนั้นจะเรียกโดยรวมว่าการมอดูเลต (Modulation) แต่ในทางเทคนิคแล้ว การผสมรวมสัญญาณเพื่อจะฝากสัญญาณเบสแบนด์ (ต่อไปจะเรียกว่าสัญญาณข่าวสาร) เพื่อให้ไปได้ไกลนั้นไม่ได้มีเฉพาะการมอดูเลตเท่านั้น ยังมีการผสมสัญญาณอีกแบบหนึ่งเรียกว่า “การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ” ซึ่งอาจจะใช้เทคนิคด้านการแบ่งเวลา การแบ่งสเปกตรัม Spectrum ทางความถี่ ซึ่งเทคนิคการมัลติเพล็กซ์เหล่านี้จะไม่นำเสนอในตำราเล่มนี้ จะกล่าวถึงเฉพาะในส่วนของการมอดูเลต และ ผสมสัญญาณ (Mixing) เท่านั้น เพื่อสามารถนำไปใช้ในการออกแบบวงจรรวม และ ประยุกต์ในระบบสื่อสาร เช่น การย้ายแบนด์ความถี่วิทยุด้วยการผสมสัญญาณ เป็นต้น

9.1 ตัวคูณสัญญาณอย่างง่ายด้วยวงจรมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล

การคูณกันของสัญญาณแอนะล็อกสองสัญญาณนั้น สัญญาณแบบเวลาจริง (Real-Time) เป็นสิ่งที่สำคัญและต้องการฟังก์ชันของวงจรถ่าย แอปพลิเคชันจะเกี่ยวข้องกับการแปลงสเปกตรัมความถี่จากแถบความถี่หนึ่งเป็นอีกแถบความถี่หนึ่ง ซึ่งจะกล่าวถึงบ่อยๆ โดยใช้คำว่า การผสมสัญญาณ (Mixing) ในวงการอิเล็กทรอนิกส์สมัยก่อนที่มีตัวคูณแอนะล็อกที่เชื่อถือได้นั้น สัญญาณสองสัญญาณจะถูกผสมกันในอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น และ การ Mixing (Beating) ของสองสัญญาณนั้น จะให้เกิดส่วนประกอบผลรวมและผลต่างของสัญญาณ และ ฮาร์โมนิก (Harmonic) เปรียบเทียบกับความเพี้ยนในการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation distortion: IMD) แสดงไว้ในบทที่ 4 สำหรับ IM_2 ปัจจัยที่สำคัญคือการปรากฏของพจน์กำลังสอง ซึ่งเป็นคุณลักษณะถ่ายโอนแบบ Square-law ของอุปกรณ์ที่จะนำไปสู่ผลคูณที่ได้ของสองสัญญาณ วงจรลักษณะนี้มีความซับซ้อนสูง ซึ่งในยุคใหม่นี้จะสามารถทำได้ และ ยังสามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายโดยใช้วงจรถ่ายคูณสัญญาณ

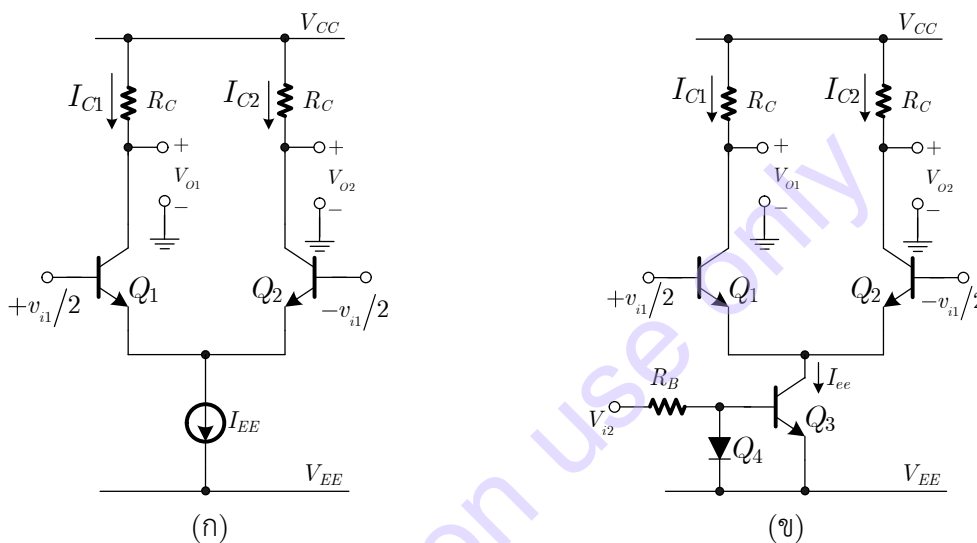
วงจรมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล อย่างง่ายในรูปที่ 9.1(ก) แสดงถึงตัวอย่างตัวคูณพื้นฐานอย่างง่าย โดยจากพื้นฐานที่ได้วิเคราะห์ในบทที่ 3 สังเกตได้ว่ากระแสคอลเล็กเตอร์ และ แรงดันอินพุตนั้นสัมพันธ์กันโดย

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{-v_{i1}}{2V_T}\right)} = \frac{I_{EE}}{2} \left[1 + \tanh\left(\frac{d}{2}\right) \right] \quad (9.1)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right)} = \frac{I_{EE}}{2} \left[1 - \tanh\left(\frac{d}{2}\right) \right] \quad (9.2)$$

เมื่อ $d = v_{i1}/V_T$ คือสัญญาณอินพุตในโหนดผลต่าง โดยทั่วไปกระแสเบสจะถูกตัดทิ้ง อินพุตโหนดร่วม (ใช้ในการไบแอส) จะมีผลต่อแหล่งจ่ายไบแอสกระแสอีมีเตอร์ร่วม I_{EE} และ ค่าคงที่ไฟตรง เพื่อที่จะให้ง่ายในการวิเคราะห์แรงดันโหนดร่วมเป็นผลต่างแรงดันเอาต์พุตมีค่า

$$v_o = V_{o1} - V_{o2} = -R_C(I_{C1} - I_{C2}) = -I_{EE}R_C \tanh\left(\frac{d}{2}\right) \quad (9.3)$$



รูปที่ 9.1 (ก) วงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลอย่างง่าย (ข) อินพุตตัวที่สองได้จาก I_{ee}

จากบทที่ 2 ถ้า $d \ll 1$ ฟังก์ชัน \tanh สามารถประมาณได้จากพจน์แรกของอนุกรม Taylor

$$\tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) \approx \frac{v_{i1}}{2V_T} \quad (9.4)$$

$$v_o \approx -I_{EE}R_C \frac{v_{i1}}{2V_T} \quad (9.5)$$

สัญญาณอินพุตตัวที่สองเกิดจาก I_{EE} จากทรานซิสเตอร์แสดงในรูปที่ 9.1(ข)

$$I_{ee} \approx \frac{V_{i2} - V_{BEon} - (-V_{EE})}{R_B} \quad (9.6)$$

อินพุตที่สองในรูปของไบแอสและองค์ประกอบอื่น ๆ คือ

$$V_{i2} = v_{i2} - V_{B2} \quad (9.7)$$

แหล่งจ่ายกระแสอีมีเตอร์ร่วมคือ

$$I_{ee} = i_{ee} + I_{EE} = \frac{v_{i2}}{R_B} + \frac{V_{B2} - V_{BEon} + V_{EE}}{R_B}$$

$$= \frac{v_{i2}}{R_B} + I_{EE} \quad (9.8)$$

เมื่อ i_{ee} คือค่าที่เพิ่มขึ้นโดยขึ้นอยู่กับ v_{i2} และ I_{EE} เป็นค่ากระแสไบแอส dc ผลต่างแรงดันเอาต์พุตของคู่อิมิตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลจะได้

$$v_o = \frac{R_C}{R_B} \frac{v_{i1}v_{i2}}{2V_T} - \frac{R_C I_{EE} v_{i1}}{2V_T} \quad (9.9)$$

สามารถเขียนให้อยู่ในรูป

$$v_o = v_{om} + f(I_{EE}, v_{i1}) \quad (9.10)$$

โดยพจน์ v_{om} ด้านบนเป็นตัวที่น่าสนใจและพิจารณาได้ว่าเป็นเอาต์พุตตัวคูณในอุดมคติ

$$v_{om} = -K v_{i1} v_{i2} \quad (9.11)$$

โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ตัวคูณคือ

$$K = \frac{R_C}{2V_T R_B} \quad (9.12)$$

(ค่าสัมประสิทธิ์ตัวคูณ K ใช้เฉพาะในบทนี้เป็นรูปทั่วไปเท่านั้น)

ตัวอย่างที่ 9.1 จงคำนวณหาช่วงการทำงานของอินพุตที่ทำให้วงจรยังเป็นเชิงเส้น กำหนดให้ $R_C=1k\Omega$ และ $R_B=5k\Omega$ สมมติให้แรงดันอินพุตตัวบนมีองค์ประกอบไฟตรงโหมตร่วมที่ 1V และองค์ประกอบสัญญาณโหมดผลต่างรูปไซน์มีแอมพลิจูด 0.02V และมีความถี่ 10^6 rad/s

$$V_{B1} = 1V \quad (9.13)$$

$$v_{i1} = 0.02 \cos 10^6 t \quad (9.14)$$

วิธีทำ

เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสทรานซิสเตอร์ไดโอดถูกนำมาใช้ในรูปที่ 9.1(ข) ค่ากระแสตรงของ I_{EE} ไม่ได้ขึ้นอยู่กับ $V_{B1}=1V$ (อย่างไรก็ตามค่า V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ยังขึ้นอยู่กับ V_{B1}) แรงดันอินพุตตัวล่างกำหนดให้ มีองค์ประกอบไฟตรงเป็นศูนย์ และ อินพุตรูปไซน์มีแอมพลิจูด 1V และมีความถี่ 10^7 rad/s

$$v_{i1} = 0 + 1 \cos 10^7 t \quad (9.15)$$

สถานะทางไฟตรง ของวงจรที่มี $V_{BEon}=0.8V$, $V_{CC}=10V$, $V_{EE}=-10V$, $R_C=1k\Omega$ และ $R_B=1k\Omega$

$$I_{EE} = \frac{0 - V_{BEon} + V_{EE}}{R_B} = 1.84 \text{ mA} \quad (9.16)$$

$$V_{o1} = V_{o2} = V_{CC} - \frac{I_{EE}}{2} R_C = 9.08 \text{ V} \quad (9.17)$$

ค่าเหล่านี้ไม่ได้นำไปใช้ในการคุณสมบัติสัญญาณใน v_{om} เนื่องจากอุปกรณ์ทำงานในย่านแอกทิฟสัมประสิทธิ์ตัวคูณจากสมการที่ (9.12) คือ $3.85V^{-1}$ ดังนั้นผลการคุณสมบัติสัญญาณเอาต์พุตจะได้

$$\begin{aligned} v_{om} &= -3.85(1.0 \cos 10^7 t)(0.02 \cos 10^6 t) \text{ V} \\ &= -38.5mV \cos[(1 - 0.1)10^7 t] - 38.5mV \cos[(1 + 0.1)10^7 t] \end{aligned} \quad (9.18)$$

เป็นอย่างไรก็ตามการผันผวน ผลรวมและผลต่างของสัญญาณรูปไซน์ทั้งสอง (พจน์ IM_2) เกิดขึ้นที่เอาต์พุตจากสมการที่ (9.5) สัญญาณอินพุตด้านบน v_{i1} ถูกขยายโดย คู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล และ แสดงที่เอาต์พุตโดยมีแอมพลิจูด

$$v_{oA} = \frac{(1.84mA)(1k\Omega)(20mV)}{2(25.85mV)} = 712 \text{ mV} \quad (9.19)$$

สัญญาณนี้ประมาณเป็น 20 เท่าของพจน์ v_{om} ด้านบน ถ้าองค์ประกอบเอาต์พุตความถี่ผลต่างเป็นสิ่งสนใจหลัก การกรองความถี่จำเป็นต้องตัดองค์ประกอบ v_{i1} ออก

สิ่งที่น่าสนใจคือการหาช่วงของอินพุต v_{i1} ที่เป็นการคูณเชิงเส้น นั่นคือช่วงที่ความชันถ่ายโอนเป็นเชิงเส้นไปจากเชิงเส้นเป็นเปอร์เซ็นต์ เราเริ่มจากสมการที่ (9.3) และทำการหาอนุพันธ์เทียบ v_{i1}

$$\frac{dv_o}{dv_{i1}} = \frac{R_C I_{EE}}{2V_T} \frac{1}{\cosh^2 \frac{d}{2}} \quad (9.20)$$

ที่ $v_{i1}=0$ ค่าของความชันคือ

$$\frac{dv_o}{dv_{i1}} = \frac{R_C I_{EE}}{2V_T} \quad (9.21)$$

เพื่อที่จะหาค่าของ v_{i1} ที่ความชันนั้น ๆ ให้มีค่าแตกต่างจากความเป็นเชิงเส้น 1% เราจะหาค่าของ v_{i1} ได้

$$\frac{dv_o}{dv_{i1}} = 0.99 \frac{R_C I_{EE}}{2V_T} \quad (9.22)$$

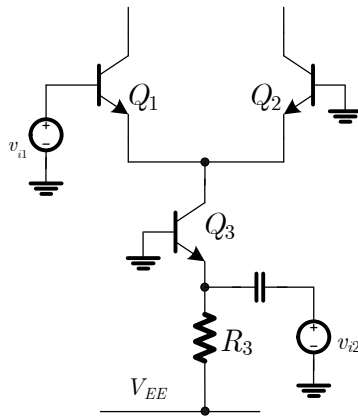
จะได้

$$\cosh\left(\frac{d}{2}\right) = \sqrt{\frac{1}{0.99}} \quad (9.23)$$

$$v_{i1} = \pm 5.2 \text{ mV} \quad (9.24)$$

ดังนั้นแอมพลิจูดของสัญญาณด้านบนจะต้องน้อยกว่า 5.2mV เพื่อที่จะคงความเป็นเชิงเส้นที่ 99% ไว้ ข้อกำหนดความเป็นเชิงเส้นของแหล่งจ่ายสัญญาณด้านล่างกว่านั้นสำคัญน้อยกว่า เนื่องจากความเป็นเชิงเส้นถูกกำหนดโดยความต้านทานแหล่งจ่ายไบแอส R_B

ตัวคูณแอมพลิจูดอย่างง่ายชนิดนี้ไม่นิยมในการนำไปใช้งานมากนัก เนื่องจากมีข้อจำกัดที่อินพุตแบบ single-ended สำหรับอินพุตด้านล่าง ซึ่งบางครั้งก็จำเป็นต้องใช้กับสัญญาณอินพุตผลต่างกับทั้งสองอินพุต และ ขนาดแรงดันของสัญญาณด้านบนนั้นมีข้อจำกัด ในการคูณที่แม่นยำ ซึ่งหัวข้อถัดไปจะแนะนำวงจรใหม่ที่แก้ไขข้อจำกัดเหล่านี้



รูปที่ 9.2 ตัวอย่างการป้อนสัญญาณให้กับอินพุตตัวล่าง

แหล่งจ่ายสัญญาณด้านล่างนั้นสามารถมาได้จากหลายวิธี เพื่อให้อยู่ในรูปแหล่งจ่ายกระแสไบแอส ตัวอย่างแสดงในรูปที่ 9.2 ในวงจรนี้แหล่งจ่ายสัญญาณด้านล่างจะเป็นลักษณะคลัมป์สัญญาณ AC ที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 สำหรับกรณีนี้ทรานซิสเตอร์จะทำงานในแบบเบสรวม ซึ่งง่ายในการหาค่าคงที่อัตราขยายตัวคูณคือ

$$K \approx \frac{R_C I_{EE}}{2V_T^2} \quad (9.25)$$

เมื่อ $R_C=1k\Omega$, $R_E=5k\Omega$, $V_{EE}=-10V$ ดังนั้นได้ $I_{EE}=1.84mA$ และ $K=1.4 \times 10^3 V^{-1}$ ขอบเขตความเป็นเชิงเส้นสำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณด้านล่างจะมีข้อจำกัดมากกว่า เนื่องจากเป็นอินพุตโดยตรงไปที่ทรานซิสเตอร์ Q_3 ซึ่งอิมพีแดนซ์อินพุตมีค่าไม่สูงมาก ทำให้เกิดปัญหา Loading Effect ที่จุดอินพุตสัญญาณ v_2

9.2 การใช้เทคนิคดิฟเฟอเรนเชียล

วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจรอิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลอย่างง่าย มีปัญหากับข้อจำกัดด้านสัญญาณอินพุตมีขนาดเล็ก และ แรงดันออฟเซต กรณีป้อนอินพุต v_{i1} เพียงขาเดียว ซึ่งแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$v_o = V_{O1} - V_{O2} = -\frac{R_C}{R_B} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right)v_{i2} - R_C I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) \quad (9.26)$$

พจน์ที่สองสามารถกำจัดทิ้งได้ด้วยการด้วยการเพิ่มโครงสร้าง (ด้านลบ) ที่มีการเพิ่มคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลเข้าไป ในโครงสร้างในรูปที่ 9.3(ก) ทรานซิสเตอร์คู่ที่สอง (Q_3-Q_4) ต่อขนานกับคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลคู่แรก (Q_1-Q_2) และ เนื่องจากแรงดันอินพุตที่ป้อนให้กับคู่ที่สองนั้นถูกกลับขั้ว หรือ มีเฟสตรงข้ามกับคู่แรก ผลต่างแรงดันเอาต์พุต คือ

$$\begin{aligned} v_o &= -I_1 - I_2 + I_3 - I_4 R_C \\ &= -\left[I_{EE1} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) + I_{EE2} \tanh\left(\frac{-v_{i1}}{2V_T}\right) \right] R_C \\ &= -(I_{EE1} - I_{EE2}) \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (9.27)$$

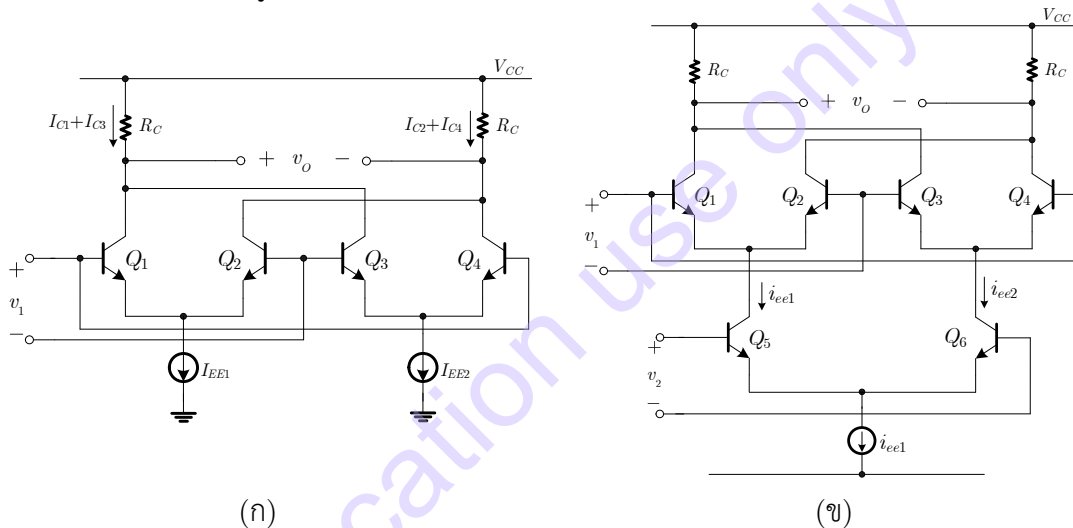
เห็นได้ชัดว่า ถ้าแหล่งจ่ายกระแสที่อิมิตเตอร์ร่วมมีค่าเท่ากัน ผลต่างแรงดันเอาต์พุตจะถูกหักล้างไปเท่ากับศูนย์ ในตอนแรกการหักล้างนี้ดูเหมือนว่าไม่มีความจำเป็น จนกว่าจะพิจารณาในกรณีเมื่อแหล่งจ่ายกระแสอิมิตเตอร์ร่วมทั้งสองที่มีองค์ประกอบสัญญาณรวมอยู่ โดยมีเฟสตรงกันข้ามกัน และ เป็นสัดส่วนกับ v_2 ให้

$$\begin{aligned} I_{ee1} &= I_{EE} + I_{ee} \\ I_{ee2} &= I_{EE} - I_{ee} \end{aligned} \quad (9.28)$$

นำไปแทนในสมการที่ (9.27) จะได้

$$v_o = 2I_{ee}R_C \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) \quad (9.29)$$

วงจรรูปที่ 9.3(ก) แสดงวงจรรวมสัญญาณครึ่งวงจรร โดยสัญญาณเอาต์พุตก็มีขนาดขนาดเล็กเนื่องจากข้อจำกัดของโครงสร้างวงจรรวมอิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล



รูปที่ 9.3 (ก) วงจรใช้กำลังงานทั้งสองในสมการที่ (9.26) (ข) วงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์แบบสมมาตร

ค่าแรงดันออฟเซต ใน v_o สามารถกำจัดได้โดยการกำหนดกระแสตั้งในสมการที่ (9.28) เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างในรูปที่ 9.1 การสร้างอินพุตฝั่งกลับเฟส $-v_{i2}$ นั้นมีความจำเป็นมากเพื่อใช้กับ $-i_{ee}$ ซึ่งโครงสร้างที่สามารถทำได้ง่ายคือ ใช้วงจรรวมอิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล คู่ที่ 3 ด้วย Q_5-Q_6 แสดงในรูปที่ 9.3(ข) ผลต่างของกระแสเอาต์พุต คือ

$$I_{C5} - I_{C6} = I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{i2}}{2V_T}\right) \quad (9.30)$$

จากสมการที่ (9.27) จะได้

$$\begin{aligned}
 v_o &= -R_C [(I_{C1} + I_{C3}) - (I_{C2} + I_{C4})] \\
 &= -R_C [(I_{C1} - I_{C2}) + (I_{C3} - I_{C4})] \\
 &= -R_C \left[I_{C5} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) + I_{C6} \tanh\left(\frac{-v_{i1}}{2V_T}\right) \right] \\
 &= -R_C \left[(I_{C5} - I_{C6}) \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) \right] \\
 &= -R_C I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{i2}}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right)
 \end{aligned} \tag{9.31}$$

เมื่ออินพุตมีขนาดเล็กดังนั้น

$$v_o = v_{om} = -\frac{R_C I_{EE}}{4V_T^2} v_{i1} v_{i2} \tag{9.32}$$

วงจรรูปที่ 9.3(ข) ถูกกล่าวถึงบ่อยในชื่อ วงจรรวมสัญญาณแบบสมมาตร หรือ วงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ (Four-Quadrant Multiplier) โดยชื่อหลังจากผลลัพธ์ที่เอาต์พุตของตัวคูณมีพฤติกรรมความสัมพันธ์ในระนาบ v_{i1} - v_{i2} เหมือนกันในทุก 4 ควอดแดรนต์ โดยขึ้นอยู่กับเพียงเครื่องหมายของสัญญาณอินพุต

9.3 วงจร Predistortion และ การปรับปรุงความเป็นเชิงเส้นในวงจรรวมสัญญาณ

ด้วยปัญหาในเรื่องความเป็นเชิงเส้น ทำให้ขอบเขตการใช้งานของสัญญาณอินพุตถูกจำกัดให้มีค่าต่ำมาก ในปี 1968 B. Gilbert นำเสนอโครงสร้างสำหรับที่มีวงจรรวมสัญญาณ Predistortion เพื่อจัดการสัญญาณอินพุตก่อนที่เข้าสู่คู่อิมิตเตอร์ ด้วยการปรับค่าอัตราขยายให้ลดลง ทำให้สามารถขยายช่วงความเป็นเชิงเส้นของวงจรรวมสัญญาณได้อย่างมาก [1] ซึ่งสำคัญอย่างยิ่งสำหรับตัวคูณแอนะล็อก และ ยังนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรรวมสัญญาณอินพุตอื่น ๆ อีก แม้ว่า Gilbert ดีพิมพ์เทคนิค Predistortion รวมอยู่ในตัวคูณแบบสมมาตรที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่แล้วก็ตาม แต่เพื่อให้ง่ายเราจะใช้เทคนิคนี้กับคู่อิมิตเตอร์แบบเดี่ยวก่อน

ในโครงสร้างของวงจรรวมสัญญาณ Predistortion ของ Gilbert ได้นำไดโอดมาใช้ที่อินพุตของคู่อิมิตเตอร์ เพื่อบีบอัดสัญญาณอินพุตเป็นแบบลอการิทึม สัญญาณที่ถูกบีบอัดจะถูกขยายด้วยคุณลักษณะถ่ายโอนของคู่อิมิตเตอร์เพื่อให้ได้คุณลักษณะถ่ายโอนเชิงเส้นของทั้งวงจรรวม ในรูปที่ 9.4(ก) สัญญาณอินพุตที่ถูกเลือกคือกระแส I_a และ I_b สองกระแสนี้ไหลผ่านไดโอด (ไดโอดที่ต่อกับทรานซิสเตอร์) ทำให้เกิดแรงดัน V_a และ V_b

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_B - V_T \ln\left(\frac{I_a}{I_S}\right) \\
 V_b &= V_B - V_T \ln\left(\frac{I_b}{I_S}\right)
 \end{aligned} \tag{9.33}$$

เมื่อ I_S คือกระแสอิ่มตัวของอุปกรณ์ไบโพลาร์ ผลต่างของแรงดัน $V_a - V_b$ ถูกนำไปใช้เป็นผลต่างแรงดันอินพุตของคู่อิมิตเตอร์

$$V_{i1} = V_a - V_b = -V_T \ln\left(\frac{I_a}{I_b}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_b}{I_a}\right) \tag{9.34}$$

สำหรับคู่ที่แสดงในรูปที่ 9.4(ข) กระแสคอลเล็กเตอร์ จากสมการที่ (9.1) และสมการที่ (9.2) และจากบทที่ 3 คือ

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(-d)} = \frac{I_{EE}}{2} \left[1 + \tanh\left(\frac{d}{2}\right) \right]$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(d)} = \frac{I_{EE}}{2} \left[1 - \tanh\left(\frac{d}{2}\right) \right]$$
(9.35)

เมื่อ $d = \frac{v_{i1}}{V_T}$ ผลต่างและสัดส่วนของกระแสทั้งสองคือ

$$I_{C1} - I_{C2} = I_{EE} \tanh\left(\frac{d}{2}\right)$$
(9.36)

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp(d)$$
(9.37)

ถ้าแก้สมการที่ (9.34) สำหรับ $\exp\left(\frac{v_{i1}}{V_T}\right) = \exp(d)$ และนำมาแทนค่าในสมการที่ (9.37)

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_b}{I_a}$$
(9.38)

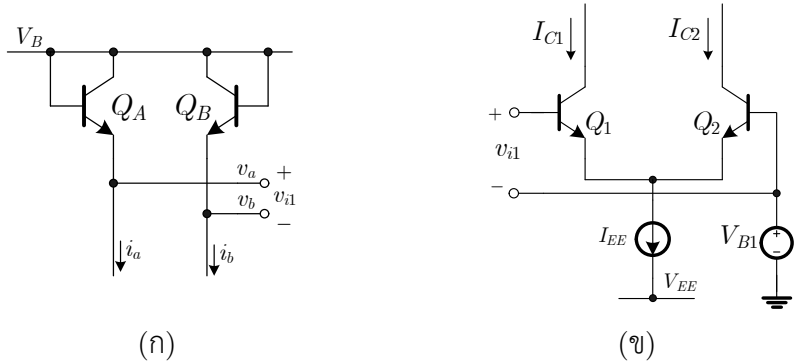
พบว่า $I_{EE} = I_{C1} + I_{C2}$ (กำหนดให้กระแสไบแอสตัดทิ้งได้) ทำสมการที่ (9.38) ไปแทนในสมการที่ (9.36) จะได้

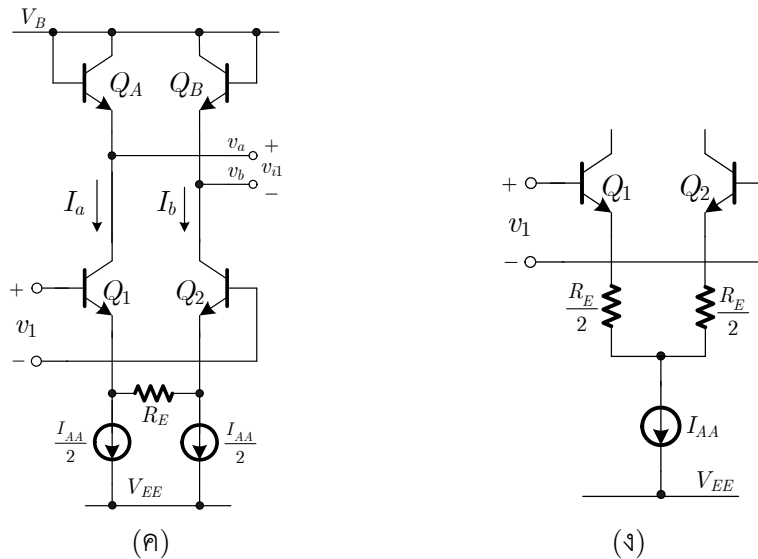
$$I_b - I_a = (I_b + I_a) \tanh\left(\frac{d}{2}\right)$$
(9.39)

แก้สมการฟังก์ชัน \tanh ที่ใช้ในสมการที่ (9.36)

$$I_{C1} - I_{C2} = \frac{I_{EE}}{I_a + I_b} I_b - I_a$$
(9.40)

เราจะได้ความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างผลต่างกระแสอินพุต ($I_b - I_a$) และผลต่างกระแสเอาต์พุต ($I_{C1} - I_{C2}$) ของวงจรคู่อิมิตเตอร์





รูปที่ 9.4 (ก) วงจรที่ใช้กระแสเป็นอินพุต (ข) วงจรคู่อิมิตเตอร์

(ค) วงจรแปลง (Transducer) แรงดันเป็นกระแส (ง) แนวทางการเพิ่มความเป็นเชิงเส้นอีกรูปแบบหนึ่ง

อินพุตของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส ถูกนำมาใช้แสดงในรูปที่ 9.4(ค) ในวงจรนี้ต้องใช้ตัวต้านทานร่วมอิมิตเตอร์ขนาดใหญ่ เพื่อให้คุณสมบัติการถ่ายโอนของคู่อิมิตเตอร์เป็นเชิงเส้น การจัดเรียงแบบใหม่ในรูปที่ 9.4(ง) เพื่อที่ใช้ตัวต้านทาน $R_E/2$ ในอิมิตเตอร์ และ แหล่งจ่ายกระแสเดี่ยว I_{AA} สำหรับวงจรในรูปที่ 9.4(ค)

และสำหรับ $R_E \gg \frac{V_T}{I_a}$ และ $R_E \gg \frac{V_T}{I_b}$

$$I_a = \frac{v_1}{\frac{R_E}{2}} + \frac{I_{AA}}{2} \quad (9.41)$$

$$I_b = \frac{-v_1}{\frac{R_E}{2}} + \frac{I_{AA}}{2}$$

เมื่อ v_1 คือผลต่างแรงดันอินพุตของคู่อิมิตเตอร์ ผลต่างกระแสเอาต์พุตของ transducer คือ

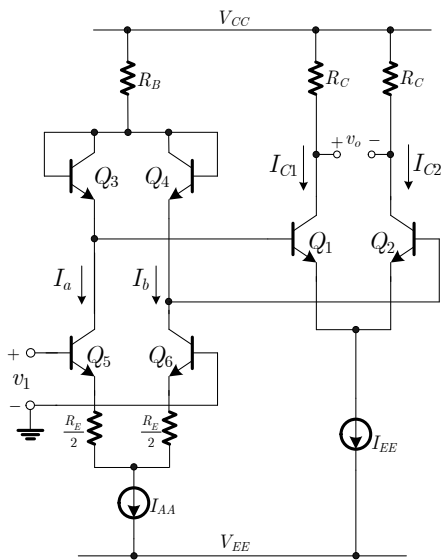
$$I_a - I_b = \frac{2v_1}{R_E} \quad (9.42)$$

ผลรวมของสองกระแสคอลเล็กเตอร์เป็นค่าคงที่

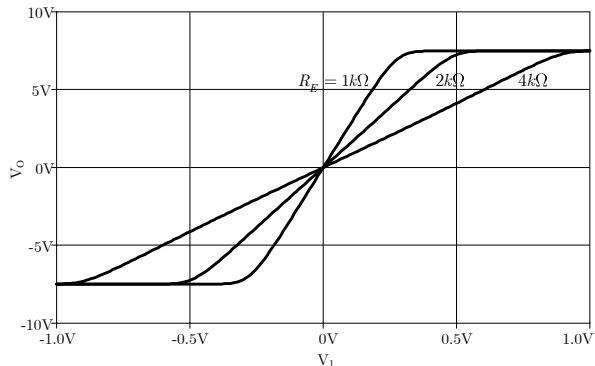
$$I_a + I_b = I_{AA} \quad (9.43)$$

เพื่อที่จะให้คู่อิมิตเตอร์แบบสมบรูณ์ดังรูปที่ 9.5(ก) ผลต่างแรงดันเอาต์พุตคือ

$$v_o \approx -R_C(I_{C1} - I_{C2}) = 2 \left(\frac{R_C}{R_E} \right) \left(\frac{I_{EE}}{I_{AA}} \right) v_i \quad (9.44)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 9.5(ก) วงจรคู่ Predistortion แบบสมบูรณ์ (ข) คุณสมบัติการถ่ายโอนไฟตรง

คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของการถ่ายโอนแรงดันของวงจรรวมรูปที่ 9.5(ก) ทำได้โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Spice แสดงดังรูปที่ 9.5(ข) เมื่อการเพิ่มความไม่เป็นเชิงเส้น และการจัดกระแสไบแอสในรูปที่ 9.4(ง) ได้ถูกนำมาใช้ โดยคุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันแสดงในรูปที่ 9.5(ข) การปรับปรุงความเป็นเชิงเส้นด้วย R_E เห็นผลได้ชัดเจนแม้ว่าจะสูญเสียคุณสมบัติในการขยายลงบ้าง เพื่อลดผลกระทบลงจะใช้ $R_E/2$ ในการปรับค่าความต้านทานเอาต์พุตที่มีมิเตอร์ของ Q_5 และ Q_6 , ถ้ากำหนดให้ $R_E=2k\Omega$ ด้วยสมการที่ (9.44) จะประมาณค่าอัตราขยายผลต่างแรงดันไว้ที่ 50 แต่ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองผลคือ 32.8

โครงสร้าง Predistortion นี้สามารถใช้ได้กับตัวคูณแอนะล็อกอย่างง่าย ในหัวข้อที่แล้วด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตที่สองเข้าสู่แหล่งจ่ายกระแส I_{EE} อย่างไรก็ตามจากผลลัพธ์ของหัวข้อที่ 9.1 เอาต์พุตยังคงมีทั้งพจน์ผลคูณที่ต้องการเช่นเดียวกับพจน์ออฟเซตที่เกี่ยวข้องกับ v_{i1} และ องค์ประกอบไฟตรง I_{EE} ซึ่งวงจรรูปแบบนี้เพอเรนเชียลแบบสมมาตรสามารถกำจัดพจน์ทั้งสองทิ้งไปได้

9.4 วงจรรวมสัญญาณแบบ Gilbert Cell

จากที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 9.2 วงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ ได้มาจากนำตัวคูณแอนะล็อกอย่างง่ายสองคู่มาวางขนานกันด้วยการต่ออินพุตสลับกัน ดังแสดงในรูปที่ 9.6(ก) โดยแหล่งจ่ายกระแสอีมิเตอร์ร่วมของคู่อิมิตเตอร์ตัวบนจะใช้วงจรรวมที่มีมิเตอร์ที่มีการลดอัตราขยายที่มีมิเตอร์ ดังที่ได้อธิบายให้หัวข้อที่แล้วในวงจรมแปลงแรงดันอินพุตเป็นกระแส ทำการวิเคราะห์สองหัวข้อล่าสุดอีกครั้งเราจะได้

$$I_{C3} - I_{C4} = I_{C1} \tanh\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \quad (9.45)$$

$$I_{C5} - I_{C6} = I_{C2} \tanh\left(\frac{-v_1}{2V_T}\right) = -I_{C2} \tanh\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \quad (9.46)$$

$$\begin{aligned}
 i_o &= I_{C3} + I_{C5} - I_{C4} + I_{C6} \\
 &= I_{C1} - I_{C2} \tanh\left(\frac{v_1}{2V_T}\right)
 \end{aligned}
 \tag{9.47}$$

สำหรับ ตัวต้านทานป้อนกลับที่มีค่ามากๆ

$$I_{C1} - I_{C2} \approx \frac{2v_2}{R_E}
 \tag{9.48}$$

ผลต่างแรงดันเอาต์พุตคือ

$$\begin{aligned}
 v_o &= [V_{CC} - R_C(I_{C3} + I_{C5})] - [V_{CC} - R_C(I_{C4} + I_{C6})] \\
 &= -R_C i_o = -k v_2 \tanh\left(\frac{v_1}{2V_T}\right)
 \end{aligned}
 \tag{9.49}$$

โดยที่

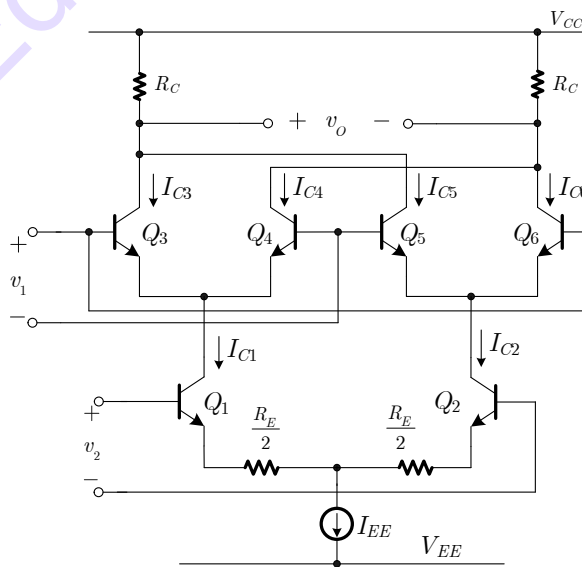
$$k = \frac{2R_C}{R_E}
 \tag{9.50}$$

ขอบเขตอินพุตระดับต่ำของ v_1 สามารถยกให้สูงขึ้นได้ด้วยการใช้วิธี Predistortion ที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนหน้า วงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่ 9.6(ข) สังเกตว่าตัวต้านทานที่ต่ออนุกรม และ คลิปป์ปิ้ง ที่ขาอิมิตเตอร์ของคู่ Transducer โดยรวมผลกระทบจากตัวต้านทานอิมิตเตอร์ R_{E1} และ R_{E2} เปรียบเทียบกับที่ใช้ในหัวข้อล่าสุดนั้นเป็นสองแบบ หนึ่งคือตัวต้านทานต่ออนุกรม และ อีกตัวคือตัวต้านทานคลิปป์ปิ้ง จากผลลัพธ์ก่อนหน้านี้นี้ ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตคือ

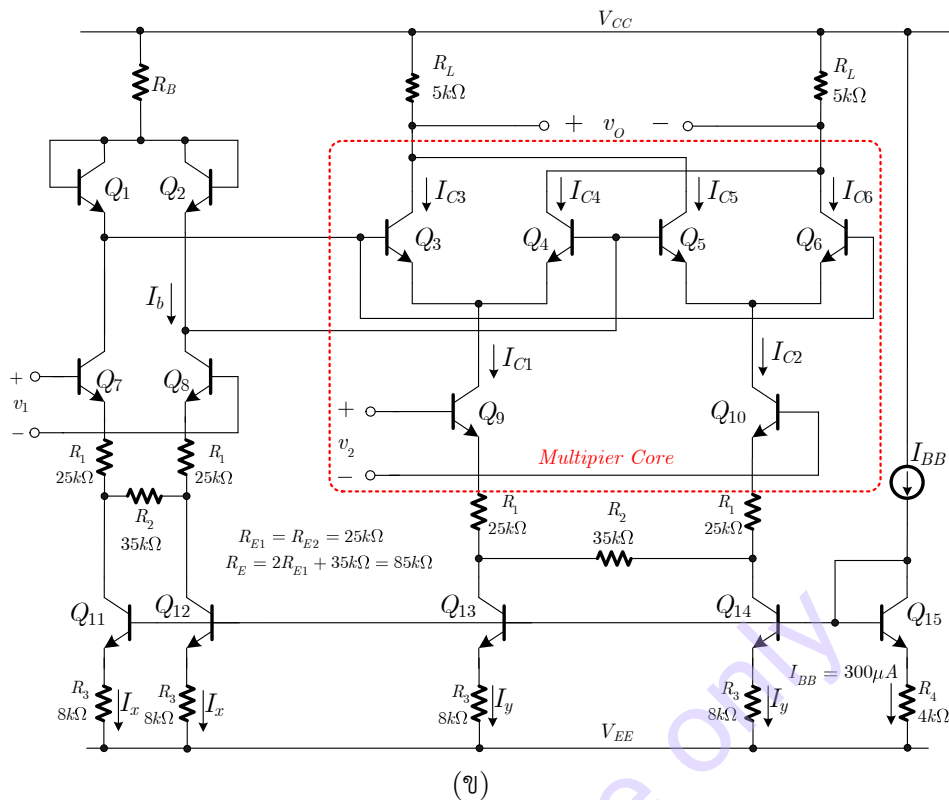
$$v_o = -K v_1 v_2
 \tag{9.51}$$

โดยที่

$$K = \frac{4R_C}{I_{AA} R_{E1} R_{E2}}
 \tag{9.52}$$



(ก)



รูปที่ 9.6 (ก) วงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ตัวแกนหลัก (ข) วงจรรวมสัญญาณแบบสมบรูณ์

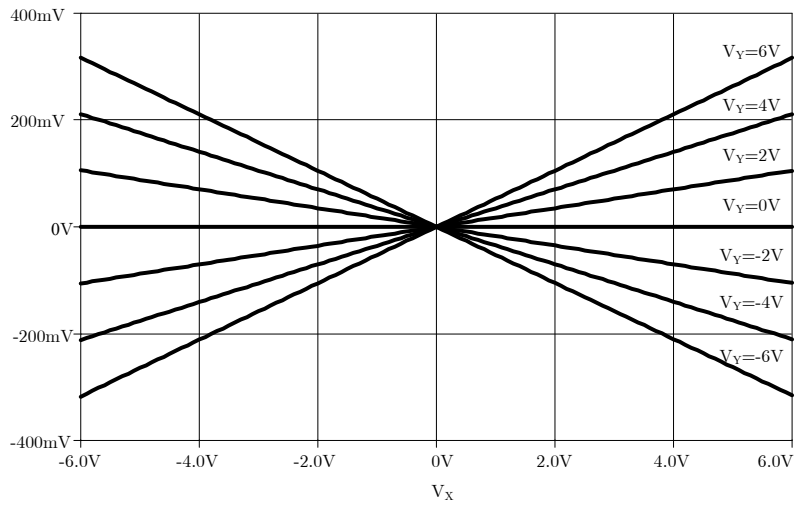
โดยค่าที่เหมาะสมกับตัวต้านทานของวงจรถนูดเซอร์ จะใช้ $R_{E1}=R_{E2}=85\text{k}\Omega$ และ กระแสไบแอส I_{BB} สำหรับ Transducer มีค่าประมาณ 0.3mA โดยมากจะใช้ค่า $K=0.1\text{V}^{-1}$ วงจรที่แสดงในรูปที่ 9.6(ข) คือ วงจรดั้งเดิมที่พัฒนาโดย Gilbert วงจรพื้นฐานนี้มักจะถูกกล่าวถึงบ่อยๆ ว่า Gilbert Cell ซึ่งเป็นวงจรถนูดเซอร์แบบ ให้กับวงจรรวมหลายๆ รุ่นที่ผลิตมาในเชิงพาณิชย์ เช่น วงจรรวม four-quadrant ที่รวมอยู่ออปแอมป์เป็นต้น เช่น ICL8013, AD633, HA2556 หรือ MPY634 เป็นต้น

ตัวอย่างที่ 9.2 จากวงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์รูปที่ 9.6(ข) กำหนดให้ $R_{E1}=R_{E2}=15\text{k}\Omega$, $R_C = 11\text{k}\Omega$ และ $I_{AA}=2\text{mA}$ เมื่อป้อนแรงดันอินพุตทั้งสองได้แก่ v_x และ v_y แทนใน v_1 และ v_2 จงคำนวณวิเคราะห์การทำงานของวงจรถนูดเซอร์ และ จำลองการทำงานโดยใช้ Model transistor ในบทที่ 6

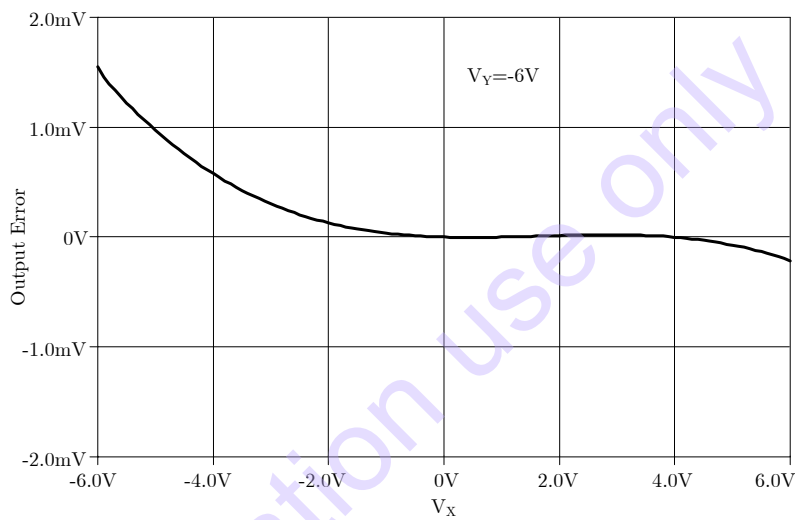
วิธีทำ

จากสมการที่ (9.52) $K=0.0092\text{V}^{-1}$ แรงดันไฟตรงที่โหนดต่างๆ มีค่า $v_x=1\text{V}$ และ $v_y=1\text{V}$ ผลต่างแรงดันเอาต์พุตคือ $v_o = -0.0089\text{V}$ ซึ่งใกล้เคียงกับการประมาณจากสมการที่ (9.51) และสมการที่ (9.52)

จากการจำลองการทำงาน พบว่าคุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันแสดงในรูปที่ 9.7(ก) ใน 2 กรณีคือ 1) ค่าของ v_o และ v_x ที่ $v_y=\pm 6\text{V}$ ค่า v_o และ v_y ที่ $v_x=\pm 6\text{V}$ และ 2) ค่าความผิดพลาดเชิงเส้นของ v_o เมื่อ v_x เปลี่ยนแปลงขณะที่ $v_y=6\text{V}$ พบว่าค่าแรงดันตัดศูนย์เมื่ออินพุตมีค่าเป็นศูนย์ (zero crossings) และ อินพุตมีความเป็นเชิงเส้นกว้างถึง $\pm 6\text{V}$ และ มีความผิดพลาดเชิงเส้นที่ต่ำกว่า 1.5mV เมื่อเอาต์พุตมีค่าเป็น 317.6mV เมื่อ $V_X=V_Y=6\text{V}$ หรือ 0.5% ดังแสดงในรูปที่ 9.7(ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 9.7 (ก) คุณสมบัติการถ่ายโอนแรงดันของ Gilbert Cell (ข) ความผิดพลาดเชิงเส้นเมื่อ $V_Y=6V$

9.5 วงจรคุณสัญญาณด้วยมอสทรานซิสเตอร์

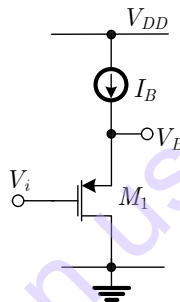
มอสทรานซิสเตอร์เป็นอีกอุปกรณ์หนึ่ง ที่นิยมนำมาสร้างเป็นวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกได้เช่นกัน ซึ่งในกรณีทั่วไป มอสทรานซิสเตอร์สามารถนำไปแทนวงจรในรูปแบบของ Gilbert Cell ได้โดยตรง ซึ่งการวิเคราะห์ก็จะคล้ายกับกรณี BJT ด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบ Enhancement สามารถนำไปใช้แทนไบโพลาร์แบบดั้งเดิมได้โดยตรง ในโครงสร้างและการไบแอสกระแส เป็นที่ชัดเจนว่าการใช้โครงสร้างในแบบคู่ซอสติฟเฟอเรนเชียล (Source Couple Pair) นั้น คุณสมบัติด้านอัตราขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลจะมีค่าดังในหัวข้อ 3.11.2 ซึ่งพบว่าคุณสมบัติการถ่ายโอนของเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นต่ำ

วงจรคุณแอนะล็อกโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ แบบง่ายที่สุดคือวงจรคู่ซอสติฟเฟอเรนเชียล ดังรูปที่ 9.8 โดยจะใช้วงจรคู่ซอสติฟเฟอเรนเชียลจำนวนสามชุดมาจัดวางต่อกัน เช่นเดียวกับในวงจรคุณสัญญาณแบบไบโพลาร์ Gilbert Cell [2] ผลลัพธ์จากการคุณสัญญาณอินพุตสองสัญญาณแบบซิมอส Gilbert Cell นี้สามารถหาได้โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว ซึ่งพบว่าจะได้ผลลัพธ์เป็นการคูณแบบเชิงเส้นได้แสดงในสมการที่ (9.53) และมีช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างแคบ คล้ายกับในโครงสร้างแบบไบโพลาร์

ถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว ($V_{GS} - V_T < V_{DS}$) จึงไม่เหมาะสม เพราะจะทำให้ต้องแรงดันอินพุต (V_{GS}) มีค่าต่ำมาก ไม่เหมาะกับการทำงาน จึงต้องใช้การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านไม่อิ่มตัว ($V_{GS} - V_T > V_{DS}$) ซึ่งต้องการแรงดันเดรน-ซอสที่ต่ำ ในการจะให้วงจรมอสมีแรงดันเดรน-ซอสต่ำนั้น จะใช้เทคนิคการบังคับแรงดันเดรน-ซอสของทรานสคอนดักเตอร์ ที่ใช้เป็นตัวคูณหลักให้มีค่าต่ำ และ ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ซึ่งจำเป็นโดยใช้วงจรร้อยหลายส่วนต่อพร้อมกัน เช่น วงจรเลื่อนระดับแรงดัน (Voltage-level shifter) วงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนาน (Shunt-feedback buffer) และ วงจรทรานสคอนดักเตอร์ โดยวงจรร้อยทั้งหมด จะทำงานในย่านอิ่มตัว ยกเว้นวงจรทรานสคอนดักเตอร์จะทำงานในย่านไม่อิ่มตัว

ก) วงจรเลื่อนระดับแรงดัน (Voltage-level shifter)

จากเงื่อนไขไฟเลี้ยงที่ใช้กับวงจรจะเป็นเพียงแรงดันไฟบวกเท่านั้น แต่จะต้องรองรับแรงดันอินพุตได้ทั้งบวกและลบ ดังนั้นจึงต้องทำการเลื่อนระดับแรงดันไปทางบวก โดยใช้วงจรรเลื่อนระดับแรงดันซึ่งประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ PMOS ที่ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว และ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 9.9 โดยกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์แสดงในสมการที่ (9.54) และ แรงดันเอาต์พุตแสดงในสมการที่ (9.55) ตามลำดับ



รูปที่ 9.9 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน

$$I_B = k_P (V_B - V_i - |V_{TP}|) \quad (9.54)$$

โดยที่ $k_P = \frac{\mu_P C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

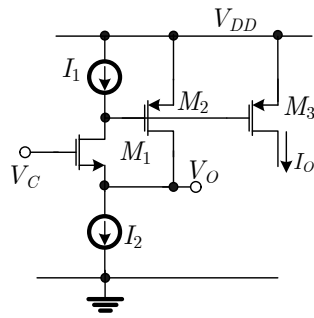
$$V_B = V_i + |V_{TP}| + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}} \quad (9.55)$$

จากสมการที่ (9.55) พบว่าแรงดัน V_i จะถูกเลื่อนขึ้นไปทางบวก ด้วยค่า $V_{shift} = |V_{TP}| + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}}$

ข) วงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนาน (Shunt-feedback Buffer)

จากที่กล่าวไว้ข้างต้นว่าจะต้องใช้เทคนิคการบังคับแรงดัน V_{DS} ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็น วงจรทรานสคอนดักเตอร์ให้ต่ำที่สุด และ ขณะเดียวกันก็ต้องตรวจจับค่ากระแสเดรนของทรานสคอนดักเตอร์ นั้นด้วย ซึ่งวงจรที่จะทำหน้าที่นี้ได้ก็คือวงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนาน (Shunt-feedback Buffer) ดังรูปที่ 9.10 ซึ่งได้เคยทำการอธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 5.3 ซึ่งในที่นี้แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ

$$V_O = V_C - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN} \quad (9.56)$$



รูปที่ 9.10 วงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนาน

ค) วงจรทรานสดักเตอร์แบบไม่โอห์มตัว (Ohmic Transconductor)

วงจรรานสดักเตอร์แบบไม่โอห์มตัวสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ 2 ตัวดังรูปที่ 9.11(ก) โดยทั้งสองตัวทำงานในย่านไม่โอห์มตัว ซึ่งแต่ละตัวสามารถเขียนเป็นสมการกระแสเดรนได้ดังนี้

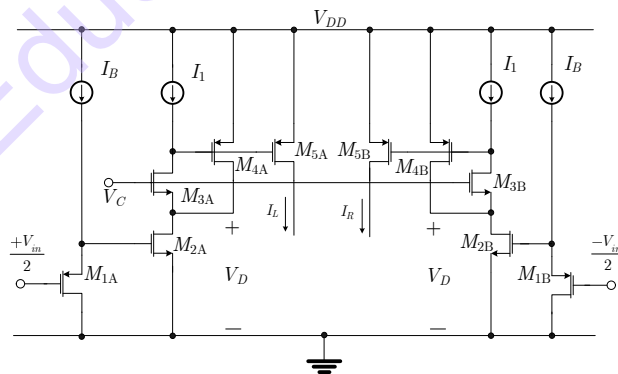
$$I_{D2A} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left(V_{GS2A} - V_{TN} - \frac{V_{DS2A}}{2} \right) V_{DS2A} \quad (9.57)$$

$$I_{D2B} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left(V_{GS2B} - V_{TN} - \frac{V_{DS2B}}{2} \right) V_{DS2B} \quad (9.58)$$

แรงดันอินพุต V_{GS2A} และ V_{GS2B} เป็นแรงดันที่ผ่านการยกระดับมาจากวงจรถ่ายระดับแรงดันรูปที่ 9.9 มีค่าดังสมการที่ (9.59) และ (9.60) ตามลำดับ

$$V_{GS2A} = \frac{V_m}{2} + |V_{TP}| + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}} \quad (9.59)$$

$$V_{GS2B} = \frac{-V_m}{2} + |V_{TP}| + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}} \quad (9.60)$$



รูปที่ 9.11 วงจรทรานสดักเตอร์แบบไม่โอห์มตัว

แรงดัน V_{DS1} และ V_{DS2} ได้รับมาจากแรงดันเอาต์พุตของวงจรรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนาน $V_{DS2A} = V_{DS2B} = V_C - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN}$ และ เมื่อนำทั้งหมดมาต่อรวมกันจะได้เป็นวงจรรานสดักเตอร์แบบไม่โอห์มตัวดังรูปที่ 9.11 และมีผลต่างของกระแสเอาต์พุตเท่ากับ

$$I_o = I_L - I_R = I_{2A} - I_{2B} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) V_{in} \left(V_C - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN} \right) \quad (9.61)$$

จากสมการที่ (9.61) พบว่าวงจรรูปที่ 9.11 จะทำหน้าที่เป็นวงจรรานสคอนดักเตอร์ และสามารถปรับค่าได้ด้วยแรงดัน V_C

ง) วงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ไฟเลี้ยงต่ำ

วงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ไฟเลี้ยงต่ำแบบสมบูรณ์ สามารถทำได้โดยเพิ่มวงจรรานสคอนดักเตอร์ ที่มีคุณสมบัติเหมือนกันอีกหนึ่งชุด เพื่อรับอินพุตในส่วนของ V_C ในแบบกลับเฟส (ดิฟเฟอเรนเชียล) อีกทั้งต้องยกระดับแรงดันเพื่อหักล้างพจน์ $-\sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN}$ ในสมการที่ (9.61) จากวงจรรูปที่ 9.11 กระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ M_{4A} - M_{4D} จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{4A} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left(\frac{V_X}{2} \right) \left(\frac{V_Y}{2} + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}} + |V_{TP}| - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN} \right) \quad (9.62)$$

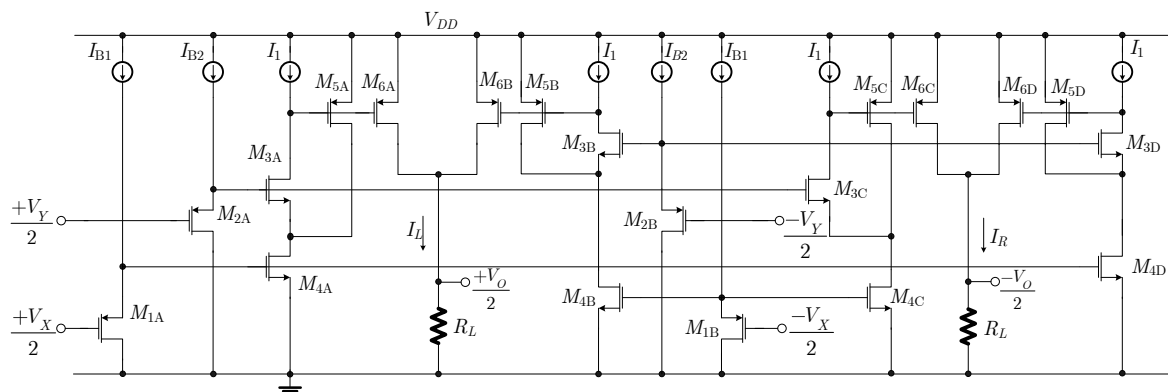
$$I_{4B} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left(\frac{-V_X}{2} \right) \left(\frac{-V_Y}{2} + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}} + |V_{TP}| - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN} \right) \quad (9.63)$$

$$I_{4C} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left(\frac{-V_X}{2} \right) \left(\frac{V_Y}{2} + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}} + |V_{TP}| - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN} \right) \quad (9.64)$$

$$I_{4D} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left(\frac{V_X}{2} \right) \left(\frac{-V_Y}{2} + \sqrt{\frac{I_B}{k_P}} + |V_{TP}| - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN} \right) \quad (9.65)$$

เพื่อให้การหักล้างเทอมค่าคงที่ให้หายไปทำได้โดยปรับค่ากระแสไบแอส I_B ให้อยู่ในเงื่อนไขต่อไปนี้ $\sqrt{\frac{I_B}{k_P}} + |V_{TP}| = \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} + V_{TN}$ กระแสเอาต์พุตจะสามารถเขียนได้เป็น

$$I_O = I_L - I_R = I_{4A} + I_{4B} - I_{4C} + I_{4D} = \mu_N C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) V_X V_Y \quad (9.66)$$

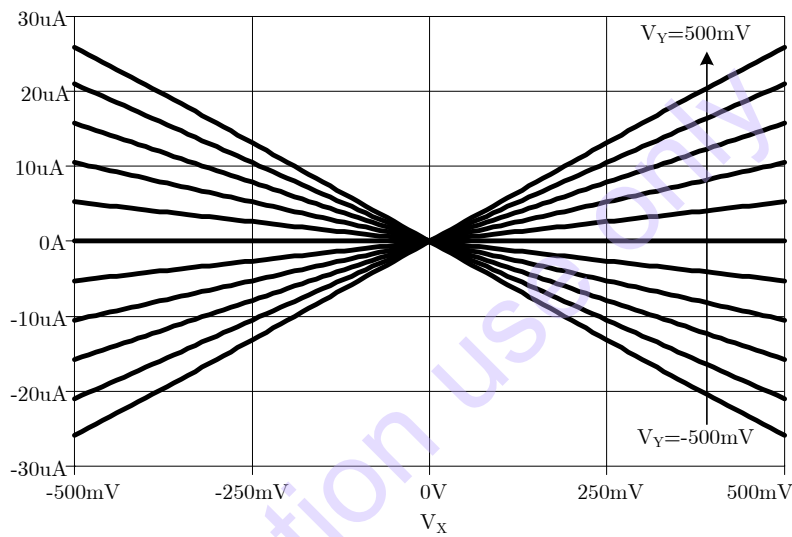


รูปที่ 9.12 วงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์โดยใช้ไฟเลี้ยงต่ำ

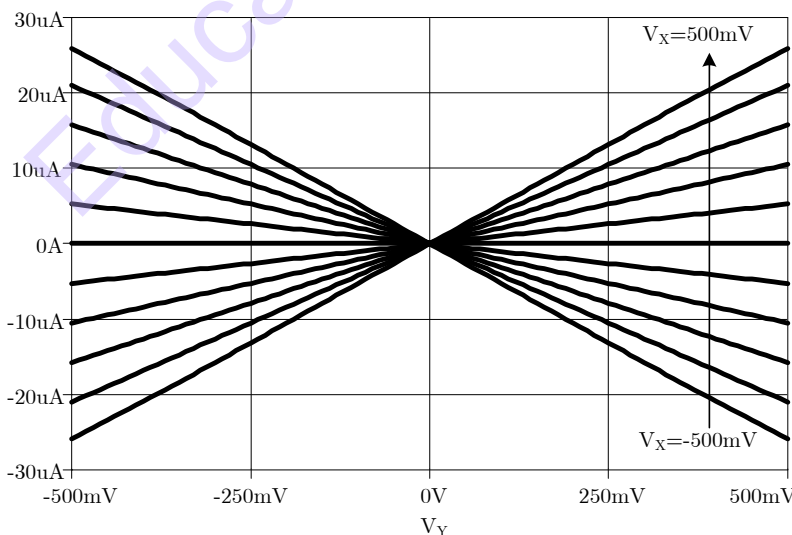
ตัวอย่างที่ 9.3 จงทำการจำลองการทำงานวงจรรวมสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ที่ใช้ไฟเลี้ยงต่ำรูปที่ 9.12 ได้โดยใช้แบบจำลองเทคโนโลยี $0.25\mu\text{m}$ ของ TSMC และ กำหนดให้ค่า (W/L) ของทรานซิสเตอร์ M_1, M_4 เท่ากับ $(1\mu\text{m}/1\mu\text{m})$ M_2, M_3 เท่ากับ $(2\mu\text{m}/1\mu\text{m})$ และ M_5, M_6 เท่ากับ $(30\mu\text{m}/1\mu\text{m})$ โดยใช้ Model transistor ในบทที่ 7

วิธีทำ

วงจรรวมสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้ไฟเลี้ยงต่ำ ทำงานด้วยแรงดันไฟเลี้ยง $+1.5\text{V}$ ในการหักล้างค่าแรงดัน offset ทำได้โดยกำหนดกระแสไบแอส I_1, I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ $9.5\mu\text{A}, 3.5\mu\text{A}$ และ $3\mu\text{A}$ ตามลำดับ จากผลการจำลองการทำงานด้านคุณสมบัติไฟตรงของวงจร พบว่ากระแสเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นสูง และมีย่านอินพุตปฏิบัติงานที่ $\pm 500\text{mV}$ ดังแสดงในรูปที่ 9.13 โดยพบว่ามีความสมมาตรกันทั้งสองอินพุต



(ก)

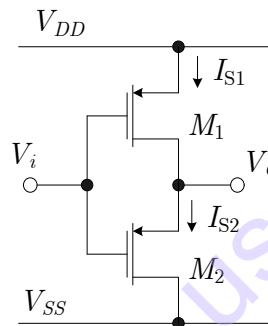


(ข)

รูปที่ 9.13 คุณสมบัติการถ่ายโอนทางไฟตรงของวงจรรวมแบบสี่ควอดแดรนต์ที่ไฟเลี้ยงต่ำ (ก) เมื่ออินพุตเป็น V_X (ข) เมื่ออินพุตเป็น V_Y

9.5.2 วงจรคุณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้าง

นอกจากการใช้เทคนิคของการทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านไม่อิ่มตัว เป็นผลให้สามารถใช้งานด้วยแรงดันไฟเลี้ยงต่ำได้ จากที่กล่าวไปแล้วว่ามอสทรานซิสเตอร์มีย่านการทำงานในย่านไม่อิ่มตัว และ อิ่มตัว ซึ่งในการทำงานย่านอิ่มตัวของมอสทรานซิสเตอร์นั้น ก็สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกได้เช่นกัน โดยใช้เทคนิคที่แตกต่างกัน [4]-[8] ซึ่งมักจะใช้กฎกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ และ เทคนิคการบวก ลบ สัญญาณ เพื่อได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นการคุณสัญญาณแบบสี่ควอดแดรนต์ มีความเป็นเชิงเส้นสูง แต่อย่างไรก็ตามยังมีข้อด้อยที่คล้ายๆ กันคือ ย่านอินพุตปฏิบัติงานที่แคบ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการใช้เทคนิคของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว และมีย่านอินพุตปฏิบัติงานที่กว้าง และ เหมาะที่จะนำมาใช้งานเป็นวงจรผสมสัญญาณ หรือ มอดูเลเตอร์ ที่ทำงานในความถี่สูงได้ ซึ่ง P. Prommee และ คณะได้นำเสนอไว้ในปี 2005 [9] ประกอบด้วยวงจรร้อยหลายส่วนเช่น วงจรลดทอนแรงดัน วงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนาน และ วงจรทรานสคอนดักเตอร์หลัก ซึ่งวงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนานได้ถูกกล่าวไว้ในหัวข้อ 9.5.1(ข) แล้ว ในหัวข้อนี้จะกล่าวเฉพาะวงจรที่เหลือที่จำเป็นเท่านั้น



รูปที่ 9.14 วงจรลดทอนแรงดัน

ก) วงจรลดทอนแรงดัน (Voltage Attenuator)

วงจรลดทอนแรงดันได้เคยถูกนำเสนอไว้ใน [10] เพื่อขยายย่านการทำงานของวงจรคุณสัญญาณแบบ Gilbert Cell ให้มีย่านการทำงานที่กว้างขึ้น แต่อย่างไรก็ดีแม้ว่าจะได้ย่านการทำงานที่กว้างขึ้นแล้ว แต่ด้วยโครงสร้างของวงจรแบบ Gilbert Cell ยังคงมีความเป็นเชิงเส้นที่ไม่สูงมาก ประสิทธิภาพโดยรวมก็ยังมีข้อด้อยเรื่องความเป็เชิงเส้นอยู่ โดยวงจรลดทอนแรงดันนี้จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ (PMOS) จำนวนสองตัว M_1 และ M_2 ดังรูปที่ 9.14 ซึ่งจะทำงานในย่านไม่อิ่มตัวและอิ่มตัวตามลำดับ โดยสามารถเขียนเป็นสมการกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ทั้งสองได้ดังนี้

$$-I_{D1} = I_{S1} = k'_P \left(\frac{W}{L} \right) \left(V_{DD} - V_i - |V_{TP}| - \frac{V_{DD}}{2} \right) \frac{V_{DD}}{2} \quad (9.67)$$

$$-I_{D2} = I_{S2} = \frac{k'_P}{2} \left(\frac{W}{L} \right) \left(V_o - V_i - |V_{TP}| \right)^2 \quad (9.68)$$

โดยที่ $k'_P = \mu_P C_{ox}$ และ กระแสทั้งสองมีค่าเท่ากันดังนั้น แรงดันเอาต์พุต V_o จึงมีค่าเท่ากับ

$$V_o = \left[1 - \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_1 + (W/L)_2}} \right] V_i + |V_{TP}| - V_{DD} + V_{DD} \quad (9.69)$$

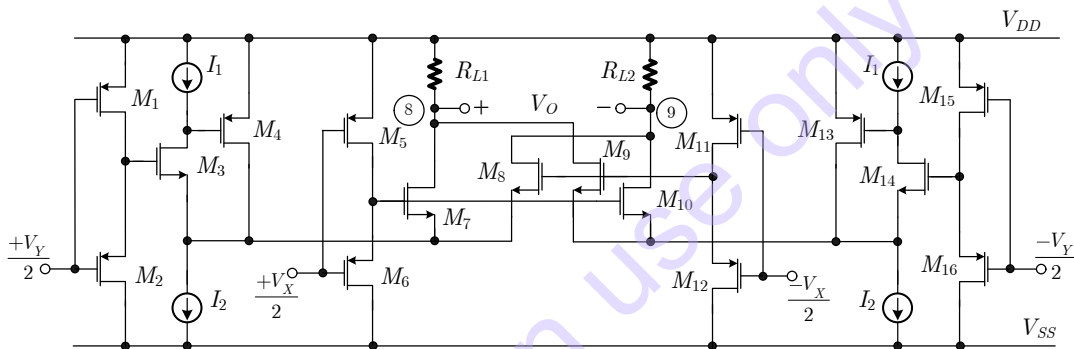
$$I_{D3} = \frac{\mu_N C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) \left[\left(\frac{-V_X}{4} + a \right) - \left(\frac{-V_Y}{4} + b \right) - V_{TN} \right]^2 \quad (9.74)$$

$$I_{D4} = \frac{\mu_N C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) \left[\left(\frac{V_X}{4} + a \right) - \left(\frac{-V_Y}{4} + b \right) - V_{TN} \right]^2 \quad (9.75)$$

โดยที่ $a = \frac{|V_{TP}| + V_{DD}}{2}$ และ $b = \left(\frac{|V_{TP}| + V_{DD}}{2} \right) - \sqrt{\frac{I_1}{k_N}} - V_{TN}$ เมื่อนำวงจรถอดทอนแรงดันมาต่อที่อินพุตด้านขา

เกต และ นำวงจรมอดูเลเตอร์ป้อนกลับแบบขนานย่านทำงานกว้างมาต่อที่อินพุตด้านขาของวงจรถอดทอน ดักเตอร์หลัก จะได้เป็นวงจรรูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้างที่สมบูรณ์ ดังรูปที่ 9.17 โดย กระแสเอาต์พุตได้มาจาก ผลต่างกระแส I_L และ I_R โดยสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$I_O = I_L - I_R = (I_{D1} + I_{D3}) - (I_{D2} + I_{D4}) = \frac{\mu_N C_{ox}}{8} \left(\frac{W}{L} \right) V_X V_Y \quad (9.76)$$

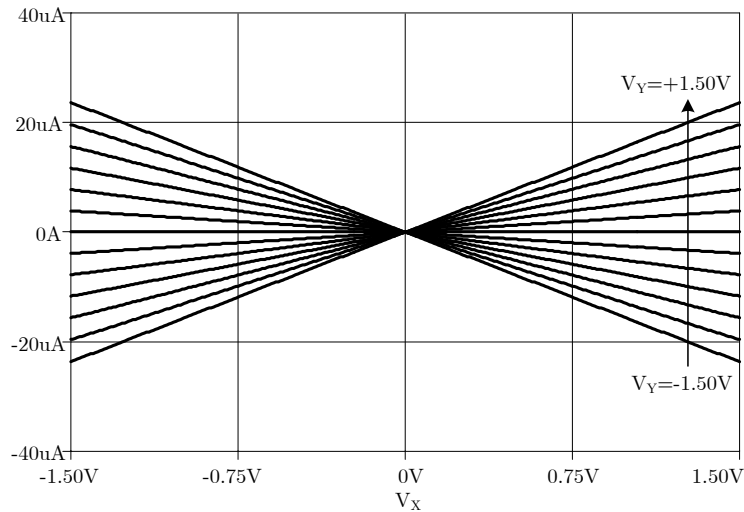


รูปที่ 9.17 วงจรรูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้าง

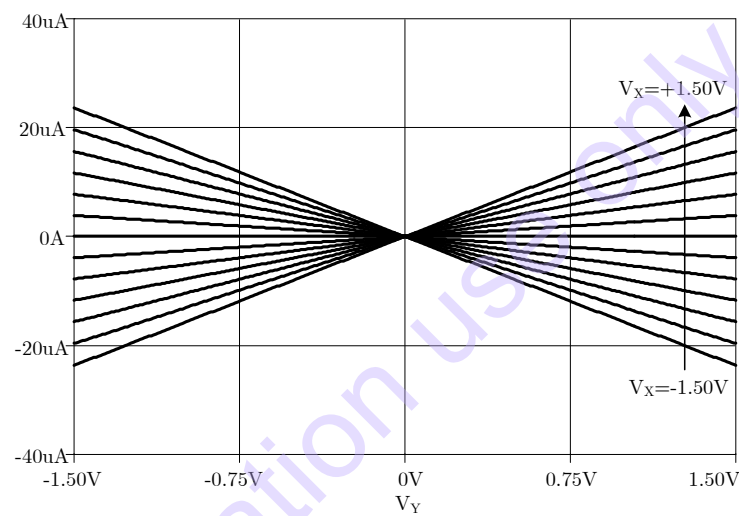
ตัวอย่างที่ 9.4 จงทำการจำลองการทำงานวงจรรูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้างรูปที่ 9.17 โดยใช้แบบจำลองเทคโนโลยี $0.25\mu\text{m}$ ของ TSMC และ กำหนดให้ค่า (W/L) ของทรานซิสเตอร์ $M_1, M_3, M_5, M_{11}, M_{14}, M_{15}$ เท่ากับ $(1\mu\text{m}/1\mu\text{m})$ M_2, M_6, M_{12}, M_{16} เท่ากับ $(3\mu\text{m}/1\mu\text{m})$ M_4, M_{13} เท่ากับ $(50\mu\text{m}/1\mu\text{m})$ และ M_7, M_8, M_9, M_{10} เท่ากับ $(1\mu\text{m}/2\mu\text{m})$ โดยใช้ Model transistor ในบทที่ 7

วิธีทำ

วงจรรูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้าง ทำงานด้วยแรงดันไฟเลี้ยง $\pm 1.5\text{V}$ ในการหาค่าของค่าเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำได้โดยกำหนดกระแสไบแอส I_1 และ I_2 เท่ากับ $70\mu\text{A}$ และ $210\mu\text{A}$ ตามลำดับ จากผลการจำลองการทำงานด้านคุณสมบัติไฟตรงของวงจร พบว่ากระแสเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นสูง และมี่านอินพุตปฏิบัติงานที่ $\pm 1.5\text{V}$ ดังแสดงในรูปที่ 9.18 โดยพบว่ามีความสมมาตรกันทั้งสองอินพุต



(ก)



(ข)

รูปที่ 9.18 คุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรคุณสมบัติควอตแดรนท์ย่านการทำงานกว้าง

(ก) เมื่ออินพุตเป็น V_X (ข) เมื่ออินพุตเป็น V_Y

9.6 การผสมสัญญาณ (Mixing) การมอดูเลชัน (Modulation) และการย้ายความถี่ (Frequency Translation)

เครื่องรับสัญญาณวิทยุทั่วไปส่วนใหญ่ จะใช้โครงสร้างแบบ Superheterodyne ซึ่งนำมาแสดงอีกครั้ง ในรูปที่ 9.19(ก) ในการทำงานของวงจรผสมสัญญาณนั้นจะให้ผลลัพธ์เป็นการคูณสัญญาณ ด้วยการคูณนี้ องค์ประกอบความถี่ผลรวมและองค์ประกอบความถี่ผลต่างที่ $(\omega_c \pm \omega_{lo})$ เกิดขึ้นที่เอาต์พุตของวงจรผสมสัญญาณเมื่อ ω_c คือความถี่สัญญาณอินพุต และ ω_{lo} คือความถี่ของ Local Oscillator ความถี่ผลรวมจะถูกตัดทิ้งจากวงจรที่ถูกปรับแต่งด้วยวงจรจูนที่คมมากๆ เหลือแต่องค์ประกอบความถี่ผลต่าง (IF) จะถูกนำไปขยายต่อด้วยวงจรขยายแถบความถี่ผ่านเฉพาะช่วงความถี่ ซึ่งการออกแบบการออกแบบวงจรขยาย วงจรกรองความถี่ ได้อธิบายไว้ก่อนหน้านี้แล้ว การทำงานและ การออกแบบ การดีมอดูเลต ในเชิงบล็อกไดอะแกรมจะกล่าวถึงในบทถัดไป

เพื่อให้เข้าใจการทำงานของวงจรผสมสัญญาณได้ง่ายขึ้น จะกำหนดให้ทั้งสัญญาณอินพุต และ สัญญาณ Local Oscillator เป็นสัญญาณรูปไซน์แบบความถี่เดี่ยว

$$V_c = V_{cA} \cos \omega_c t \tag{9.77}$$

$$V_{lo} = V_{loA} \cos \omega_{lo} t \tag{9.78}$$

ถ้าตัวคูณสัญญาณมีค่าอัตราขยายคงที่ (K) เอาต์พุตที่ได้คือ

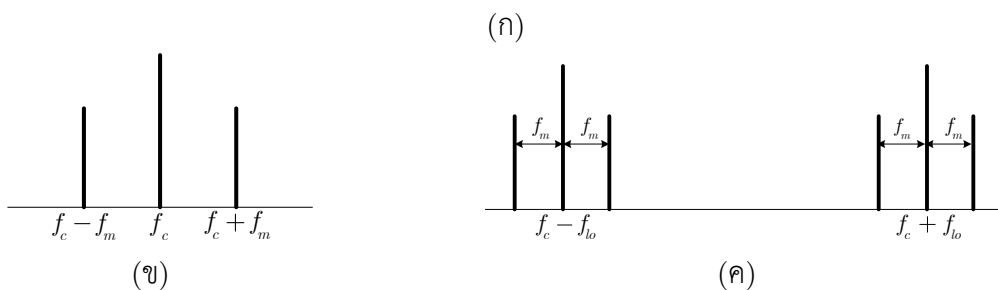
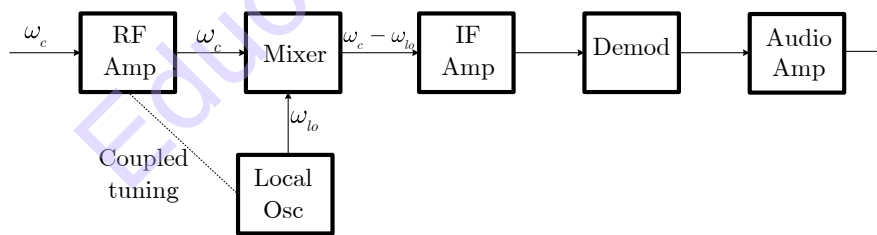
$$V_{out} = \frac{K}{2} V_{cA} V_{loA} [\cos \omega_c - \omega_{lo} t + \cos \omega_c + \omega_{lo} t] \tag{9.79}$$

โดยความถี่ผลต่าง ($\omega_c - \omega_{lo}$) เขียนแทนด้วย ω_{if} ถ้าอินพุตเป็นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตมาแล้ว การมอดูเลตนี้ก็เสมือนเป็นการแปลงความถี่ไปเป็นแถบความถี่คลื่นพาห้ใหม่ ω_{if} เช่นกัน ดังตัวอย่างถ้าสัญญาณอินพุตที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูดมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} V_s &= V_{sA} [1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t \\ &= V_{sA} \cos \omega_c t + \frac{m}{2} V_{sA} \cos \omega_c - \omega_m t + \frac{m}{2} V_{sA} \cos \omega_c + \omega_m t \end{aligned} \tag{9.80}$$

อินพุตสามารถแสดงได้ในรูปที่ 9.19(ข) ประกอบด้วยความถี่คลื่นพาห้ (Carrier) ความถี่ข้างเคียงด้านสูง (Upper Sideband) และ ความถี่ข้างเคียงด้านต่ำ (Lower Sideband) ซึ่งความถี่ข้างเคียงทั้งสองจะมีข้อมูลการมอดูเลชันรวมอยู่

เมื่อผ่านเข้าวงจรคูณแบบเชิงเส้น องค์ประกอบของอินพุตแต่ละตัวจะถูกนำไปคูณกับสัญญาณ Local Oscillator เอาต์พุตของตัวคูณจะแตกออกเป็นหกพจน์ดังแสดงในรูปที่ 9.19(ค) ประกอบด้วยคลื่นพาห้สองความถี่ต่างกัน ซึ่งแต่ละคลื่นพาห้จะมีสองความถี่ข้างเคียง (Sideband) ซึ่งแถบความถี่สูงจะถูกตัดออกโดยวงจรกรองแถบความถี่ผ่านของวงจรขยาย IF



รูปที่ 9.19(ก) โครงสร้างแบบ Superheterodyne (ข) สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณอินพุต และ (ค) สเปกตรัมความถี่ของเอาต์พุตที่ได้จากการคูณ

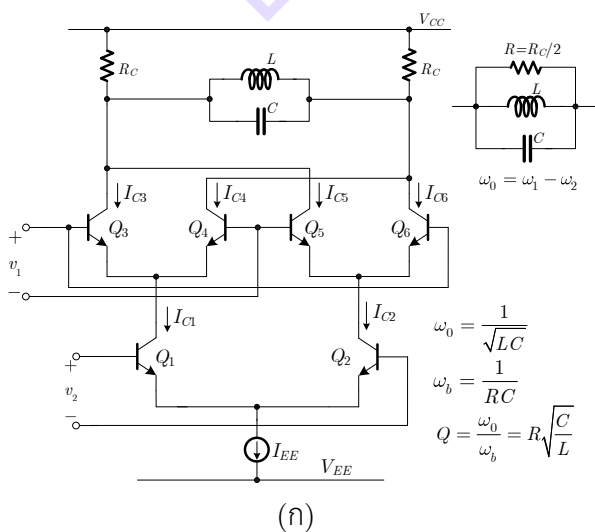
9.7 วงจรผสมสัญญาณแบบสมมาตร (Fully Balanced Quad Mixer)

วงจรคูณแอมพลิจูดที่ผ่านการชดเชยด้วยวงจร Predistortion รูปที่ 9.6(ข) สามารถนำมาใช้เป็นวงจรผสมสัญญาณได้โดยตรง โดยอินพุตหนึ่ง v_2 คือสัญญาณ RF จากวงจรขยาย/เครื่องรับ RF และอีกอินพุตหนึ่ง v_1 มาจากความถี่ Local Oscillator ที่เอาต์พุตของวงจรคูณจะมีวงจรเรโซแนนซ์ค่า Q สูง (high-Q resonant) โดยจะจูนค่าความถี่ให้ตรงกับความถี่ผลต่าง (วงจรจูนนี้ปกติจะอยู่ที่อินพุตสำหรับวงจรขยายสำหรับความถี่ IF (intermediate-frequency) ซึ่งวงจรผสมสัญญาณที่ดีจะต้องออกแบบให้ใช้กับความถี่ที่พอเหมาะ เพื่อให้ผลกระทบของวงจรรวมไม่มีผลโดยตรงกับความถี่ใช้งาน ซึ่งโดยทั่วไปจะอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่เกิน 1/10 ของ f_T ของอุปกรณ์

เนื่องจากความต้องการวงจรปรับค่า High-Q ที่เอาต์พุตของวงจรผสมสัญญาณที่ต้องตัดทิ้งทุกองค์ประกอบความถี่ยกเว้นความถี่ผลต่าง (IF) วงจรปรับความเป็นเชิงเส้นของ Gilbert Cell สามารถตัดทิ้งได้ และมีเพียงตัวคูณสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 9.3(ข) ที่นำมาแสดงอีกครั้งในรูปที่ 9.20(ก) พร้อมกับวงจรจูนที่เอาต์พุตประกอบกันเป็นวงจรผสมสัญญาณแบบสมมาตรสองด้าน (Doubly Balanced) โดยใช้วงจรคูณแอมพลิจูดแบบสี่ควอดแดรนต์ (Four-quadrant) จึงเรียกในอีกชื่อหนึ่งว่า Quad Mixer

แอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่ Quad Mixer จำเป็นต้องเล็กแต่ไม่สัมพันธ์กับ V_T ของทรานซิสเตอร์โดยตรง สำหรับสัญญาณรูปไซน์ที่มีแอมพลิจูดขนาดใหญ่ สามารถใช้ฟังก์ชัน \tanh แต่ละตัวในสมการที่ (9.31) เทียบกับพจน์ของอนุกรมฟูเรียร์ ในแต่ละความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกส์ เอาต์พุตของวงจรคูณเกิดจากการ Beat ของกลุ่มสัญญาณที่เป็นอนันต์ และ ทุกฮาร์โมนิกที่เป็นไปได้ ถ้าวงจรจูนที่เอาต์พุตของ Quad Mixer มีค่า Q ที่สูง จะได้เอาต์พุตออกมาที่ความถี่เดียว เพื่อส่งให้วงจรขยาย IF คือความถี่ผลต่าง และเป็นองค์ประกอบจากการ Beat ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ทั้งสองสัญญาณนั่นเอง

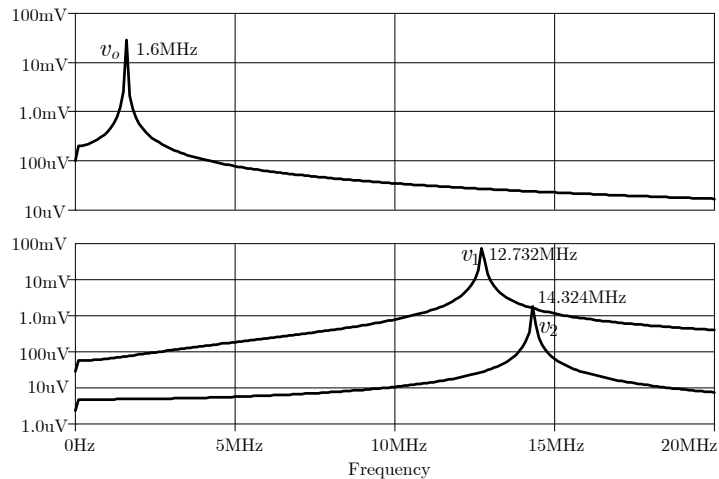
โดยปกติอินพุตจาก Local Oscillator จะมีแอมพลิจูดสูงกว่า $4V_T \approx 100\text{mV}$ ด้วยอินพุตที่ใหญ่แบบนี้ ทรานซิสเตอร์ด้านบนของคู่อิมิตเตอร์ ในรูปที่ 9.19(ก) ซึ่งด้วยเหตุนี้ทรานซิสเตอร์จะทำงานเป็นสวิตช์ จะเปลี่ยนจากย่านแอกทิฟเป็นหยุดทำงานอย่างรวดเร็วกลับไปกลับมากระแสคอลเล็กเตอร์เอาต์พุตของส่วนบนคู่ Emitter-Coupled จะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม แม้ว่าแอมพลิจูดของคู่อิมิตเตอร์ตัวล่างสามารถมีขนาดใหญ่ได้ก็ตาม แต่การทำงานที่เหมาะสมของวงจรผสมสัญญาณคือแอมพลิจูดขนาดเล็ก



```

QUAD MIXER
V1 5 0 SIN (0 90M 12.732MEG)
V2 1 4 SIN (0 2M 14.324MEG)
VB 4 0 -2
VCC 100 0 10
RL1 100 23 5K
RL2 100 24 5K
LT 23 24 100U
CT 23 24 100P
Q1 23 5 22 MODN
Q2 24 0 22 MODN
Q3 23 0 25 MODN
Q4 24 5 25 MODN
Q5 22 1 12 MODN
Q6 25 4 12 MODN
IEE 12 0 300U
.TRAN 30N 20U 10U 3.5N
.MODEL MODN NPN IS=1E-16 BF=100
.FOUR 1.5916MEG V(23,24)
.probe
.END
    
```

(ข)



HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.592E+06	2.926E-02	1.000E+00	-1.516E+02	0.000E+00
2	3.183E+06	1.039E-05	3.553E-04	6.267E+00	3.095E+02
3	4.775E+06	6.837E-06	2.337E-04	-1.693E+01	4.379E+02
4	6.366E+06	7.838E-06	2.679E-04	2.970E+01	6.362E+02
5	7.958E+06	2.005E-06	6.852E-05	3.472E+01	7.928E+02
6	9.550E+06	2.762E-06	9.439E-05	2.833E+01	9.381E+02
7	1.114E+07	9.768E-07	3.339E-05	7.947E+01	1.141E+03
8	1.273E+07	4.085E-06	1.396E-04	4.578E+01	1.259E+03
9	1.432E+07	1.311E-06	4.480E-05	3.225E+01	1.397E+03

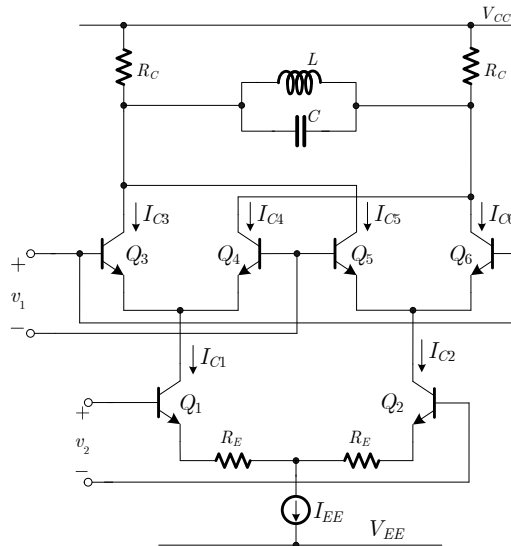
DC COMPONENT = -1.578005E-06

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.374725E-02 PERCENT

(ค)

รูปที่ 9.20 (ก) วงจรผสมสัญญาณแบบสมมาตร (ข) อินพุตไฟล์สำหรับ Spice (ค) สเปกตรัมและ องค์ประกอบฟูเรียร์ของแรงดันเอาต์พุต

พิจารณาวงจร Quad Mixer ในรูปที่ 9.20 (ก) โดยป้อนสัญญาณอินพุต 12.732MHz และ 14.324MHz ดังไฟล์ Spice สำหรับ แสดงในรูปที่ 9.20(ข) ความถี่ผลต่างของวงจรผสมสัญญาณคือ 1.59MHz ความถี่อินพุตสองความถี่ที่ใช้ในนั้นจะมีค่าเป็น 8 และ 9 เท่าของความถี่ผลต่าง ซึ่งทำให้สะดวกในการตรวจสอบ องค์ประกอบเอาต์พุตของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้การวิเคราะห์ฟูเรียร์ด้วยโปรแกรม Spice โดยป้อนอินพุตรูป ไซน์เข้าที่วงจรคู่อิมิตเตอร์ด้านบน v_1 มีแอมพลิจูด 90mV ที่ความถี่ 12.732 MHz (8 เท่าของความถี่ผลต่าง) ส่วนอินพุตแอมพลิจูดของคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียลด้านล่าง v_2 คือ 2mV ที่ความถี่ 14.324 MHz (9 เท่าของ ความถี่ผลต่าง) วงจรจูนที่เอาต์พุตแรงดันเอาต์พุตเป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียล สังเกตว่าความต้านทานของวงจร ปรับค่าคือ $2R_c=10k\Omega$ เนื่องจากวงจรปรับค่าถูกวางไว้ระหว่างโหนดคอลเล็กเตอร์ทั้งสองโหนด แรงดัน เอาต์พุตในรูปสเปกตรัมแสดงรูปที่ 9.20(ค) และ องค์ประกอบฟูเรียร์ของเอาต์พุต พบว่าฮาร์โมนิกของแรงดัน เอาต์พุตต่ำมาก โดยเฉพาะองค์ประกอบเอาต์พุตที่ความถี่ของสองอินพุตถูกตัดทิ้ง แสดงถึงการหักล้างของวงจร ผสมสัญญาณและ วงจรจูนที่มีประสิทธิภาพสูง



รูปที่ 9.21 วงจร Quad Mixer พร้อมกับการปรับลดอัตราขยายโดยความต้านทานอิมิตเตอร์ (Emitter Degeneration) สำหรับคู่อิมิตเตอร์ด้านล่าง

เพื่อที่จะปรับปรุงความเป็นเชิงเส้นของอินพุต RF ของ Quad Mixer ที่แสดงในรูปที่ 9.20(ก) โดยใช้หลักการปรับลดอัตราขยายโดยความต้านทานอิมิตเตอร์ [11] โดยวงจร Quad Mixer แบบดัดแปลงด้วยการปรับลดอัตราขยายโดยความต้านทานอิมิตเตอร์ (Emitter Degeneration) แสดงไว้ดังรูปที่ 9.21

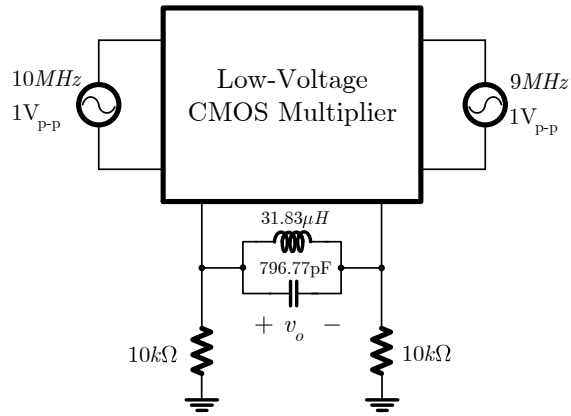
ตัวอย่างที่ 9.5 จงออกแบบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้วงจรคูณแบบสี่ควอดแดรนท์ไฟเลี้ยงต่ำรูปที่ 9.12 พิสัยจูนคุณสมบัติในการแปลงความถี่ โดยป้อนอินพุตเป็นความถี่ 9MHz และ 10MHz ที่ V_X และ V_Y ดังรูปที่ 9.22 และจำลองผลการทำงาน

วิธีทำ

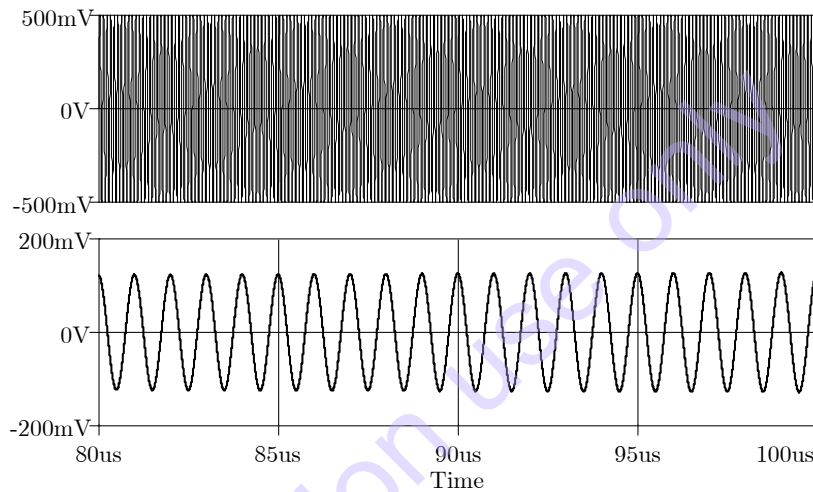
จากหลักการรวมจรผสมสัญญาณพบว่ากระแสเอาต์พุตของวงจรจะมีองค์ประกอบด้านความถี่ต่ำและสูงที่ 1MHz และ 19MHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 9.23(ก) ผ่านวงจรจูนที่ความถี่ $f_0=1\text{MHz}$ องค์ประกอบคุณภาพ $Q=40$ โดยที่

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad \omega_b = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{และ} \quad Q = \frac{f_0}{f_b} = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

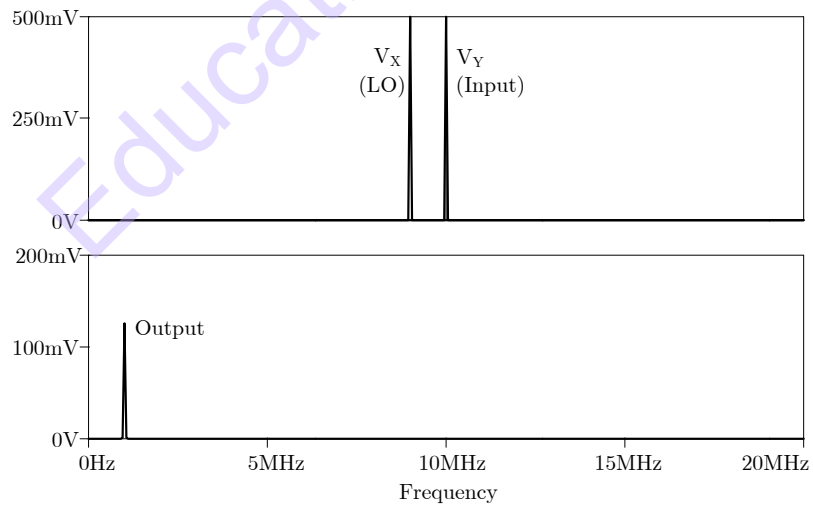
กำหนดให้ $R_L=10\text{k}\Omega$ จะได้ค่าตัวเก็บประจุ และ ขดลวดเหนี่ยวนำ มีค่าเท่ากับ 796.77pF และ 31.83μH ตามลำดับ ซึ่งความถี่ด้านสูง (19MHz) จะถูกวงจรจูนกรองทิ้งไป เหลือแต่ความถี่ 1MHz ผ่านออกมา และ เมื่อแสดงเป็นสเปกตรัมจะแสดงดังรูปที่ 9.23(ข) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรผสมสัญญาณแบบวงจรรวมได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 9.22 การประยุกต์วงจรคูณแบบสี่ควอดแดรนต์ที่ไฟเลี้ยงต่ำเป็นวงจรผสมสัญญาณ



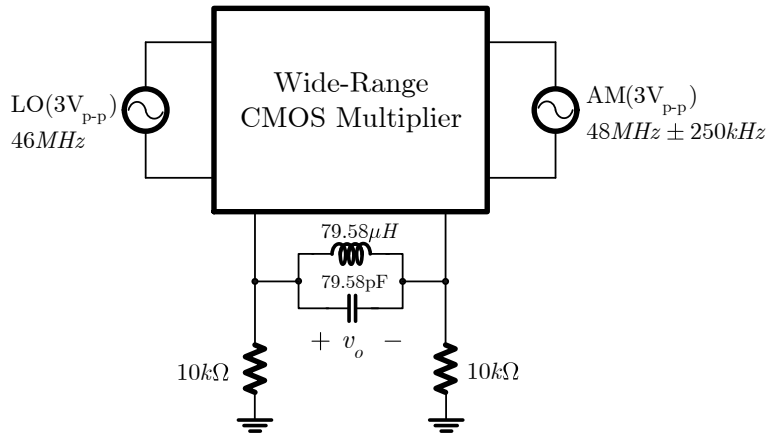
(ก)



(ข)

รูปที่ 9.23 คุณสมบัติการแปลงความถี่ของวงจรคูณแบบสี่ควอดแดรนต์ที่ไฟเลี้ยงต่ำ

ตัวอย่างที่ 9.6 จงออกแบบวงจรผสมสัญญาณ โดยใช้วงจรคูณแบบสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้างรูปที่ 9.15 เพื่อใช้แปลงความถี่ RF มาเป็น IF โดยป้อนอินพุตเป็นความถี่ AM 48MHz และ มีความถี่ข้างเคียงอยู่ที่ความถี่ $\pm 250\text{kHz}$ โดยใช้ความถี่ LO ที่ 46MHz ที่ V_X และ V_Y ดังรูปที่ 9.24 และจำลองผลการทำงาน

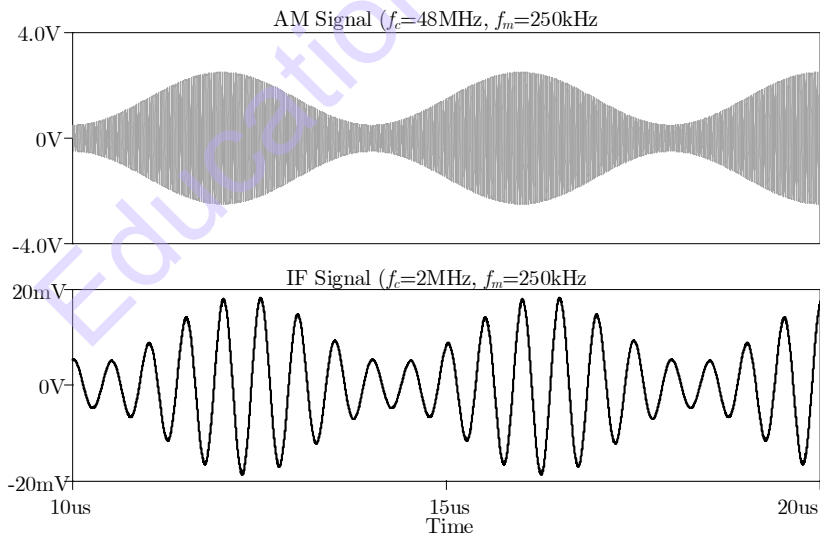


รูปที่ 9.24 การประยุกต์วงจรรวมแบบสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้าง

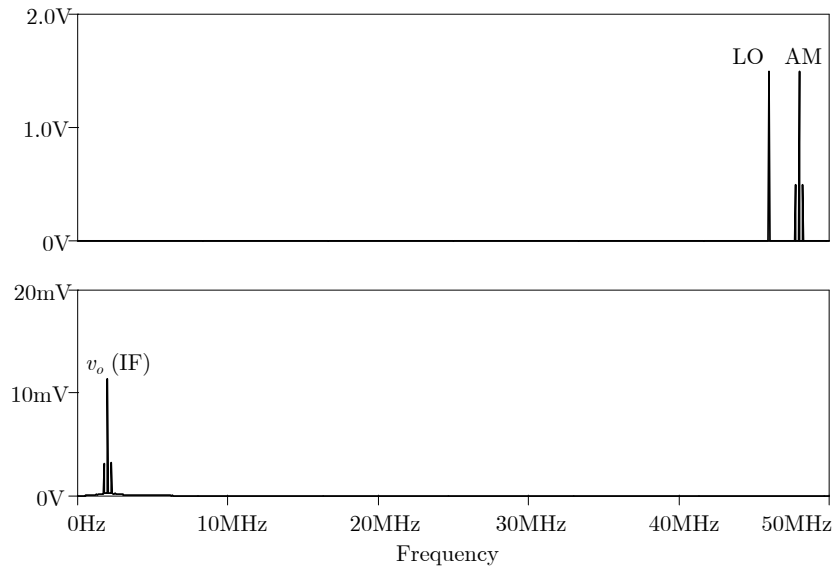
วิธีทำ

เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณ AM ความถี่ AM ($f_c=48\text{MHz}$, $f_m=250\text{kHz}$) ที่ V_X และป้อนสัญญาณ LO ความถี่ 46MHz ที่ V_Y พบว่ากระแสเอาต์พุตจะได้เป็นความถี่ 2MHz และ 94MHz ซึ่งความถี่ที่สูง (94MHz) จะถูกวงจรรวมที่ความถี่ 2MHz องค์กรประกอบคุณภาพ $Q_0=10$ กรองทิ้งไป กำหนดให้ $R_L=10\text{k}\Omega$ จะได้อัตราการแปรจุก และ ขดลวดเหนี่ยวนำ มีค่าเท่ากับ 79.58pF และ 79.58μH ตามลำดับ

เอาต์พุตที่ได้จึงเหลือแต่ความถี่ AM ที่ 2MHz โดยมีความถี่ข้างเคียงที่ความถี่ $\pm 250\text{kHz}$ ดังแสดงในรูปที่ 9.25(ก) และ เมื่อแสดงเป็นสเปกตรัมจะแสดงดังรูปที่ 9.25(ข) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการย้ายความถี่สามารถทำได้ถูกต้อง และสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรรวมสัญญาณแบบวงจรรวมได้เป็นอย่างดี



(ก)



(ข)

รูปที่ 9.25 คุณสมบัติการแปลงความถี่ AM ของวงจรคูณแบบสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้าง

(ก) สัญญาณอินพุต และ เอาต์พุต (ข) สเปกตรัมความถี่ IF

9.8 วงจรผสมสัญญาณด้วยอุปกรณ์ตัวเดียว

ดังที่กล่าวไว้ข้างต้นว่า Quad Mixer ถูกจำกัดไว้ที่ความถี่ f_T ของ BJT สำหรับในกรณีวงจรผสมสัญญาณแบบต้นทุนต่ำ อุปกรณ์แอกทิฟตัวเดียวก็สามารถนำมาใช้เป็นวงจรผสมสัญญาณได้เช่นกัน ซึ่งอุปกรณ์แอกทิฟตัวนั้น สัญญาณอินพุตที่ถูกป้อนเข้าสู่อุปกรณ์ และ ด้วยคุณสมบัติกำลังสอง (Square-law) ของอุปกรณ์ทำให้เกิดการคูณกันของสัญญาณขึ้นได้ ในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงความเพี้ยนที่เกิดจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation Distortion) ซึ่งปฏิกิริยาของสองสัญญาณในการทำงานในความเป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ต้องถูกทำให้ลดลง แต่ในวงจรผสมสัญญาณเอาต์พุตที่เราต้องการคือหนึ่งในองค์ประกอบ IM_2 ซึ่งองค์ประกอบความถี่ผลต่างได้มาจากพจน์อันดับสองของอนุกรมกำลังจากความไม่เป็นเชิงเส้นนี้ อีกพจน์หนึ่งของคุณลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์จะทำให้ฮาร์โมนิก และ ความถี่ Beat ที่เป็นพจน์ของความเพี้ยน ซึ่งจะต้องถูกตัดทิ้งโดยวงจรจูนที่มีค่าคงที่ต่ออยู่กับวงจรผสมสัญญาณซึ่งอาจจะต้องการกรองซ้ำ

9.9.1 วงจรรวมผสมสัญญาณด้วยทรานซิสเตอร์ BJT ตัวเดียว

เมื่อพิจารณาวจร BJT ในรูปที่ 9.21(ก) อินพุตเกิดจากการรวมกันของแหล่งจ่ายแรงดันไบแอส V_{BS} และ แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตรูปไซน์ v_s และ แหล่งจ่ายแรงดันรูปไซน์ของ Local Oscillator v_{lo} โดยที่ V_{BS} เป็นค่าไบแอสสบนึงของ V_{BE} โดยมองว่าคุณสมบัติการถ่ายโอนของ BJT เป็นเอ็กโพเนนเชียลในอุดมคติ

$$\begin{aligned}
 I_C &= I_S \exp\left(\frac{V_{BS} + v_s + v_{lo}}{V_T}\right) \\
 &= I_{CA} \exp\left(\frac{v_s}{V_T}\right) \exp\left(\frac{v_{lo}}{V_T}\right)
 \end{aligned}
 \tag{9.81}$$

โดยที่ $I_{CA} = I_S \exp\left(\frac{V_{BS}}{V_T}\right)$ ในรูปนี้ I_{CA} เป็นค่ากระแสคอลเล็กเตอร์สงบนิ่งในแบบ Class A เนื่องจาก v_s และ v_{lo} อยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ $X \cos \omega_i$ ซึ่งสามารถกระจายเอ็กโพเนนเชียลแต่ละตัวได้ตั้งในบทที่ 4 ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ด้วยสัมประสิทธิ์ฟังก์ชัน Bessel ในสมการที่ (4.21)

$$\exp\left(\frac{V_{sA} \cos \omega_s t}{V_T}\right) = I_0(d) + 2I_1(d) \cos \omega_s t + 2I_2(d) \cos 2\omega_s t + \dots + 2I_n(d) \cos n\omega_s t + \dots \quad (9.82)$$

$$\exp\left(\frac{V_{loA} \cos \omega_{lo} t}{V_T}\right) = I_0(y) + 2I_1(y) \cos \omega_{lo} t + 2I_2(y) \cos 2\omega_{lo} t + \dots + 2I_n(y) \cos n\omega_{lo} t + \dots \quad (9.83)$$

เมื่อ d และ y คือค่า normalized ของแอมพลิจูดรูปไซน์ V_{sA} และ V_{loA} ตามลำดับ

$$d = \frac{V_{sA}}{V_T} \quad (9.84)$$

$$y = \frac{V_{loA}}{V_T} \quad (9.85)$$

ค่า $I_n(x)$ เกิดจากการดัดแปลงฟังก์ชัน Bessel ลำดับที่ n ถ้าอนุกรม Fourier นำมาใช้ในสมการที่ (9.81) และ ถ้านำเอกลักษณ์ตรีโกณมิติมาใช้ เราจะได้ผลลัพธ์เป็นการคูณในรูป

$$I_C = I_{CA} I_0(d) I_0(y) + \dots + 2I_{CA} I_1(d) I_2(y) \cos(\omega_s - \omega_{lo})t + \dots = I_{DC} \left[1 + \dots + 2 \frac{I_1(d) I_1(y)}{I_0(d) I_0(y)} \cos(\omega_s - \omega_{lo})t + \dots \right] \quad (9.86)$$

เมื่อ $I_{DC} = I_{CA} I_0(d) I_0(y)$ เป็นค่าเฉลี่ยปรับตัวได้ของกระแสคอลเล็กเตอร์ และ พบว่าองค์ประกอบความถี่ผลต่างรวมอยู่ด้วยอย่างชัดเจน การ Mixing สามารถทำได้ เมื่อทำการตัดพจน์อื่นๆ ออกไป

ต่อไปเราจะกำหนดขนาดของ Local Oscillator ให้มากกว่า $V_T = 25.85 \text{ mV}$ ที่อุณหภูมิห้อง และ แรงดันอินพุตต้องมีค่าน้อยกว่า V_T มากๆ

$$V_{loA} \gg V_T, \quad y \gg 1 \quad (9.87)$$

$$V_{sA} \gg V_T, \quad d \ll 1 \quad (9.88)$$

ซึ่งนำไปสู่การประมาณค่า

$$\frac{I_1(y)}{I_0(y)} = 0.95 \quad (9.89)$$

$$\frac{I_1(d)}{I_0(d)} = \frac{d}{2} \quad (9.90)$$

ด้วยการประมาณค่านี้องค์ประกอบผลต่างของกระแสคอลเล็กเตอร์จะได้เป็น

$$I_C|_{if} \cos \omega_{if} t \approx 0.95 I_{DC} \frac{V_{sA}}{V_T} \cos \omega_{if} t \quad (9.91)$$

เมื่อ $\omega_{if} = \omega_s - \omega_{lo}$

ในบางกรณี จะสะดวกขึ้นเมื่อทำการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ถ่ายโอนใหม่ G_{mcon} เป็นค่าความนำถ่ายโอนคงที่ได้มาจากสัดส่วนแอมพลิจูดขององค์ประกอบ IF ของกระแสคอลเล็กเตอร์ และแอมพลิจูดของแรงดันสัญญาณอินพุต จากสมการล่าสุด

$$G_{mcon} = 0.95 \frac{I_{DC}}{V_T} \quad (9.92)$$

ถ้า y ไม่มากกว่าหนึ่ง การพล็อตของ $I_n(x)$ ในรูปที่ 4.6 สามารถนำมาใช้หาค่าของ $\frac{I_1(y)}{I_0(y)}$ เพื่อแทนที่ค่า 0.95 ในสมการที่ (9.91) และสมการที่ (9.92) ถ้ากำหนดให้วงจรมีกระแสไบแอส $I_{DC}=0.5\text{mA}$ สำหรับ $V_{sA}=1\text{mV}$ และ $V_{loA}=100\text{mV}$, $I_C|_{if} = 18\mu\text{A}$ และ $G_{mcon}=18 \times 10^{-3} \text{ } \Omega^{-1}$

ถ้าวงจรเอาต์พุตเรโซแนนซ์ของวงจรผสมสัญญาณถูกปรับค่าไปที่ความถี่ผลต่างและมีความต้านทานความถี่กลาง $R=10\text{k}\Omega$ แรงดันเอาต์พุตขององค์ประกอบ IF คือ 184mV องค์ประกอบเอาต์พุตตัวที่เป็นปัญหาหนึ่งตัวคือ ความถี่มูลฐานของ Local Oscillator เนื่องจากกำหนดและใช้แอมพลิจูดที่ใหญ่ จากการกระจายฟังก์ชัน Bessel

$$I_C|_{lo} = I_{DC} 2 \frac{I_1(y)}{I_0(y)} \cos \omega_{lo} t \quad (9.93)$$

เมื่อ $y \gg 1$

$$I_C|_{lo} = 1.9 I_{DC} \cos \omega_{lo} t \quad (9.94)$$

จากตัวอย่างด้านบนขนาดขององค์ประกอบเอาต์พุตของ Local Oscillator นั้นใหญ่มากเท่ากับ 0.95 mA อัตราส่วนทางขนาดระหว่างพจน์นี้กับพจน์ความถี่ผลต่างคือ

$$\frac{I_C|_{lo}}{I_C|_{if}} = 2 \frac{V_T}{V_{sA}} \quad (9.95)$$

จากตัวอย่างด้านบนถ้า $V_{sA}=1\text{mV}$ อัตราส่วนนี้มากกว่า 50 ดังนั้นวงจรปรับค่าเอาต์พุตต้องมีการกรองที่เพียงพอที่ความถี่ LO ด้วย ซึ่งไม่สามารถขึ้นอยู่กับการกรองที่ในวงจรขยาย IF เพียงอย่างเดียว สัญญาณอินพุตขนาดใหญ่ที่เข้าสู่วงจรขยายอาจสาเหตุทำให้เกิดความเพี้ยน IM ที่เพิ่มขึ้นอย่างมาก ถ้าแรงดันเอาต์พุตของวงจรผสมสัญญาณที่ความถี่ Local Oscillator น้อยกว่าสิบเท่าขององค์ประกอบ IF นั้นการตัดทิ้งของวงจรจูนต้องมีค่าประมาณ 500 เท่าที่ความถี่ Local Oscillator สัมพันธ์กับความถี่ตอบสนอง IF

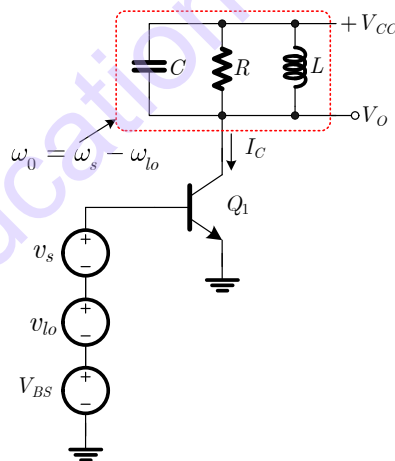
สำหรับวงจรจูนเดี่ยวแบบ RLC ขนาน ฟังก์ชันอิมพีแดนซ์สัมพันธ์อยู่ในรูป

$$|Z_{j\omega}| = \frac{R\omega\omega_b}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega\omega_b)^2}} \quad (9.96)$$

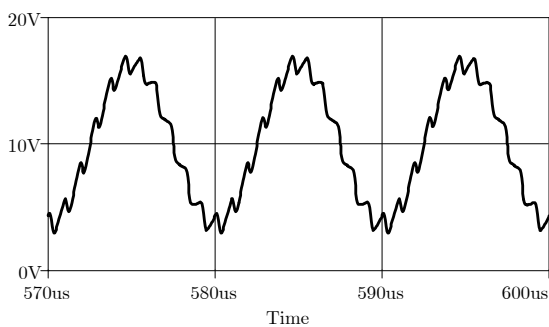
เมื่อ ω คือความถี่ที่สนใจ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ คือความถี่เรโซแนนท์ และ $\omega_b = \frac{1}{RC}$ คือที่ -3 dB แบนด์วิดท์ของการตอบสนองทางขนาด การตัดทิ้งโดยวงจรปรับค่าที่ ω , $\text{Re } j(\omega)$ คือส่วนกลับของขนาดอิมพีแดนซ์ที่ ω สัมพันธ์กับ R กับขนาดที่ความถี่กลาง, ω_0 สำหรับความถี่ที่ถัดจากขอบแถบความถี่ของแถบความถี่ผ่าน $|\omega - \omega_0| \gg \omega_b$

$$\text{Re } j(\omega) = \left(\frac{|Z(j\omega)|}{R} \right)^{-1} \approx Q \left| \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right| \quad (9.97)$$

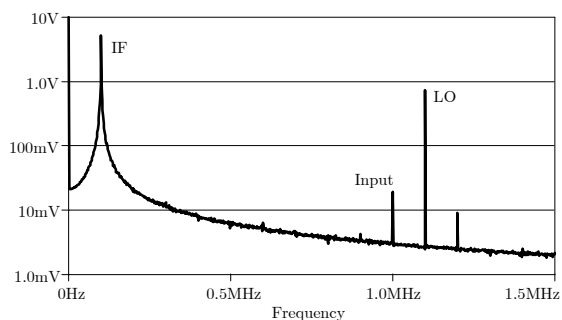
จากกรณีข้างต้น ถ้า $f_{ij}=0.5\text{MHz}$, $f_{lo}=1.5\text{MHz}$ และ $BW=16.7\text{kHz}$ (สอดคล้องกับค่า Q ของวงจรจูนเท่ากับ 30) การกรองทิ้งของความถี่ LO เท่ากับ 80 เนื่องจากกระแสคอลเล็กเตอร์มี องค์ประกอบ LO มีค่ามากกว่าองค์ประกอบ IF อยู่ 50 เท่า แรงดันเอาต์พุตความถี่ผลต่างสัมพันธ์กับความถี่มูลฐานของ Local Oscillator ที่เอาต์พุตคือ $50/80=0.63$ ถ้าจะปรับลดให้เหลือ 0.1 ค่า Q ของวงจรปรับค่าต้องเพิ่มขึ้นอีก 6 เท่า อย่างไรก็ตาม ค่า Q ที่มากนี้ที่ทำได้ยากแม้ว่าจะใช้ตัวกรองคริสตัล (Crystal) ก็ตาม อีกทางหนึ่งคือต้องลดขนาดของ Local Oscillator ซึ่งทำให้วงจรผสมสัญญาณมีความไวต่อการปรับค่าของแหล่งจ่ายไบแอสวงจรมากขึ้น ในกรณีที่ $y \gg 1$ วงจรผสมสัญญาณจะไม่ไวต่อแอมพลิจูดของ LO และ ระดับของการไบแอส จากที่กล่าวมาข้างต้น ถ้า y ไม่มากกว่าหนึ่ง สำหรับฟังก์ชัน Bessel แสดงไว้ข้างต้น ส่วนกราฟของฟังก์ชัน Bessel ในช่วง $n=1-8$ แสดงในรูปที่ 4.6



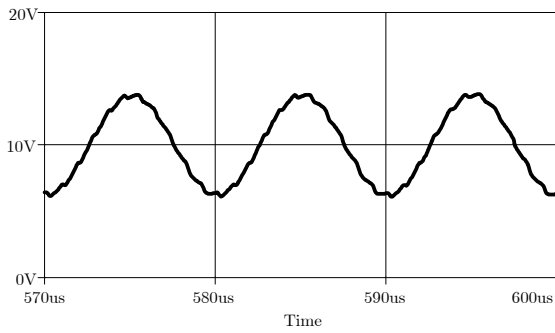
(ก)



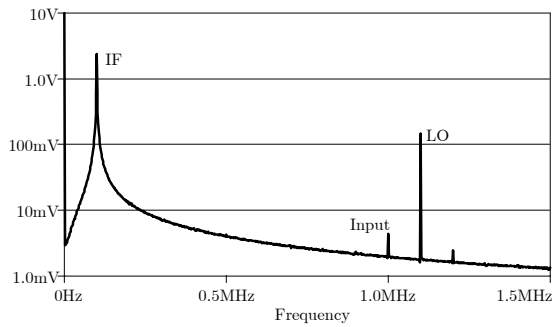
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 9.26(ก) วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ BJT ตัวเดียว (ข) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อ $Q=40$ (ค)สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อ $Q=40$ (ง) เอาต์พุตเมื่อ $Q=200$ (จ) สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อ $Q=100$

ตัวอย่างที่ 9.7 จากวงจรผสมสัญญาณด้วย BJT แบบประหยัดดังรูปที่ 9.26(ก) เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต 1MHz และ LO 1.1 MHz มีแอมพลิจูด คือ 1 mV และ 100 mV ตามลำดับ จงออกแบบวงจรจนให้เหมาะสมเพื่อที่จะกรองสัญญาณ IF

วิธีทำ

สังเกตว่าความถี่อินพุตคือ และความถี่ LO ความถี่ผลต่างคือ 100 kHz สมมติค่า Q ของวงจรจนเอาต์พุต (ω_0/ω_b) ถูกเลือกไว้ที่ 40 โดยใช้ค่า $R=15k$, $C=4.244nF$ และ $L=596.83\mu H$ การคำนวณผลตอบสนองทางความถี่โดยประมาณ ใช้อัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุตของความถี่ผลต่างกับความถี่มูลฐาน LO ที่เอาต์พุตเท่ากับ 8.44

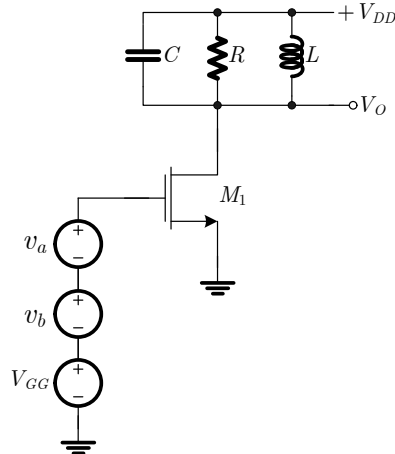
รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 9.26(ข) ในรูปคลื่นนี้พบว่าองค์ประกอบเอาต์พุต LO ปรากฏอยู่ซึ่งเมื่อสังเกตที่ IF เอาต์พุตจะมองเห็นเหมือนมีการกระเพื่อมซ้อนอยู่ในสัญญาณ ซึ่งการเพี้ยนนี้เกิดจากความถี่ LO ที่ยังหลงเหลืออยู่ โดยสามารถดูได้จากสเปกตรัมรูปที่ 9.26(ค) ซึ่งพบว่าองค์ประกอบของสัญญาณ IF มีแอมพลิจูดที่ประมาณ 5.175V ความถี่ LO มีแอมพลิจูดเกือบ 0.74V อัตราส่วนขององค์ประกอบความถี่ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตต่อองค์ประกอบ LO ได้เป็น 6.99

ถ้าค่า Q ของวงจรปรับค่าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเป็น 100 โดยใช้ค่า $R=15k$, $C=21.22nF$ และ $L=119.37\mu H$ จะได้รูปคลื่นเอาต์พุตในรูปที่ 9.26(ง) โดยสามารถดูได้จากสเปกตรัมรูปที่ 9.26(จ) ซึ่งพบว่าองค์ประกอบของสัญญาณ IF มีแอมพลิจูดที่ประมาณ 2.42V ความถี่ LO มีแอมพลิจูดประมาณ 145.6mV อัตราส่วนขององค์ประกอบความถี่ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตต่อองค์ประกอบ LO ได้เป็น 16.62 และ เมื่อพิจารณาจากรูปคลื่นของ IF สำหรับค่า $Q=100$ จะยังมีการซ้อนของ LO อยู่แต่คงเหลือน้อยมาก ซึ่งเมื่อพิจารณาจากวงจรพบว่าการปรับค่า Q ของวงจรจนสามารถเพิ่ม นั้นเห็นได้ชัดว่าสามารถเพิ่มอัตราส่วนระหว่างองค์ประกอบ IF กับองค์ประกอบ LO ได้อย่างมีนัยสำคัญ

9.9.2 วงจรรวมผสมสัญญาณด้วยมอดูเลเตอร์

มอดูเลเตอร์นั้นสามารถนำมาใช้เป็นวงจรผสมสัญญาณได้เช่นกัน เนื่องจากคุณลักษณะการถ่ายโอนของอุปกรณ์ไม่เพียงแต่ไม่เป็นเชิงเส้นแต่ยังมีคุณสมบัติของกฎกำลังสอง (Square-law) ที่จำเป็นสำหรับการคูณของสองอินพุตของมอดูเลเตอร์นั้นน่าสนใจอย่างมาก ด้วยคุณลักษณะที่เข้าใกล้ฟังก์ชันกำลังสอง

นี้เอง ทำให้องค์ประกอบอันดับสูงในคุณลักษณะถ่ายโอนปรากฏให้เห็นการใช้อุปกรณ์เดี่ยว หรือ มีให้เห็นน้อยมาก องค์ประกอบความถี่อันดับสูงอย่างเช่นพจน์ IM_3 จึงไม่เกิดขึ้นด้วย



รูปที่ 9.27 วงจรวงจรผสมสัญญาณโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ตัวเดียว

วงจรผสมสัญญาณโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์อย่างง่ายแสดงในรูปที่ 9.25 เมื่ออินพุตเป็นผลรวมสัญญาณรูปไซน์อย่างง่ายสองสัญญาณ และ แรงดันไบแอสไฟตรง โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว คุณสมบัติ I-V ของทรานซิสเตอร์สามารถเขียนในรูปสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ ที่ไบแอสในย่านอิมิตัวได้ดังนี้

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (9.98)$$

แรงดันอินพุตรวมเท่ากับ

$$V_{GS} = V_{GG} + V_a + V_b \quad (9.99)$$

ด้วยคุณสมบัติ I-V ในสมการที่ (9.98) และ อินพุตดังสมการที่ (9.99) สามารถนำมากระจายได้เป็น

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GG} - V_T)^2 + k' \frac{W}{L} (V_{GG} - V_T)(v_a + v_b) + \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (v_a + v_b)^2 \quad (9.100)$$

เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตทั้งสองตัวเป็นสัญญาณรูปไซน์คนละความถี่ และมีแอมพลิจูด V_{aA} และ V_{bA} โดยที่ V_{bA} เป็นอินพุตของ LO จากกฎกำลังสอง เราจะได้กระแสเอาต์พุตความถี่ผลต่างคือ

$$I_D|_{if} = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (v_{aA} v_{bA}) \quad (9.101)$$

โดยที่พจน์ส่วนที่เหลือจะถูกกรองทิ้งไปเนื่องจากเป็นสัญญาณมีความถี่สูง และ ค่าความนำถ่ายโอนคงตัวในอัตราส่วนของ $I_D|_{if}$ ต่อแอมพลิจูด V_{aA} ของสัญญาณอินพุตคือ

$$G_{mcon} = \frac{I_D|_{if}}{v_{aA}} = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} v_{bA} \quad (9.102)$$

ความถี่มูลฐานของ LO ในองค์ประกอบกระแสเดรนจากสมการที่ (9.100) คือ

$$I_D|_{lo} = k' \frac{W}{L} (V_{GG} - V_T) v_{bA} \quad (9.103)$$

ตัวอย่างที่ 9.8 กำหนดให้ตัวแปรต่างๆ ของมอสทรานซิสเตอร์ และ สัญญาณอินพุต มีค่าดังต่อไปนี้ $k' = 100\mu A / V^2$, $V_T=0.7V$, $W/L=80/1$, $V_{aA}=10mV$ ที่ความถี่ (อินพุต) 1500 kHz และ $V_{bA}=0.4V$ ที่ความถี่ (LO) 1045 kHz ความถี่ผลต่างคือ 455 kHz จงคำนวณหาการเลื่อนของระดับกระแส dc ของสัญญาณ LO

วิธีทำ

จากตัวแปรที่กำหนด แทนในสมการที่ (9.101) และ (9.102) กระแสเดรน dc มีค่าเท่ากับ 1 mA และ องค์กรประกอบสัญญาณไซน์ $I_D|_{if} = 8\mu A$ และ $I_D|_{lo} = 1.6mA$ อัตราส่วนขององค์กรประกอบกระแสเอาต์พุต IF ต่อเอาต์พุต LO คือ 0.005 ถ้าวจรจูนเอาต์พุตมีค่า Q เท่ากับ 50 อัตราส่วนการกรองที่ซึ่งได้จากวงจรปรับค่าเอาต์พุตที่ความถี่ LO คือ 93 ดังนั้นความสัมพันธ์องค์กรประกอบ IF ของแรงดันเอาต์พุตยังคงเป็น 0.465 ขององค์กรประกอบ LO ซึ่งต้องทำการลดขนาดอินพุต LO (V_{bA}) ลง หรือ เพิ่มค่า Q ของวงจรเอาต์พุต เนื่องจาก $Q=50$ เป็นค่าสูงสุดในทางปฏิบัติแล้วแม้ว่าจะใช้วงจรกรองคริสตัล ดังนั้นจึงต้องลดแอมพลิจูด LO ลงเพื่อประสิทธิภาพที่เหมาะสมของวงจรผสมสัญญาณ

ในวงจรผสมสัญญาณด้วยมอสทรานซิสเตอร์จะได้ระดับไฟตรงขึ้นมากพอสมควร ในส่วนแรกเกิดจากแรงดันไบแอส V_{GG} โดยพิจารณาได้จากสมการกระแสเดรน เมื่อไม่มีสัญญาณ LO กระแส dc คือ

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GG} - V_T)^2 \quad (9.104)$$

เมื่อ V_{GG} คือขนาดของแรงดันไบแอสที่เกต-ซอสของมอสทรานซิสเตอร์ และ เนื่องจาก LO มักจะมีสัญญาณที่ค่อนข้างแรง ค่าไฟตรงในส่วนที่สองจึงเกิดจากสัญญาณ LO ซึ่งถ้าสัญญาณ LO มีค่าเท่ากับ $V_{bA} \cos \omega_{lo} t$ พจน์กำลังสองในสมการที่ (9.100) จะให้เป็นกระแส dc

$$I_D = \frac{k'}{4} \frac{W}{L} V_{bA}^2 \quad (9.105)$$

การเลื่อนของระดับกระแส dc ของสัญญาณ LO สำหรับตัวอย่างนี้คือ 0.32 mA

9.9 วงจรมอดูเลเตอร์

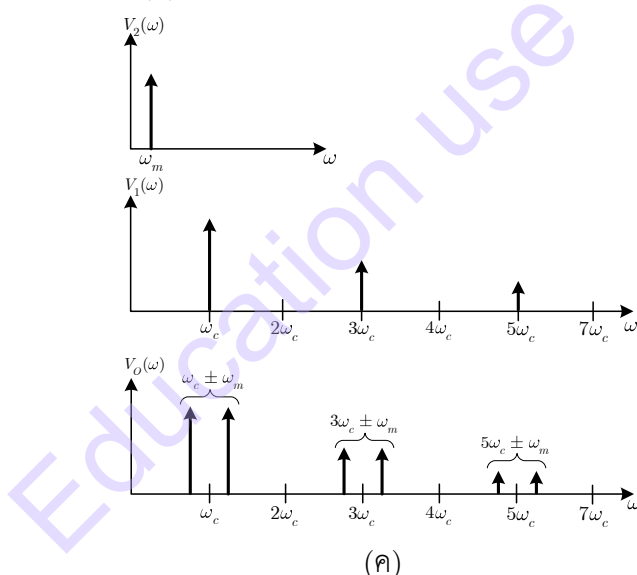
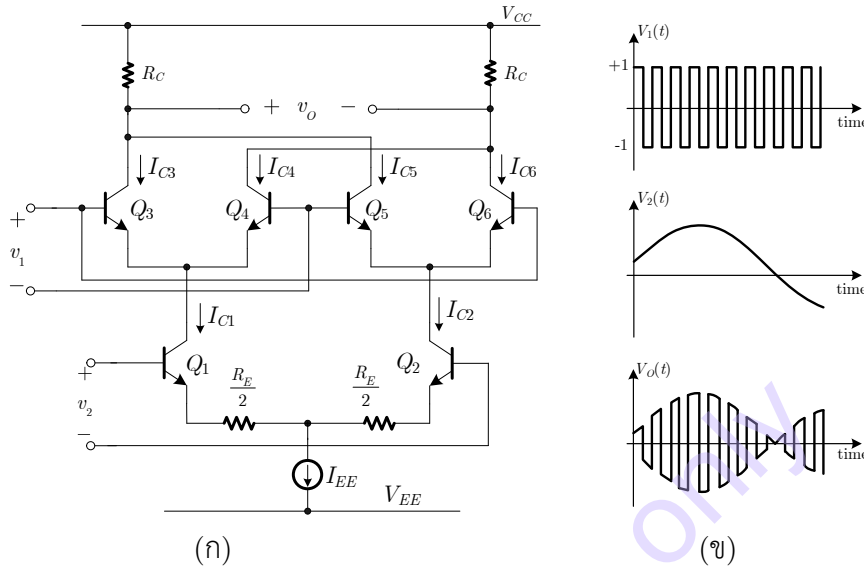
9.9.1 วงจรมอดูเลเตอร์ทางขนาด

การมอดูเลชันคือกระบวนการที่สัญญาณข้อมูลถูกควมรวมกับสัญญาณคลื่นพาห์ ในการมอดูเลชันแอมพลิจูด แอมพลิจูดของคลื่นพาห์จะเป็นตัวนำพาข้อมูลของสัญญาณอินพุต

$$\begin{aligned} V_O &= V_{cA} [1 + m \cos \omega_m t \cos \omega_c t] \\ &= V_{cA} \cos \omega_c t + \frac{V_{cA}}{2} m \cos \omega_c - \omega_m t + \frac{V_{cA}}{2} m \cos \omega_c + \omega_m t \end{aligned} \quad (9.106)$$

จากสมการที่ (9.106) พบว่าสัญญาณเอาต์พุตจะประกอบด้วยสัญญาณพาห์ และ Sideband สองตัว ในการมอดูเลชันทางแอมพลิจูดต้องใช้ในการคูณสัญญาณ ที่ความถี่ต่ำตัวคูณแอนะล็อกสามารถนำมาใช้ได้โดยตรง ซึ่งโดยปกติแล้วแอมพลิจูดของสัญญาณทั้งสองไม่จำเป็นต้องมีค่าสูง จึงไม่จำเป็นต้องใช้วงจร

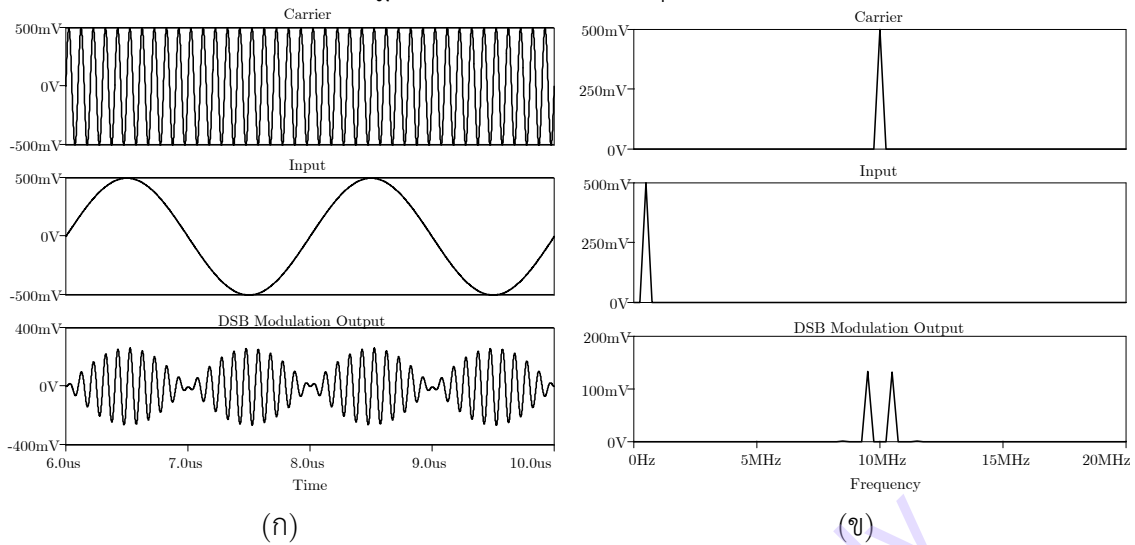
Predistortion ของ Gilbert Cell วงจรมอดูเลเตอร์อาจจะมีโครงสร้างในรูปที่ 9.6(ก) โดยนำมาแสดงอีกครั้ง ดังรูปที่ 9.28(ก) อย่างที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้อุปกรณ์มอสสามารถนำมาใช้ได้กับโครงสร้างนี้ได้เช่นกัน สำหรับที่ ความถี่สูง วงจรมอดูเลเตอร์อุปกรณ์เดี่ยวมักจะถูกนำมาใช้ และ โดยมีคุณสมบัติการถ่ายโอนตามกฎกำลังสอง (Square-law) ของอุปกรณ์ ในการทำหน้าที่คูณสัญญาณ



รูปที่ 9.28(ก) วงจรมอดูเลเตอร์ (ข) รูปคลื่นแรงดันมุมมองเวลา
(ค) สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต

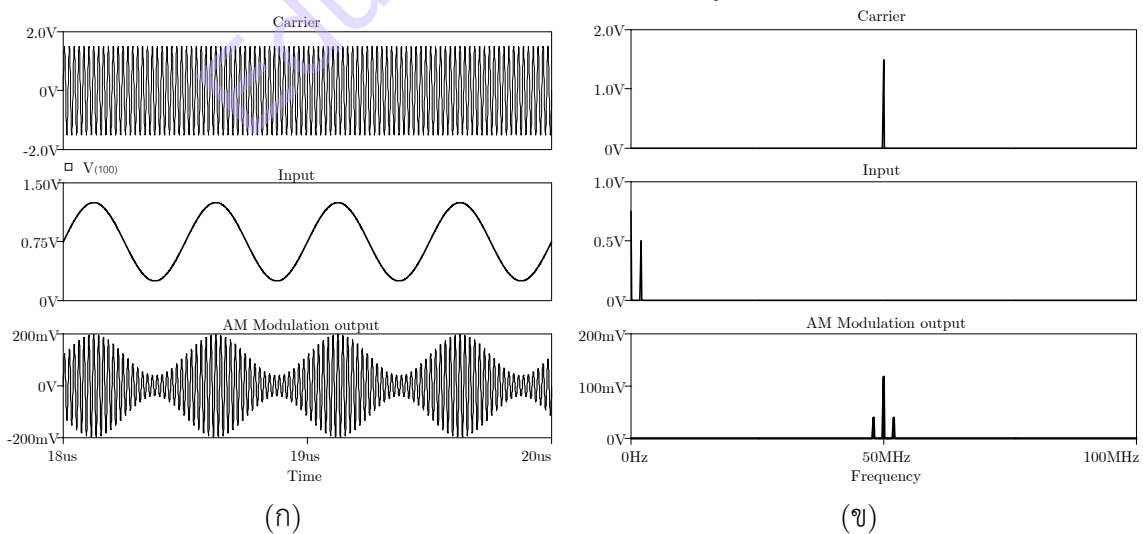
ความถี่สัญญาณพาห้อินพุตอาจจะเป็นสัญญาณผลต่างขนาดใหญ่ $V_1(t)$ ซึ่งทำให้เกิดเป็นสัญญาณ Overdrives คู่ทรานซิสเตอร์ชุดบนของวงจรคูณแอนะล็อก สัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบ chopped มอดูเลเตอร์ และ สัญญาณอินพุตแสดงดังรูปที่ 9.28(ข) สังเกตว่าเมื่ออินพุตมอดูเลชันหายไป เอาต์พุตจะเป็นศูนย์ ในรูป สัญญาณแบบ Balance หรือ ความถี่ข้างเคียงคู่ (Double Sideband: DSB) นี้ สัญญาณคลื่นพาห่ได้ถูกซ่อนไว้ (Suppress) ซึ่งมอดูเลเตอร์นี้จึงเรียกว่า Balanced modulator การวิเคราะห์กระบวนการและรูปคลื่น เอาต์พุตที่ให้สเปกตรัมความถี่แสดงในรูปที่ 9.28(ค) สัญญาณคลื่นพาห่และฮาร์มอนิกของคลื่นพาห่จะไม่

ปรากฏในรูป มีเพียงความถี่ข้างเคียงที่เกี่ยวข้องซึ่งเป็นความถี่มูลฐานของสัญญาณพาห้ และ ฮาร์โมนิกจำนวนที่เท่ากัน ถ้าสัญญาณคลื่นพาห้จะปรากฏนั้น ในสัญญาณพาห้ที่อินพุตจะต้องมีองค์ประกอบไฟตรงด้วย



รูปที่ 9.29 ผลการมอดูเลชันแบบสมดุลด้วยวงจรรวมแบบสี่ควอดแดรนต์ที่ไฟเลี้ยงต่ำ
(ก) สัญญาณ (ข) สเปกตรัม

นอกจากการใช้วงจรรวมสัญญาณโครงสร้างแบบ Gilbert Cell ในการมอดูเลตแบบ DSB ได้แล้ว การประยุกต์ใช้วงจรรวมสัญญาณจากเทคโนโลยีซีมอสก็สามารถนำมาใช้เป็นการมอดูเลตแบบ DSB และ AM ได้เป็นอย่างดีเช่นกัน โดยวงจรรวมสัญญาณแบบซีมอสสี่ควอดแดรนต์ที่ไฟเลี้ยงต่ำ สามารถนำมาประยุกต์เป็นวงจรมอดูเลตแบบ DSB โดยป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 1Vp-p เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 500kHz และ ใช้สัญญาณคลื่นพาห้เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10MHz เข้าที่อินพุตทั้งสอง พบว่าที่เอาต์พุตจะได้เป็นสัญญาณมอดูเลชันแบบสมดุลย์ (Balance Modulation) หรือ สัญญาณแบบความถี่ข้างเคียงคู่ (DSB) ดังรูปที่ 9.29(ก) เมื่อนำมาแสดงเป็นสเปกตรัมจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า สัญญาณจะเป็นแบบ DSB ที่ความถี่ 9.5MHz และ 10.5MHz โดยไม่มีความถี่คลื่นพาห้ 10MHz ที่เอาต์พุต ดังแสดงในรูปที่ 9.29(ข)

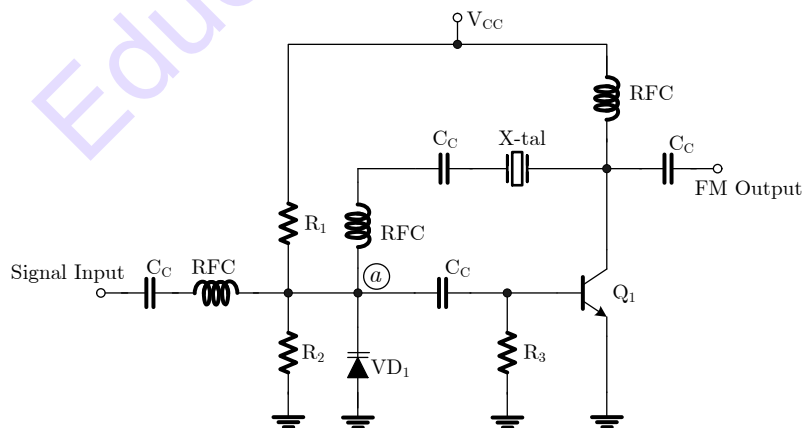


รูปที่ 9.30 ผลการมอดูเลชันแบบ AM ด้วยวงจรรวมแบบสี่ควอดแดรนต์ย่านการทำงานกว้าง
(ก) สัญญาณ (ข) สเปกตรัม

ส่วนวงจรคูณสัญญาณแบบซิมอสที่ควอตแดรนที่ย่านการทำงานกว้าง สามารถนำมาประยุกต์เป็นวงจรมอดูเลตแบบ AM ได้เช่นกัน โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 2MHz ขนาด 1Vp-p มีแรงดัน DC-offset เท่ากับ 0.75V และ ใช้สัญญาณคลื่นพาห้เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 50MHz ขนาด 3Vp-p เข้าที่อินพุตทั้งสอง พบว่าที่เอาต์พุตจะได้เป็นสัญญาณมอดูเลชันแบบ AM (Amplitude Modulation) ดังรูปที่ 9.30(ก) เมื่อนำมาแสดงเป็นสเปกตรัมจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า สัญญาณจะเป็นแบบ DSB ที่ความถี่ 48MHz และ 52MHz โดย มีความถี่คลื่นพาห้ 50MHz อยู่ระหว่างกลาง ดังรูปที่ 9.30(ข)

9.9.2 วงจรมอดูเลเตอร์ทางความถี่

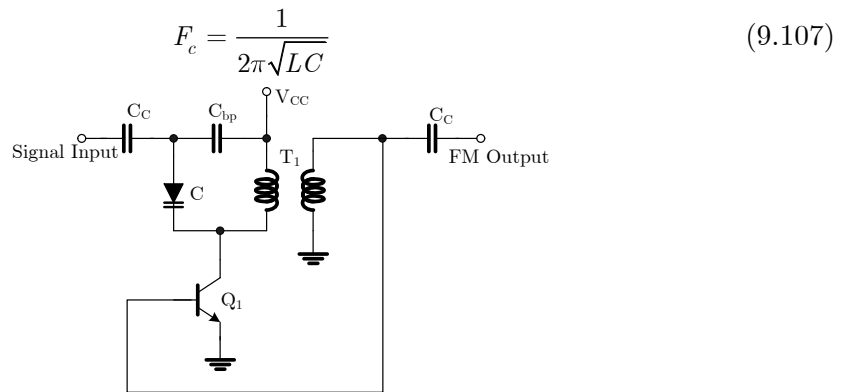
ในการมอดูเลชันทางความถี่ เป็นวงจรมอดูเลชันอีกประเภทหนึ่ง โดยจะเปลี่ยนความถี่สัญญาณคลื่นพาห้หรือเฟสของสัญญาณพาห้ ตามฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต ในมอดูเลเตอร์แบบนี้จะใช้ของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันหรือกระแส (ที่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุต) ไปปรับค่าความถี่เรโซแนนท์หรือความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ ตัวอย่างวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM ทางตรง โดยใช้อุปกรณ์วาร์เรกเตอร์ไดโอด (Varactor Diode) หรือ วาริแคป (Varicap เป็นอุปกรณ์ที่เปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้า ด้วยแรงดันตกคร่อมแบบ Reverse Bias) [12] ดังรูปที่ 9.31 เพื่อให้ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบคริสตัลมีการเบี่ยงเบน โดยมี R_1 และ R_2 ทำหน้าที่ไบแอสแบบแบบ Reverse ให้กับ Varactor Diode VD_1 และกำหนดความถี่กลางให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ เมื่อสัญญาณอินพุตป้อนเข้ามาจะทำให้เกิดการ เพิ่ม/ลด ของที่ไบแอสไว้กับวาริแคป แรงดันที่เปลี่ยนแปลงทำให้ค่าประจุไฟฟ้าของวาริแคปเปลี่ยน และ ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณก็จะเปลี่ยนไป เมื่อ V_a เปลี่ยนไปในทางบวกทำให้เกิดแรงดัน Reverse ไบแอสที่ตกคร่อมวาริแคปสูงขึ้น ค่าประจุไฟฟ้าจะลดลงก็จะทำให้ความถี่เพิ่มขึ้น การใช้วาริแคปในการสร้างวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM เป็นที่นิยมมากเนื่องจากมีความง่าย และ มีความแม่นยำ และ มีเสถียรภาพทางความถี่ดีเนื่องจากใช้คริสตัลเป็นแหล่งกำเนิดความถี่ แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากความแม่นยำของการใช้คริสตัลนี้เองทำให้ความถี่ที่แปรเปลี่ยนนั้นค่อนข้างมีข้อจำกัด (ไม่สูงมากนัก) ซึ่งอาจจะเหมาะกับการประยุกต์ใช้ในระบบที่มีดัชนีการมอดูเลตที่ไม่สูงมากนักเช่น ในวิทยุรับ-ส่ง FM



รูปที่ 9.31 วงจรมอดูเลชันแบบ FM โดยใช้คริสตัลและวาริแคป

เนื่องจากเสถียรภาพทางความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณด้วยคริสตัลนั้น ซึ่งเป็นอีกแนวทางหนึ่งที่จะสร้างสัญญาณ FM ได้โดยใช้วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) และ วาร์เรกเตอร์ไดโอด เป็นตัว

แปลงจากแรงดันอินพุตไปเป็นการเปลี่ยนแปลงความถี่ ดังรูปที่ 9.32 โดยความถี่กลางของวงจรมอดูเลเตอร์มีค่าเท่ากับ



รูปที่ 9.32 วงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM โดยใช้ VCO

โดยที่ L = ขดลวดเหนี่ยวนำหลัก
 C = ค่าตัวเก็บประจุของวาแรกเตอร์
 ทำให้ความถี่ของสัญญาณมอดูเลชันมีค่าเท่ากับ

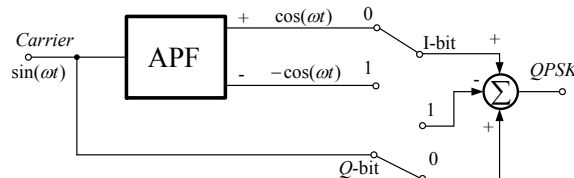
$$F_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + \Delta C)}} \quad (9.108)$$

เมื่อ ΔC คือค่าประจุไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงของวาแรกเตอร์ที่เกิดจากแรงดันอินพุต ซึ่งเป็นผลให้ค่าความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ

$$\Delta F = F_c - F_m \quad (9.109)$$

9.9.3 วงจร QPSK มอดูเลเตอร์

จากที่กล่าวไว้ในตอนต้น 1 มอดูเลตแบบดิจิทัลเป็นภาคส่วนที่สำคัญ และ มีความจำเป็นมาก ในการส่งข้อมูล จากต้นทางไปยังปลายทางได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งการมอดูเลตแบบดิจิทัลที่นิยมกันอย่างแพร่หลาย จะเป็นการมอดูเลตทั้งขนาดและเฟสในครั้งเดียว เพื่อจะได้ส่งข้อมูลได้ครั้งละหลายๆ ต่อการมอดูเลตหนึ่งครั้ง ซึ่งในหัวข้อนี้จะขอยกตัวอย่างงานวิจัยของผู้เขียน ที่ได้ทำการออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์แบบ QPSK โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส [13] โดย P.Prommee และ คณะ ได้นำเสนอไว้ในปี 2018 โดยวงจรที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้จะ มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และสามารถนำไปต่อยอดให้เป็น การมอดูเลตหลายบิตในรูปแบบอื่นๆ ได้อีก



รูปที่ 9.33 หลักการดิจิทัลมอดูเลเตอร์แบบ QPSK

หลักการของวงจรมอดูเลเตอร์แบบ QPSK จะแสดงดังรูปที่ 9.33 ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass Filter: APF) แอนะล็อกสวิตช์ และ วงจรบวก/ลบสัญญาณ โดยที่สัญญาณไซน์ที่เป็นสัญญาณพาห้จะผ่านวงจรกรอง APF (ที่กำหนดให้ความถี่ตอบสนองมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณไซน์) โดย

เอาต์พุตของ APF จะได้เป็นสัญญาณโคไซน์ ทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส ซึ่งสัญญาณไซน์และโคไซน์จะถูกเลือกโดยสัญญาณอินพุต I และ Q ผ่านแอนะล็อกสวิตช์ เพื่อแปลงเป็นสัญญาณเอาต์พุตแบบ QPSK โดยการบวก/ลบ สัญญาณไซน์ตามความสัมพันธ์ตรีโกณมิติดังต่อไปนี้

$$A \cos \omega t + B \sin \omega t = \sqrt{A^2 + B^2} \left[\frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}} \cos \omega t + \frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2}} \sin \omega t \right] \quad (9.110)$$

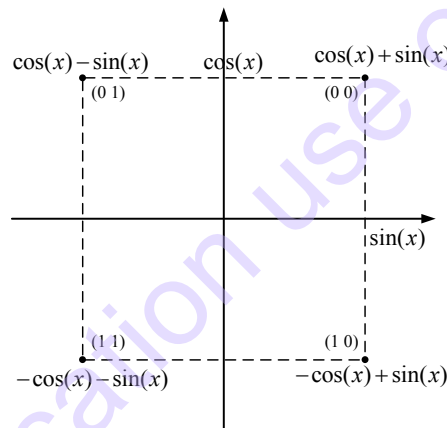
โดยที่ $\cos A \cos B \pm \sin A \sin B = \cos(A \mp B)$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} A \cos \omega t + B \sin \omega t &= \sqrt{A^2 + B^2} (\cos \omega t \cos \theta + \sin \omega t \sin \theta) \\ &= \sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t - \theta) \end{aligned} \quad (9.111)$$

โดยที่เฟสของสัญญาณ (θ) จะมีค่าเท่ากับ

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{B}{A} \right) \quad (9.102)$$

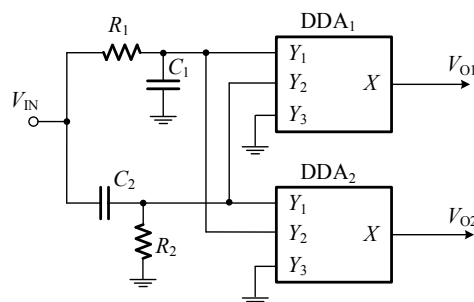
เมื่อกำหนดให้ $A=B$ จะทำให้เฟสของสัญญาณ มีค่าเป็น 45° โดยสามารถเขียนแบบ Constellation diagram ได้ดังรูปที่ 9.34



รูปที่ 9.34 Constellation diagram ของ QPSK

ก) วงจรกรองผ่านทุกความถี่

วงจรบล็อกแอกทิฟที่ใช้ในการออกแบบวงจรดิจิทัลมอดูเลเตอร์แบบ QPSK ดังรูปที่ 9.33 คือ วงจรขยายผลต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียล (DDA) แบบซีมอสที่กล่าวไว้ในบทที่ 5 ด้วยคุณสมบัติทางเทคนิคของ DDA นั้นสามารถทำงานเหมือนกับวงจรสายพานกระแส และยังมีคุณสมบัติด้านการบวกและลบ ซึ่งสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้ดังรูปที่ 9.35 โดยมีแรงดันเอาต์พุตดังสมการที่ (9.102) และ (9.103)



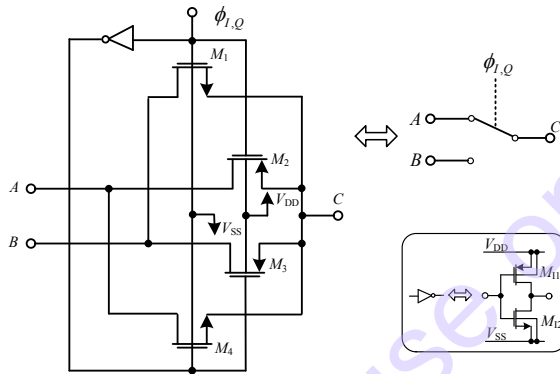
รูปที่ 9.35 วงจรกรองผ่านทุกความถี่

$$\frac{V_{O1}}{V_{IN}} = -\left(\frac{s - 1/RC}{s + 1/RC}\right) \quad (9.103)$$

$$\frac{V_{O2}}{V_{IN}} = \left(\frac{s - 1/RC}{s + 1/RC}\right) \quad (9.104)$$

ข) วงจรซีมอสแอนะล็อกสวิตช์ 3 ทาง

จากหลักการของวงจรดิจิทัลมอดูเลเตอร์แบบ QPSK ดังรูปที่ 9.33 แอนะล็อกสวิตช์ 3 ทางที่ใช้สามารถออกแบบได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NMOS จำนวน 4 ตัวและ อินเวอร์เตอร์ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 9.36 โดยสวิตช์จะถูกควบคุมไปยังตำแหน่ง A และ B ได้ด้วยสัญญาณดิจิทัล (ϕ)



รูปที่ 9.36 วงจรแอนะล็อกสวิตช์ 3 ทางโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

ค) วงจรมอดูเลเตอร์แบบ QPSK โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

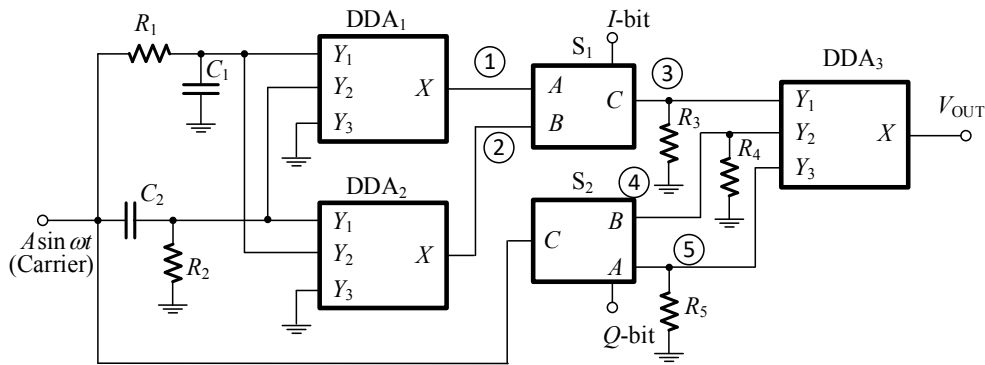
เมื่อนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ วงจรแอนะล็อกสวิตช์ และ วงจร DDA มาต่อร่วมกันดังรูปที่ 9.37 จะได้เป็นวงจรดิจิทัลมอดูเลเตอร์แบบ QPSK ตามหลักการของออกแบบในรูปที่ 9.33 โดยสัญญาณพาห้จะมีค่าเป็น $A \sin \omega t$ ป้อนเข้าวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ด้วย (DDA_1 และ DDA_2) ส่วนสัญญาณดิจิทัลอินพุต I/Q จะป้อนเข้าที่แอนะล็อกสวิตช์ S_1 และ S_2 ตามลำดับ และนำสัญญาณทั้งสามมาบวก/ลบ กันด้วย DDA_3 โดยสามารถสรุปสัญญาณเอาต์พุตในกรณีที่ S_1 และ S_2 ทำงานได้ 4 กรณีดังต่อไปนี้

$$V_{OUT} = \sqrt{2}A \sin \omega t + 45^\circ \quad ; I, Q = 0, 0 \quad (9.115)$$

$$V_{OUT} = \sqrt{2}A \sin \omega t + 135^\circ \quad ; I, Q = 0, 1 \quad (9.116)$$

$$V_{OUT} = \sqrt{2}A \sin \omega t + 225^\circ \quad ; I, Q = 1, 1 \quad (9.117)$$

$$V_{OUT} = \sqrt{2}A \sin \omega t + 315^\circ \quad ; I, Q = 1, 0 \quad (9.118)$$



รูปที่ 9.37 วงจรมอดูเลเตอร์แบบ QPSK โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

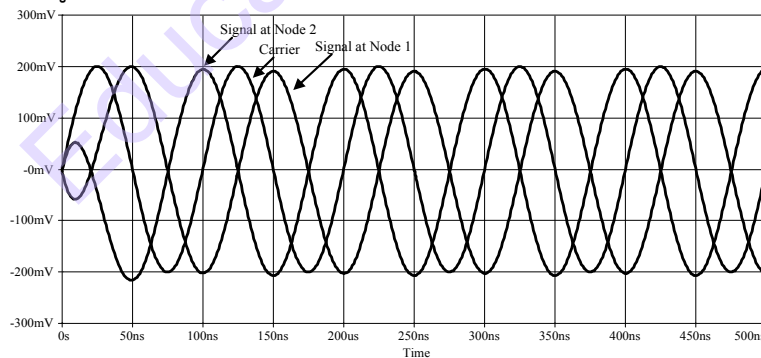
ตัวอย่างที่ 9.9 จงสังเคราะห์วงจรมอดูเลเตอร์แบบ QPSK และ จำลองผลการทำงานโดยใช้แบบจำลองเทคโนโลยี $0.25\mu\text{m}$ ของ TSMC ไฟเลี้ยง $\pm 1.5\text{V}$ แสดงสัญญาณที่โหนดต่างๆ ในรูปที่ 9.37 โดยกำหนดให้สัญญาณพาห้เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 400mVp-p ความถี่ 10MHz โดยใช้กำหนดให้ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าดังต่อไปนี้

Aspect ratio of DDA		
Transistor	W(μm)	L(μm)
M ₁ -M ₄	1	0.5
M ₅ -M ₇	5	0.5
M ₈ -M ₁₀	3	0.5

Aspect ratio of analog switch		
Transistor	W(μm)	L(μm)
M ₁ , M ₄	1	0.5
M ₂ , M ₃	2	0.5

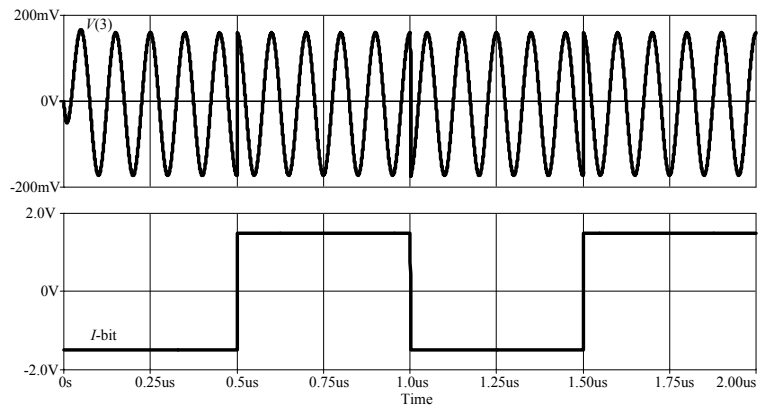
วิธีทำ

เพื่อทำการเขียนโปรแกรม PSpice ตามรูปที่ 9.37 แต่วัตต์แรงดันที่โหนด 1 โหนด 2 พร้อมกับสัญญาณพาห้ ความถี่ 10MHz พบว่าสัญญาณแต่ละโหนดมีเฟสแตกต่างกัน 90 องศา และมีแอมพลิจูดใกล้เคียงกันที่ 400mVp-p ดังแสดงในรูปที่ 9.38



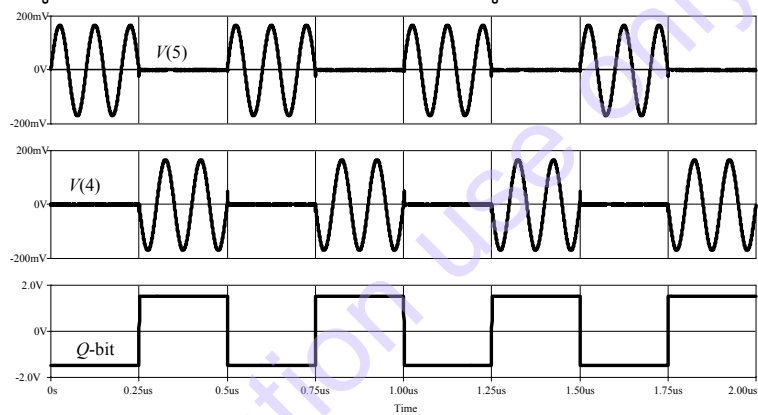
รูปที่ 9.38 สัญญาณที่โหนด 1 โหนด 2 และ สัญญาณพาห้

เมื่อทำการป้อนสัญญาณดิจิทัลที่อินพุต I และวัตต์สัญญาณที่โหนด 3 พบว่าสัญญาณจะมีการ เปลี่ยนเฟสตามสัญญาณดิจิทัลอินพุต I และมีแอมพลิจูดคงที่ประมาณ 360mVp-p ดังแสดงในรูปที่ 9.39



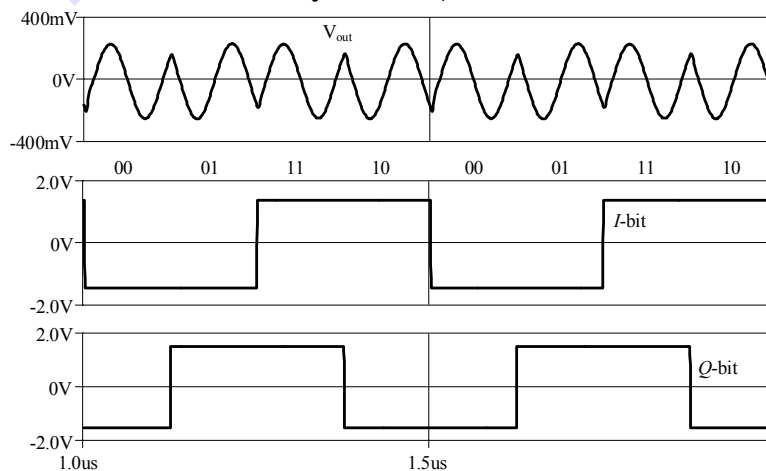
รูปที่ 9.39 สัญญาณที่โหนด 3 เทียบกับ สัญญาณดิจิทัลอินพุต I

เมื่อทำการป้อนสัญญาณดิจิทัลอินพุต Q และวัดสัญญาณที่โหนด 4 และโหนด 5 พบว่าสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลง เป็นลักษณะ on/off ตามสัญญาณอินพุต Q ซึ่งสัญญาณที่โหนด 4 และโหนด 5 จะทำงานสลับกัน และมีแอมพลิจูดคงที่ประมาณ 360mVp-p ดังแสดงในรูปที่ 9.40



รูปที่ 9.40 สัญญาณที่โหนด 4 และ โหนด 5 เทียบกับสัญญาณดิจิทัลอินพุต Q

เมื่อทำการป้อนสัญญาณดิจิทัลอินพุต I และ Q พร้อมๆกัน โดยมี ข้อมูลเป็น 00, 01, 11, 10 และ วัดสัญญาณที่โหนด V_{out} พบว่าสัญญาณจะมีลักษณะเป็นการมอดูเลตแบบ QPSK ดังแสดงในรูปที่ 9.41 โดยมีคุณสมบัติตรงตาม Constellation diagram รูปที่ 9.34 ทุกประการ



รูปที่ 9.41 สัญญาณ QPSK เอ้าต์พุต เทียบกับสัญญาณดิจิทัลอินพุต I/Q

9.10 บทสรุป

จากเนื้อหาบทนี้ได้กล่าวถึงวงจรคูณสัญญาณ วงจรผสมสัญญาณ และ มอดูเลเตอร์ โดยวงจรคูณสัญญาณที่วงจรที่มีบทบาทมากวงจรมุ่งในด้านสื่อสาร มีการพัฒนาในรูปของเทคโนโลยีไปโพลาร์ และ ซีมอส โดยการนำวงจรคูณสัญญาณมาต่อร่วมกับวงจรจูน เพื่อที่จะทำหน้าที่แปลงความถี่ ในย่าน RF มาเป็นความถี่ IF การใช้วงจรคูณนั้นเป็นวิธีที่ใช้ทั่วไปในวงจรผสมสัญญาณในระบบสื่อสารแต่อาจจะมีค่าใช้จ่ายสูง ยังมีวงจรที่ใช้ค่าใช้จ่ายต่ำกว่าโดยใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียวร่วมกับวงจรจูน ก็สามารถสร้างวงจรผสมสัญญาณได้เช่นกัน การใช้วงจรคูณสัญญาณแบบซิมอสร่วมกับวงจรจูน ก็สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณได้เป็นอย่างดี และ ยังเหมาะที่จะทำเป็นวงจรรวมอีกด้วย

การมอดูเลเตอร์เชิงขนาดทั้งในแบบ DSB หรือ AM นั้น สามารถสร้างได้จากวงจรคูณสัญญาณ ทั้งในเทคโนโลยีแบบไปโพลาร์ และ แบบซีมอส ในโครงสร้างแบบ Gilbert Cell ซึ่งสามารถทำเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ได้ทั้ง DSB และ AM ด้วยเช่นกัน และ ในแบบซิมอสที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ และ แบบช่วงการทำงานกว้าง ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าโครงสร้าง Gilbert Cell อย่างมาก ทำให้วงจรมอดูเลเตอร์เชิงขนาด รวมถึงการนำไปสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณทำได้ง่าย โดยมีการทำงานที่ไม่ซับซ้อน และ เหมาะที่จะทำเป็นวงจรรวมในอนาคตได้

การมอดูเลตเชิงความถี่นั้นเป็นการเปลี่ยนแปลงความถี่จากสัญญาณอินพุต ซึ่งในหลักการนี้สามารถสร้างได้จากวงจร VCO หรือ วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ในบทที่ 8 และ วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้คริสตัลและวาระกเตอร์ เพื่อปรับความถี่กลางให้เบี่ยงเบนตามความแรงของสัญญาณอินพุต ซึ่งสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะทำการส่งออกอากาศ และ ทำการดีมอดูเลตเป็นสัญญาณข่าวสารกลับคืนมา ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 10

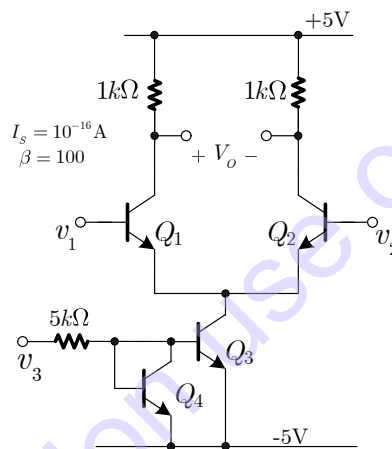
การมอดูเลตทางดิจิทัลเป็นการนำเอาสัญญาณอินพุตดิจิทัล มาทำการเบี่ยงเบนเฟส และ แอมพลิจูดในรูปแบบของสัญลักษณ์ทำให้สามารถมอดูเลตข้อมูลได้สูงขึ้นใน Bandwidth ที่จำกัด หลักการของวงจรมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK เป็นการมอดูเลตทางดิจิทัลพื้นฐานโดยใช้หลักการตรีโกณมิติที่นำเสนอในบทนี้ยังสามารถนำไปพัฒนาต่อให้เป็นการมอดูเลตในแบบ 8-QPSK, 8-QAM ฯลฯ ได้อีกในอนาคต

แบบฝึกหัดท้ายบท

9.1 จงออกแบบบล็อกไดอะแกรมของ AM Superheterodyne โดยใช้สัญญาณ IF (455kHz) โดยใช้ความถี่ LO (1.2MHz) จงอธิบายว่าช่องสัญญาณความถี่ใดที่เครื่องรับสามารถจะรับได้ และ อธิบายกระบวนการ กู้สัญญาณสัญญาณข่าวสารความถี่ 4kHz กลับมาได้

9.2 ตัวคูณแอมพลิจูดแสดงในรูปที่ 9.42 $v_1(t) = 0.01 \cos 10^6 t + 1V$, $v_2(t) = -0.01 \cos 10^6 t + 1V$ และ $v_3(t) = 1 \cos 10^7 t + 0V$

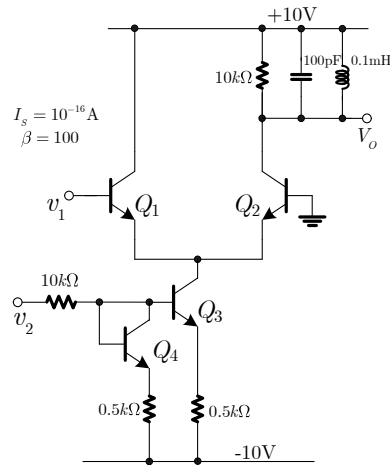
- (ก) จงหาสัมประสิทธิ์วงจรถคูณ (multiplier coefficient)
- (ข) ค่า Magnitude ขององค์ประกอบความถี่ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตคือเท่าใด
- (ค) ทำการตรวจสอบการวิเคราะห์ด้วย Spice



รูปที่ 9.42 วงจรตัวคูณแอมพลิจูดสำหรับคำถามข้อที่ 9.2

9.3 จากวงจรคูณแอมพลิจูดอย่างง่ายในรูปที่ 9.43

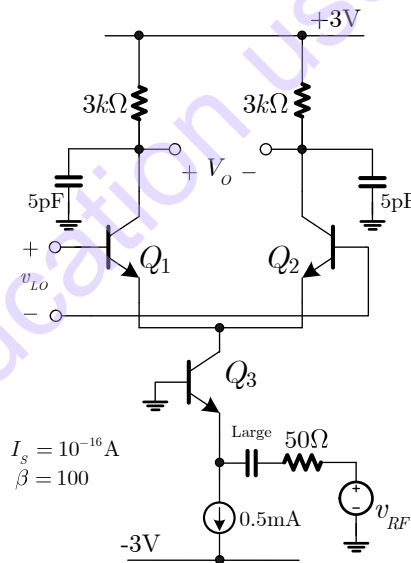
- (ก) ถ้านำ L และ C ออก และถ้า V_1 และ V_2 เป็นแรงดันที่ความถี่ต่ำมาก ค่าคงที่ของวงจรถคูณ คือเท่าใด
- (ข) ในการใช้วงจรถคูณนี้ทำหน้าที่เป็นวงจรผสมสัญญาณที่มีค่า L และ C โดยกำหนดให้อินพุตทั้งสองคือ $V_1(t) = 0.012 \cos(8 \times 10^7 t) V$ และ $V_2(t) = 0.25 \cos(7 \times 10^7 t) V$ ค่าแอมพลิจูดขององค์ประกอบความถี่ผลต่างของ $V_{out}(t)$ คือ
- (ค) ค่าแอมพลิจูดเอาต์พุตที่ความถี่มูลฐานของสัญญาณอินพุตคือเท่าใด
- (ง) ตรวจสอบผลการวิเคราะห์ด้วย Spice



รูปที่ 9.43 วงจรตัวคูณแวนเอะล็อกสำหรับคำถามข้อที่ 9.3

9.4 วงจรผสมสัญญาณแสดงในรูปที่ 9.44 กำหนดให้ LO เป็นสัญญาณขนาดใหญ่ที่ 2400 MHz และ RF เป็นสัญญาณขนาดเล็กที่ 2400.6 MHz

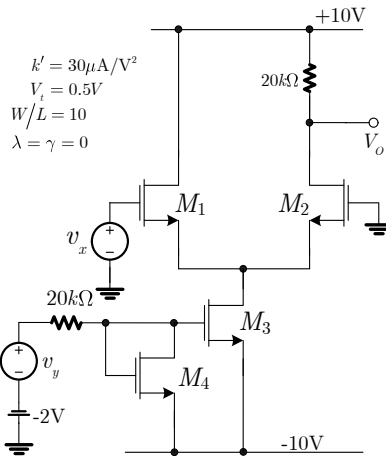
- (ก) หาสมการสำหรับค่าความนำถ่ายโอนคงตัวของวงจรผสมสัญญาณและ มีค่าเป็นเท่าไร
- (ข) จงคำนวณแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุต IF สำหรับสัญญาณอินพุต RF ที่ 1mV
- (ค) จงคำนวณแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่ LO เมื่อ LO ที่มีแอมพลิจูด 1V



รูปที่ 9.44 วงจรผสมสัญญาณสำหรับคำถามข้อที่ 9.4

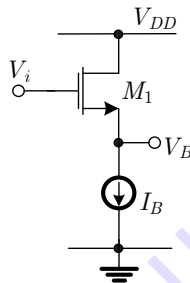
9.5 ตัวคูณแวนเอะล็อกแสดงในรูปที่ 9.45

- (ก) จงหาแรงดันเดรน-ซอส สำหรับทรานซิสเตอร์ทุกตัวที่สภาวะสงบนิ่ง (Quiescent operating point)
- (ข) กำหนดให้ย่านไบแอสของวงจรถูกปรับให้ $I_{SS}=0.5mA$ จงหาค่าคงที่วงจรคูณ เมื่ออินพุต v_x และ v_y เป็นสัญญาณขนาดเล็ก
- (ค) ทำการตรวจสอบการวิเคราะห์ด้วย Spice



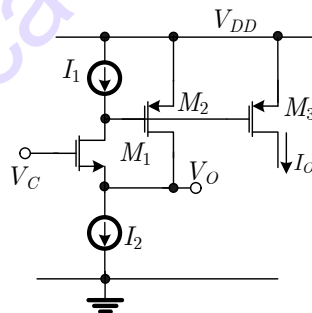
รูปที่ 9.45 วงจรคุณแวนะล็อกสำหรับคำถามข้อที่ 9.5

9.6 จากวิเคราะห์หาแรงดันเอาต์พุตของวงจรเลื่อนระดับแรงดันดังรูปที่ 9.46



รูปที่ 9.46 วงจรเลื่อนระดับแรงดันสำหรับคำถามข้อที่ 9.6

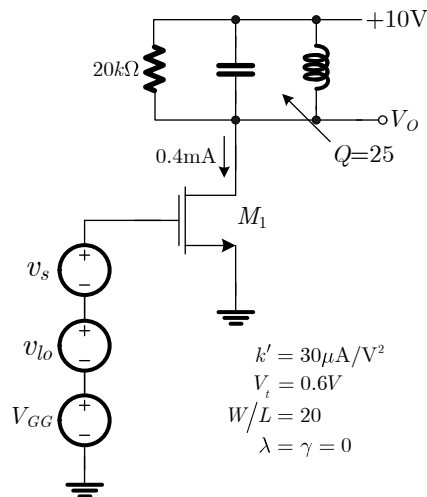
9.7 จากวงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนานดังรูป 9.47 จงพิสูจน์ว่าอิมพีแดนซ์ที่เอาต์พุตมีค่าต่ำ



รูปที่ 9.47 วงจรบัฟเฟอร์ป้อนกลับแบบขนานสำหรับคำถามข้อที่ 9.7

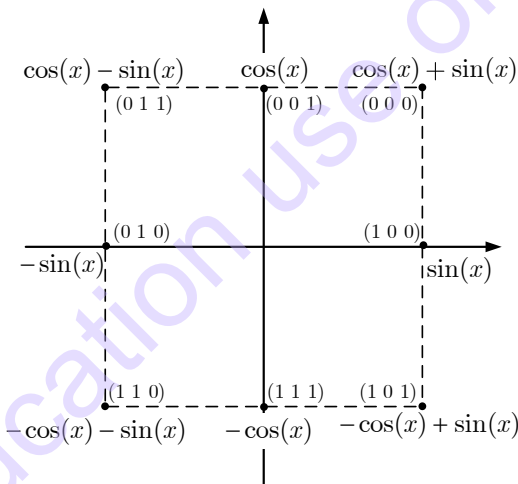
9.8 ตัวคุณแวนะล็อกถูกใช้เป็นตัวย้ายความถี่ดังแสดงในรูปที่ 9.48 โดย $v_1(t) = 0.1 \cos(2\pi 10^6 t)$ V และ $v_2(t) = 2 \cos(2\pi 1.1 \times 10^6 t)$ V

- (ก) จงหาแอมพลิจูดขององค์ประกอบความถี่ผลต่าง ของแรงดันเอาต์พุตต่อวงจรคูณที่จูนค่า สำหรับความถี่ผลต่าง โดยสมมติเงื่อนไขที่จำเป็นเอง
- (ข) ประมาณอัตราส่วนของแอมพลิจูดองค์ประกอบความถี่ผลต่าง ของแรงดันเอาต์พุตต่อ องค์ประกอบเอาต์พุต ที่ความถี่มูลฐานของสัญญาณอินพุต



รูปที่ 9.52 วงจรผสมสัญญาณแบบทรานซิสเตอร์ตัวเดียวสำหรับคำถามข้อที่ 9.12

9.13 จงอธิบายหลักการ และเขียนบล็อกไดอะแกรมของวงจร 8-PSK จาก Constellation diagram ดังรูปที่ 9.53



รูปที่ 9.53 Constellation diagram ของ 8-PSK สำหรับคำถามข้อที่ 9.13

9.14 จงออกแบบวงจร 8-PSK เพื่อให้ได้ Constellation diagram ดังรูปที่ 9.53 และ จำลองการทำงาน

เอกสารอ้างอิง

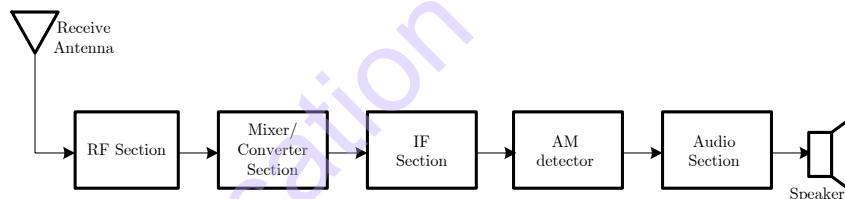
- [1] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp. 365-373, Dec. 1968.
- [2] J. N. Babanezhad and G. C. Temes, "A 20-V four-quadrant CMOS analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp. 1158-1168, Dec. 1985.
- [3] **P. Prommee**, M. Somdunayakanok, K. Angkaew, A. Jodtang and K. Dejhan, "Single Low-Supply and Low-Distortion CMOS Analog Multiplier," *Proc. of International Symposium on Communications and Information Technologies 2005: ISCIT 2005*, Beijing, China, Oct. 12-14, 2005.
- [4] J. S. Pena-Finol and J. A. Connelly, "A MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Using the Quarter-Square Technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.SC-22, pp.1064-1073, Dec. 1987.
- [5] K. Bult and H. Wallinga, "A CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.SC21, pp.430-435, Jun 1986.
- [6] Z. Wang, "A CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier with Single -Ended Voltage Output and Improved Temperature Performance," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.26, pp.1293-1301, Sep. 1991.
- [7] Y. H. Kim and S. B. Park, "Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier," *Electron. Lett.*, Vol.28, pp.649-650, March 1992.
- [8] S. Sakurai, M. Ismail, "High Frequency wide range CMOS analogue multiplier," *Electron. Lett.*, Vol.28, No.24, pp.2228-2229, Nov. 1992.
- [9] **P. Prommee**, M. Somdunayakanok, K. Poorahong, P. Phruksarojanakun, K. Dejhan, "CMOS Wide-Range Four-Quadrant Analog Multiplier Circuit," *Proc. of International Symposium Intelligent Signal Processing and Communication Systems 2005: ISPACS 2005*, Hong Kong, China, Dec. 13-16, 2005.
- [10] S. Qin and R.L. Geiger, "A 5-V Analog Multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.SC-22, pp.1143-1146, Dec. 1987.
- [11] K. L. Fong and R. G. Meyer, "Monolithic RF active mixer design," *IEEE Trans. Circuits and Systems - II*, pp. 231-239, March 1999.
- [12] W. Tomasi, "Electronic Communication Systems: Fundamentals through Advanced," 4th Ed., Prentice Hall, New Jersey, 2000.
- [13] N. Wongprommoon, N. Manositthichai and **P. Prommee**, "Integrable QPSK Modulator using CMOS Technology," *Proc. of 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP2018)*, Athens, Greece, July. 4-6, 2018.

Education use only

บทที่ 10

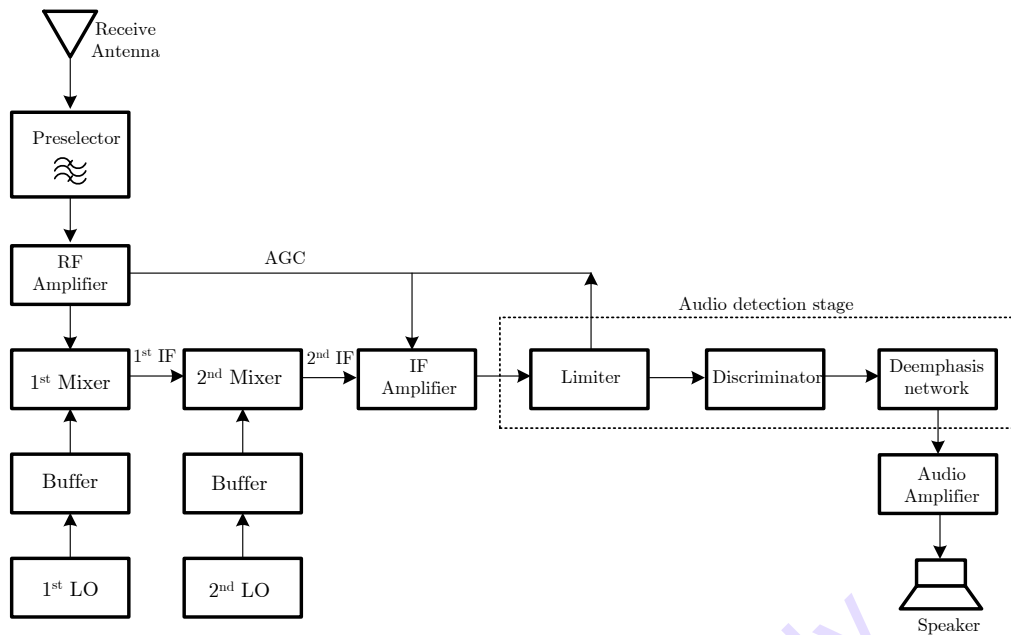
วงจรดีมอดูเลเตอร์ และ ตรวจจับสัญญาณ

ในการรับสัญญาณในระบบสื่อสารทางไกลที่ผ่านการมอดูเลชัน เพื่อกู้คืนสัญญาณเบสแบนด์กลับมา (เช่นสัญญาณเสียง สัญญาณภาพ สัญญาณข้อมูล ฯลฯ) อย่างไรก็ตามในกระบวนการดีมอดูเลตก่อนข้างมีความแตกต่างจากกระบวนการมอดูเลต เพื่อความเข้าใจการดีมอดูเลต จำเป็นต้องมีพื้นฐานด้านระบบเครื่องรับ และ วงจรด้านรับด้วย รูปที่ 10.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบเครื่องรับ AM (Amplitude Modulation) ซึ่งประกอบด้วยภาค RF (Radio Frequency) เป็นภาคแรกของเครื่องรับ หรือในระบบเครื่องรับจะเรียกว่า ภาครับส่วนหน้า (Receiver Front end) หน้าที่หลักของภาค RF คือ ขยายสัญญาณในช่วงความถี่ที่ต้องการ (Band limiting amplifier) จากสัญญาณ RF ที่รับมา โดยในภาค RF จะเชื่อมต่อกับวงจรต่างๆ เช่น วงจรเชื่อมต่อสายอากาศ วงจรกรองเลือกแบนด์ (Tuner) และ อาจจะมีภาคขยาย RF เพิ่มเติมอีกชุดหนึ่ง ภาคที่สองคือ Mixer/Converter ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแปลงความถี่ต่ำลง (Down-converter) จากความถี่ RF ที่รับได้ มาเป็นความถี่กลาง (Intermediate Frequency: IF) ภาค IF จะประกอบด้วยชุดของภาคขยาย และ วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BP) หน้าที่หลักของภาค IF คือทำหน้าที่เลือกช่วงความถี่ และ ทำการขยายสัญญาณ ให้เพียงพอในการดีมอดูเลชัน ซึ่งส่วนของ AM ดีมอดูเลตจะทำหน้าที่กู้สัญญาณ Baseband กลับมา ซึ่งใน AM จะทำได้โดยใช้การตรวจสอบขอบของสัญญาณ ภาคขยายเสียง (Audio) คือภาคขยายสัญญาณเสียง (Baseband) ที่กู้กลับมาได้ให้ดังเพียงพอในการรับฟัง



รูปที่ 10.1 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องรับ AM

ในด้านของการมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation) นั้น ในส่วนของเครื่องรับ FM (Frequency Modulation) ก็จะมีเหมือนกันกับเครื่องรับ AM ทุกประการ แตกต่างกันตรงการแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณ IF ในเครื่องรับ FM เอาต์พุตเสียงจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ที่เบี่ยงเบน ซึ่งแตกต่างจากในการดีมอดูเลตแบบ AM ที่สัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดัน ซึ่งในระดับแรงดันจะมีการเปลี่ยนแปลงจากผลกระทบภายนอกและจากขอบของสัญญาณเอง ทำให้เกิดเป็นสัญญาณรบกวน ส่วนในการการดีมอดูเลตแบบ FM หรือ PM (Phase Modulation) สัญญาณรบกวนจะถูกกำจัดออกก่อนเข้าวงจรขยายด้วย วงจรจำกัดสัญญาณ (Limiter หรือ Clipper) ทำให้สัญญาณมีความคงที่เสียก่อน ซึ่งการดีมอดูเลตแบบ FM จึงเป็นการเพิ่มอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: S/N) ด้วย



รูปที่ 10.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ FM โดยการใช้การแปลงซ้ำ

รูปที่ 10.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ FM โดยการใช้การแปลงซ้ำแบบ Superheterodyne ซึ่งเมื่อพิจารณาแล้วจะเห็นได้มีความคล้ายกับเครื่องรับแบบ AM โดยมีอุปกรณ์ที่คล้ายกัน เช่น RF, mixer และ IF ซึ่งก็มีอยู่ในเครื่องรับ AM เช่นกัน แต่ในเครื่องรับ FM จะมีการขยายที่ภาค IF สูงกว่า และ ในภาครับของ FM จะมีคุณสมบัติในการลดสัญญาณรบกวนที่ดี จึงไม่จำเป็นต้องใช้ภาคขยาย RF แต่อย่างไรก็ตามการแปลงสัญญาณ IF มาเป็นเสียงของ FM นั้นค่อนข้างจะแตกต่างจากในเครื่องรับ AM โดยระบบตรวจสอบขอบสัญญาณของ AM จะถูกแทนด้วย วงจรจำกัดสัญญาณ (Limiter) วงจรแยกแยะความถี่ (Frequency Discriminator) และ วงจร De-emphasis ซึ่ง Limiter และ วงจร De-emphasis จะเป็นตัวทำให้ S/N มีค่าสูงขึ้น ซึ่งเป็นการดีมอดูเลต ทำให้ได้เป็นสัญญาณส่งไปภาคขยายเสียง สำหรับใน FM ทั่วไป ความถี่สัญญาณ IF ตัวแรกจะค่อนข้างสูง (ประมาณ 10MHz) เพื่อที่จะทำการกำจัดความถี่เงา (Image Frequency) ได้ง่าย และ ในความถี่สัญญาณ IF ตัวที่สองจะค่อนข้างต่ำ (ประมาณ 455kHz)

ในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิค และ วงจรมอดูเลตทั้งในแบบ AM และ FM ที่ใช้งานกันทั่วไป รวมถึงการวิเคราะห์วงจร ออกแบบวงจรด้วยฟังก์ชันเชิงคณิตศาสตร์ การจำลองผลการทำงาน เพื่อใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณได้ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างไม่ยาก

10.1 AM ดีมอดูเลชัน โดยใช้วงจรคูณแอมพลิจูด

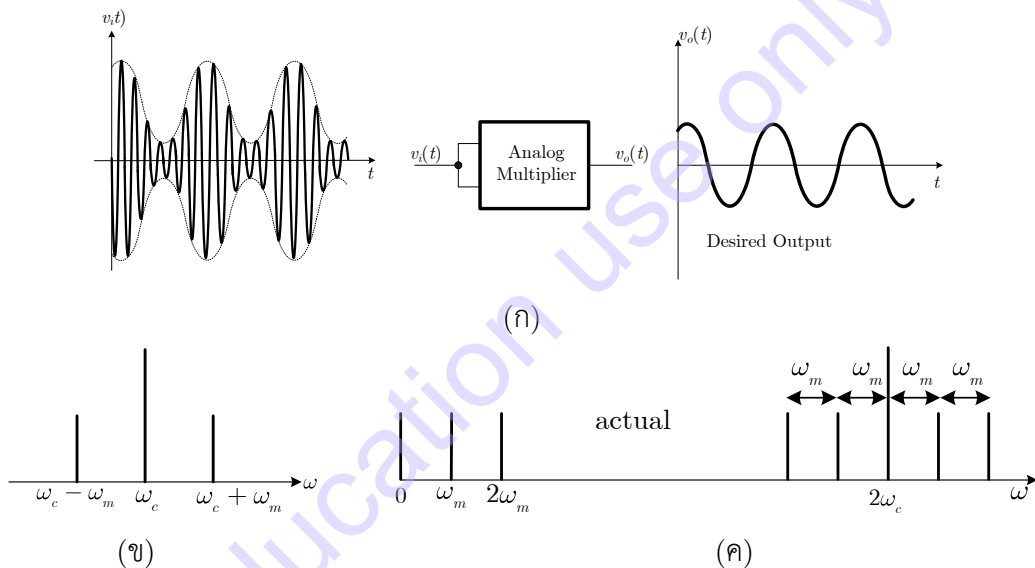
การดีมอดูเลชัน เป็นกระบวนการในการนำข้อมูลกลับมาจากคลื่นพาห์ที่ถูกมอดูเลต ซึ่งจำเป็นจะต้องกระทำแยกกันระหว่าง AM และ FM เนื่องจากใช้เทคนิคที่ต่างกัน อย่างไรก็ตามการดีมอดูเลชันทั้ง AM และ FM ก็ยังสามารถใช้ตัวคูณแอมพลิจูด และ/หรือ คุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ได้เช่นกัน โดยใจความสำคัญคือ คลื่นพาห์ จะถูกนำไปคูณกับสัญญาณต้นแบบ เพื่อให้ได้สัญญาณมอดูเลต บางกรณีอาจจะมี การเลื่อนเฟส ในกระบวนการ Sideband ถูกแปลงความถี่ลงไปเป็นความถี่ต่ำ

กรณี AM นั้น สัญญาณอินพุตถูก Modulated กับสัญญาณรูปไซน์แบบความถี่เดียว โดยมีรูปคลื่นสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 10.3(ก) และ เขียนสมการได้เป็น

$$\begin{aligned}
 v_i &= V_i(t) \cos \omega_c t = V_{iA} [1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t \\
 &= V_{iA} \cos \omega_c t + V_{iA} \frac{m}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + V_{iA} \frac{m}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t
 \end{aligned}
 \tag{10.1}$$

ในบรรทัดที่สองจะเห็นว่า AM sidebands อยู่สองพจน์ และ ปรากฏใน Spectrum ความถี่ดังรูปที่ 10.3 เมื่อกำหนดว่าให้สัญญาณนี้ถูกใช้เป็นสัญญาณอินพุต ป้อนเข้าวงจรคูณแอมพลิจูดที่ต่อแบบวงจรถูกกำลังสอง และ จากรูปที่ 10.3(ก) เอาต์พุตจะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned}
 v_o &= V_{iA}^2 [a_1 \cos^2 X + a_2 \cos^2 Y + a_3 \cos^2 Z \\
 &\quad + a_4 \cos X \cos Y + a_5 \cos Y \cos Z + a_6 \cos Z \cos X] \\
 &= V_{iA}^2 [b_0 + b_1 \cos 2X + b_2 \cos 2Y + b_3 \cos 2Z \\
 &\quad + b_4 \cos(X \pm Y) + b_5 \cos(Y \pm Z) + b_6 \cos(Z \pm X)]
 \end{aligned}
 \tag{10.2}$$



รูปที่ 10.3 (ก) สัญญาณ AM ป้อนเข้าอินพุตวงจรมอดูเลชันสัญญาณ

(ข) สเปกตรัมของอินพุต (ค) สเปกตรัมของเอาต์พุต

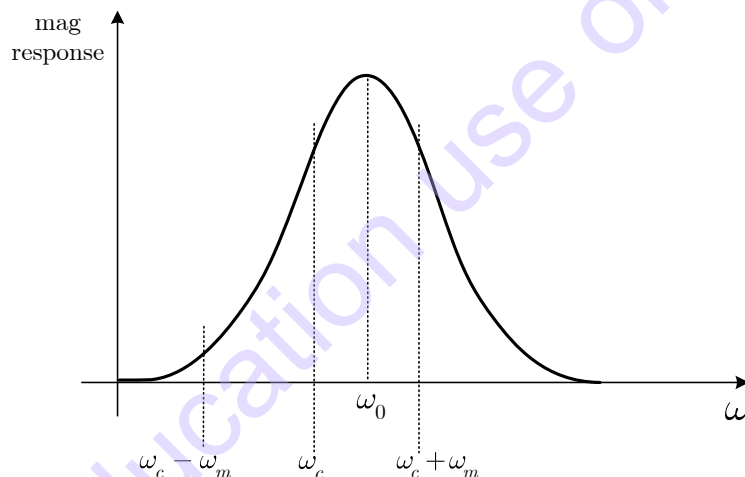
โดยที่ a_i และ b_i เป็นค่าคงที่ ซึ่ง Spectrum ของสัญญาณเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 10.3(ค) จากสมการที่ (10.2) สามารถเห็นได้ว่าเอาต์พุตเกิดจากการตีกัน (Beating) ระหว่างคลื่นพาห์กับ Sideband แต่ละด้าน และ ระหว่าง Sideband ด้วยกันเอง เพื่อสร้างการมอดูเลชันและฮาร์โมนิกที่สองของการมอดูเลชันรวมถึงฮาร์โมนิกของคลื่นพาห์และของ Sideband ทั้งสอง เพื่อที่จะกำจัดพจน์ที่ความถี่สูงกว่าพจน์มอดูเลชันจะต้องใส่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านหลังจากวงจรคูณ ซึ่งฮาร์โมนิกของสัญญาณหลักจะถูกตัดทิ้งไปได้ แต่อย่างไรก็ตามฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณมอดูเลชันนั้นยังเป็นปัญหา สำหรับการกรองความถี่เดียวออกนั้น สามารถทำได้โดยใช้วงจรกรองประสิทธิภาพสูง แต่เนื่องจากสัญญาณที่นำมามอดูเลชันนั้นมักจะไม่ใช้สัญญาณความถี่เดียว โดยปกติแล้วสัญญาณที่นำมามอดูเลชันจะมีสเปกตรัมเหมือนกับตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ฮาร์โมนิกที่อยู่สูงจะสามารถกรองออกไปได้ โดยฮาร์โมนิกที่ความถี่ต่ำสามารถผ่านไปได้โดยไม่ได้รับผลกระทบ สำหรับพจน์เหล่านี้ ตัวประกอบความถี่ฮาร์โมนิกที่สองคือ

$$HD_2 = \frac{m}{4} \quad (10.3)$$

ถ้าใช้ค่า Modulation index ที่สูง ความเพี้ยนฮาร์โมนิกที่สองจะรุนแรง ซึ่งตัวอย่างจะนำเสนอต่อไป

วิธีการที่จะลดการตีกันของ Sideband ซึ่งทำให้เกิดฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณมอดูเลชันที่เป็นไปได้ คือต้องตัด Sideband ตัวใดตัวหนึ่งของสัญญาณอินพุตออกด้วย วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน แบบ off-tuned ซึ่งมีผลตอบสนองทางขนาดเป็นดังในรูปที่ 10.4

การ Demodulation AM อย่างง่ายโดยใช้คุณสมบัติการคูณ สามารถสร้างได้โดยการใช้คุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ เช่น BJT Demodulator ที่แสดงในรูปที่ 10.5(ก) ในวงจรทางด้านขวา สัญญาณอินพุต AM แทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดันรูปไซน์สามแหล่งต่ออนุกรมกันพร้อมกับแหล่งจ่ายกระแสไบแอส พจน์กำลังสองจากการกระจายอนุกรมกำลังของคุณลักษณะถ่ายโอนของ BJT จะให้ผลเป็นการคูณที่เราต้องการ อย่างไรก็ตามวงจรมีความยุ่งยากมีคุณลักษณะฮาร์โมนิกที่สองเช่นเดียวกับตัวคูณแอนะล็อก จากตัวอย่างข้างต้นที่ใช้เป็นวงจรมอดูเลชัน นอกจากนั้นสัญญาณอินพุตทั้งสามจะปรากฏในเอาต์พุตที่ได้รับการขยาย โดยปกติการตัดพจน์คลื่นพาห์โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นเพียงพอแล้ว เนื่องจากการแยกห่างกันอย่างมากระหว่างความถี่ของสัญญาณมอดูเลต และ คลื่นพาห์



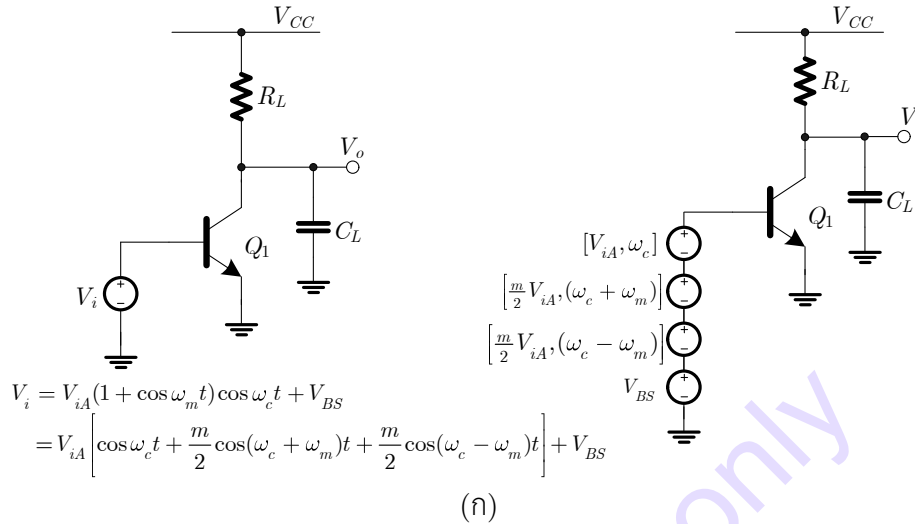
รูปที่ 10.4 ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบ off-tuned

วงจรมอดูเลเตอร์แบบ BJT อย่างง่าย ใช้ในการอธิบายโดยการจำลองการทำงานของมอดูเลชันด้วย SPICE ซึ่งอินพุตไฟล์แสดงในรูปที่ 10.5(ข) แอมพลิจูดของคลื่นพาห์ AM คือ 10 mV ความถี่ 1MHz สัญญาณที่มอดูเลตเป็นแบบความถี่เดียวที่ 10kHz และ ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) เท่ากับ 80% ค่าความถี่คัตออฟ -3dB ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือ $1 / (2\pi R_L C_L) = 14.3kHz$

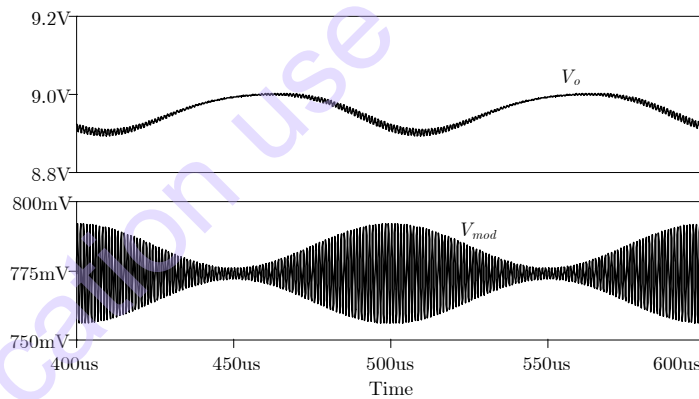
จากที่กล่าวไว้ข้างต้นอินพุตในโปรแกรม Spice ต้องกำหนดให้เป็นคลื่นพาห์ และ Sideband แยกจากกันเช่นเดียวกับการจำลอง Spice ในวงจร Mixers และ วงจรแปลงความถี่อื่นๆ ต้องระมัดระวังในการจำลองสำหรับเงื่อนไขเวลาเพียงพอในการเกิด steady-state ของวงจรเรโซแนนซ์ และ ให้รูปคลื่นที่ดีสำหรับความถี่มอดูเลชันในองค์ประกอบด้านความถี่ต่ำ ค่าการกวาดของ Time step ต้องต่ำเพียงพอที่จะให้ความแม่นยำในการจำลองผลของความถี่คลื่นพาห์

รูปคลื่นเอาต์พุตจากการจำลอง SPICE แสดงในรูปที่ 10.5(ค) แม้ว่าจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RC อย่างง่ายที่เอาต์พุต และ จากการตรวจดูรูปคลื่นเอาต์พุตนั้นมีฮาร์โมนิกที่สองชัดเจนมาก องค์ประกอบฟู

เรียร์ ของรูปคลื่นเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 10.5(ง) ซึ่งจะเห็นว่า $HD_2=14.4\%$ เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตในกรณีนี้คือ 80% การประมาณค่า HD_2 จากสมการที่ (10.3) คือ 20% หากมีการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ฮาร์โมนิกที่สองด้วยการประมาณจะเท่ากับ 11% วงจรกรองตัดองค์ประกอบความถี่คลื่นพาห้ของแรงดันเอาต์พุตออกไปโดยตัวประกอบเท่ากับ 75



```
BJT Demod
V1 1 0 0.774
V2 2 1 SIN(0 10M 1MEG)
V3 3 2 SIN(0 4M .99MEG)
V4 4 3 SIN(0 4M 1.01MEG)
Q1 5 4 0 MOD1
.MODEL MOD1 NPN IS=1E-16 BF=100
RL 5 6 1K
CL 5 0 0.012U
VCC 6 0 10
.TRAN 5U 600U 0 0.1U
.FOUR 10K V(5)
.probe
.END
```



FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(5)
DC COMPONENT = 8.962876E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	4.554E-02	1.000E+00	-1.301E+02	0.000E+00
2	2.000E+04	6.903E-03	1.516E-01	-1.473E+02	1.128E+02
3	3.000E+04	7.080E-05	1.555E-03	1.620E+02	5.521E+02
4	4.000E+04	3.896E-05	8.555E-04	9.845E+01	6.187E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.516007E+01 PERCENT

(ง)

รูปที่ 10.5 (ก) วงจร BJT Demodulator (ข) SPICE อินพุตไฟล์ (ค) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

(ง) องค์ประกอบฟูเรียร์ของแรงดันเอาต์พุต

10.2 วงจรตรวจจับสัญญาณ AM แบบซิงโครนัส (Synchronous AM Detection)

AM ตีมอดูเลเตอร์ที่ดีกว่าในหัวข้อ 10.1 ทำได้โดยใช้ตัวคูณแอนะล็อก โดยใช้คลื่นพาห้ที่แยกออกมา และ นำไปคูณกับสัญญาณ AM Modulated ที่รับมาดังแสดงในรูปที่ 10.6 โดยคลื่นพาห้จะถูกแยกออกมาโดยใช้ตัว Amplitude limiter ซึ่ง Limiter นี้มักจะใช้วงจรคู่อิมิตเตอร์ หรือ คู่ซอส ดิฟเฟอเรนเชียล ที่ถูกป้อน

อินพุตสูงๆ เพื่อที่จะเกิดการกำจัดการมอดูเลตทางแอมพลิฟิแคชันเมื่อ $m > 0$ วงจรนี้อาจจะใช้หลังจากตัว Limiter ที่ความถี่คลื่นพาห์ ซึ่งจะกู้สัญญาณคลื่นพาห์รูปไซน์กลับมา สัญญาณพาห์ที่กู้มาใหม่นี้ อาจจะมีเฟสเลื่อนจากสัญญาณอินพุต

$$v_c = V_{cA} \cos(\omega_c t + \phi) \quad (10.4)$$

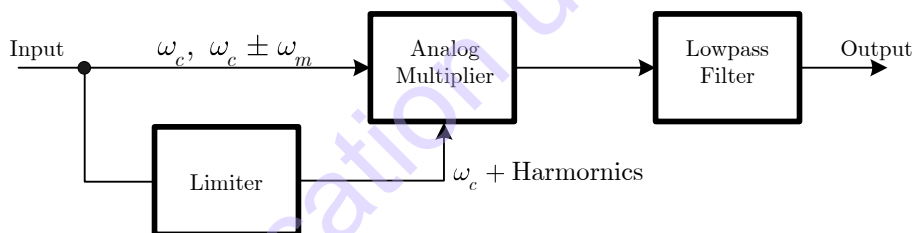
สัญญาณอินพุตจากสมการที่ (10.1) คือ

$$v_i = V_i(t) \cos \omega_c t \quad (10.5)$$

สัญญาณ AM เขียนอยู่ในรูปฟังก์ชัน $V_i(t)$ หลังจากการคูณ และการกรองพจน์ความถี่สูงออกไป เอาต์พุตของตัวคูณคือ

$$v_o(t) = K' V_{cA} V_i(t) \frac{1}{2} [\cos \phi + \cos(2\omega_c t + \phi)] \quad (10.6)$$

เมื่อ K' เป็นค่าคงที่ พจน์ $2\omega_c t$ สามารถตัดทิ้งได้โดยการกรองความถี่ต่ำผ่าน และ ข้อมูล AM $V_i(t)$ จะถูกกู้กลับคืนมา สังเกตว่าการกรองคลื่นพาห์ใน Limiter ไม่ควรทำให้เฟสเลื่อน ϕ เท่ากับ $\pm 90^\circ$ เพื่อให้เห็นภาพการดีมอดูเลตวิธีแบบนี้จึงแสดงในตัวอย่างที่ 10.1

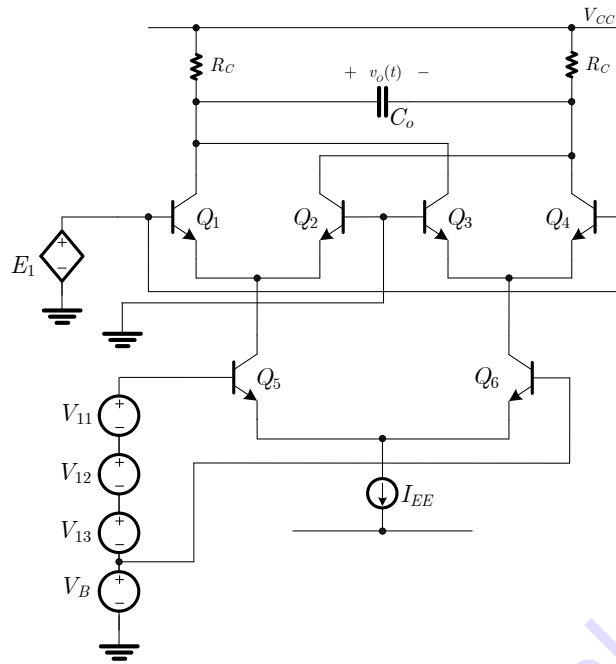


รูปที่ 10.6 AM ดีมอดูเลเตอร์โดยใช้ตัวคูณอนาล็อก

ตัวอย่างที่ 10.1 จงสังเคราะห์วงจร AM ดีมอดูเลเตอร์โดยใช้ตัวคูณอนาล็อก จากหลักการในรูปที่ 10.6 โดยใช้ วงจรคูณสัญญาณ Gilbert Cell และจำลองผลการทำงาน

วิธีทำ

นำวงจร Gilbert Cell แบบสมมูลอยู่ในรูปที่ 10.7(ก) มาใช้ โดยป้อนสัญญาณอินพุต Modulated ด้วย แหล่งจ่ายแรงดันสามตัวป้อนที่อินพุตคู่กลาง และ แหล่งจ่าย VCVS (E_1) แทนอินพุตรวมทั้งหมด และป้อนเข้า อินพุตคู่บนโดยมีแอมพลิฟิแคชันสูง (ประมาณ 50 เท่า) เพื่อให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตเป็นสี่เหลี่ยม ทำให้วงจรทำงาน เป็น Limiter ดังในรูปที่ 10.6 ตัวเก็บประจุ C_o และ ตัวต้านทานโหลดที่ขาคอลเล็กเตอร์ประกอบกันเป็นวงจร กรองความถี่ต่ำผ่าน

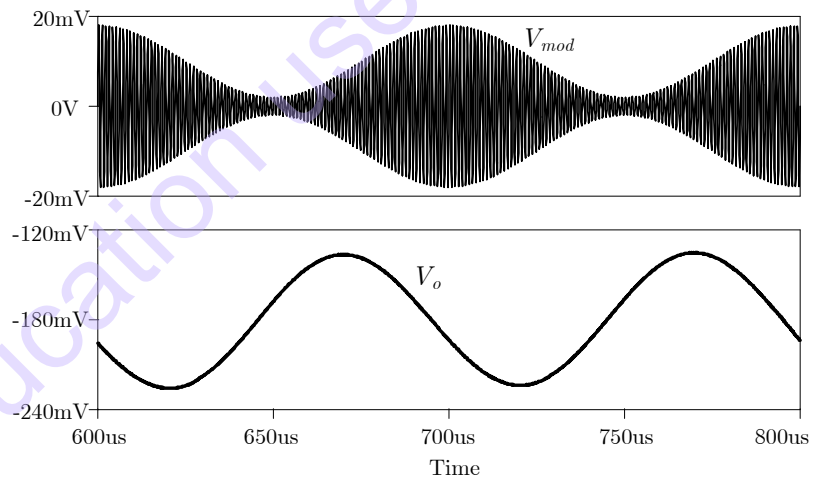


(ก)

```

FIG 10.7
V11 1 2 SIN(0 10M 1MEG)
V12 2 3 SIN(0 4M 1.01MEG)
V13 3 4 SIN(0 4M 0.99MEG)
VB 4 0 -2
VCC 100 0 10
RL1 100 23 5K
RL2 100 24 5K
CO 23 24 0.005U
Q1 23 5 22 MODN
Q2 24 0 22 MODN
Q3 23 0 25 MODN
Q4 24 5 25 MODN
Q5 22 1 12 MODN
Q6 25 4 12 MODN
.MODEL MODN NPN IS=1E-16
BF=100
E1 5 0 1 4 50
IEE 12 0 300U
.TRAN 5U 800U 0U 0.1U
.FOUR 10K V(23,24)
.probe
.END
    
```

(ข)



(ค)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(23,24)						
DC COMPONENT = -1.803717E-01						
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)	
1	1.000E+04	4.464E-02	1.000E+00	-1.616E+02	0.000E+00	
2	2.000E+04	3.665E-04	8.210E-03	-6.001E+01	2.632E+02	
3	3.000E+04	1.445E-04	3.237E-03	-7.142E+01	4.135E+02	
4	4.000E+04	1.011E-04	2.265E-03	-3.288E+01	6.136E+02	
5	5.000E+04	2.674E-05	5.991E-04	7.748E+00	8.159E+02	
6	6.000E+04	5.349E-05	1.198E-03	7.909E+01	1.049E+03	
7	7.000E+04	2.937E-05	6.579E-04	6.052E+01	1.192E+03	
8	8.000E+04	1.501E-05	3.362E-04	-2.368E+01	1.269E+03	
9	9.000E+04	2.882E-05	6.455E-04	4.620E+01	1.501E+03	
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			9.261424E-01	PERCENT		

(ง)

รูปที่ 10.7 (ก) วงจรสำหรับ AM ตีมอดูเลชัน (ข) SPICE อินพุตไฟล์ (ค) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

(ง) องค์ประกอบฟูรีเยร์ของแรงดันเอาต์พุต

Spice อินพุตไฟล์แสดงในรูปที่ 10.7(ข) สำหรับแรงดันอินพุตมีแอมพลิจูดคลื่นพาร์ที่ 10 mV ความถี่ 1MHz และ ดัชนีการมอดูเลต เท่ากับ 80% และความถี่มอดูเลชันเท่ากับ 10 kHz รูปคลื่นเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 10.7(ง) พบว่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิก (THD) มีค่าประมาณ 0.93% โดยความเพี้ยนฮาร์โมนิกที่สอง มีค่าน้อยกว่าตัวอย่างก่อนหน้านี้มาก

10.3 วงจรตรวจจับค่าสูงสุด (Peak Detector)

วิธีการของ AM ตีมอดูเลชันในหัวข้อที่ผ่านมา การกู้สัญญาณข่าวสารกลับมาจะใช้วิธียกกำลังสอง สัญญาณคลื่นพาร์ และ นำสัญญาณที่ผ่านการ Modulated กับคลื่นมาพาร์มาตีกัน (Beating) เพื่อให้เกิดการแปลงองค์ประกอบมอดูเลชันของอินพุตลงไปสู่ย่านความถี่ต่ำ รูปสเปกตรัมความถี่แสดงในรูปที่ 10.3 เป็นการทำให้เห็นภาพเบื้องต้นของการวิธีการแปลงความถี่

ในหลักการตรวจจับค่าสูงสุด (Peak detection) จะใช้สวิตช์ควบคุมด้วยแรงดันจากอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นเป็นอุปกรณ์หลัก ในการทำงานของวิธีนี้จะทำใน Time Domain ในการสังเกตรูปคลื่นที่ผ่านการมอดูเลต เพื่อที่จะเข้าใจการทำงานของ Demodulator

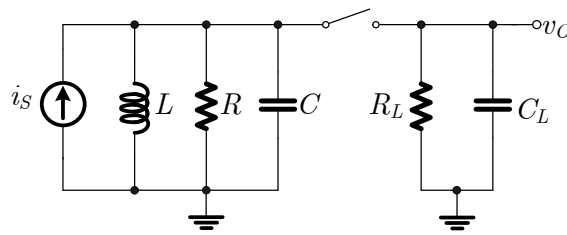
วงจรถนจับค่าสูงสุดอย่างง่ายที่สุด ประกอบด้วยสวิตช์ควบคุมด้วยแรงดันแสดงในรูปที่ 10.8(ก) พร้อมกับวงจรถนที่อินพุตที่ความถี่คลื่นพาร์ (โดยทั่วไปคือ IF) และ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน RC แบบขนาน ในทางปฏิบัติ วงจรสวิตช์นั้นสร้างจาก pn ไดโอด วงจรถนจับค่าสูงสุดด้วยไดโอดแสดงในรูปที่ 10.8(ข) โดยสัญญาณ AM อินพุตถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดันต่ออนุกรม โดยค่าตัวแปรของไดโอดถูกเลือกให้มีค่าขนาดค่อนข้างใหญ่โดยกำหนดจาก I_S (10^{-5} A) และ ความต้านทานไดโอด $R_D=100\Omega$ ซึ่งค่าเหล่านี้ให้คุณลักษณะ I-V ในลักษณะประมาณค่าเชิงเส้นเป็นช่วง (Piece-wise-linear) ของไดโอดคล้ายกับเส้นกราฟ A ของรูปที่ 10.8(ค) ในทางกลับกันคุณลักษณะเอ็กโพเนนเชียลสำหรับ pn ไดโอด ดังเส้นกราฟ B ของรูปที่ 10.8(ค) มีค่าน้อยกว่าค่าของ I_S มากๆ ประมาณ 10^{-16} A

รูปคลื่นอินพุตของวงจรในรูปที่ 10.8(ข) แสดงในรูปที่ 10.8(ง) เมื่อพิจารณาอินพุตถูกป้อนเวลาใดเวลาหนึ่ง และค่า Transient เริ่มต้นนั้นหายไป ณ เวลาในเวลานึงตัวเก็บประจุ C_L ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านมีแรงดันตกคร่อมสะสม (ชาร์จ) เมื่อสัญญาณอินพุตลดลงต่ำกว่าค่านี้อินพุตเปิด (ไดโอดไม่ทำงาน) ประจุบนตัวเก็บประจุถูกปล่อยออกผ่าน R_L ในขณะที่อินพุตมีค่าต่ำกว่าแรงดันเก็บประจุ เมื่อแรงดันอินพุตคลื่นพาร์ที่มอดูเลตแล้ว มีค่ามากกว่าแรงดันเก็บประจุ สวิตช์ปิด (ไดโอดทำงาน) และแรงดันเก็บประจุเพิ่มตามแรงดันอินพุตและชาร์จ แรงดันเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 10.8 (จ) โดยรวมการเบี่ยงเบนทางด้านบวกของอินพุต Modulated เข้าไปด้วย จึงได้เป็นขอบของรูปคลื่นที่ชัดเจน แต่แรงดันเอาต์พุตก็จะมีบางเพี้ยนบางส่วนในบริเวณขอบของรูปคลื่น

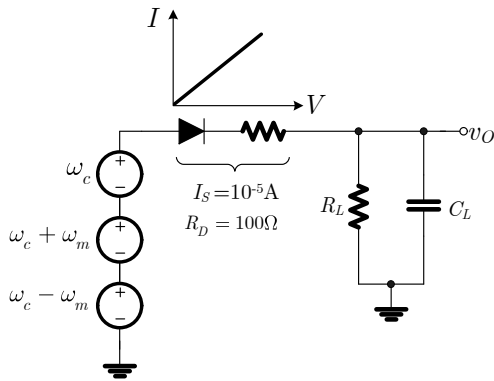
ระหว่างที่ไดโอดไม่ทำงาน (Off) เมื่อแรงดันอินพุตน้อยกว่าแรงดันตัวเก็บประจุ ค่าคงที่เวลา RC ของวงจรรองต้องมีค่ามากกว่าคาบของสัญญาณคลื่นพาร์ ระหว่างที่ไดโอดทำงาน (on) ค่าคงที่เวลาของทั้งวงจรจะมีค่าน้อยมากเมื่อไดโอดถูก forward-biased เนื่องจากความต้านทานต่ำผ่านไดโอดที่ทำงาน และเสมือนแหล่งจ่ายที่มีความต้านทานต่ำ ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นประสิทธิภาพการทำงานด้วย Spice

ความเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต จะประกอบด้วยฮาร์โมนิกอันดับสูงของพจน์ความถี่สัญญาณพาร์เป็นหลัก และ บางฮาร์โมนิกของความถี่มอดูเลชัน จึงยากที่จะทำการประมาณพจน์ฮาร์โมนิกเหล่านี้

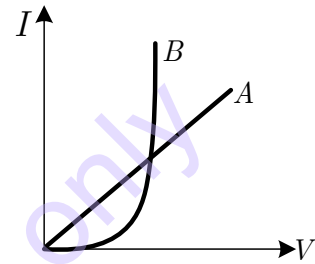
แม้ว่าวงจรไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะไม่ซับซ้อน สมการอนุพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นสามารถอธิบายวงจรโดยวิธีการทางคณิตศาสตร์เบื้องต้นเท่านั้น การหาประสิทธิภาพทั่วไปทำได้ง่ายกว่าโดยการจำลองด้วย Spice



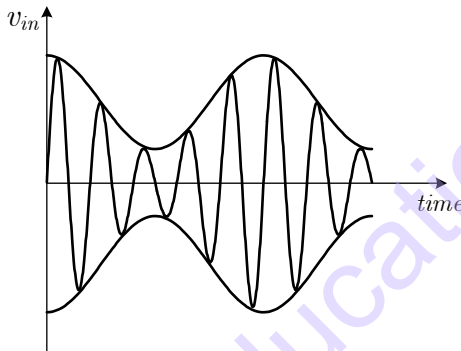
(ก)



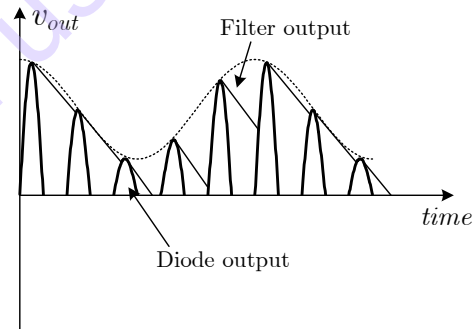
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 10.8 (ก) หลักการตรวจจับค่าสูงสุดอย่างง่าย (ข) วงจรตรวจจับค่าสูงสุดด้วยไดโอด (ค) คุณลักษณะ I-V ของไดโอด (ง) รูปคลื่นอินพุต (จ) รูปคลื่นเอาต์พุต

ตัวอย่างที่ 10.2 จงสังเคราะห์วงจร AM ตีมอดูเลเตอร์โดยใช้หลักการตรวจจับค่าสูงสุดตามรูปที่ 10.8 และจำลองผลการทำงาน

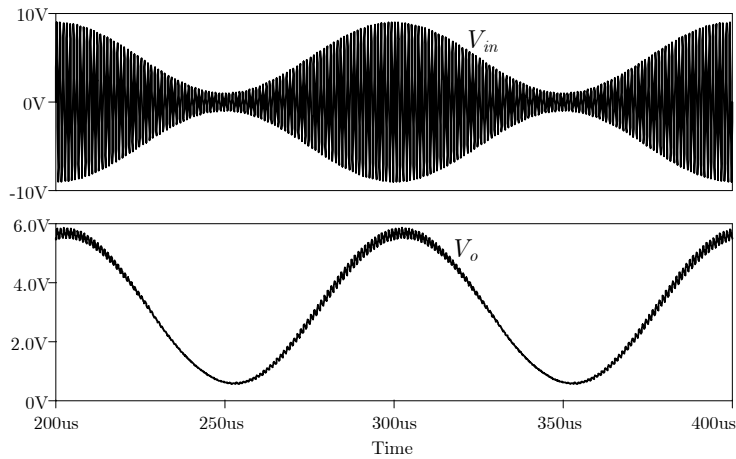
วิธีทำ

นำวงจรตรวจจับค่าสูงสุดรูปที่ 10.8(ข) มาใช้ โดยป้อนสัญญาณอินพุตรูปแบบอนุกรมสัญญาณไซน์สามตัวที่ให้คุณสมบัติเป็นสัญญาณ AM มีความถี่ และมอดูเลชันเดียวกับตัวอย่างก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตามแอมพลิจูดคลื่นพาห์เพิ่มขึ้นเป็น 5V และไดโอดมีค่าตัวแปรตั้งเช่นต้านบนเพื่อที่จะประมาณเป็นสวิตช์แบบประมาณค่าเชิงเส้นเป็นช่วง (Piece-wise-linear) ค่าคงตัวเวลาของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านคือ 10μs เป็นหนึ่งในสิบ

ของคาบสัญญาณที่นำมามอดูเลต ($1/10\text{kHz} = 100\mu\text{s}$) อัตราส่วนของความถี่มอดูเลชันต่อความถี่คลื่นพาห้คือ $1/100$ ในรูปที่ 10.9(ก)

```

FIG 10.8
VA 1 5 SIN 0 2 0.99MEG
VB 6 0 SIN 0 2 1.01MEG
VC 5 6 SIN 0 5 1.00MEG
R1 1 2 1
D1 2 3 M1
.MODEL M1 D IS=1E-5
RS=100
RL 3 0 1K
CL 3 0 10N
.TRAN 5U 400U 200U 0.1U
.FOUR 10K V(3)
.PLOT TRAN V(3)
.Probe
.END
    
```



(ก)

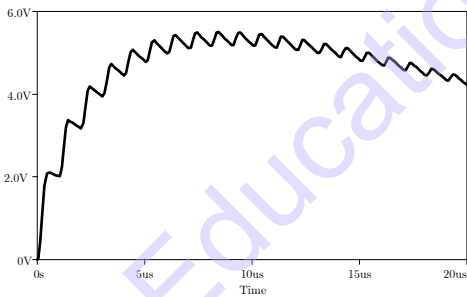
(ข)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)
DC COMPONENT = 3.085735E+00

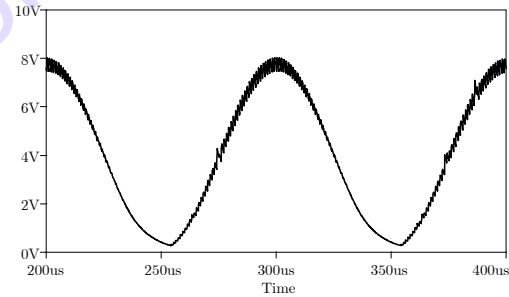
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	2.454E+00	1.000E+00	8.014E+01	0.000E+00
2	2.000E+04	5.015E-02	2.043E-02	-3.811E+01	-1.984E+02
3	3.000E+04	1.630E-02	6.641E-03	1.491E+01	-2.255E+02
4	4.000E+04	5.440E-03	2.217E-03	1.047E+02	-2.159E+02
5	5.000E+04	3.450E-03	1.406E-03	-3.611E+01	-4.368E+02
6	6.000E+04	2.416E-03	9.844E-04	-1.177E+02	-5.986E+02
7	7.000E+04	2.841E-03	1.158E-03	3.043E-01	-5.607E+02
8	8.000E+04	2.705E-03	1.102E-03	-1.518E+01	-6.563E+02
9	9.000E+04	1.153E-03	4.696E-04	1.352E+02	-5.861E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.173269E+00 PERCENT

(ค)



(ง)



(จ)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)
DC COMPONENT = 3.972372E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	3.606E+00	1.000E+00	8.828E+01	0.000E+00
2	2.000E+04	4.207E-02	1.167E-02	-1.979E+01	-1.964E+02
3	3.000E+04	8.384E-02	2.325E-02	-4.079E+00	-2.689E+02
4	4.000E+04	4.934E-02	1.368E-02	1.361E+02	-2.170E+02
5	5.000E+04	1.245E-02	3.452E-03	-1.051E+01	-4.519E+02
6	6.000E+04	1.708E-02	4.738E-03	-1.402E+02	-6.699E+02
7	7.000E+04	2.307E-02	6.398E-03	2.846E+00	-6.151E+02
8	8.000E+04	1.597E-02	4.429E-03	1.158E+02	-5.904E+02
9	9.000E+04	4.865E-03	1.349E-03	-1.191E+02	-9.136E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.099605E+00 PERCENT

(ฉ)

รูปที่ 10.9 (ก) Spice อินพุตไฟล์ (ข) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

(ค) องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุต (ง) รูปคลื่นแรงดันที่เวลาเริ่มต้น

(จ) รูปคลื่นกับไดโอดรูปแบบปกติเมื่อเปลี่ยนค่าไดโอด (ฉ) องค์ประกอบฟูเรียร์ของแรงดันเอาต์พุต

รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 10.9(ข) และองค์ประกอบความถี่ในย่านความถี่ต่ำผ่านแสดงในรูปที่ 10.9(ค) ซึ่งพบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้นั้นค่อนข้างสมบูรณ์ และ พบว่ารูปคลื่นเอาต์พุตในช่วงเริ่มต้นแสดงในรูปที่ 10.9(ง) แต่ยังมีข้อด้อยคือจะต้องใช้แรงดันอินพุตที่สูง (มากกว่าแรงดัน Forward bias ของ ไดโอด) จะเห็นได้ชัดเจนว่าแรงดันเอาต์พุตจะเกิดจากการชาร์จและคายค่า รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรตรวจจับแรงดันสูงสุด และ องค์ประกอบฮาร์โมนิกเมื่อใช้โมเดลไดโอดปกติแสดงในรูปที่ 10.9(จ) และรูปที่ 10.9(ฉ) ค่าตัวแปรของไดโอด ในรูปที่ 10.9(ก) คือ $I_S=1 \times 10^{-16}$ และ $R_S=0$ แรงดันเอาต์พุตพื้นฐานมีขนาดใหญ่กว่ากรณีก่อนหน้า และ ค่า THD มีค่าสูงกว่ากรณีก่อนหน้าเช่นกัน ความเพี้ยนลดลงบางส่วนเมื่อ C_L ลดลงไปเป็น 8nF

ถ้าค่าคงตัวของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน เมื่อเทียบกับคาบเวลาของสัญญาณมอดูเลชันมีค่าสูงเกินไป หรือ อีกทางหนึ่งถ้าขอบ Passband ของวงจรรองที่พิจารณาโดยอิสระจากอินพุต และ ไดโอดมีค่าใกล้เคียงหรือน้อยกว่าความถี่มอดูเลชันจะเกิดปัญหาดังรูปคลื่นในรูปที่ 10.10(ก) สำหรับสถานการณ์แบบนี้ จะต้องเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุ แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุคายประจุได้ไม่เร็วพอ ทำให้การลดลงสัญญาณด้วยคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำให้เอาต์พุตไม่สามารถตามขอบของสัญญาณอินพุตได้ การประมาณความสัมพันธ์เพื่อหลีกเลี่ยงความเพี้ยนนี้สามารถทำได้ดังนี้ กำหนดให้ขอบแรงดันอินพุตมีค่าเป็น

$$v_i = V_{iA} [1 + m \cos \omega_m t] \quad (10.7)$$

เอาต์พุตที่ตัวเก็บประจุเมื่อไดโอดไม่ทำงานคือ

$$v_o = V \exp\left(\frac{-t'}{T}\right) \quad (10.8)$$

เมื่อ V คือค่าของแรงดันวงจรรองที่ $t' = 0$, t' คือเวลาตั้งแต่ไดโอดไม่ทำงาน และ T คือค่าคงที่เวลาของวงจรรอง $R_L C_L$ เราต้องการค่าความชันของขอบของอินพุต Modulated ให้มีค่าน้อยกว่าค่าความชันของการคายประจุของตัวเก็บประจุที่ $t' \geq 0$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 10.10(ข) ต่อจากนี้คำสัมบูรณ์ไม่จำเป็นต้องสนใจเนื่องจากเราใช้เครื่องหมายถูกต้อง

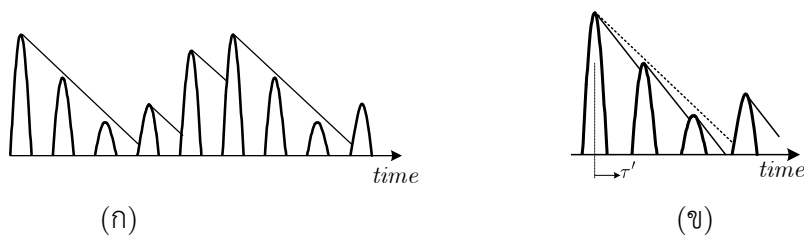
$$\frac{dv_i}{dt'} \geq \frac{dv_o}{dt'} \quad (10.9)$$

ซึ่งในช่วงเวลาที่สนใจจะมีค่าเหมือนกับ

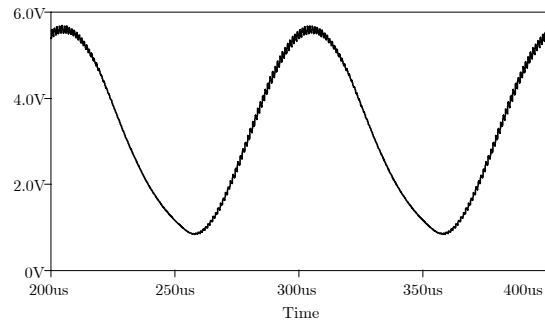
$$\left| \frac{dv_i}{dt'} \right| \leq \left| \frac{dv_o}{dt'} \right|$$

โดย อสมการเปลี่ยนด้านเนื่องจากค่าเป็นลบ จะได้

$$V_{iA} m \omega_m \sin \omega_m t' \leq \frac{V}{T} \exp\left(\frac{-t'}{T}\right) \quad (10.10)$$



C	THD
5nF	4.27%
10nF	2.17%
20nF	4.26%



(ค)

(ง)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)
DC COMPONENT = 3.180476E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	2.298E+00	1.000E+00	7.007E+01	0.000E+00
2	2.000E+04	7.532E-02	3.278E-02	9.323E+01	-4.692E+01
3	3.000E+04	5.708E-02	2.484E-02	-4.553E+01	-2.557E+02
4	4.000E+04	2.310E-02	1.005E-02	1.363E+02	-1.440E+02
5	5.000E+04	6.247E-03	2.719E-03	-6.667E+01	-4.170E+02
6	6.000E+04	5.926E-03	2.579E-03	6.483E+01	-3.556E+02
7	7.000E+04	5.237E-03	2.279E-03	-7.339E+01	-5.639E+02
8	8.000E+04	1.786E-03	7.771E-04	3.460E+01	-5.260E+02
9	9.000E+04	1.425E-03	6.201E-04	1.737E+02	-4.570E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.257771E+00 PERCENT

(จ)

- รูปที่ 10.10 (ก) ปัญหารูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต (ข) ข้อจำกัดของค่าคงที่เวลา RC
 (ค) ความเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิก ในรูปฟังก์ชันของ C_L (ง) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ $C_L=20\text{nF}$
 (จ) องค์ประกอบ Fourier ของแรงดันเอาต์พุตที่ $C_L=20\text{nF}$

ต่อไปเรากำหนดให้สมการที่ (10.7) เท่ากับสมการที่ (10.8) ที่ t' และรวมกับสมการที่ (10.10) เราจะได้

$$\frac{1 + m \cos \omega_m t'}{m \sin \omega_m t'} \geq \omega_m T \quad (10.11)$$

จากค่าที่น้อยที่สุดที่เป็นไปได้ทางด้านซ้ายของสมการที่ (10.11) เราจะได้เงื่อนไข

$$\cos \omega_m t' = -m \quad (10.12)$$

ซึ่งทำให้

$$\sin \omega_m t' = \sqrt{1 - m^2} \quad (10.13)$$

นำไปใช้ในสมการที่ (10.11) เราจะได้

$$\omega_m T \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m} \quad (10.14)$$

ตัวอย่างการคำนวณใช้ค่าจาก Spice ในรูปที่ 10.9(ก) (กับไดโอดในอุดมคติ) เนื่องจาก $T=R_L C_L$ ค่าที่มากที่สุดของ C_L ควรจะเป็น

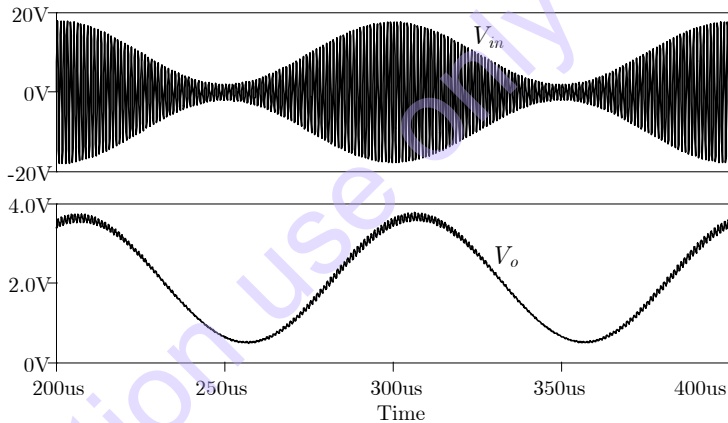
$$C_L \leq \frac{1}{2\pi R_L f_m} \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m} = 12 \text{ nF} \quad (10.15)$$

สำหรับผลการจำลองผลรูปที่ 10.9(ก) นั้น C_L เท่ากับ 10nF และ เอาต์พุตไม่แสดงให้เห็นความเพี้ยนอย่างเด่นชัด ในตารางในรูปที่ 10.10(ค) แสดงค่า THD ของรูปคลื่นเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนค่า C_L ส่วนรูปที่ 10.10(ง) แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตและองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ C_L เท่ากับ 20nF และ ในรูปที่ 10.10(จ) แสดง

ให้เห็นความเพี้ยนที่ชัดเจน ซึ่งจากผลเหล่านี้พบว่าประสิทธิภาพที่ดีที่สุดเกิดขึ้นเมื่อค่า C_L มีค่าเข้าใกล้ค่าที่ได้จากสมการที่ (10.15)

ถ้าแหล่งสัญญาณ AM มีค่าความต้านทานแหล่งจ่ายอยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งอาจเกิดจากวงจรจูนเอาต์พุตของ ECPs หรือ เอาต์พุตวงจรบัฟเฟอร์แบบอิมิตเตอร์ตาม ผลลัพธ์ที่ได้จากหัวข้อนี้จะถูกปรับเปลี่ยน หลักๆ คือแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุต (dc) เฉลี่ย และ แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการมอดูเลต พิจารณาสถานการณ์แรกคือเมื่อมีสัญญาณพาห์เพียงอย่างเดียว ($m=0$) เนื่องจากไดโอดเชื่อมต่อเพียงส่วนปลายของกระแสรูปไซน์ที่ไหลผ่านสวิตช์ที่ปิดไปยังตัวเก็บประจุ ที่ความถี่สูงการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของสัญญาณพาห์ ทำให้ C_L เป็นเสมือน short circuit ค่าเฉลี่ยการชาร์จของ C_L เขียนแทนด้วย V_{oave} เมื่อไดโอดเปิดวงจรตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่าน R_L และ หลังจากนั้น C_L ถูกชาร์จอีกครั้งเมื่อสวิตช์ปิดวงจร อินพุตแรงดันสูงสุดค่าใหม่ก็จะถูกจ่ายเข้ามา กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดจะไหลผ่านเข้าสู่ R_L เท่านั้นเนื่องจากเป็นกระแส dc ไม่สามารถไหลผ่าน C_L ได้

```
DIODE PEAK DETECTOR
*RS>0
VA 1 5 SIN 0 4 0.99MEG
VB 6 0 SIN 0 4 1.01MEG
VC 5 6 SIN 0 10 1.00MEG
R1 1 2 10K
D1 2 3 M1
.MODEL M1 D IS=1E-5 RS=100
*.MODEL M1 D IS=1E-16
RL 3 0 10K
CL 3 0 1N
.TRAN 5U 400U 200U 0.1U
*.TRAN .05U 4U
.FOUR 10K V(3)
.END
```



FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)

DC COMPONENT = 2.073746E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE
1	1.000E+04	1.525E+00	1.000E+00	6.464E+01	0.000E+00
2	2.000E+04	2.874E-02	1.885E-02	-5.093E+01	-1.802E+02
3	3.000E+04	7.204E-03	4.725E-03	7.919E+00	-1.860E+02
4	4.000E+04	1.590E-03	1.043E-03	3.096E+01	-2.276E+02

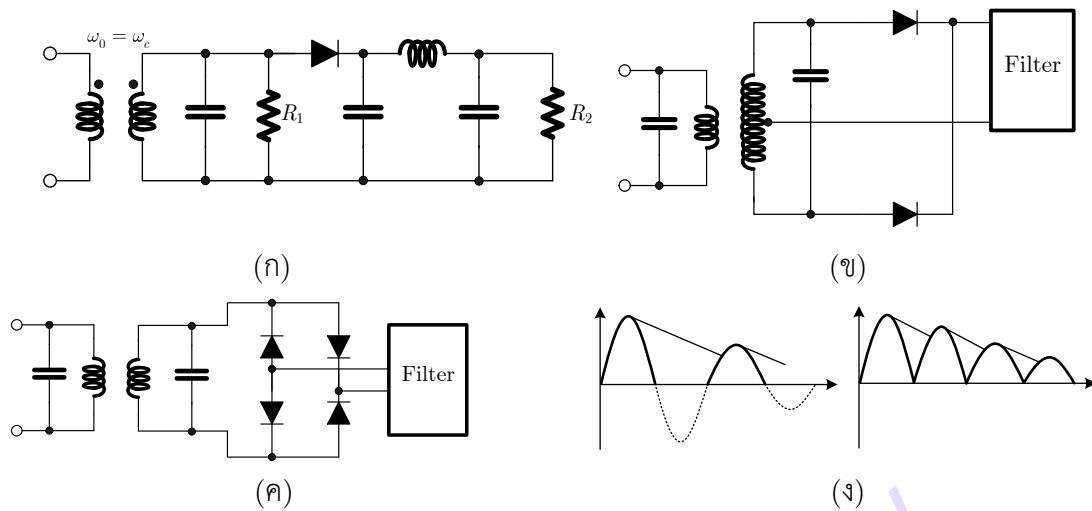
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.949899E+00 PERCENT

รูปที่ 10.10 (ฉ) Spice อินพุตไฟล์ รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต และ องค์ประกอบฟูเรียร์ ที่ $R_s > 0$

ให้ a เป็นอัตราส่วนของกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดต่อกระแสสูงสุด (ที่ครึ่งรูปไซน์ $a=0.32$ สำหรับที่ปลายรูปไซน์ a จะมีค่าน้อย) กระแสเฉลี่ยสามารถเขียนได้ว่า $I_{ave} = a(V_{cA} - V_{oave}) / R'_s$ เมื่อ V_{cA} คือแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ และ R'_s คือค่าความต้านทานแหล่งจ่าย (R_s) บวกกับความต้านทานอนุกรมไดโอด ในสถานะคงตัว (Steady State) ค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยคือ $V_{oave} = R_L I_{ave}$ ดังนั้น $V_{oave} = V_{cA} / (1 + R'_s / aR_L)$ ที่ $a=0.32$, $R'_s = 10.1k\Omega$, $R_L=10k\Omega$ และ $V_{cA}=10V$, $V_{oave}=2.41V$ ผลลัพธ์จากการจำลองผลด้วย Spice แสดงในรูปที่ 10.10(ฉ) คือ $V_{oave}=2.1V$ ที่ $C_L=1nF$ ดังนั้น $a_{eff}=0.27$ (องค์ประกอบ Fourier ของลำดับของปลายรูปไซน์สามารถหาค่าได้ โดยใช้กระบวนการนี้ซ้ำสามารถใช้หาค่าประมาณของ a_{eff})

สำหรับอินพุต AM ข้อสรุปเหมือนกันนี้สามารถนำไปใช้เพื่อหาแอมพลิจูดของเอาต์พุตที่มีการมอดูเลตซ้อนอยู่กับที่ค่าเฉลี่ยเอาต์พุต เมื่อ $m=0.8$ ในตัวอย่างด้านบน การประมาณค่าแอมพลิจูดโดยใช้ $a=0.27$ ได้เป็น 1.69V การจำลองผลด้วย Spice แสดงในรูปที่ 10.10(ฉ) คือ 1.59V เป็นอีกครั้งที่ค่า $R_L C_L$ ต้องไม่มาก

เกินไปเมื่อเปรียบเทียบกับคาบที่น้อยที่สุดของการมอดูเลชัน $1/f_m$ สมการที่ (10.15) สามารถนำมาใช้เป็นแนวทางได้



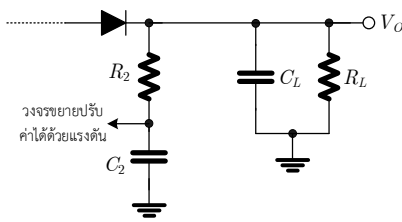
รูปที่ 10.11 (ก) วงจรตรวจจับค่าสูงสุดพร้อมกับวงจรกรอง RLC-pi (ข) การต่อไดโอดแบบ push-pull parallel (ค) โครงสร้างไดโอดแบบ Bridge (ง) รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสูง สามารถนำมาใช้ได้ในการตรวจจับค่าสูงสุดได้ เพื่อให้จะให้ผลลัพธ์ที่ดีขึ้น ในรูปที่ 10.11(ก) แสดงให้เห็นการนำวงจรกรอง RLC-pi มาใช้ อย่างไรก็ตามขนาดและผลที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำนั้นก็ไม่เป็นที่นิยมเท่าไรนัก

เราสามารถแทนที่ไดโอดตัวเดียวในรูปที่ 10.8(ข) หรือในรูปที่ 10.11(ก) ด้วยการต่อไดโอดหลายตัว เช่น โครงสร้างแบบขนานแบบ push-pull และ Bridge ดังรูปที่ 10.11(ข) และรูปที่ 10.11(ค) ผลที่ได้คือ ส่วนล่างของรูปคลื่น Modulated ถูกพลิกกลับขึ้นมาอยู่ด้านบนบนแกนดังรูปที่ 10.11(ง) และได้ประสิทธิภาพที่สูงขึ้น แต่สำหรับการ AM Detector ด้วยไดโอดหลายตัวนั้น ประสิทธิภาพการแปลงไม่ได้เพิ่มขึ้นอย่างมีนัยสำคัญ ดังนั้นวงจรไดโอดเดี่ยวอย่างง่ายจึงเพียงพอ

10.4 ตัวควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

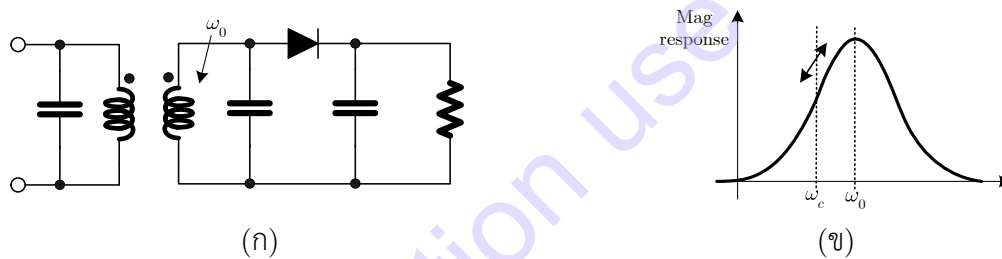
โดยปกติในวิทยุ AM วงจรกรอง RC แบบพิเศษ ถูกเพิ่มเข้าไปในวงจรตรวจจับค่าสูงสุด ดังรูปที่ 10.11(จ) ค่าคงตัวเวลาของการรวมกันของ R_2-C_2 นั้นค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับคาบของการมอดูเลต สิ่งที่ต้องการคือเอาต์พุตที่ได้สัดส่วนต่อขนาดของคลื่นพาห์ เอาต์พุตนี้ถูกใช้เป็นสัญญาณป้อนกลับสัญญาณความถี่ต่ำ เพื่อไปปรับอัตราขยายของวงจรจูน ซึ่งปกติคือวงจรขยาย IF การใช้ระบบแรงดัน dc ป้อนไปยังวงจร ECP หรือ SCP ซึ่งสำหรับวงจรขยายเหล่านี้เราสามารถปรับอัตราขยายโดยการเปลี่ยนกระแสไบแอส ดังนั้นที่ระดับสัญญาณพาห์ก็จะเพิ่มขึ้น เมื่อได้รับการตรวจพบโดยวงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่ปรับปรุงใหม่ อัตราขยายของ BPF ในวงจรขยาย IF ก็จะลดลงเพื่อที่จะรักษาค่าคงที่เอาต์พุตโดยประมาณขององค์ประกอบมอดูเลตที่เอาต์พุตของวงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector) การทำงานที่กล่าวมานี้เรียกว่า การควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control: AGC)



รูปที่ 10.12 วงจรที่ใช้ในการปรับอัตราขยายอัตโนมัติ

10.5 FM ดีมอดูเลเตอร์ และ การตรวจจับการลดลงของค่าสูงสุด (Off-peak Detection)

เพื่อให้ได้ซึ่งข้อมูลจากสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulated: FM) กระบวนการอย่างง่าย คือการแปลงค่าเบี่ยงเบนความถี่ไปเป็นค่าเบี่ยงเบนแอมพลิจูด ผลลัพธ์สัญญาณที่ได้จะลักษณะคล้ายเป็น AM ดีมอดูเลตกับวงจรตรวจจับค่าสูงสุด วงจรอย่างง่ายแสดงในรูปที่ 10.13(ก) อินพุตของวงจรจูนซึ่งอยู่ที่เอาต์พุตของวงจรขยาย IF ถูกปรับค่าต่ำหรือสูงกว่าความถี่คลื่นพาห์ (IF) ขณะที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่ FM Detector เปลี่ยนไปพร้อมกับการมอดูเลชันแรงดันตกคร่อมวงจรจูนก็จะเปลี่ยนตามคุณสมบัติของผลตอบสนองทางขนาดที่เปลี่ยนตามความถี่ ซึ่งแสดงในรูปที่ 10.13(ข) สัญญาณมอดูเลตทางแอมพลิจูด และ วงจรตรวจจับค่าสูงสุด ให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูล

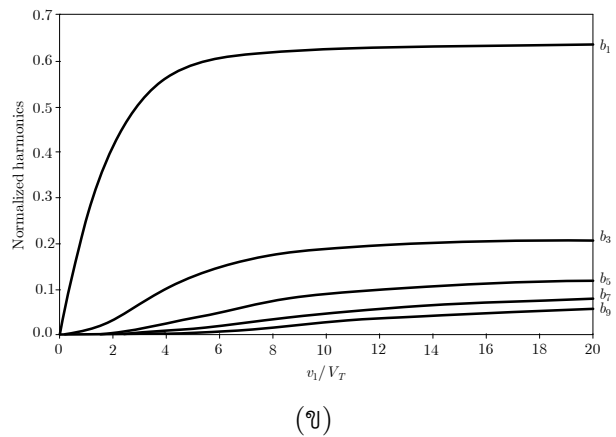
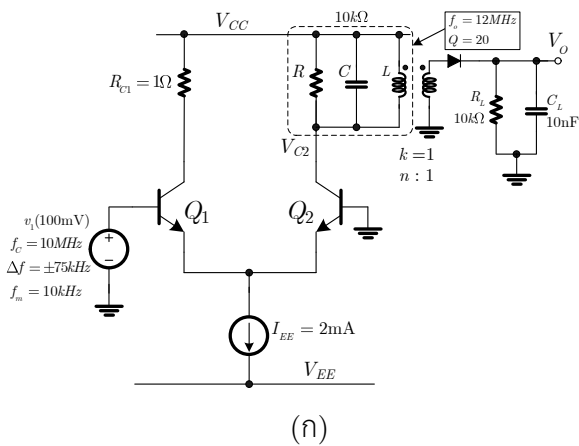


รูปที่ 10.13 (ก) FM ดีมอดูเลชันอย่างง่าย (ข) การแปลงค่าเบี่ยงเบนความถี่ไปเป็นค่าเบี่ยงเบนแอมพลิจูด

ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรจูนแบบแถบความถี่ผ่านปรับค่าได้โดยประมาณที่ $1/\omega$ หรือ ω อย่างไรก็ตามมีความเพี้ยนเกิดขึ้นเล็กน้อย จากตัวอย่างแสดงให้เห็นว่าประสิทธิภาพนั้นยอมรับได้ ตัวอย่างจากวงจรคู่อิมิตเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล ถูกนำมาใช้เป็นวงจรภาคขยายดังแสดงในรูปที่ 10.14 (ก) ค่าสัญญาณอินพุต FM คือ

$$\begin{aligned}
 v_i &= V_{ia} \sin[\omega_c t + MDI \sin \omega_m t] \\
 &= 100 \times 10^{-3} \sin[2\pi \times 10^7 t + 7.5 \sin 2\pi \times 10^4 t]
 \end{aligned}
 \tag{10.16}$$

เมื่อ $MDI = \Delta f / f_m$ ความถี่คลื่นพาห์คือ 10 MHz ค่าเบี่ยงเบนความถี่คือ $\pm 75\text{kHz}$ และ ความถี่ที่นำมอดูเลตเป็นแบบความถี่เดียวที่ 10 kHz (หมายเหตุ ในกรณีสำหรับ FM นั้น, $\omega_i(t)t$ ไม่สามารถนำมาใช้เป็นสาระสำคัญของสัญญาณรูปไซน์ได้ เนื่องจาก ω_i เป็นความถี่ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (Instantaneous) $\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega \cos \omega_m t$ โดยสาระสำคัญของสัญญาณต้องอยู่ในรูปฟังก์ชันของเฟส ซึ่งต้องเป็นความถี่ถึงที่เท่านั้น, $\phi(t) = \omega_c t$ ทำให้สามารถจัดการด้วย ω_c ได้โดยตรงเนื่องจากเป็นค่าคงที่)



รูปที่ 10.14 (ก) วงจรสำหรับ FM off-peak detection (ข) ค่า Normalized ฮาร์โมนิกของกระแสคอลเล็กเตอร์ในวงจร ECP

สำหรับการประมาณค่าประสิทธิภาพนั้นทำได้โดย กำหนดให้แอมพลิจูดสัญญาณอินพุตคือ 100 mV จากการวิเคราะห์ประสิทธิภาพก่อนหน้านี้ของ ECP เราสามารถคาดการณ์ได้ว่าการ Overdrive และกระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 0 mA ถึง I_{EE} (2mA) ในที่นี้กำหนดให้เป็น $0.64I_{EE}=1.28\text{mA}$ ความถี่สัญญาณพาห์ของอินพุตคือ 10 MHz และวงจรจูนเอาต์พุตถูกตั้งค่าไว้สูงกว่าที่ 12 MHz ที่ $Q=20$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ขนาดของ Impedance คือ $10\text{k}\Omega$ ถ้าเรากำหนดว่าโหลดคือทรานสฟอเมอร์ โดยไม่สนใจวงจรตรวจจับค่าสูงสุดเพราะพฤติกรรมเปิด/ปิดของไดโอด สำหรับการประมาณความเพี้ยน เรากำหนดแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่สัญญาณพาห์และที่ค่าสูงสุดและต่ำสุดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ ซึ่งความถี่ทั้งสามมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} f_c &= 10\text{MHz} \\ f_u &= 10\text{MHz} + 75\text{kHz} = 10.075\text{MHz} \\ f_l &= 10\text{MHz} - 75\text{kHz} = 9.925\text{MHz} \end{aligned} \quad (10.17)$$

เราสามารถหา Magnitude ของวงจรจูนที่ความถี่เหล่านี้ได้จาก

$$|Z(j2\pi f)| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)^2}} \quad (10.18)$$

เมื่อ $f_o=12\text{MHz}$ ที่สามความถี่ที่เราสนใจ เขียนสมการได้เป็น

$$\begin{aligned} |Z(j2\pi \times 10^7)| &= 1.351\text{k}\Omega \\ |Z(j2\pi \times 1.0075 \times 10^7)| &= 1.409\text{k}\Omega \\ |Z(j2\pi \times 0.9925 \times 10^7)| &= 1.298\text{k}\Omega \end{aligned} \quad (10.19)$$

การประมาณแรงดันตกคร่อมวงจรจูน ทำได้โดยการคูณด้วยแอมพลิจูดของกระแสคอลเล็กเตอร์ มูลฐาน (1.28 mA) แรงดันต่างๆ ที่ปรากฏที่ตัวตรวจจับมีค่าเท่ากัน ถ้าเรากำหนดให้ตัวตรวจจับค่าสูงสุด แรงดันไม่ลดลงเลย และ ถ้าขอบของการตรวจจับมีความเพี้ยนเล็กน้อย การวิเคราะห์ความเพี้ยนสามจุดสามารถนำมาให้ประมาณค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกที่สอง ค่ากลาง ค่าสูงสุด และ ค่าต่ำสุดของแรงดันเอาต์พุตคือ

$$V_4 = 1.804 \text{ V} \quad (10.20)$$

$$V_0=1.729 \text{ V}$$

$$V_2=1.661 \text{ V}$$

แรงดันเอาต์พุตมูลฐาน และ แรงดันเอาต์พุตฮาร์โมนิกที่สองคือ

$$b_1 = \frac{V_4 - V_2}{2} = 71.5 \text{ mV}$$

$$b_2 = \frac{V_4 + V_2 - 2V_0}{4} = 1.75 \text{ mV}$$
(10.21)

ความเพี้ยนฮาร์โมนิกที่สองคือ

$$HD_2 = \frac{b_2}{b_1} = 2.5\%$$
(10.22)

จากสมมติฐานอย่างง่ายหลายแบบถูกนำมาใช้ และ ได้มาซึ่งสัญญาณเอาต์พุต AM ที่มีแอมพลิจูดต่ำ อย่างไรก็ตามการประมาณค่าทำให้เห็นว่าวงจรตรวจจับการลดลงของค่าสูงสุด (Off-peak) นั้นสามารถทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณด้วยประสิทธิภาพดีในระดับหนึ่ง แต่ไม่ถึงกับสูงมาก

สำหรับสัญญาณอินพุตรูปไซน์ทำได้โดยการจำลองด้วย Spice เพื่อหาค่าของฮาร์โมนิก หรือใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เฉพาะทางในการคำนวณ ซึ่งผลจากการทำที่ผ่านมาได้แสดงเป็นกราฟตามลำดับดังรูปที่ 10.13 โดยแรงดันอินพุต Normalized เทียบกับ V_i และกราฟของค่าสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ b_i ในรูปกระแสคอลเล็กเตอร์ Normalized I_C/I_{EE} ซึ่งกราฟนี้ใช้เงื่อนไขที่ทรานซิสเตอร์ไม่อยู่ในภาวะอิ่มตัว และไม่สนใจความต้านทานแฝงภายใน และ Basewidth modulation ของทรานซิสเตอร์จะแสดงไว้ในตัวอย่าง

ในการวิเคราะห์ข้างต้น มีข้อจำกัดอย่างมากในการกำหนดเงื่อนไขสัญญาณอินพุต การประมาณค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ที่ดีกว่าสามารถทำได้โดยใช้เส้นกราฟในรูปที่ 10.14 (ข) สำหรับความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกจาก ECP กับสัญญาณอินพุตรูปไซน์ อย่างไรก็ตามผลลัพธ์มีเพียง scale factor สำหรับตัวอย่างด้านบน normalized input drive คือ $v_i/V_T = 4$ จากรูปที่ 10.14 (ก) จะได้ $I_{C2}|_{fund} \approx 0.56I_{EE}$ ดังนั้นการประมาณแอมพลิจูดของ AM คือ 62.3 mV แทนที่จะเป็น 71.5 mV ในทำนองเดียวกันค่านี้สามารถนำไปเพิ่มได้สำหรับโพลด์ Detector แต่การประมาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ทำในโดเมนเวลา อาจทำให้สงสัยกับการคำนวณด้านบนใน Domain ความถี่ได้ การประมาณค่าอย่างง่ายด้านบนจึงเป็นทางเลือกที่ดี

ตัวอย่างที่ 10.3 จงจำลองการทำงานของวงจรมอดูเลเตอร์ FM off-peak detector ในรูปที่ 10.14(ก) ด้วยโปรแกรม Spice และ อภิปรายผล

วิธีทำ

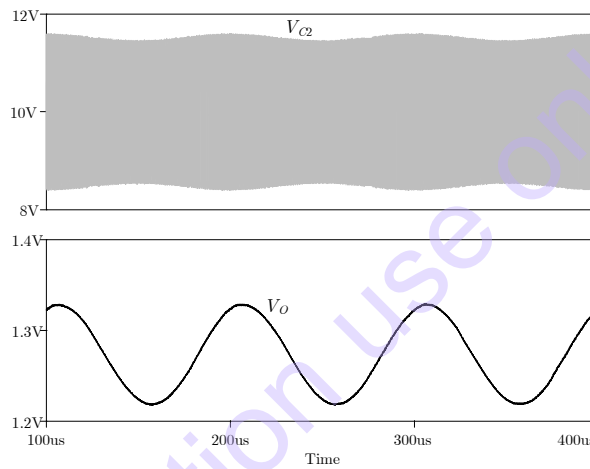
วงจรมอดูเลเตอร์ FM off-peak detector อย่างง่ายใช้วงจรมอดูเลเตอร์ ECP สามารถเขียนอินพุตไฟล์ PSpice ได้ดังรูปที่ 10.15(ก) ซึ่งต้องใช้เวลาในการคำนวณอย่างมากพอสมควรเพื่อที่จะแยกองค์ประกอบการมอดูเลตความถี่ต่ำจากการคูณของ Sideband กับองค์ประกอบสัญญาณพาห้ สังเกตว่าอินพุตเป็นฟังก์ชันเวลา FM โดยมีความถี่คลื่นพาห้ที่ 10 MHz และ MDI = 7.5 และความถี่มอดูเลชันคือ 10kHz ดังนั้นค่าเบี่ยงเบนความถี่คือ

±75kHz เอาดต์พุด โดยทรานสเฟอร์เมอร์ถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดันควบคุมด้วยแรงดัน (E1) เพื่อที่จะไม่เกิด การ Loading Effect

```

FM OFF PEAK DETECTION, FIG 10.14
V1 1 0 0 SFFM 0 100M 10MEG 7.5 10K
Q1 3 1 4 MOD1
Q2 6 0 4 MOD1
RC1 5 3 1
RC2 5 6 10K
L1 5 6 6.63U
C1 5 6 26.54P
E1 8 10 6 0 1
D1 8 9 MOD2
.MODEL MOD1 NPN BF=100 IS=1E-16
.MODEL MOD2 D IS=1E-5 RS=100
RL 9 0 10K
CL 9 0 10N
IEE 4 10 2M
VEE 10 0 -10
VCC 5 0 10
.TRAN 5U 400U 0 5N
.Probe
.FOUR 10K V(9)
.END
    
```

(ก)



(ข)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(9)

DC COMPONENT = 1.274478E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	5.485E-02	1.000E+00	6.503E+01	0.000E+00
2	2.000E+04	6.729E-04	1.227E-02	7.782E+01	-5.224E+01
3	3.000E+04	3.983E-04	7.262E-03	-1.139E+02	-3.090E+02
4	4.000E+04	1.397E-04	2.546E-03	-1.273E+02	-3.874E+02
5	5.000E+04	2.674E-04	4.875E-03	1.332E+02	-1.919E+02
6	6.000E+04	2.072E-04	3.777E-03	-9.324E+01	-4.834E+02
7	7.000E+04	2.576E-04	4.696E-03	-7.486E+01	-5.301E+02
8	8.000E+04	6.834E-05	1.246E-03	-8.857E+01	-6.088E+02
9	9.000E+04	1.494E-04	2.723E-03	1.282E+02	-4.570E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.669544E+00 PERCENT

(ค)

รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุดและองค์ประกอบฮาร์มอนิกแสดงในรูปที่ 10.15(ข) และ 10.14(ค) ตามลำดับ ซึ่งพบว่า $b_1=54.85mV$ และ $HD_2=1.23\%$ ค่าเหล่านี้ต่ำกว่าที่ประมาณไว้ระดับหนึ่ง อย่างไรก็ตาม $HD_3=0.73\%$ และ $THD=1.67\%$ ซึ่งฮาร์มอนิกอันดับสูงจะลดลงด้วยการกรองความถี่ต่ำผ่านในวงจรขยาย ถัดไปได้

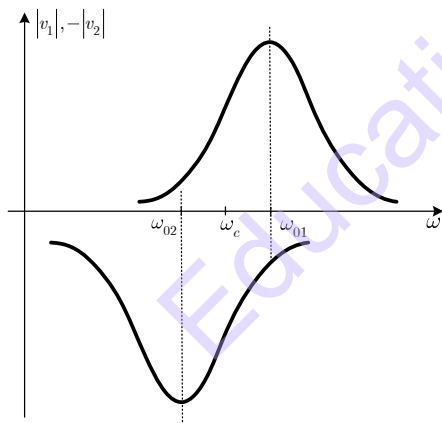
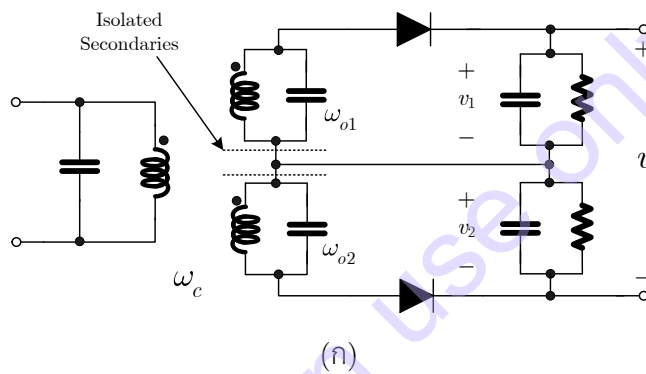
10.6 วงจรแยกแยะความถี่ (Frequency Discriminator)

การปรับปรุงความเป็นเชิงเส้นของผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude) ของวงจรรุ่นในวงจร Detector แบบ off-peak นั้นสามารถทำได้ถ้านำวงจรเรโซแนนซ์สองวงจรมาใช้ โดยตัวที่หนึ่งใช้ปรับค่าความถี่

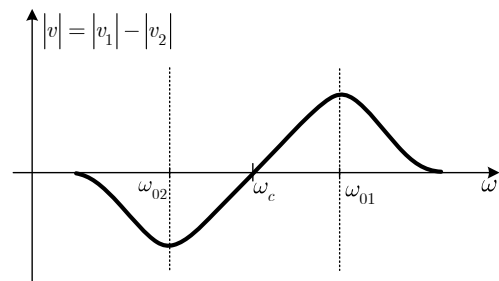
คลื่นพาด้านสูง และ ตัวที่สองใช้ปรับค่าความถี่สัญญาณพาด้านต่ำ หลักการทำงานทางอุดมคติแสดงในรูปที่ 10.16(ก) ที่ Peak-detector สองตัวถูกนำมาใช้ ซึ่งเอาต์พุตของขดทุติยภูมิขดแรกทำหน้าที่เป็นวงจรจูน ที่มีความถี่กลางสูงกว่าความถี่คลื่นพาด้าน ส่วนอีกขดหนึ่งจูนให้ความถี่กลางต่ำกว่าความถี่คลื่นพาด้าน โดยสมมติให้ไม่มีการ Coupling ระหว่างกัน เส้นประในรูปแสดงให้เห็นขอบเขตที่ว่่านี้ ผลตอบสนองทาง Magnitude ของวงจรปรับค่าเอาต์พุตแต่ละตัวแสดงในรูปที่ 10.16(ข) การพล็อตด้านลบหมายถึงวงจร Detector ตัวที่มีความถี่ต่ำกว่า เนื่องจากเอาต์พุตจาก Detector มีเป็นลักษณะเป็นการลบกัน มอดูเลชันเอาต์พุตจึงเป็นผลต่างระหว่างเอาต์พุต Detector ทั้งสองตัว

$$V_o = |v_1| - |v_2|$$

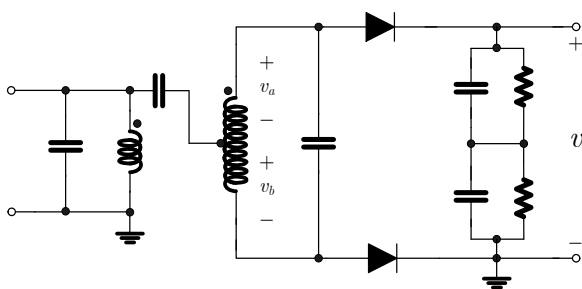
$$\approx \frac{1}{\sqrt{1 + Q_1^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + Q_2^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{o2}} - \frac{\omega_{o2}}{\omega}\right)^2}} \quad (10.23)$$



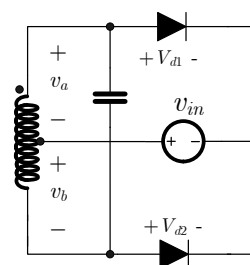
(ข)



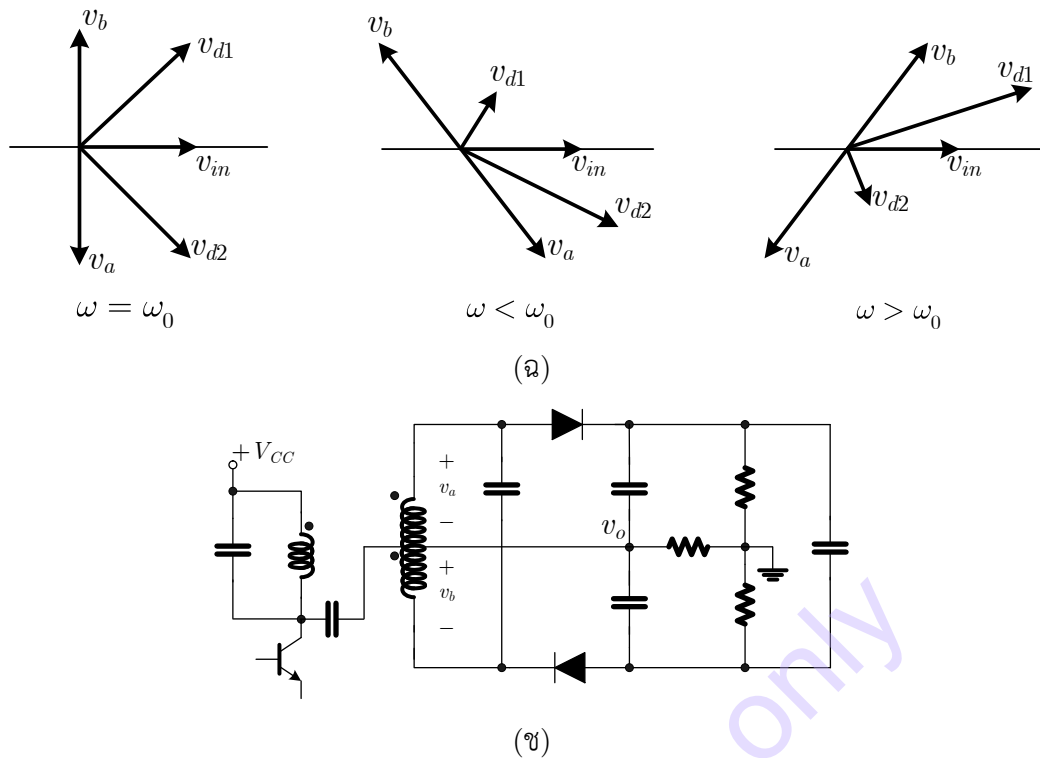
(ค)



(ง)



(จ)



รูปที่ 10.16 (ก) การใช้วงจรถ่ายจับค่าสูงสุดสองตัวปรับปรุงความเป็นเชิงเส้นของผลตอบสนองทางขนาด (ข) ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรถ่ายจับค่าสูงสุดสองตัว (ค) ผลต่างของผลตอบสนองทางขนาด (ง) วงจรมอดูเลเตอร์ในทางปฏิบัติ (จ) วงจรที่ความถี่สูง (ฉ) แผนภาพเฟสเซอร์ (ช) วงจรถ่ายจับสัญญาณวิทยุ

โดยที่เอาต์พุตของ Detector แปรผันโดยตรงต่อผลตอบสนองทางขนาดของวงจรถ่ายจับค่าสูงสุดสองตัวแสดงในรูปที่ 10.16(ค) ผลต่างของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรถ่ายจับค่าสูงสุดสองตัวในสองความถี่ กับความถี่อื่นพุดค่อนข้างเป็นเชิงเส้น ใกล้กับความถี่คลื่นพา การวิเคราะห์โครงสร้างนี้นำไปสู่ผลลัพธ์ที่ความเป็นเชิงเส้นที่ดีที่สุดพร้อมกับแบนด์วิดท์ที่เท่ากันสำหรับวงจรถ่ายจับค่าทั้งสอง ความถี่เรโซแนนซ์ถูกแยกออกมาซึ่งเป็น 2.45 เท่าของแบนด์วิดท์ที่ -3dB ของวงจรถ่ายจับ

ผลตอบสนองทางความถี่นอกแบนด์ (Out-band) ทำให้ FM ดีมอดูเลเตอร์สามารถเกิดความถี่ปรับค่าได้สามความถี่ นั่นคือ ความถี่ที่ต้องการตำแหน่งตรงกลางในรูปที่ 10.16(ค) และ ทั้งด้านบนและ ด้านล่าง ตำแหน่ง Outband ที่ค่า off-peak เกิดขึ้น การจูนสามความถี่นี้สามารถพบได้ในเครื่องรับ FM ส่วนใหญ่

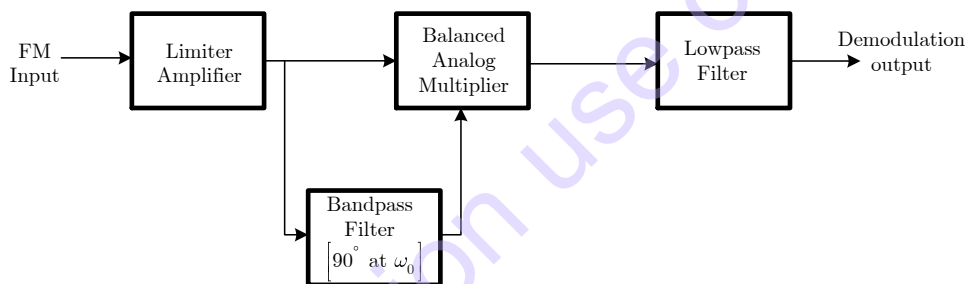
วงจรมอดูเลเตอร์ ด้วยวงจรถ่ายจับค่าสูงสุด มักจะถูกเรียกว่าวงจรมอดูเลเตอร์แยกแยะความถี่ (Frequency Discriminator) โดยวงจรถ่ายจับค่าสูงที่ใช้ในทางปฏิบัติจะเป็นแบบ Push-pull Coupling ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำดังในรูปที่ 10.15(ง) ซึ่งเรียกรูปแบบนี้ว่า Foster-Seeley discriminator ในการทำงานนั้นจะมีแรงดันตกคร่อม Peak-Detector เป็นผลรวมเวกเตอร์หรือผลต่างเวกเตอร์ของผลตอบสนองขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองรวมกับแรงดันจากปฏิกิริยาเหนี่ยวนำจะมี ac ต่อดังกราวนดังรูปที่ 10.16(ง) และ วงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ต่ำผ่านเพื่อทำให้เกิดกราวด์ความถี่สูงที่ไดโอดดังรูปที่ 10.16(จ) ซึ่งตัวเก็บประจุ Coupling ตัวเล็กๆ ทำให้วงจรมอดูเลเตอร์ สำหรับวงจรถ่ายจับค่าทั้งสอง เนื่องจากในช่วงความถี่กลาง (Midband) เฟสจะเลื่อนไป 90° เทียบกับสัญญาณที่ป้อนเข้า องค์ประกอบทั้งหมดเป็นแบบควอดเรเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 10.16(ฉ) ผลรวมและผลต่างเวกเตอร์เปลี่ยนแปลงในรูปแอมพลิจูด เมื่อเกิดความถี่เบี่ยงเบนของความถี่อื่นพุด เพราะว่าการเลื่อนของเฟสในวงจรถ่ายจับค่าสูงสุดเอาต์พุตของ

Detector ถูกนำไปใช้เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ ในการนำไปใช้นี้ต้องใช้ Limiter แอมพลิฟายอย่างดีก่อนหน้า Demodulator เพื่อที่จะกำจัดอินพุตแบบ AM

วงจรแยกแยะความถี่แบบตัดแปลงคือ วงจรตรวจจับความถี่วิทยุ ดังรูปที่ 10.16(ข) สังเกตว่าไดโอดตัวหนึ่งต่อกลับด้าน วงจรนี้ไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิฟายอินพุต และ ต้องใช้วงจรจำกัดสัญญาณ (Limiter) ประสิทธิภาพความเป็นเชิงเส้นโดยรวมของวงจรมอดูเลเตอร์ ไม่ค่อยดีเท่าวงจร Foster-Seeley วงจรตรวจจับสัญญาณวิทยุนี้ถูกนำมาใช้มาเพียงไม่กี่ปี พบในในเครื่องรับราคาถูก

10.7 วงจร FM ดีมอดูเลเตอร์โดยใช้ตัวคูณสัญญาณ

ในปี 1968 A. Bilotti นำเสนอ FM ดีมอดูเลชันประสิทธิภาพสูง สามารถทำได้ด้วยการใช้ตัวคูณแอนะล็อกพร้อมกับโครงข่ายแถบความถี่ผ่านเลื่อนเฟส ดังแสดงในรูปที่ 10.17 [1] สัญญาณอินพุตที่มอดูเลตแล้ว จะเข้าวงจรจำกัดสัญญาณ เพื่อเอาสัญญาณ AM ออกจากคลื่นรบกวน วงจรจูนแถบความถี่ผ่านแบบเลื่อนเฟส -90° ที่ความถี่กลาง โดยนำสัญญาณอินพุตที่ผ่านวงจรจำกัดสัญญาณ และ เลื่อนเฟส -90° มาป้อนเข้าตัวคูณอนาล็อกเป็นสัญญาณ เอาต์พุตจากตัวคูณสัญญาณ นำมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ก็จะได้สัญญาณข่าวสารต้นทางกลับมา



รูปที่ 10.17 วงจร FM ดีมอดูเลเตอร์โดยใช้ตัวคูณสัญญาณ

สมมติให้เอาต์พุตของวงจรจำกัดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$v_1(t) = V_{1A} \sin \phi_c(t) \quad (10.24)$$

โดย $\phi_c(t)$ ประกอบด้วยสัญญาณข่าวสาร และ สัญญาณคลื่นพาหุ คล้ายกับสมการที่ (10.16) เอาต์พุตจากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะได้เป็นสัญญาณนี้บวกกับกับพจน์เฟส สำหรับการสร้างวงจรกรองจากฟังก์ชันความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันเฟสคือ

$$\begin{aligned} \angle \frac{v_o}{v_i}(j\omega) &= -\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_0^2 - \omega}{\omega_b \omega} \right) \\ &\approx -\frac{\pi}{2} + 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega} \end{aligned} \quad (10.25)$$

โดย ω_0 เป็นความถี่กลาง และ ω_b เป็นความกว้างของแถบความถี่ผ่าน พจน์ที่สองของสมการที่ (10.25) เป็นผลลัพธ์มาจากข้อสรุปที่ว่า $\omega \approx \omega_0$ และ $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ ω_0 และใช้ $\tan^{-1} x \approx x$ เอาต์พุตจากตัวคูณอนาล็อกอยู่ในรูป

$$v_o(t) = KV_{1A}^2 \sin \phi_c(t) \sin \left(-\frac{\pi}{2} + 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega} + \phi_c(t) \right) \quad (10.26)$$

โดยที่ K คือค่าคงที่

เนื่องจากการเลื่อนเฟส $-\pi/2$ ในพจน์ที่สอง จึงสามารถแทนได้ด้วยการใช้ฟังก์ชัน cosine และ ใช้เอกลักษณ์ตรีโกณมิติเราจะได้เพียงหนึ่งองค์ประกอบของเอาต์พุต

$$\begin{aligned} v_o(t) &= KV_{1A}^2 \sin \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega} \right) \\ &\approx K' \frac{\Delta f}{f} \end{aligned} \quad (10.27)$$

โดยที่ K' เป็นค่าคงที่ใหม่ ซึ่งจะมีพจน์ค่าสูงถูกสร้างออกมาด้วย อย่างไรก็ตามพจน์ที่ความถี่สูงจะสามารถกรองออกได้ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งต่อจากตัวคูณสัญญาณ เอาต์พุตสุดท้ายเป็นสัดส่วนสัญญาณต่อค่าเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณอินพุต นั่นคือสัญญาณ FM ดีมอดูเลชัน หรือ สัญญาณข่าวสารนั่นเอง

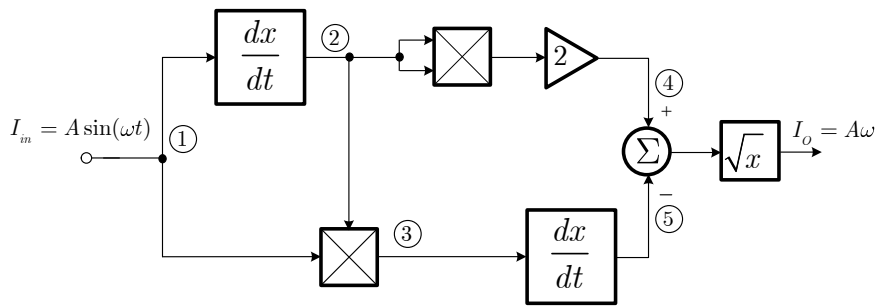
ตัวคูณอนาล็อกด้านบนสามารถสร้างจากวงจรคูณสัญญาณ ในแบบต่างๆที่กล่าวไว้ในบทที่ 9 และ จัดวงจรไบแอสให้เหมาะสม วงจรที่สมบูรณ์ถูกสร้างเป็นวงจรรวม และ นำมาใช้เป็นวงจร FM ดีมอดูเลเตอร์เชิงพาณิชย์ของเครื่องรับ FM ในวิทยุ โทรทัศน์ได้

10.8 วงจร AM และ FM ดีมอดูเลเตอร์แบบทันที (Instantaneous AM and FM

Demodulator)

ในวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณทั้งในแบบ AM หรือ FM ที่กล่าวมาข้างต้น แม้ว่าวงจรอาจจะมีทั้งข้อดี เช่นมีความเรียบง่าย แต่ก็มีข้อเสียเช่นเดียวกัน เนื่องจากอุปกรณ์ที่จำเป็นในการกู้สัญญาณข่าวสารกลับมา ก็คือ วงจรจูน หรือ วงจรกรองความถี่ ซึ่งหากพิจารณาในอีกบริบทหนึ่งของวงจรกรองความถี่นั้น ก็เปรียบเสมือนตัวหน่วงเวลา ซึ่งโดยทั่วไปสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่จะมีเฟสที่เปลี่ยนไป อีกนัยหนึ่งก็คือมีความล่าช้ากว่าสัญญาณอินพุต ทำให้วงจรจะไม่สามารถตอบสนองได้รวดเร็วทันเอง และ อีกทั้งวงจรส่วนใหญ่ยังมีความจำเป็นต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งในการสร้างวงจรรวมจะต้องใช้เทคโนโลยีที่สูง เพื่อสร้างขดลวดเหนี่ยวนำในชิป

ในปี 2017 P. Prommee ได้คิดค้นวงจรตรวจจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด (Frequency and Peak Detector: FPD) ในตัวเดียวกัน ด้วยเทคโนโลยีซิมอส [2] โดยไม่ต้องใช้วงจรจูน และ ขดลวดเหนี่ยวนำ เหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวม หลักการในการออกแบบจะใช้เทคนิคตรีโกณมิติ ต่อร่วมกับฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ โดยหลักการทั้งหมดสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรได้ ทำให้เอาต์พุตสามารถทำงานได้เป็นทั้งวงจรตรวจจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด โดยหลักการสร้างวงจร FPD สามารถสรุปได้เป็นบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 10.18



รูปที่ 10.18 บล็อกไดอะแกรมของวงจรตรวจจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด (FPD)

วงจร FPD ในรูปที่ 10.18 ประกอบด้วยวงจรดิฟเฟอเรนเชียล 2 ตัว ตัวคูณแอมพลิจูด 2 ตัว วงจรขยาย วงจรรวมสัญญาณ และ วงจรรากที่สอง เพื่อความเข้าใจการทำงานสามารถจะอธิบายการทำงานและสัญญาณในแต่ละโหนด ประกอบกับความสัมพันธ์ของตรีโกณมิติ โดยสมมติให้สัญญาณไซน์ (10.28) ถูกป้อนเข้าที่อินพุตของดิฟเฟอเรนเชียลตัวแรก และ สัญญาณเอาต์พุตที่โหนด 2 จะมีค่าเป็นดังสมการที่ (10.29)

$$I_{in}(t) = I_1(t) = A \sin(\omega t) \quad (10.28)$$

$$I_2(t) = A\omega \cos(\omega t) \quad (10.29)$$

คูณสัญญาณที่โหนด 1 และ โหนด 3 โดยใช้กฎมุม 2 เท่าของตรีโกณมิติ (double angle formula) สัญญาณเอาต์พุตที่โหนด 3 มีค่าเท่ากับ

$$I_3(t) = \frac{A^2\omega \sin(2\omega t)}{2} \quad (10.30)$$

ยกกำลังสองสมการที่ (10.29) และขยายด้วยอัตรายขยาย 2 เท่า ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่โหนด 4 มีค่าเป็น

$$I_4(t) = 2A^2\omega^2 \cos^2(\omega t) \quad (10.31)$$

ดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ (10.30) สัญญาณเอาต์พุตที่โหนด 5 สามารถเขียนได้เป็น

$$I_5(t) = A^2\omega^2 \cos(2\omega t) \quad (10.32ก)$$

สมการที่ (10.32ก) สามารถเขียนใหม่โดยใช้กฎมุม 2 เท่าของตรีโกณมิติ ($\cos 2x = \cos^2 x - \sin^2 x$) ดังนั้น

$$I_5(t) = A^2\omega^2 [\cos^2(\omega t) - \sin^2(\omega t)] \quad (10.32ข)$$

นำสมการที่ (10.31) และ (10.32) มาลบกัน และ ใช้กฎของเอกลักษณ์ตรีโกณ และ นำมาถอดรากที่สอง จะได้สัญญาณเอาต์พุตสุดท้ายเท่ากับ

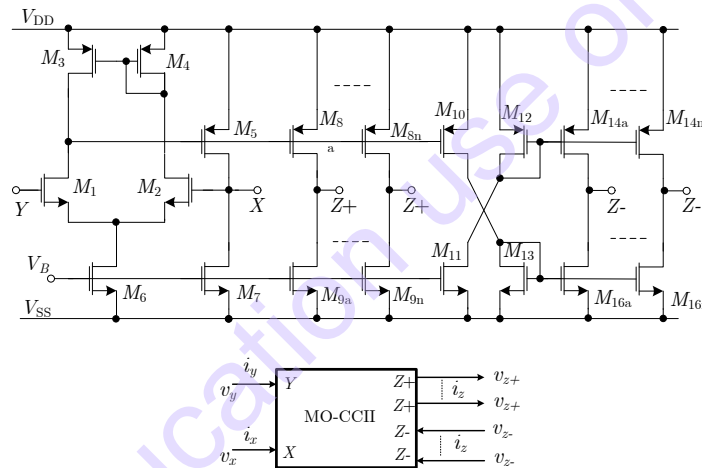
$$I_o = A\omega \quad (10.33)$$

จากสมการที่ (10.33) พบว่าเอาต์พุตจะมีค่าแปรผันอย่างเป็นเชิงเส้นตามแอมพลิจูด และ ความถี่ของสัญญาณไซน์อินพุต ซึ่งสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรตรวจจับค่าสูงสุด และ ความถี่ของสัญญาณไซน์ หรือวงจร

AM และ FM ดิมอดูเลเตอร์ ได้ในวงจรเดียวกัน เพื่อให้วงจรรวมมีขนาดเล็ก ทำงานในความถี่ค่อนข้างสูง จะทำการออกแบบวงจรให้ทำงานในรูปแบบกระแส ซึ่งการออกแบบวงจรถิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียล วงจรคูณสัญญาณ วงจรรากที่สอง นั้นจะทำงานในรูปแบบกระแสทั้งหมด โดยวงจรถิฟเฟอเรนเชียลจะใช้ CMOS CCII หลายเอาต์พุตร่วมกับ ตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุ ส่วนวงจรคูณสัญญาณ และ วงจรรากที่สองจะใช้ทรานซิสเตอร์ ซีมอสออกแบบดั้งจะเริ่มต้นจาก วงจรถิฟเฟอเรนเชียลรูปแบบกระแสก่อน

10.8.1 วงจรถิฟเฟอเรนเชียลรูปแบบกระแสโดยใช้ MO-CCII

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองหลายแบบเอาต์พุต (MO-CCII) เป็นวงจรที่พัฒนามาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองโดยทำการขยายเอาต์พุต (พอร์ต Z) ของวงจรให้มีมากกว่าหนึ่ง โดยใช้โครงสร้างที่ดัดแปลงมาจากวงจรถิฟเฟอเรนเชียลแบบซิมอส [3] โดยที่พอร์ต Z ที่เพิ่มขึ้นมาสร้างได้จากวงจรถิฟเฟอเรนเชียลจำนวนหนึ่ง ซึ่งในที่นี้ MO-CCII สองตัว ตัวแรกใช้แบบเอาต์พุตเป็นลบ 3 พอร์ต และ อีกตัวหนึ่งใช้แบบลบ 1 พอร์ต และ บวก 3 พอร์ต โดยวงจร MO-CCII แสดงดังรูปที่ 10.19 โดยมีแรงดันไบแอส V_B ให้กับทรานซิสเตอร์เพื่อทำหน้าที่จ่ายกระแสคงที่ และ คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร MO-CCII แสดงไว้ดังสมการที่ (10.34)

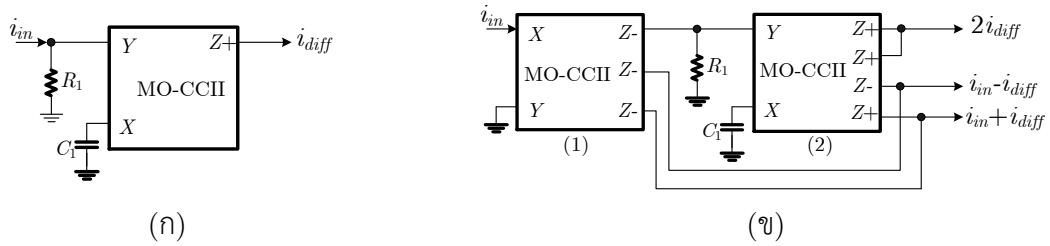


รูปที่ 10.19 วงจร MO-CCII โดยใช้เทคโนโลยีซิมอสและสัญญาณ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (10.34)$$

วงจรถิฟเฟอเรนเชียลรูปแบบกระแสสามารถสร้างขึ้นโดยใช้ MO-CCII ตัวต้านทานแบบต่อกราวด์หนึ่งตัว และ ตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์อีกหนึ่งตัวดังรูปที่ 10.20(ก) โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสเท่ากับ

$$\frac{i_{diff}}{i_m} = sR_1C_1 \quad (10.35)$$



รูปที่ 10.20 (ก) วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบกระแสแบบทั่วไป (ข) วงจรวงจรมอดูเลเตอร์แบบกระแสตัดแปลงหลายเอาต์พุตโดยใช้วงจรสำเนากระแส

จากรูปที่ 10.20(ข) วงจร MO-CCII จะถูกใช้เป็นตัวสำเนากระแสหลายเอาต์พุต โดยเอาต์พุตแรกป้อนให้กับอินพุตของวงจรเพื่อจ่ายให้กับวงจรมอดูเลเตอร์แบบทั่วไปที่สร้างจาก MO-CCII ตัวที่สองและ กระแสส่วนที่เหลือนำไปบวกและลบกับเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ ทำให้กระแสเอาต์พุตรวมที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์แบบตัดแปลงรูปที่ 10.20(ข) สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละเอาต์พุตได้เป็น

$$\frac{2i_{diff}}{i_{in}} = s2R_1C_1 \quad (10.36)$$

$$\frac{i_{diff} + i_{in}}{i_{in}} = sR_1C_1 + 1 \quad (10.37)$$

$$\frac{-i_{diff} + i_{in}}{i_{in}} = -sR_1C_1 + 1 \quad (10.38)$$

ตัวอย่างที่ 10.4 จงสังเคราะห์วงจรมอดูเลเตอร์ โดยกำหนดให้อินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $100\mu A$ ช่วงความถี่สูงสุดที่จะใช้เท่ากับ $100kHz$ และ กำหนดค่ากระแสเอาต์พุตสูงสุดเมื่อความถี่สูงสุดเท่ากับ $100\mu A$ และ จำลองการทำงานโดยใช้ Model CMOS TSMC $0.25\mu m$ และ ใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ดังตารางที่ 10.1

ตารางที่ 10.1 ขนาดทรานซิสเตอร์ของวงจร MO-CCII

MO-CCII			
Transistor	W/L ($\mu m/\mu m$)	Transistor	W/L ($\mu m/\mu m$)
M_1, M_2	1/0.5	$M_5, M_8, M_{10}, M_{12}, M_{14}$	5/0.5
M_3, M_4	5/0.5	$M_6, M_7, M_9, M_{11}, M_{13}, M_{16}$	3/0.5

วิธีทำ

จากสมการที่ (10.35) ได้เป็น

$$\left| \frac{i_{diff}}{i_{in}} \right| = \left| \frac{100\mu A}{100\mu A} \right| = 1 = |\omega R_1 C_1|$$

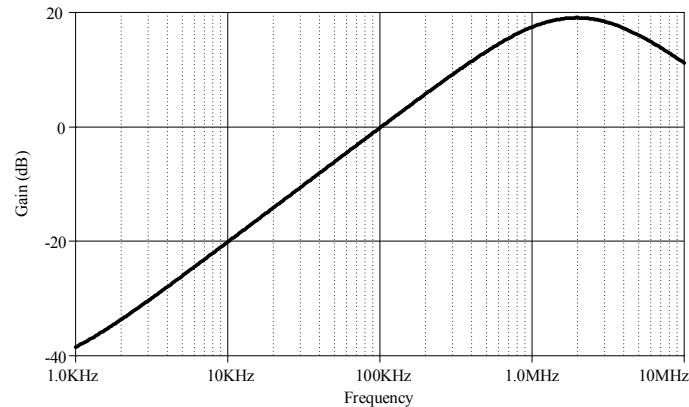
$$\frac{1}{2\pi \cdot 100 \times 10^3} = R_1 C_1$$

ถ้ากำหนดให้ $C_1 = 2.5nF$ ดังนั้น

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 2.5 \times 10^{-9}} = 636.8\Omega$$

หมายเหตุ ในทางปฏิบัติอาจจะใช้ค่า 630Ω แทน

เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 10.19 และ จำลองการทำงานโดยใช้ขนาดทรานซิสเตอร์ตามตารางที่ 10.1 เมื่อ Sweep ความถี่อื่นพุตจาก 1kHz-10MHz ผลการตอบสนองของเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 10.21



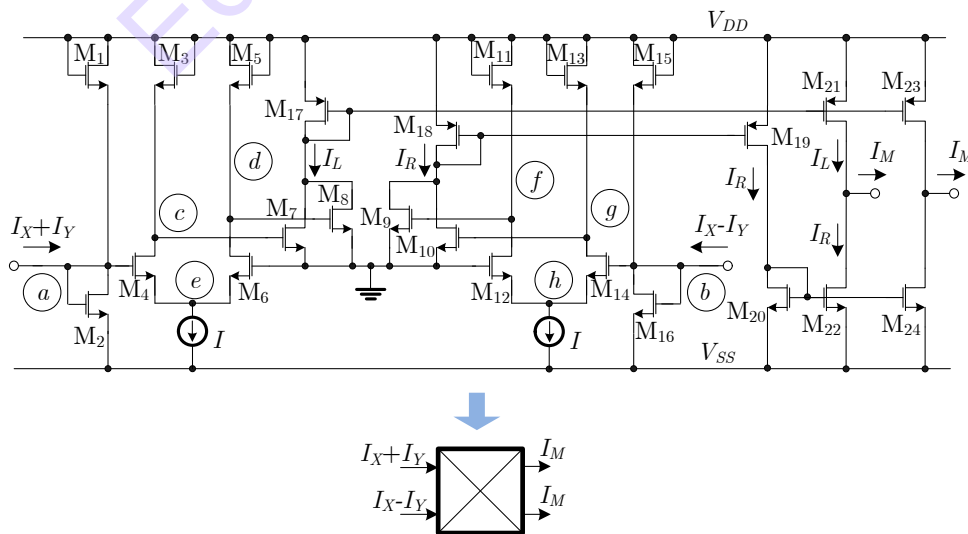
รูปที่ 10.21 คุณสมบัติการตอบสนองเชิงขนาดของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนซีเอเตอร์

10.8.2 วงจรคูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์รูปแบบกระแสโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

รูปที่ 10.22 แสดงวงจรคูณสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส ซึ่งดัดแปลงมาจากวงจรใน [4] โดยทรานซิสเตอร์ทั้งหมดทำงานในย่านอิมิตัว และมีกระแสไบแอส (I) สองตัว โดยแต่ละตัวจะไบแอสให้กับ วงจร คู่ออสดิฟเฟอเรนเชียลแต่ละตัว (M_3 - M_6 และ M_{11} - M_{14}) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณอินพุตแบบเดี่ยวเป็น เอาต์พุตแบบดิฟเฟอเรนเชียล วงจรความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ (M_1, M_2, M_{15}, M_{16}) [5] ใช้การแปลงกระแส แบบเดี่ยว (I_X+I_Y และ I_X-I_Y) ให้อยู่ในรูปแรงดันแบบเดี่ยวที่โหนด (a) และ (b) โดยสามารถเขียนเป็นสมการ ได้ดังสมการที่ (10.39) และ (10.40)

$$V_a = \frac{(I_X + I_Y)}{2\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_a (V_{DD} - V_T)} \quad (10.39)$$

$$V_b = \frac{(I_X - I_Y)}{2\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_a (V_{DD} - V_T)} \quad (10.40)$$



รูปที่ 10.22 วงจรคูณสัญญาณสี่ควอดแดรนต์รูปแบบกระแสโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

ทรานซิสเตอร์ M_3 - M_6 ต่อร่วมกันเป็นวงจรมอดูลเตอร์เฟอเรนเชียล และ แอกทิฟโหลด จากรูปสามารถเขียนสรุปเงื่อนไขกระแสเดรนได้ดังนี้ $I_{D3}=I_{D4}$ และ $I_{D5}=I_{D6}$. โดยกระแสเดรนของ M_3 , M_4 และ M_5 , M_6 สามารถเขียนอยู่ในรูป

$$k_1 \left(\frac{V_a}{2} - V_e - V_T \right)^2 = k_2 (V_{DD} - V_c - V)^2 \quad (10.41)$$

$$k_1 \left(-\frac{V_a}{2} - V_e - V_T \right)^2 = k_2 (V_{DD} - V_d - V_T)^2 \quad (10.42)$$

โดยที่ $k_1 = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{4,6}$, $k_2 = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{3,5}$ ถ้าสมมติให้ $k_1/k_2=2$ แรงดันที่โหนด (c) และ (d) จะได้เป็น

$$V_c = -\frac{V_a}{\sqrt{2}} + V_K \quad (10.43)$$

$$V_d = \frac{V_a}{\sqrt{2}} + V_K \quad (10.44)$$

เมื่อ $V_K = V_{DD} + \sqrt{2}V_e + \sqrt{2} - 1 V_T$ กระแสเดรนของ M_7 และ M_8 มีค่าเท่ากับ

$$I_7 = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_b [(V_c - V_T)^2] = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_b \left[\left(-\frac{V_a}{\sqrt{2}} + V_K - V_T \right)^2 \right] \quad (10.45)$$

$$I_8 = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_b [(V_d - V_T)^2] = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_b \left[\left(\frac{V_a}{\sqrt{2}} + V_K - V_T \right)^2 \right] \quad (10.46)$$

กระแสเอาต์พุตด้านซ้ายสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการได้เป็น

$$I_L = I_7 + I_8 = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_b [V_a^2 + 2(V_K - V_T)^2] \quad (10.47)$$

ในทำนองเดียวกัน กระแสเอาต์พุตด้านขวาสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการได้เป็น

$$I_R = I_9 + I_{10} = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_b [V_b^2 + 2(V_K - V_T)^2] \quad (10.48)$$

กระแสเอาต์พุตแบบดิฟเฟอเรนเชียลของวงจรมอดูลเตอร์ได้มาจากการนำสมการที่ (10.47) ลบกับ (10.48) และ แทนสมการที่ (10.39) และ (10.40) ลงไปจะได้

$$I_M = I_L - I_R = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_b (V_a^2 - V_b^2) = K_m I_X I_Y \quad (10.49)$$

โดยที่ $K_m = \frac{1}{8\mu C_{OX}} \left(\frac{W}{L} \right)_b \left/ \left[\left(\frac{W}{L} \right)_a V_{DD} - V_T \right]^2 \right.$ ขณะที่ μ , C_{ox} , และ V_T คือ ค่าความคล่องพื้นผิวของ

อิเล็กตรอน ตัวเก็บประจุจากออกไซด์ และ ค่าแรงดันขีดเริ่มตามลำดับ ส่วน $(W/L)_a$ คือค่าอัตราส่วนของความกว้าง และ ยาว ของแซนแนลสำหรับทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 , M_{15} , M_{16} , และ $(W/L)_b$ คือค่าอัตราส่วนของความกว้าง และ ยาว ของแซนแนลสำหรับทรานซิสเตอร์ M_7 - M_{10} .

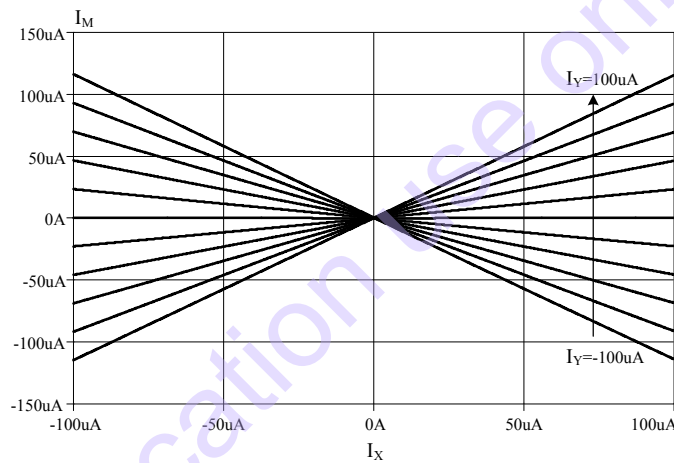
ตัวอย่างที่ 10.5 จงจำลองการทำงานของวงจรมอดูสัญญาณสี่ควอดแดรนต์รูปแบบกระแส โดยกำหนดให้อินพุต I_X และ I_Y เป็นสัญญาณไฟตรงขนาด $\pm 100\mu\text{A}$ โดยใช้ Model CMOS TSMC $0.25\mu\text{m}$ และ ใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ดังตารางที่ 10.2

ตารางที่ 10.2 ขนาดทรานซิสเตอร์ของวงจรมอดูสัญญาณสี่ควอดแดรนต์รูปแบบกระแส

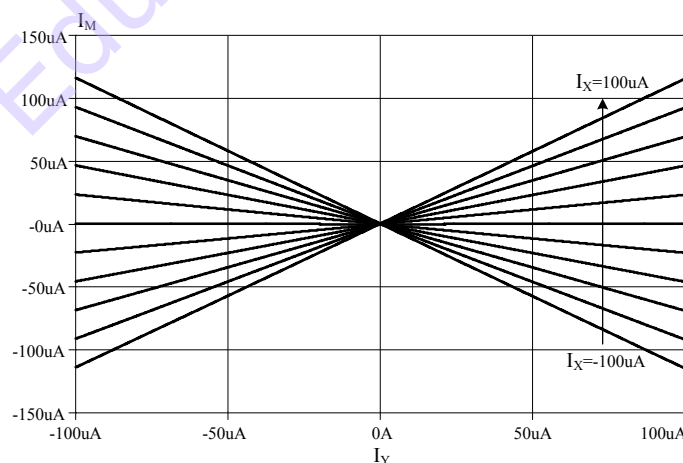
Multiplier			
M_1, M_2, M_{15}, M_{16}	3/0.5	M_7, M_8, M_9, M_{10}	10/0.5
M_4, M_6, M_{12}, M_{14}	2/0.5	M_{17}, M_{18}	40/0.5
M_{19}, M_{20}, M_{23}	30/0.5	M_{20}, M_{22}, M_{24}	10/0.5

วิธีทำ

เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 10.22 และ จำลองการทำงานโดยใช้ขนาดทรานซิสเตอร์ตามตารางที่ 10.2 เมื่อ Sweep กระแสอินพุต I_X และ I_Y เป็นสัญญาณไฟตรง $\pm 100\mu\text{A}$ กระแสเอาต์พุตของวงจรมอดูสัญญาณสี่ควอดแดรนต์แสดงดังรูปที่ 10.23



(ก)



(ข)

รูปที่ 10.23 คุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรมอดูสัญญาณสี่ควอดแดรนต์รูปแบบกระแส

(ก) เมื่อป้อนอินพุต I_X เปลี่ยนค่า I_Y (ข) เมื่อป้อนอินพุต I_Y เปลี่ยนค่า I_X

10.8.3 วงจรรากที่สองรูปแบบกระแส

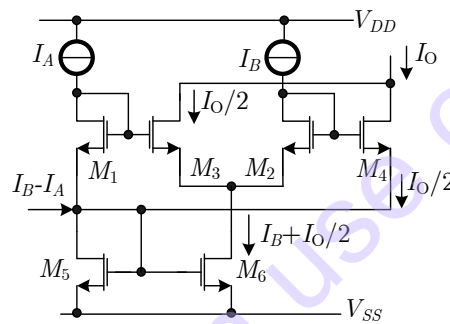
แนวคิดของวงจรรากที่สองรูปแบบกระแสโดยใช้ซีมอสแสดงดังรูปที่ 10.24 โดยใช้หลักการของวงจรรากที่สองชนิด A [6] สมมติทรานซิสเตอร์ (M_1 - M_4) สมพงค์กันทุกประการ และทำงานในย่านอิมิตัว เมื่อใช้ทฤษฎีแรงดันของ Kirchhoff's (KVL) กับทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว สามารถเขียนสมการแรงดันเกต-ซอสของทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ได้เป็น

$$V_{GS1} - V_{GS3} + V_{GS2} - V_{GS4} = 0 \quad (10.50)$$

โดยที่ $V_{GSi} = \sqrt{\frac{I_i}{k}} + V_T$ กำหนดให้ $k = \frac{\mu C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$ สมการแรงดันทรานซิสเตอร์ในสมการที่ (10.50)

สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

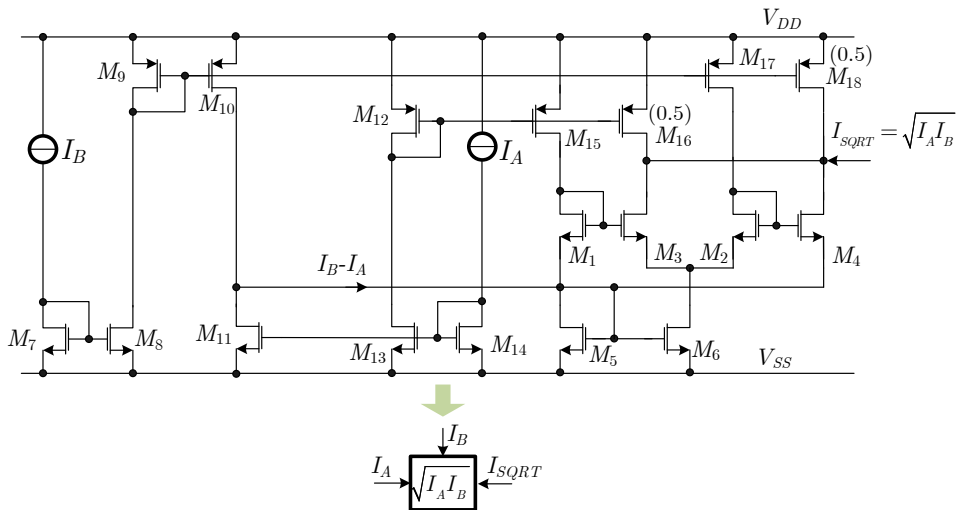
$$\sqrt{I_A} + \sqrt{I_B} = \sqrt{I_C} + \sqrt{I_D} \quad (10.51)$$



รูปที่ 10.24 หลักการวงจรรากที่สองรูปแบบกระแสโดยใช้ซีมอส

ทำการยกกำลังสองสมการที่ (10.51) และ กำหนดให้กระแสของ M_3 และ M_4 มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสเอาต์พุต ($I_3 = I_4 = I_O/2$) และ กระแสของ M_1 และ M_2 คือกระแสอินพุต (I_A และ I_B) ซึ่งเงื่อนไขกระแสที่กำหนดดังกล่าวสามารถทำได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแส (M_5 และ M_6) และ แหล่งจ่ายกระแสเพิ่มเติม ($I_B - I_A$) ดังแสดงในรูปที่ 10.25 ซึ่งเมื่อกระแส I_3 เท่ากับ I_4 กระแสเอาต์พุตสามารถเขียนอยู่ในรูปฟังก์ชันรากที่สองของอินพุต และ มีพจน์ ไม่เชิงเส้นประกอบอยู่ด้วย ดังสมการที่ (10.52) โดยกระแสเอาต์พุต I_O มีค่าเท่ากับ

$$I_O = \sqrt{I_A I_B} + \frac{I_A + I_B}{2} \quad (10.52)$$



รูปที่ 10.25 วงจรรากที่สองรูปแบบกระแสโดยใช้ซีมอสแบบสมบูร์ณ (SQRT)

จากสมการที่ (10.52) พบว่ายังมีพจน์ไม่เชิงเส้นปะปนออกมาอีกกับเอาต์พุตด้วย ซึ่งการหักล้างพจน์ไม่เชิงเส้นสามารถทำได้โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์ M_7 - M_{18} เพื่อประกอบกันเป็นทั้งอินพุตกระแส (I_A , I_B) กระแสเพิ่มเติม ($I_B - I_A$) และ กระแสหักล้าง $(I_A + I_B)/2$ ซึ่งในทางปฏิบัติทรานซิสเตอร์ M_{16} และ M_{18} จะต้องกำหนดให้มีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของ M_{12} และ M_9 โดยวงจรรากที่สองรูปแบบกระแสโดยใช้ซีมอสแบบสมบูร์ณแสดงดังรูปที่ 10.24 และ กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$I_{SQRT} = \sqrt{I_A I_B} \quad (10.53)$$

จากสมการที่ (10.53) พบว่ากระแสอินพุตสามารถป้อนเข้าได้ทั้ง I_A หรือ I_B ก็ได้ (เช่น ถ้าให้ I_A เป็นอินพุต กระแส I_B จะต้องเป็นกระแสคงที่ หรือ ในทางกลับกันก็ทำได้เช่นกัน)

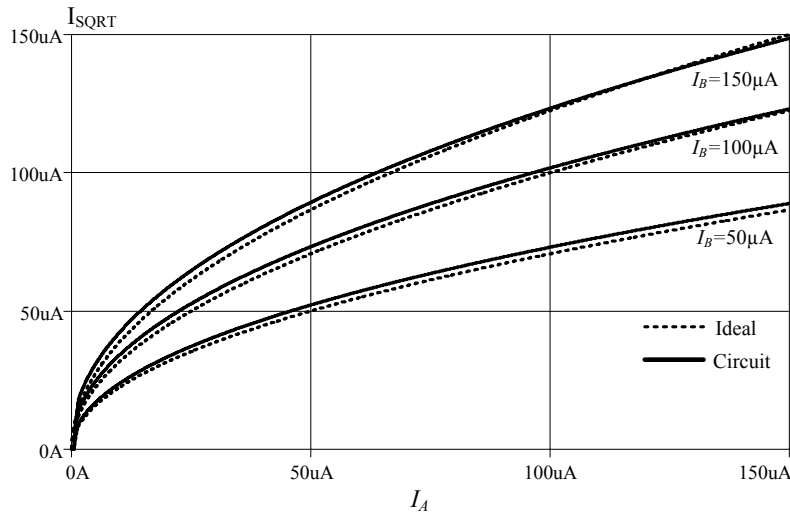
ตัวอย่างที่ 10.6 จงจำลองผลการทำงานของวงจรรากที่สองรูปแบบกระแสรูปที่ 10.25 โดยกำหนดให้อินพุต I_A เป็นสัญญาณไฟตรง 0 – 150 μ A ขณะที่ I_B เท่ากับ 50 μ A, 100 μ A และ 150 μ A โดยใช้ Model CMOS TSMC 0.25 μ m และ ใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ดังตารางที่ 10.3

ตารางที่ 10.3 ขนาดทรานซิสเตอร์ของวงจรรากที่สองรูปแบบกระแส

Square rooting			
M_1 - M_4	20/2	M_5 - M_8 , M_{11} , M_{13} , M_{14} , M_{16} , M_{18}	5/0.5
M_9 , M_{10} , M_{12} , M_{15} , M_{17}	10/0.5		

วิธีทำ

เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 10.25 และ จำลองการทำงานโดยใช้ขนาดทรานซิสเตอร์ตามตารางที่ 10.3 เมื่อ Sweep กระแสอินพุต I_A ตั้งแต่ 0 – 150 μ A ขณะที่ I_B เท่ากับ 50 μ A, 100 μ A และ 150 μ A กระแสเอาต์พุตของวงจรรากที่สองรูปแบบกระแสแสดงดังรูปที่ 10.26



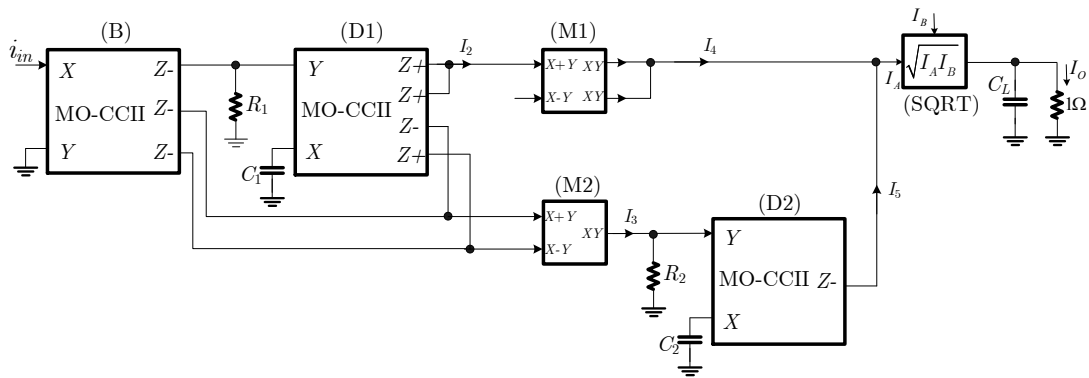
รูปที่ 10.26 กระแสเอาต์พุตของวงจรรากที่สองรูปแบบกระแส

10.8.4 วงจรตรวจจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด

รูปที่ 10.27 แสดงวงจรถวจจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด (Frequency and Peak Detector: FPD) รูปแบบกระแส ที่สร้างจากทรานซิสเตอร์ซีมอส โดยประกอบด้วยวงจรมอดูเลเตอร์หนึ่งตัว (B) วงจรดีเฟนซ์เฟอเรนเชียลสองตัว (D1 และ D2) วงจรคูณสัญญาณสองตัว (M1 และ M2) และ วงจรรากที่สองหนึ่งตัว (SQRT) โดยค่าคงตัวเวลาของดีเฟนซ์เฟอเรนเชียลทั้งสองตัว ถูกกำหนดให้เท่ากันโดย $(R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC)$ โดยอิงตามความถี่ที่ใช้ จากรูปจะเห็นว่าเอาต์พุตของ D1 จะป้อนเข้าอินพุต $(I_x + I_y)$ ของ M1 โดยปล่อยอีกอินพุตลอยไว้ $(I_x - I_y = 0)$ เพื่อให้วงจรทำงานเป็นวงจรรยกกำลังสอง (squarer) และ ต่อเอาต์พุตทั้งสองร่วมกันเพื่อให้มีอัตราขยายเท่ากับสอง ส่วนเอาต์พุตที่เหลือสองเอาต์พุตของ D1 ป้อนเข้าอินพุตทั้งสองของ M2 $(I_x + I_y, I_x - I_y)$ และ เอาต์พุตของ M2 ป้อนเข้าอินพุตของ D2 เอาต์พุตของ D2 รวมกับเอาต์พุตสองเท่าของ M1 ป้อนเข้าอินพุตของวงจรรากที่สอง (I_A) โดยกำหนดให้อีกอินพุต (I_B) เป็นกระแสไบแอสคงที่ สังเกตได้ว่าที่เอาต์พุตจะมีตัวเก็บประจุ C_L (10pF) ต่อขนานกับความต้านทานโหลด เพื่อลดสัญญาณ Aliasing ซึ่งทั้งนี้จะไม่ต้องใช้ก็ได้หากยอมรับสัญญาณ Aliasing ได้ และ เอาต์พุตของวงจรรากที่สองจะได้เป็นระดับไฟตรงมีค่าเท่ากับ

$$I_O = RCKA\omega \tag{10.54}$$

โดยที่
$$K = \sqrt{I_B K_m} = \frac{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_b \frac{I_B}{\mu C_{OX}}}}{\left(\frac{W}{L}\right)_a^2 V_{DD} - V_T}$$



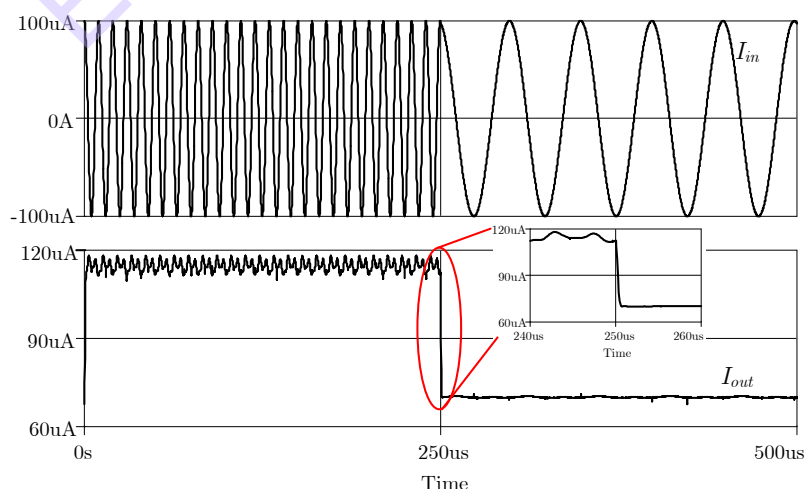
รูปที่ 10.27 วงจรตรวจจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด

ตัวอย่างที่ 10.7 จงสังเคราะห์วงจรถวนจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุด และจำลองการทำงานด้วย Model CMOS TSMC 0.25 μ m และ ใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ตามตารางที่ 10.1-10.3 ใช้ไฟเลี้ยง $\pm 1.5V$ แรงดันไบแอส (V_B) ของ MO-CCII และ กระแสไบแอสของวงจรมอดูเลเตอร์เท่ากับ $-0.55V$ และ $20\mu A$ ตามลำดับ กำหนดช่วงความถี่ปฏิบัติงานในช่วง $20kHz-100kHz$ สำหรับวงจรถวนจับความถี่ และ อินพุตกระแสในช่วง $20\mu A-100\mu A$ สำหรับวงจรถวนจับค่าสูงสุด

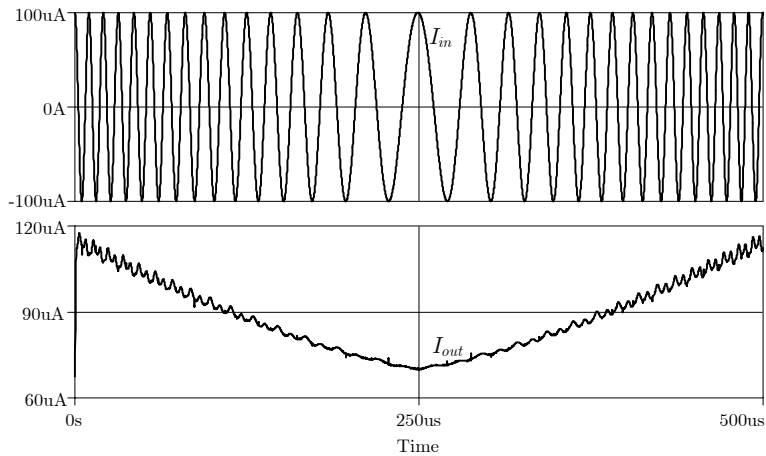
วิธีทำ

จากวงจรถวนจับความถี่ และ ตรวจจับค่าสูงสุดรูปที่ 10.27 เมื่อมีช่วงความถี่การทำงานที่กำหนดสามารถนำมาออกแบบอุปกรณ์แพสซีฟ (R และ C) ของดีเฟอเรนเชียลเออเพอเรเตอร์ตัวที่หนึ่ง และ ตัวที่สองมีค่าเป็น $R_1=310\Omega$, $C_1=5nF$ และ $R_2=620\Omega$, $C_2=2.5nF$ ตามลำดับ ค่ากระแสคงที่ $I_B=150\mu A$

ทำงานของฟังก์ชันตรวจจับความถี่ ทำได้โดยป้อนสัญญาณไซน์แอมพลิจูดคงที่ $100\mu A$ มีการเปลี่ยนความถี่ทันทีทันใด $100kHz$ และ $20kHz$ กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเป็นอยู่ระหว่าง $70\mu A$ และ $110\mu A$ ดังรูปที่ 10.28 และ พบว่ามีการตอบสนองที่ค่อนข้างรวดเร็วประมาณ $1\mu s$ และ เมื่อทำการปรับค่าความถี่ระหว่าง $20kHz$ กับ $100kHz$ ภายในช่วงเวลา $250\mu s$ ด้วยแอมพลิจูดคงที่ $100\mu A$ จะได้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นระหว่าง $70\mu A$ และ $110\mu A$ ดังแสดงในรูปที่ 10.29

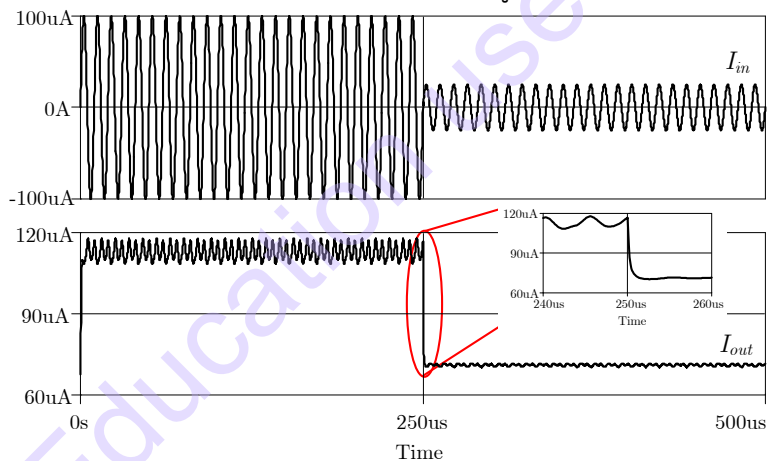


รูปที่ 10.28 การตรวจจับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงทันทีทันใดและเวลาการตอบสนอง

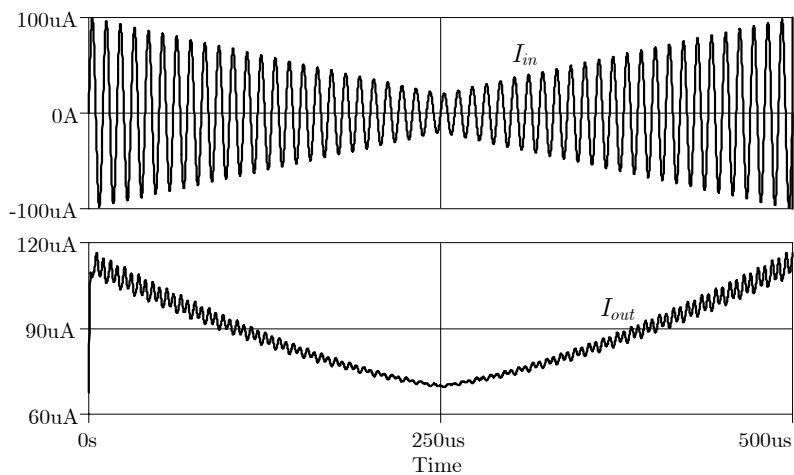


รูปที่ 10.29 การตรวจจับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้น

การทำงานของฟังก์ชันตรวจจับแอมพลิจูดสูงสุดทำได้โดยป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 100kHz โดยมีการเปลี่ยนแอมพลิจูดอย่างทันทีทันใด 20 μ A และ 100 μ A กระแสเอาต์พุตจะมีค่าอยู่ระหว่าง 70 μ A และ 110 μ A ดังรูปที่ 10.30 และ พบว่ามีการตอบสนองที่ค่อนข้างรวดเร็วประมาณ 1 μ s และ เมื่อทำการปรับค่าแอมพลิจูดระหว่าง 20 μ A และ 100 μ A ภายในช่วงเวลา 250 μ s ด้วยความถี่คงที่ 100kHz จะได้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นระหว่าง 70 μ A และ 110 μ A ดังแสดงในรูปที่ 10.31

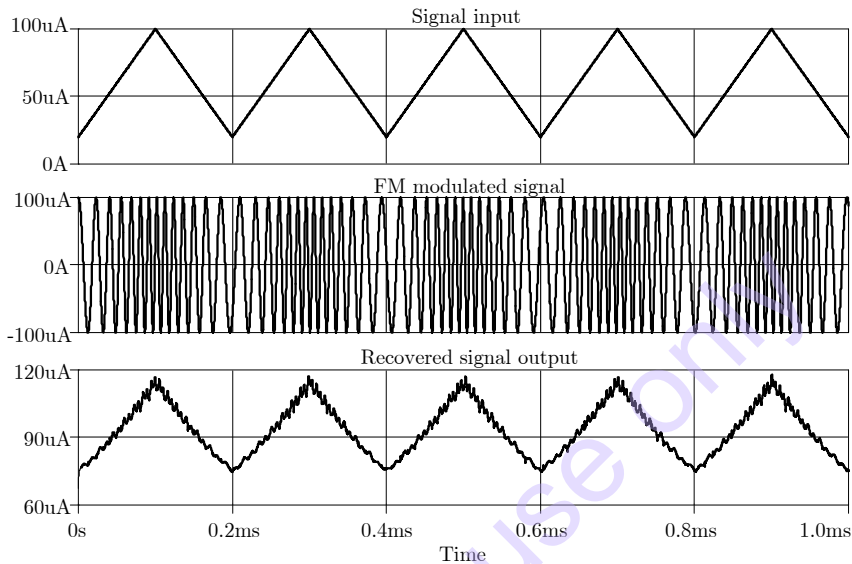


รูปที่ 10.30 การตรวจจับค่าแอมพลิจูดที่เปลี่ยนแปลงทันทีทันใดและเวลาการตอบสนอง

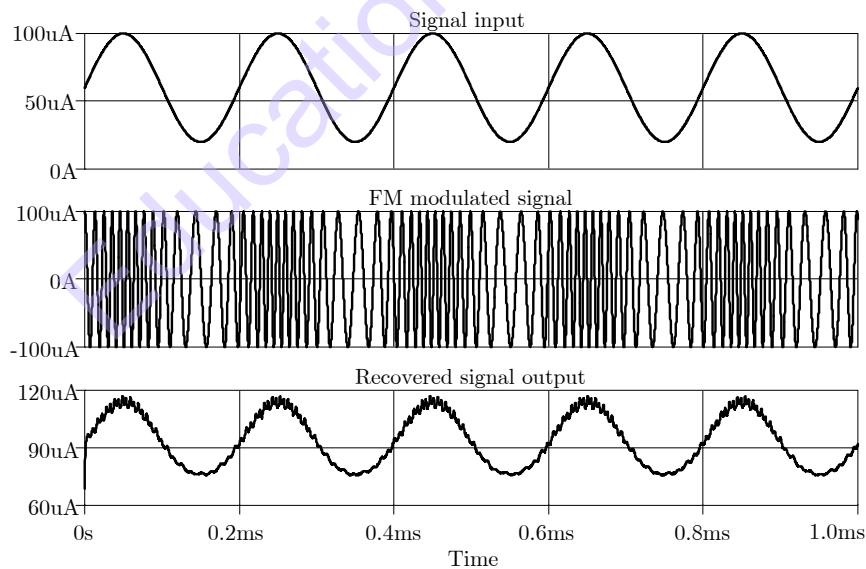


รูปที่ 10.31 การตรวจจับค่าแอมพลิจูดที่เปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้น

ในการตีมอดูเลตสัญญาณ FM ทำได้โดยกำหนดค่า ความถี่/ออฟเซต/แอมพลิจูด ดังนี้ 100kHz/0A/100 μ A เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ และ 5kHz/60 μ A/40 μ A เป็นสัญญาณมอดูเลตแบบ FM โดยมีสัญญาณข่าวสารแบบสามเหลี่ยม และ สัญญาณไซน์ และการกู้สัญญาณข่าวสารสามเหลี่ยม และ สัญญาณไซน์กลับมาจากการมอดูเลตแบบ FM แสดงดังรูปที่ 10.32 และ 10.33 ตามลำดับ พบว่าสัญญาณที่ตีมอดูเลตเอาต์พุตจะได้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม และ สัญญาณรูปไซน์กลับคืนมามาก่อนข้างสมบูรณ์ โดยสัญญาณข่าวสารอินพุต และ เอาต์พุต จะมีความสอดคล้องกัน โดยที่เอาต์พุตจะมีสัญญาณรบกวนเล็กน้อย



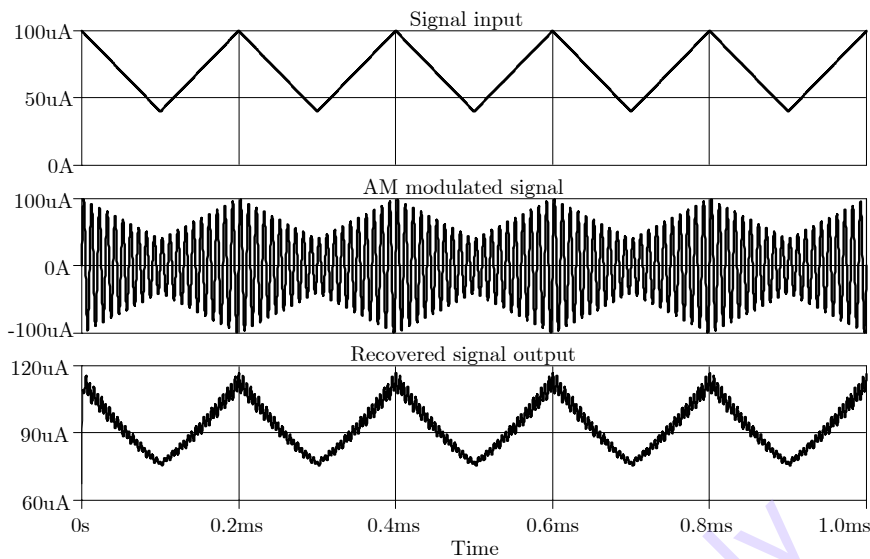
รูปที่ 10.32 การตีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารรูปสามเหลี่ยมกลับมาจากสัญญาณ FM



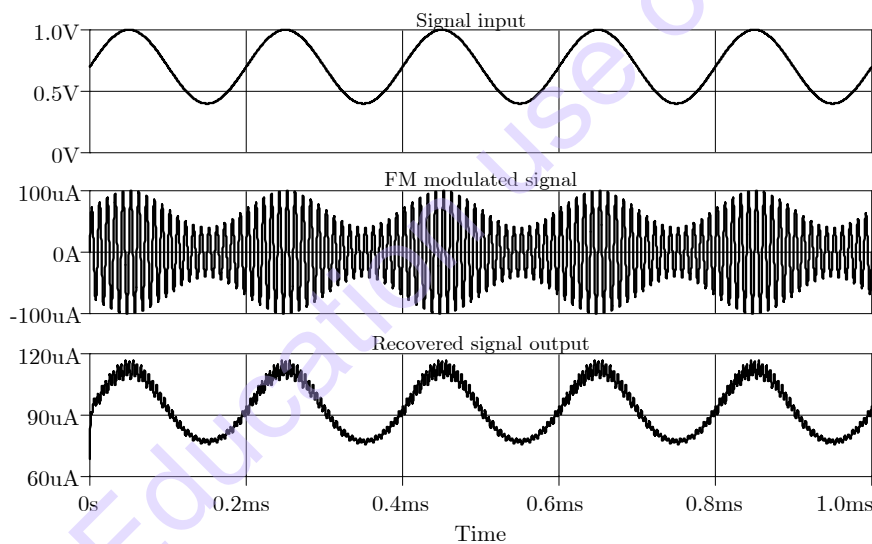
รูปที่ 10.33 การตีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารรูปไซน์กลับมาจากสัญญาณ FM

ในการตีมอดูเลตสัญญาณ AM นั้น สามารถทำได้เช่นเดียวกัน โดยกำหนดค่า ความถี่/ออฟเซต/แอมพลิจูด ดังนี้ 100kHz/0A/100 μ A เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ และ 5kHz/70 μ A/30 μ A เป็นสัญญาณมอดูเลตแบบ AM โดยมีสัญญาณข่าวสารแบบสามเหลี่ยม และ สัญญาณไซน์ และการกู้สัญญาณข่าวสารสามเหลี่ยม และ สัญญาณไซน์กลับมาจากการมอดูเลตแบบ AM แสดงดังรูปที่ 10.34 และ 10.35 ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณที่

ตีมอดูเลตเอาต์พุต สัญญาณข่าวสารอินพุต และ เอาต์พุตจะมีความสอดคล้องกัน โดยที่เอาต์พุตจะมีสัญญาณรบกวนเล็กน้อย



รูปที่ 10.34 การตีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารรูปสามเหลี่ยมกลับมาจากสัญญาณ AM



รูปที่ 10.35 การตีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารรูปไซน์กลับมาจากสัญญาณ AM

จากเทคนิคของการกู้สัญญาณข่าวสารกลับมาจากการมอดูเลตแบบ FM และ AM ด้วยวิธีการประมวลสัญญาณด้วยหลักการตรีโกณมิติ โดยไม่ใช้ วงจรแยกแยะความถี่ วงจรจูน และ วงจรกรองความถี่ ก็ สามารถทำให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับมา และ มีการตอบสนองอย่างรวดเร็วแบบทันทีได้

10.9 บทสรุป

การตีมอดูเลตสัญญาณ AM และ FM สามารถทำได้หลายวิธี ในเบื้องต้นการตีมอดูเลตสัญญาณ AM จะสามารถนำมาประยุกต์ใช้ใน FM ได้อีกด้วย ซึ่งวิธีการตีมอดูเลตแบบ AM มีด้วยกันหลายวิธี เช่นการใช้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์ร่วมกับวงจรจูน การใช้วงจรคูณร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำ

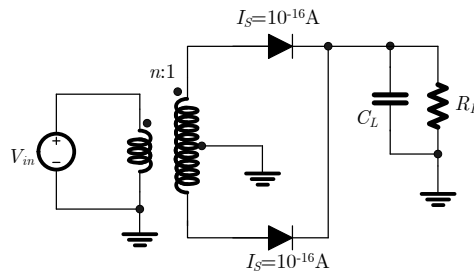
ผ่าน การใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุด ในกรณีการใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดจะมีข้อเสียคือ ต้องใช้แอมพลิฟายด์สูง และ ใช้วงจร AGC ร่วมด้วย เพื่อปรับชดเชยระดับแรงดันเอาต์พุต

การดีมอดูเลตสัญญาณ FM ก็ยังสามารถทำได้หลายวิธีด้วยกันเช่น วิธี off-peak โดยป้อนสัญญาณใน วงจรคู่อิมิตเตอร์ดีฟเฟอเรนเชียล และ วงจรจูนที่ความถี่อินพุต ร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน การดีมอดูเลต ด้วยวงจรแยกแยะความถี่ (Discriminator) ซึ่งมีโครงสร้างที่ค่อนข้างซับซ้อน และ ต้องใช้เทคนิคในการ ปรับแต่ง การดีมอดูเลตด้วยการใช้วงจรจำกัดสัญญาณร่วมกับวงจรคูณสัญญาณ ซึ่งเป็นวิธีที่มีความแม่นยำสูง และ สามารถนำมาใช้ในเชิงพาณิชย์ แต่ก็ยังจำเป็นต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อกรองเฉพาะสัญญาณ ขาวสารออกมา ในส่วนวงจรดีมอดูเลตที่น่าสนใจอีกวงจรหนึ่ง ซึ่งสามารถดีมอดูเลตได้ทั้งสัญญาณ FM และ AM โดยใช้หลักการประมวลสัญญาณแอนะล็อกด้วยตรีโกณมิติ และ การคำนวณทางคณิตศาสตร์ โดยไม่ต้อง ใช้วงจรจูน และ วงจรกรองความถี่ ทำให้วงจรสามารถทำการดีมอดูเลตทั้งแบบ FM และ AM ได้อย่างรวดเร็ว ไม่จำเป็นต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ และ เหมาะสมในการนำไปสร้างวงจรรวม

Education use only

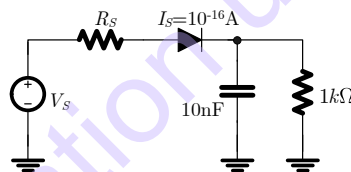
แบบฝึกหัดท้ายบท

10.1 วงจรตีมอดูเลตแบบ AM โดยใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุด ดังรูปที่ 10.36 สัญญาณอินพุต AM แบบความถี่เดียวเท่ากับ 1 kHz และ ดัชนีการมอดูเลต คือ 0.8 ที่ $n_i=2$ และ $R_L=8k\Omega$ จงหาค่า C ที่มากที่สุดที่หลีกเลี่ยงการเกิดความเพี้ยน



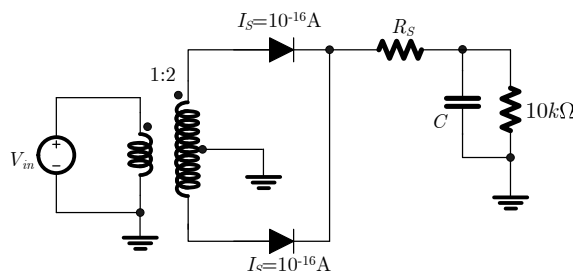
รูปที่ 10.36 วงจรตีมอดูเลตแบบ AM โดยใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุด สำหรับคำถามข้อ 10.1

10.2 AM ตีมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 10.37 แรงดันอินพุตมีแอมพลิจูดคลื่นพาร์ห์ 4V และ ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.8 ความถี่สัญญาณพาร์ห์คือ 1MHz และ ความถี่ข่าวสารแบบความถี่เดียวเท่ากับ 10kHz
 (ก) ที่ $R_s=1\Omega$ จงประมาณค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจากการตีมอดูเลต
 (ข) ทำซ้ำข้อ (ก) โดยใช้ ที่ $R_s=10\Omega$



รูปที่ 10.37 วงจร AM ตีมอดูเลเตอร์ สำหรับคำถามข้อ 10.2

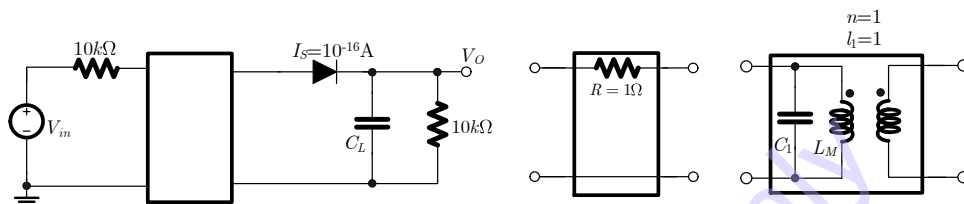
10.3 สำหรับวงจรในรูปที่ 10.38 $v_{in}(t) = 5[1 + 0.6 \cos(2\pi 10^2 t)] \cos(2\pi 10^6 t)$
 (ก) ที่ $R_s=0\Omega$ เลือกค่า C ที่เหมาะสมในการทำงานสำหรับ AM ตีมอดูเลชัน
 (ข) วาดรูปคลื่นเอาต์พุตใน Time Domain, $v_{out}(t)$
 (ค) วาดสเปกตรัมความถี่ของรูปคลื่นเอาต์พุต, $|v_{out}(j\omega)|$
 (ง) ประมาณผลกระทบเมื่อใช้ $R_s=1\Omega$



รูปที่ 10.38 วงจรสำหรับคำถามข้อ 10.3

10.4 วงจรมอดูเลตแบบ AM โดยใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุด แสดงในรูปที่ 10.39 แรงดันอินพุตมีแอมพลิจูดคลื่นพาร์ที่ 4V และ ดัชนีการมอดูเลตที่ 0.8 ความถี่คลื่นพาร์เท่ากับ 0.5MHz และ ความถี่สัญญาณข่าวสารเท่ากับ 10kHz

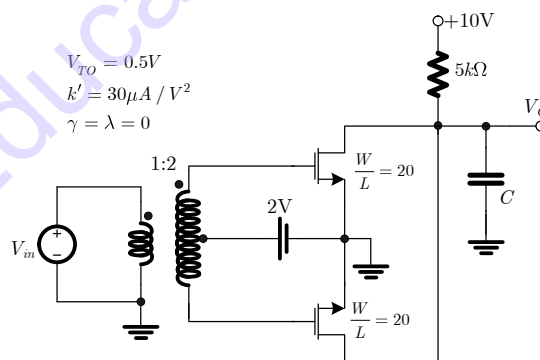
- (ก) ใช้ตัวต้านทาน 1Ω ที่ต่ออนุกรมตั้งรูปต่อกับอินพุตและไดโอด และหาค่าที่เหมาะสมของตัวเก็บประจุวงจรกรอง C_L
- (ข) หาค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ข่าวสาร
- (ค) แทนตัวต้านทาน 1Ω ที่ต่ออนุกรมด้วยวงจร Transformer ปรับค่าแสดงดังรูปที่ 10.39 ความถี่กลางคือ 0.5 MHz และ $Q=20$ จงหา THD ของสัญญาณข่าวสารเอาต์พุต เปรียบเทียบกับผลลัพธ์ของ (ข)



รูปที่ 10.39 วงจรมอดูเลตแบบ AM โดยใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสำหรับคำถามข้อ 10.4

10.5 วงจร MOS แสดงในรูปที่ 10.40 โดยมี $v_{in}(t) = 1[1 + 0.4 \cos(2\pi 10^2 t)] \cos 2\pi 10^5 t$

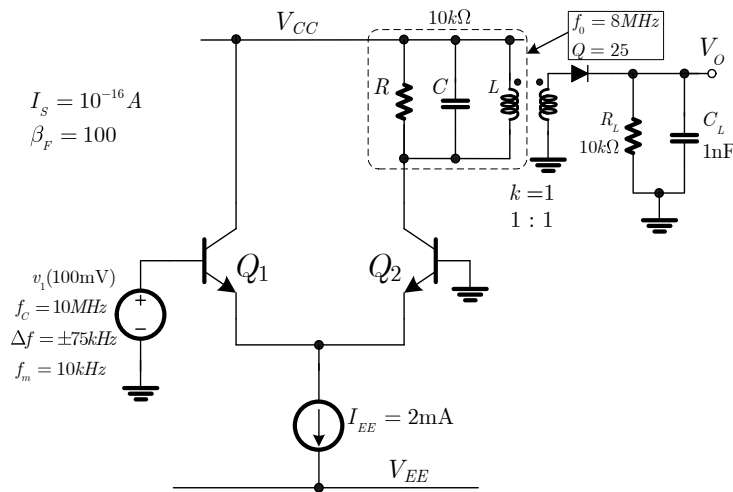
- (ก) จงแสดงว่าทำไมวงจรนี้สามารถนำมาใช้เป็น AM ดิมอดูเลเตอร์ ได้
- (ข) เลือกค่า C ที่เหมาะสมในการทำงานสำหรับ AM ดิมอดูเลเตอร์
- (ค) ค่าแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ข่าวสารเท่ากับ 100Hz คือเท่าใด
- (ง) ประมาณค่า HD_2 ของรูปคลื่นเอาต์พุต
- (จ) ตรวจสอบผลการวิเคราะห์ด้วย Spice



รูปที่ 10.40 วงจรสำหรับปัญหาข้อที่ 10.5

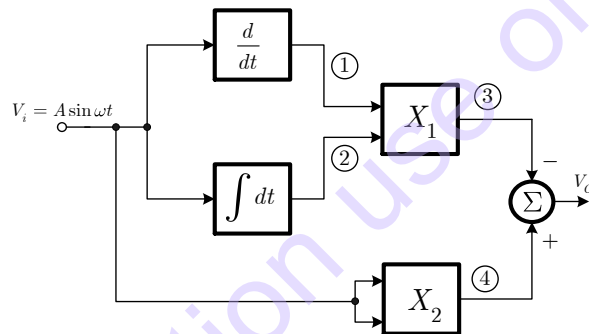
10.6 วงจรตรวจจับสัญญาณ FM แบบ off-peak ดังรูปที่ 10.41

- (ก) ค่าแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ข่าวสาร 10 kHz คือเท่าใด
- (ข) ประมาณค่า HD_2 ของรูปคลื่นเอาต์พุต
- (ค) ตรวจสอบผลการวิเคราะห์ด้วย Spice



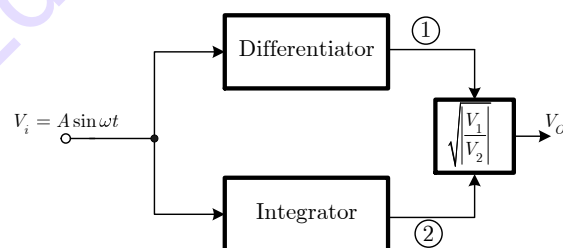
รูปที่ 10.41 วงจรตรวจจับสัญญาณ FM แบบ off-peak สำหรับคำถามข้อ 10.6

10.7 จงวิเคราะห์บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 10.42 [7] และอธิบายแรงดันที่โหนดต่างๆ และ อธิบายฟังก์ชันการทำงานของบล็อกไดอะแกรม



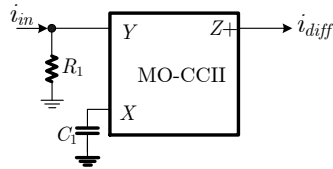
รูปที่ 10.42 บล็อกไดอะแกรม สำหรับคำถามข้อ 10.7

10.8 จงวิเคราะห์บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 10.43 [8] และ อธิบายแรงดันที่โหนดต่างๆ และ อธิบายฟังก์ชันการทำงานของบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 10.43 บล็อกไดอะแกรม สำหรับคำถามข้อ 10.8

10.9 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดและความถี่แบบทันที จำเป็นต้องใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนซีเอเตอร์ ดังรูปที่ 10.44 และที่ได้กล่าวไว้ว่าค่าคงตัวเวลาของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนซีเอเตอร์นั้นขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ หากต้องใช้วงจรในการตีมอดูเลตสัญญาณ AM ดังนี้ 1MHz/0A/100μA ต้องการให้กระแสเอาต์พุตของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนซีเอเตอร์สูงสุดเท่ากับ 200μA จงออกแบบค่าตัวต้านทาน (R_1) และ ตัวเก็บประจุ (C_1) ของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนซีเอเตอร์

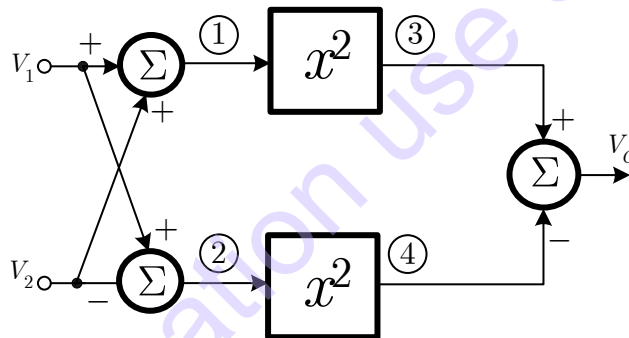


รูปที่ 10.44 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟรควเอนซีเอเตอร์โดยใช้ MO-CCII สำหรับคำถามข้อ 10.9

10.10 ในการดีมอดูเลตสัญญาณ FM ด้วยวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและความถี่แบบทันที โดยมีเงื่อนไขความถี่/ออฟเซต/แอมพลิจูด ดังนี้ 100kHz/0A/100 μ A เป็นสัญญาณคลื่นพาทช์ และ 4kHz/60 μ A/20 μ A เป็นสัญญาณข่าวสารรูปไซน์ จงวาดรูปสัญญาณข่าวสารเอาต์พุตที่ดีมอดูเลตได้ เทียบกับสัญญาณ FM

10.11 จงออกแบบวงจรจากทั้งสองรูปแบบกระแสรูปที่ 10.25 โดยกำหนดให้อินพุต I_B เป็นสัญญาณไฟตรง 0 – 150 μ A ขณะที่ I_A เท่ากับ 50 μ A, 100 μ A และ 150 μ A โดยใช้ Model CMOS TSMC 0.25 μ m และใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ดังตารางที่ 10.3 เปรียบเทียบผลกับตัวอย่างที่ 10.6

10.12 จงพิจารณาการทำงานของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 10.45 และ อธิบายว่าบล็อกไดอะแกรมนี้ทำหน้าที่อะไร



รูปที่ 10.45 บล็อกไดอะแกรมสำหรับคำถามข้อที่ 10.12

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Bilotti, "FM detection using a product detector," Proceedings of the IEEE, pp. 755-757, April 1968.
- [2] **P. Prommee**, "Integrable CMOS-Based Current-Mode Sinusoidal Frequency and Peak Detector," Circuits, Systems, and Signal Processing, Vol. 36, no.12, pp.4937-4962, Dec. 2017.
- [3] **P. Prommee**, K. Chattrakun, "CMOS WTA maximum and minimum circuits with their applications to analog switch and rectifiers," Microelectronics Journal, Vol.42, No.1, pp. 52-62, Jan. 2011.
- [4] **P. Prommee**, M. Somdunyakanok, M. Kumngern and K. Dejhan, "Single Low-Supply Current-mode CMOS Analog Multiplier Circuit," Proceedings of IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies 2006, ISCIT 2006, pp.1101-1104, 2006.
- [5] Z. Wang, "2-MOSFET Transresistor with extremely low distortion for output reaching supply voltages," Electron. Lett. Vol.26 no.13, pp.951-952, 1990.
- [6] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haigh, "Analogue IC design: the current mode approach," Peter peregrinus ltd., London, 1990.
- [7] S. Pookaiyaudom, C. Watanachaiprateep, K. Dejhan, "Peak-amplitude detector for sinusoidal signals," Electron. Lett., Vol.15, no.4, pp.127-128, 1979.
- [8] W. Surakamponorn, Y. Chonbodeechalermroong, S. Banjongjit, "An analog sinusoidal frequency-to-voltage converter," IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol.40, no.6, pp.925-929, 1991.

Education use only

บทที่ 11

ระบบอลวน และ การประยุกต์ด้านการสื่อสาร

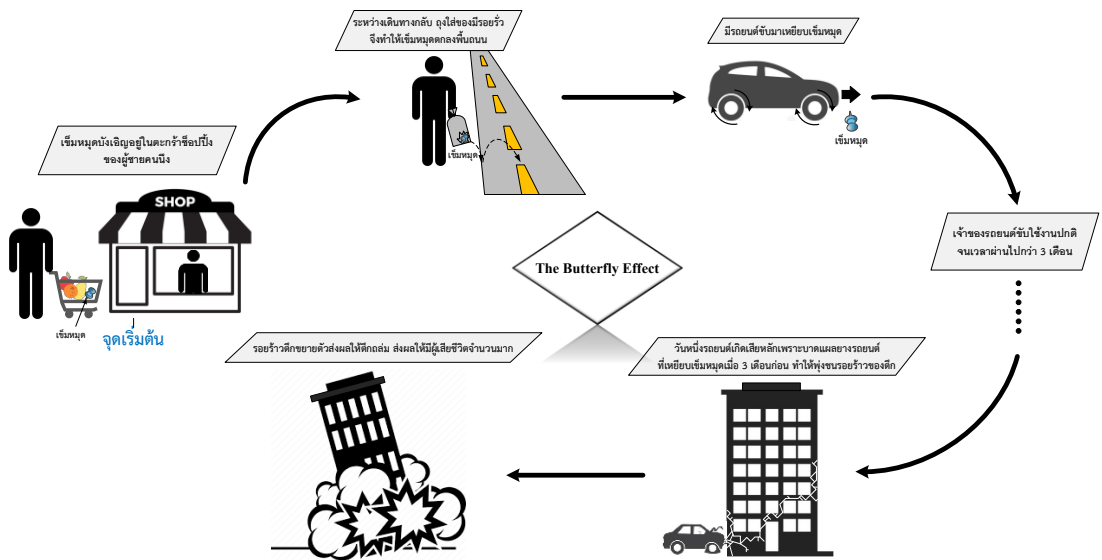
รูป แบบพฤติกรรมอลวนมีลักษณะที่ไม่เป็นระเบียบ แต่มีความเป็นรูปแบบแฝงอยู่ โดยพฤติกรรมอลวนถูกค้นพบทางทฤษฎีครั้งแรกในปีค.ศ. 1905 โดยนักคณิตศาสตร์ชาวฝรั่งเศสที่ชื่อ Jules Henri Poincaré พร้อมๆ กับทฤษฎีสัมพัทธภาพและทฤษฎีควอนตัมในช่วงต้นศตวรรษที่ 20 ด้วยการศึกษางานวิจัยเกี่ยวกับทฤษฎีปัญหาสามวัตถุ (The Three-body Problem) ซึ่ง Poincaré มีบทบาทสำคัญในการเปลี่ยนแปลงและพัฒนาทางวิทยาศาสตร์หลายสาขา [1] ในการค้นพบพฤติกรรมอลวนของ Poincaré ได้พบคุณสมบัติที่สำคัญอย่างหนึ่ง คือ ความไวต่อสถานะเริ่มต้น (Sensitive to Initial Condition) แต่ด้วยความซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ และ เครื่องมือในการคำนวณยังไม่เอื้ออำนวยทำให้การค้นพบดังกล่าวต้องหยุดการพัฒนาไป

ในปี 1963 Edward Norton Lorenz นักอุตุนิยมวิทยา ค้นพบพฤติกรรมที่เรียกว่า “อลวน” ทำให้เกิดการพัฒนาคำรู้ใหม่ทางวิทยาศาสตร์อย่างกว้างขวาง โดยทฤษฎีความอลวนถือเป็นการปฏิวัติทฤษฎีทางวิทยาศาสตร์ครั้งที่สาม หลังจากนั้นไม่นานในปี ค.ศ. 1990 มีงานวิจัยที่พบว่าระบบอลวนสามารถนำมาซึ่งโครโนซีในระบบการสื่อสารได้ ทำให้กระตุ้นการศึกษาเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้ระบบอลวนกับความปลอดภัยด้านการสื่อสาร ในช่วง 30 ปีที่ผ่านมาจนถึงในยุคปัจจุบัน เทคโนโลยีการสื่อสารที่ปลอดภัยแบบอลวน (Chaotic Secure Communication Technology) กลายเป็นสาขาหนึ่งที่สำคัญในด้านเทคโนโลยีสารสนเทศ ด้วยคุณสมบัติเฉพาะของระบบอลวนทำให้ความสามารถในการรักษาความลับของข้อมูล (Confidentiality) ของการสื่อสารที่ปลอดภัยแบบอลวนมีสูงกว่าการสื่อสารสมัยใหม่ (Modern Communication) ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการนำระบบอลวนมาประยุกต์ใช้ในความปลอดภัยด้านการสื่อสาร

โดยจะแบ่งเนื้อหาออกเป็นหัวข้อหลัก ส่วนแรกกล่าวถึงพื้นฐานของเทคโนโลยีการเข้ารหัสลับ ซึ่งเป็นรูปแบบการเข้ารหัสทั่วไปสำหรับรักษาความปลอดภัยของข้อมูลอิเล็กทรอนิกส์ในยุคปัจจุบัน ส่วนที่สองกล่าวถึงความเป็นมาของทฤษฎีอลวนและระบบอลวนที่เคยมีการออกแบบในอดีต ส่วนที่สามกล่าวถึงการออกแบบระบบอลวนรูปแบบใหม่เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในความปลอดภัยด้านการสื่อสาร ส่วนที่สี่จะกล่าวถึงเทคโนโลยีการสื่อสารที่ปลอดภัยแบบอลวนรูปแบบต่างๆ และนำระบบอลวนที่ออกแบบมาประยุกต์ใช้ ส่วนที่ห้าคือบทสรุป

11.1. แบบจำลองความอลวน

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอลวนถูกค้นพบครั้งแรกโดย Edward Lorenz ในปี ค.ศ.1963 [2] หรือเป็นที่รู้จักกันในชื่อทฤษฎี “ผลกระทบผีเสื้อกระพือปีก (Butterfly effect)” โดยสามารถยกตัวอย่างสถานการณ์ที่เกี่ยวข้องกับทฤษฎีดังรูปที่ 11.1



รูปที่ 11.1 ตัวอย่างสถานการณ์สำหรับทฤษฎีผลกระทบผีเสื้อกระพือปีก

จากรูปที่ 11.1 เป็นตัวอย่างของผลกระทบผีเสื้อกระพือปีกที่จุดเริ่มต้นเพียงเล็กน้อยส่งผลให้เกิดเหตุการณ์ที่ยิ่งใหญ่ได้ ซึ่งเป็นทฤษฎีหนึ่งที่เกิดจากการค้นพบของ Lorenz โดยเริ่มจากการทดลองพยากรณ์สภาพอากาศ และนำผลมาจำลองเชิงตัวเลขบนคอมพิวเตอร์ Lorenz พบว่าผลลัพธ์เชิงตัวเลขมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าเริ่มต้นของระบบในทศนิยม 6 ตำแหน่ง เมื่อทดสอบด้วยค่าเริ่มต้นที่แตกต่างกันเพียงเล็กน้อย สิ่งนี้เป็นคุณสมบัติความไวต่อสถานะเริ่มต้นของระบบอลวน จากนั้นระบบอลวนจึงเป็นที่สนใจของนักวิจัยหลายสาขา แบบจำลองระบบอลวนถูกพัฒนาและคิดค้นขึ้นหลายรูปแบบ เช่น แบบจำลอง Rössler [3] ในปี ค.ศ.1967 แบบจำลอง Chua [4] ในปี ค.ศ. 1984 แบบจำลอง Sprott [5] ในปี ค.ศ. 1994 แบบจำลอง Jerk [6] ในปี ค.ศ. 2000 เป็นต้น แต่ละแบบจำลองมีความแตกต่างกันทางสมการคณิตศาสตร์ ด้วยจำนวนตัวแปรสแตทและพจน์ความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งส่งผลต่อการรูปแบบสัญญาณอลวนและความซับซ้อนในการออกแบบ ซึ่งจะแสดงตัวอย่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับออกแบบสัญญาณอลวนดังต่อไปนี้

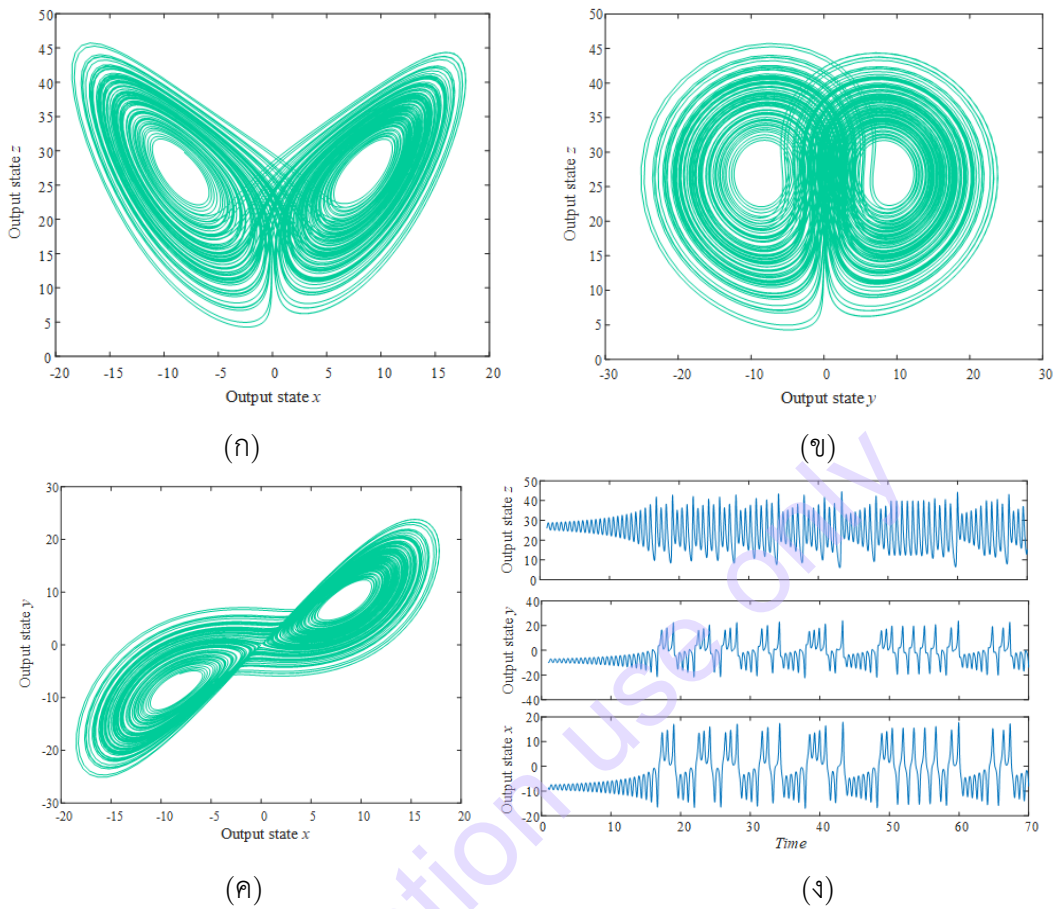
11.1.1. แบบจำลองอลวน Lorenz

ตัวอย่างแบบจำลองระบบอลวนชุดแรก คือ แบบจำลอง [2] คิดค้นในปี ค.ศ. 1963 เป็นแบบจำลองลักษณะสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่ง (Ordinary Differential Equation: ODE) สามชุด และมีพจน์ความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการคูณกันของตัวแปรสแตทสองพจน์ เขียนเป็นสมการชุดตัวแปรสแตท 3 มิติ (3-Dimension) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \alpha(y - x) \\ \dot{y} &= x\lambda - xz - y \\ \dot{z} &= xy - \beta z \end{aligned} \quad (11.1)$$

โดยที่ $(\alpha, \lambda, \beta) > 0$ คือพารามิเตอร์ควบคุมชุดตัวแปรสแตท ที่ xz และ xy คือ พจน์ไม่เป็นเชิงเส้น

แบบจำลอง Lorenz สามารถสร้างรูปแบบสัญญาณอลวนได้ด้วยการกำหนดพารามิเตอร์ $\alpha=10$, $\lambda=28$ และ $\beta=8/3$ พร้อมกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น $(x_0, y_0, z_0)=(1, 2, 3)$ แสดงลักษณะสัญญาณอลวนด้วยตัวแปรสแตต x, y และ z พร้อมทั้งลักษณะตัวดึงดูด (Attractor) สัญญาณอลวน 2 มิติ ได้ดังรูปที่ 11.2



รูปที่ 11.2 แสดงสัญญาณอลวนจากแบบจำลอง Lorenz

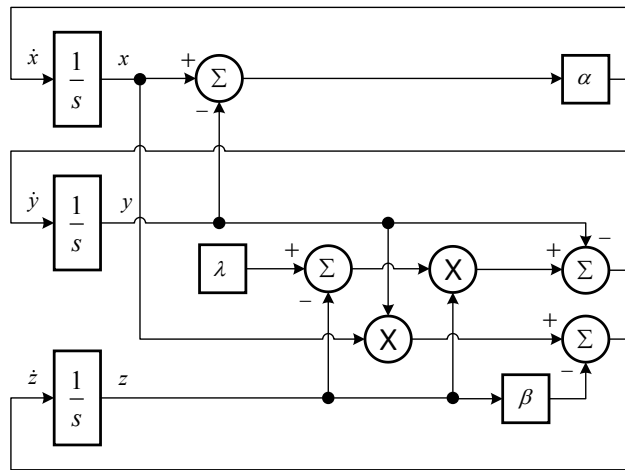
(ก) ระนาบ 2 มิติ $x-z$ (ข) ระนาบ 2 มิติ $y-z$ (ค) ระนาบ 2 มิติ $x-y$ (ง) สัญญาณเอาต์พุต $x-y-z$

การเรียนรู้และศึกษาแบบจำลองอลวนนั้น การเขียนบล็อกไดอะแกรมเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบ ซึ่งการออกแบบเป็นบล็อกไดอะแกรมช่วยให้ง่ายต่อการนำไปจำลองผล และสะดวกต่อการนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจร รวมถึงเป็นประโยชน์ในการมองภาพรวมเพื่อตัดแปลงและแก้ไขจุดต่างๆ ของระบบ การเขียนบล็อกไดอะแกรมจะแสดงดังตัวอย่างที่ 11.1

ตัวอย่างที่ 11.1 จากสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของระบบ Lorenz ในสมการที่ (11.1) จงเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม และ เขียนตัวแปรสแตตกำกับให้ถูกต้อง

วิธีทำ

จากสมการ ODE (11.1) สามารถเขียนตัวแปรสแตตแทนด้วยอินทิเกรเตอร์ (แบบ s-domain) ส่วนการคูณ และการบวก เขียนแทนด้วยบล็อกฟังก์ชันคูณและบวก ซึ่งสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลอง Lorenz ได้ดังรูปที่ 11.3



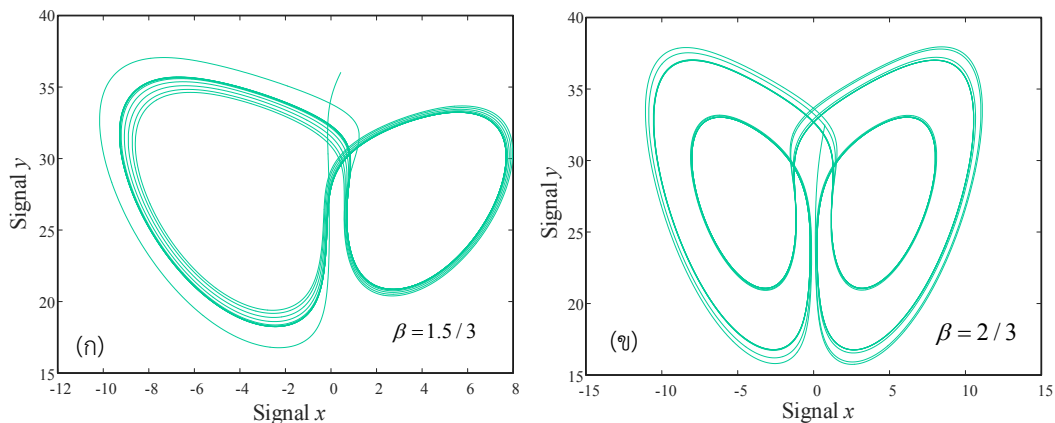
รูปที่ 11.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลอง Lorenz

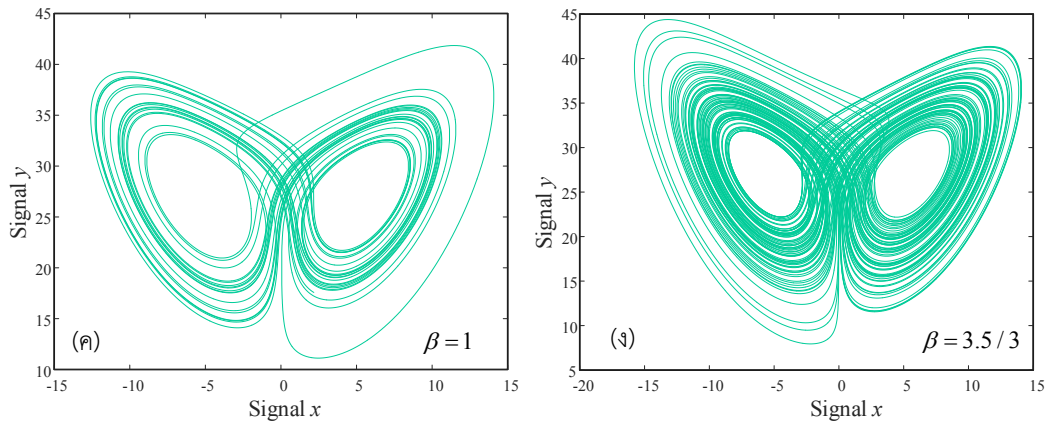
คุณสมบัติที่สำคัญอย่างหนึ่ง ซึ่งเป็นจุดเด่นของความอลวน คือ ความไวต่อเงื่อนไขเริ่มต้น (Sensitive to initial condition) ด้วยคุณสมบัตินี้ทำให้การศึกษาพฤติกรรมอลวนเป็นที่น่าสนใจของนักวิจัยหลายสาขา ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวทำให้ความอลวนเป็นระบบที่มีความเป็นพลวัตสูง สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้เป็นอย่างดี สำหรับเทคโนโลยีการเข้ารหัสลับ (Cryptography) รวมถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณก็ส่งผลกระทบต่อลักษณะของสัญญาณอลวนที่ได้ การนำแบบจำลองอลวนไปประยุกต์ใช้ในเทคโนโลยีเข้ารหัสลับจึงมีความปลอดภัยค่อนข้างสูง เนื่องจากต้องการกำหนดทั้งพารามิเตอร์และเงื่อนไขเริ่มต้นให้ตรงกันระหว่างภาคส่งและภาครับ จากรูปที่ 11.2 แสดงผลลักษณะสัญญาณอลวนของแบบจำลอง Lorenz โดยกำหนดให้ $\alpha=10$, $\lambda=28$, $\beta=8/3$ และเงื่อนไขเริ่มต้นตัวแปรสแตท $(x_0, y_0, z_0)=(1, 2, 3)$ เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์จะส่งผลกระทบต่อลักษณะสัญญาณอลวนที่ได้ โดยจะแสดงดังตัวอย่างที่ 11.2

ตัวอย่างที่ 11.2 จากแบบจำลอง Lorenz ถ้าทำการปรับค่าพารามิเตอร์ β และคงที่ $\alpha=10$, $\lambda=28$ จะมีผลอย่างไรกับสัญญาณอลวน 2 มิติที่ระนาบ $x - y$ จงแสดงผลที่เกิดขึ้น

วิธีทำ

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 11.3 สามารถทำการจำลองการทำงานด้วย MATLAB Simulink โดยกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น $\beta=1.5/3$, $\beta=2/3$, $\beta=1$ และ $\beta=3.5/3$ โดยให้ $\alpha=10$, $\lambda=28$ จะได้ตัวดึงดูด (Attractor) ที่แตกต่างกันดังรูปที่ 11.4

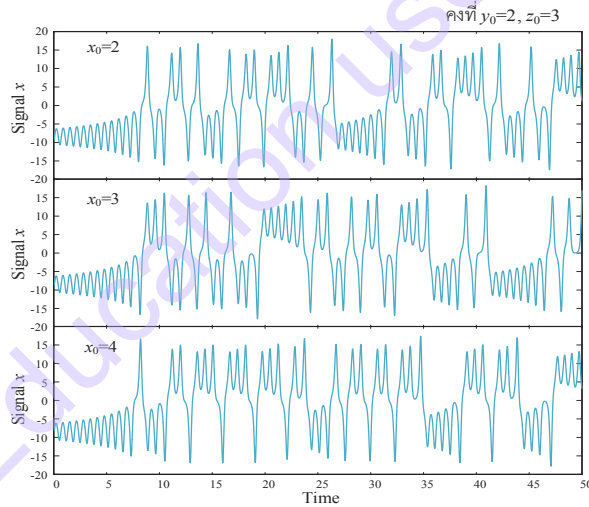




รูปที่ 11.4 Attractor สัญญาณอลวน 2 มิติจากแบบจำลอง Lorenz เมื่อปรับค่า β

(ก) $\beta=1.5/3$ (ข) $\beta=2/3$ (ค) $\beta=1$ และ (ง) $\beta=3.5/3$

คุณสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของระบบอลวนคือ ระบบอลวนนั้นจะมีความไวต่อเงื่อนไขเริ่มต้นด้วย โดยในรูปที่ 11.5 แสดงตัวอย่างของสัญญาณอลวนบนโดเมนเวลาที่เอาต์พุต x กำหนด $\alpha=10$, $\lambda=28$, $\beta=8/3$ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าเริ่มต้นของตัวแปรสแตท x_0 โดยคงที่ค่าเริ่มต้นของตัวแปรสแตท y_0 และ z_0 ไว้ จะเห็นว่า การเปลี่ยนค่าเงื่อนไขเริ่มต้นเพียงหนึ่งตัว สามารถส่งผลต่อรูปแบบสัญญาณอลวน ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าระบบอลวนเป็นระบบที่มีความเป็นพลวัตสูง โดยจะมีความไวต่อเงื่อนไขเริ่มต้นและค่าพารามิเตอร์ของระบบ



รูปที่ 11.5 สัญญาณอลวนที่เอาต์พุต x ในโดเมนเวลาของแบบจำลอง Lorenz เมื่อเปลี่ยนค่าเงื่อนไขเริ่มต้น x_0

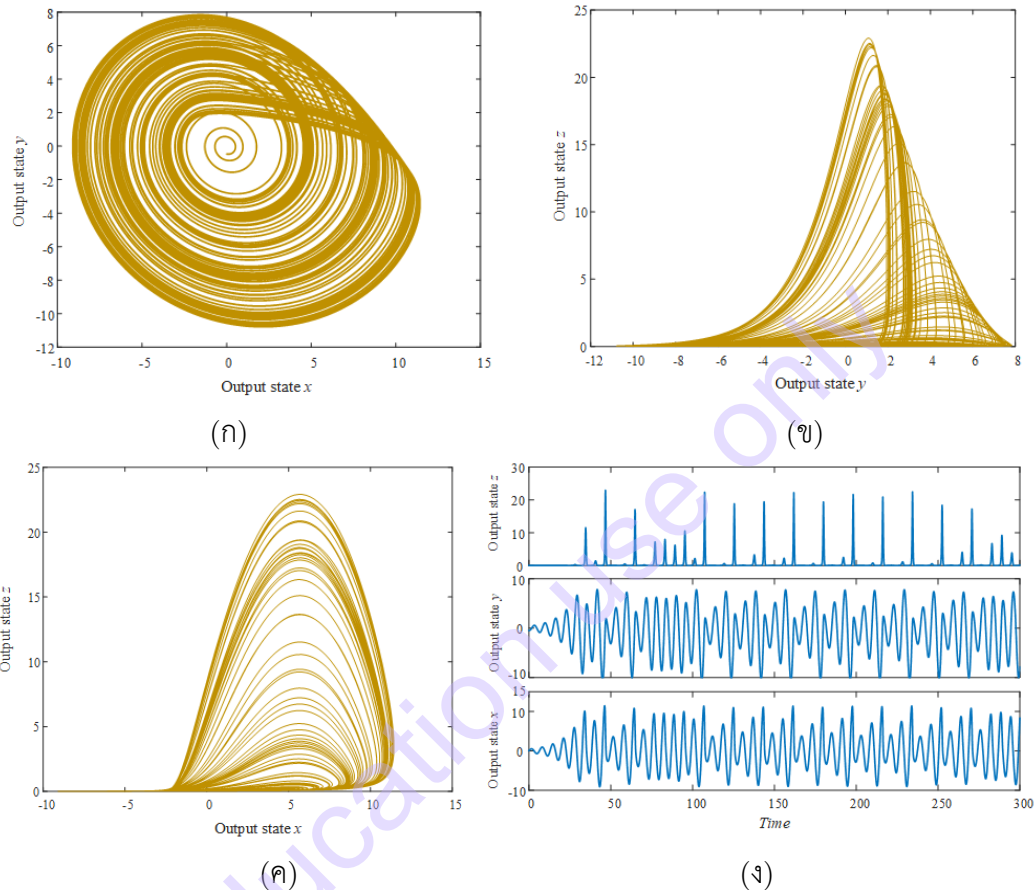
11.1.2. แบบจำลองอลวน Rössler

แบบจำลอง Otto Rössler คิดค้นขึ้นในปี ค.ศ.1976 [3] เป็นลักษณะสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่ง สามชุด ที่ประกอบด้วยพจน์ความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการคูณกันของตัวแปรสแตทหนึ่งพจน์ เขียนเป็นสมการชุดตัวแปรสแตท 3 มิติ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \dot{x} &= -y - x \\ \dot{y} &= x + ay \\ \dot{z} &= b + z(x - c) \end{aligned} \tag{11.2}$$

โดยที่ $(a, b, c) > 0$ คือพารามิเตอร์ควบคุม

ที่ zx คือ พจน์ไม่เป็นเชิงเส้น แบบจำลอง Rössler สามารถสร้างรูปแบบสัญญาณอลวนได้ด้วยการกำหนดพารามิเตอร์ $a=0.2, b=0.2$ และ $c=5.7$ พร้อมกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น $(x_0, y_0, z_0)=(0.1, 0.1, 0.1)$ แสดงลักษณะสัญญาณอลวนด้วยเอาต์พุตตัวแปรสแตท x, y และ z พร้อมทั้งลักษณะสัญญาณอลวน 2 มิติ ได้ดังรูปที่ 11.6

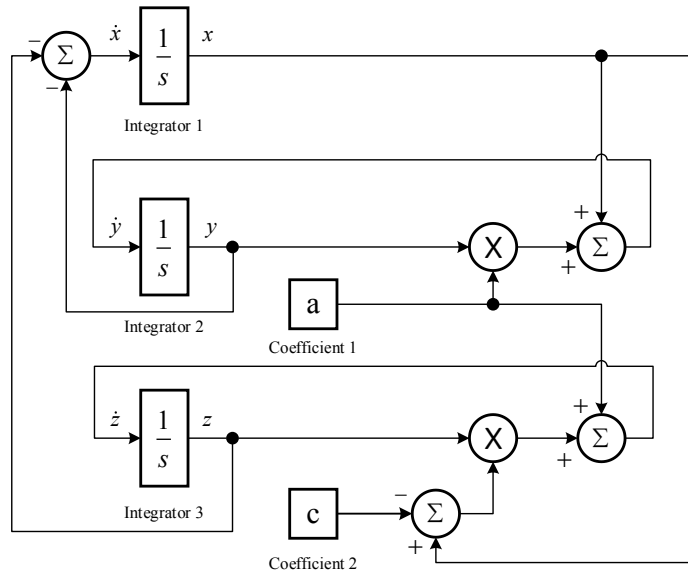


รูปที่ 11.6 สัญญาณอลวนจากแบบจำลอง Rössler (ก) ระนาบ 2 มิติ $x-y$ (ข) ระนาบ 2 มิติ $y-z$ (ค) ระนาบ 2 มิติ $x-z$ (ง) สัญญาณเอาต์พุต $x-y-z$

ตัวอย่างที่ 11.3 จากสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของระบบ Otto Rössler ในสมการที่ (11.2) จงเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม และ เขียนตัวแปรสแตทกำกับให้ถูกต้อง

วิธีทำ

จากสมการ ODE (11.2) สามารถเขียนตัวแปรสแตทแทนด้วยอินทิเกรเตอร์ (แบบ s-domain) ส่วนการคูณ และการบวก เขียนแทนด้วยบล็อกฟังก์ชันคูณและบวก ซึ่งสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลอง Lorenz ได้ดังรูปที่ 11.7

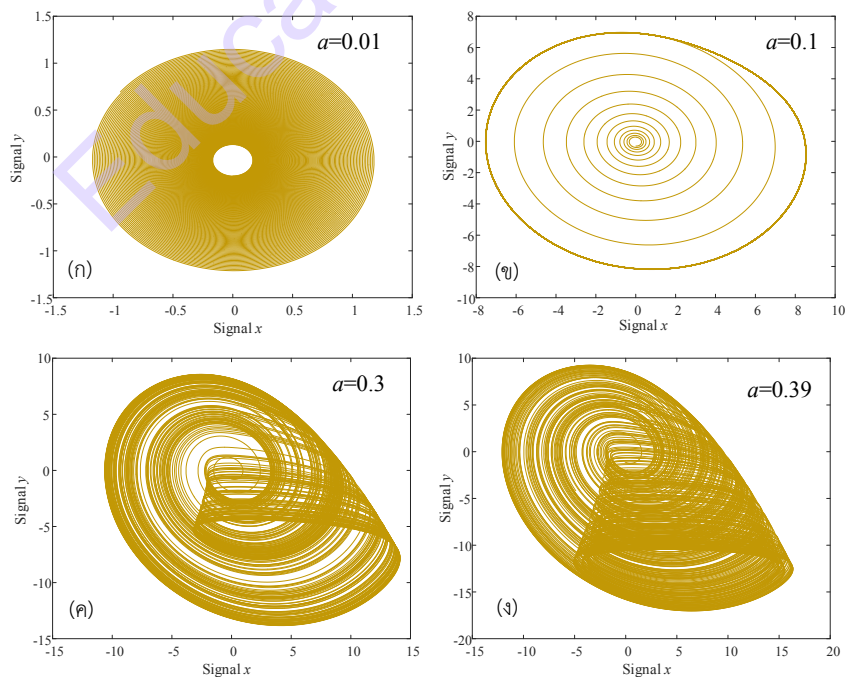


รูปที่ 11.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลอง Rössler จากสมการที่ (11.2)

ตัวอย่างที่ 11.4 จากแบบจำลอง Rössler ถ้าทำการปรับค่าพารามิเตอร์ a และคงที่ $b=0.2, c=5.7$ จะมีผลอย่างไรกับสัญญาณอลวน 2 มิติที่ระนาบ $x - y$ จงแสดงผลที่เกิดขึ้น กำหนดให้เงื่อนไขเริ่มต้น $(x_0, y_0, z_0)=(0.1, 0.1, 0.1)$ และ ทดลองการปรับเปลี่ยนค่าเงื่อนไขเริ่มต้น y_0

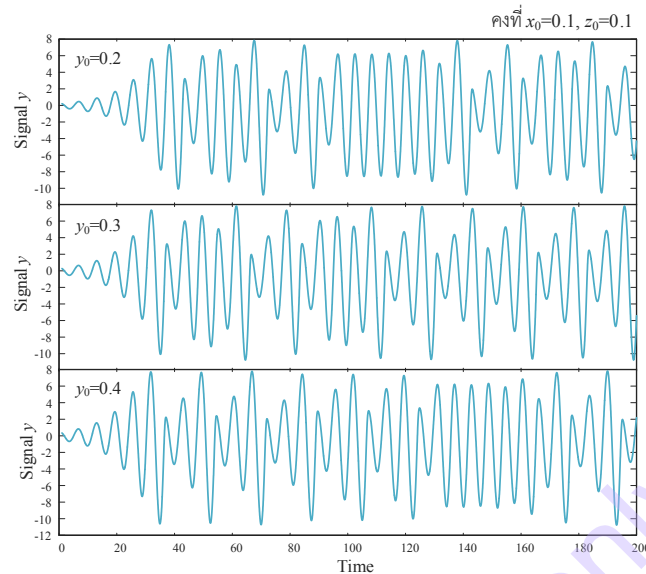
วิธีทำ

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 11.7 สามารถทำการจำลองการทำงานด้วย MATLAB Simulink โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ $\beta=1.5/3, \beta=2/3, \beta=1$ และ $\beta=3.5/3$ โดยให้ $\alpha=10, \lambda=28$ จะได้ตัวดึงดูด (Attractor) ที่แตกต่างกันดังรูปที่ 11.8



รูปที่ 11.8 Attractor สัญญาณอลวน 2 มิติจากแบบจำลอง Rössler เมื่อปรับค่า a (ก) $a=0.01$ (ข) $a=0.1$ (ค) $a=0.3$ (ง) $a=0.39$

รูปที่ 11.9 แสดงการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอลวนจากแบบจำลอง Rössler ที่เอาต์พุตตัวแปรสแตท y เมื่อทำการเปลี่ยนค่าเริ่มต้น y_0



รูปที่ 11.9 สัญญาณอลวนที่เอาต์พุต y จากแบบจำลอง Rössler เมื่อเปลี่ยนค่าเงื่อนไขเริ่มต้น y_0

จากแบบจำลองของ Lorenz และ Rössler ในตัวอย่างที่ 11.2-11.4 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าการระบบอลวนเป็นระบบที่มีพฤติกรรมที่เป็นพลวัตสูง โดยมีปัจจัยสำคัญจากเงื่อนไขเริ่มต้นและพารามิเตอร์ของระบบ ซึ่งการศึกษาเชิงลึกในระบบอลวนจำเป็นต้องมีเครื่องมือ หรือ โปรแกรมที่แม่นยำในการจำลอง และ ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวทำให้พฤติกรรมอลวนมีความท้าทายในการศึกษา เพื่อเป็นประโยชน์ในการนำไปประยุกต์ใช้ในสาขาต่างๆ ซึ่งในบทนี้จะนำคุณสมบัติดังกล่าวมาแสดงตัวอย่างในการนำไปประยุกต์ใช้ในเทคโนโลยีเข้ารหัสลับ

11.1.3. แบบจำลองอลวน Jerk

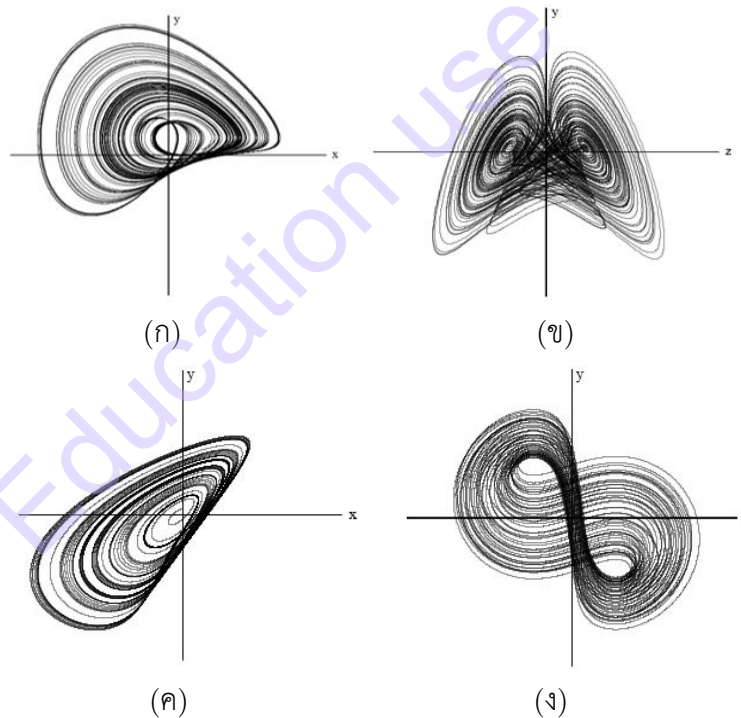
ในปี ค.ศ. 1994 Julien Clinton Sprott ได้คิดค้นแบบจำลองที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและออกแบบสัญญาณอลวนได้หลากหลาย ด้วยสมการอนุพันธ์อิสระอันดับสามที่ประกอบด้วยตัวแปรสแตทเพียง 5 พจน์ ความไม่เป็นเชิงเส้นกำลังสอง (Quadratic) และพารามิเตอร์เพียงหนึ่งตัว มีรูปแบบสมการดังนี้

$$\ddot{x} = -a\dot{x} \pm x^2 - x \quad (11.3)$$

และในปีเดียวกัน Sprott ได้สร้างแบบจำลองอื่นๆอีกมากมายถึง 19 แบบจำลอง [5] ซึ่งแต่ละแบบจำลองมีความแตกต่างกันของพจน์ไม่เป็นเชิงเส้น ยกตัวอย่าง 4 แบบจำลองดังตารางที่ 11.1 และดังรูปที่ 11.10

ตารางที่ 11.1 แบบจำลองของ Sprott ที่คิดค้นในปี ค.ศ. 1994 พร้อมค่าเงื่อนไขเริ่มต้นและพารามิเตอร์

ตัวอย่างแบบจำลอง	สมการ	ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น (x_0, y_0, z_0) และ พารามิเตอร์ของระบบ
ตัวแปรสแตท 6 พจน์ ความไม่เป็นเชิงเส้น 1 พจน์ (รูปที่ 11.10 (ก))	$\begin{cases} \dot{x} = a - y \\ \dot{y} = b + z \\ \dot{z} = xy - z \end{cases}$	$\begin{aligned} x_0 = 0.1, y_0 = 0.1, z_0 = 0.1 \\ a = 0.9, b = 0.4 \end{aligned}$
ตัวแปรสแตท 5 พจน์ ความไม่เป็นเชิงเส้น 2 พจน์ (รูปที่ 11.10 (ข))	$\begin{cases} \dot{x} = yz \\ \dot{y} = x - y \\ \dot{z} = a - xy \end{cases}$	$\begin{aligned} x_0 = 1, y_0 = 1, z_0 = 0 \\ a = 1 \end{aligned}$
ตัวแปรสแตท 6 พจน์ ความไม่เป็นเชิงเส้น 1 พจน์ (รูปที่ 11.10 (ค))	$\begin{cases} \dot{x} = xy - z \\ \dot{y} = x - y \\ \dot{z} = x + az \end{cases}$	$\begin{aligned} x_0 = 0.1, y_0 = 0.1, z_0 = 0 \\ a = 0.3 \end{aligned}$
ตัวแปรสแตท 5 พจน์ ความไม่เป็นเชิงเส้น 2 พจน์ (รูปที่ 11.10 (ง))	$\begin{cases} \dot{x} = y \\ \dot{y} = x + yz \\ \dot{z} = a - y^2 \end{cases}$	$\begin{aligned} x_0 = 0.2, y_0 = 0.2, z_0 = 0.2 \\ a = 1 \end{aligned}$



รูปที่ 11.10 Attractor สัญญาณอลวน 2 มิติ จากแบบจำลองในตารางที่ 11.1 โดย (ก) และ (ค) ใช้ความไม่เป็นเชิงเส้น 1 พจน์ (ข) และ (ง) ใช้ความไม่เป็นเชิงเส้น 2 พจน์

ต่อมาในปี ค.ศ. 2000 Sprott ได้คิดค้นแบบจำลองที่ชื่อว่า แบบจำลองการกระตุก (Jerk model) โดยดัดแปลงสมการที่ (11.3) มาจัดอยู่ในรูปของสมการ $\ddot{x} = F(\dot{x}, x)$ ซึ่งเป็นสมการในสาขาากลศาสตร์ ด้วยการแปลงความไม่เป็นเชิงเส้น $\dot{x}^2 \rightarrow |x| - 1$ แล้วนำตำแหน่งฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นไปไว้ที่ตัวแปรสแตทตำแหน่งแรก จัดรูปแล้วได้ตั้งสมการที่ (11.4)

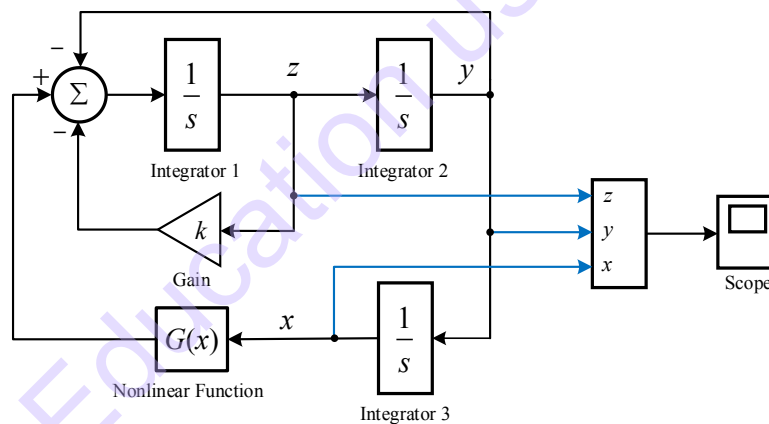
$$\ddot{x} = -k\dot{x} - \dot{x} + |x| - 1 \quad (11.4)$$

โดยที่สามารถปรับค่าคงที่ ฟังก์ชัน $|x| - 1$ ได้ เพื่อปรับค่าความเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณอลวนได้มากขึ้น และ k คือพารามิเตอร์ควบคุมระบบ จากนั้น Sprott จึงจัดรูปใหม่ ที่สามารถออกแบบได้ง่ายยิ่งขึ้น โดยแทนตำแหน่งตัวแปรสเตตตัวแรกที่ตำแหน่งฟังก์ชัน $|x| - 1$ ให้กลายเป็น $G(x)$ ซึ่งสามารถออกแบบฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นได้อย่างอิสระ โดยจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (11.5)

$$\ddot{x} = -k\dot{x} - \dot{x} + G(x) \quad (11.5)$$

ซึ่งแบบจำลองการกระตุกเป็นที่นิยมใช้อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน [7] เนื่องจากรูปแบบของชุดตัวแปรที่ไม่ซับซ้อน มีการใช้พารามิเตอร์ควบคุมแค่ตัวเดียว และสามารถออกแบบลักษณะของสัญญาณอลวนได้อย่างอิสระ โดยออกแบบฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วย $G(x)$ เขียนเป็นสมการสเตต 3 มิติ และเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม State ได้ดังรูปที่ 11.11 ตามลำดับ และ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{x} = y, \\ \dot{y} = z, \\ \dot{z} = -kz - y + G(x); \end{cases} \quad (11.6)$$



รูปที่ 11.11 บล็อกไดอะแกรม State ของแบบจำลองการกระตุก

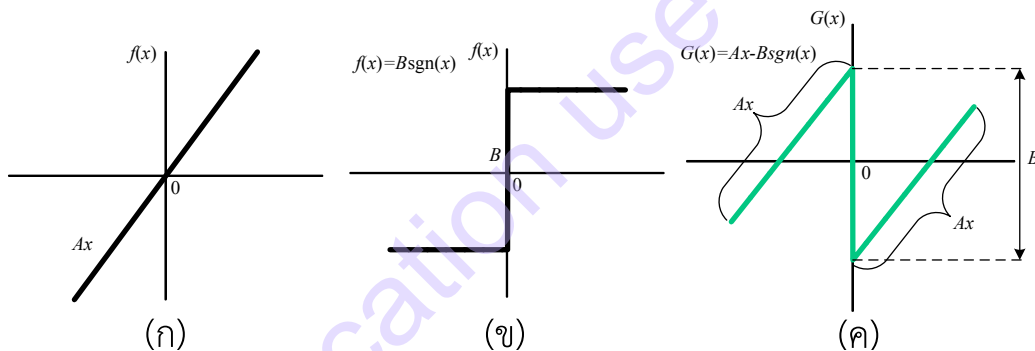
จากรูปที่ 11.11 แบบจำลองการกระตุกสามารถออกแบบสัญญาณอลวนได้อิสระด้วยการแทนฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น ($G(x)$) รูปแบบต่างๆ เช่น ฟังก์ชันสัญลักษณ์ ($\text{sign}(x)$) ฟังก์ชัน ($\tanh(x)$) ฟังก์ชัน ($\sin^{-1}(x)$) ซึ่งได้ผลลัพธ์ที่แตกต่างกันอย่างมีนัยสำคัญ ทั้งในแง่ของการปรับค่าพารามิเตอร์ และ เงื่อนไขเริ่มต้น ซึ่งในบทความนี้ จะไม่ได้กล่าวถึงรายละเอียดเหล่านั้น แต่อย่างไรก็ตามผู้เขียน จะนำเสนอระบบอลวนรูปแบบใหม่ที่ใช้ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นที่สร้างขึ้นใหม่ และ จะกล่าวถึงการนำระบบอลวนไปประยุกต์ใช้ในการเข้ารหัสความปลอดภัยด้านการสื่อสาร (Secure communication) ในหัวข้อต่อไป

11.2. สัญญาณอลวนรูปแบบใหม่

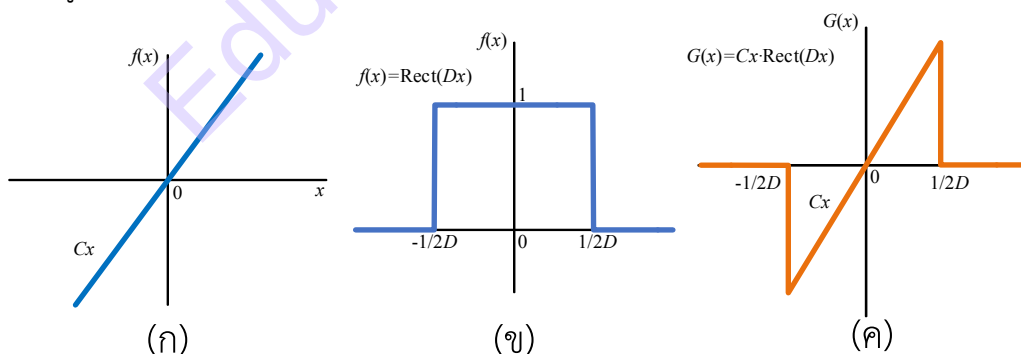
ในปี 2022 K. Karawanich และ P. Prommee ได้ทำการออกแบบลักษณะสัญญาณอลวนรูปแบบใหม่ [8] โดยใช้โครงสร้างแบบจำลองการกระตุกที่กล่าวไปในหัวข้อก่อนหน้า ร่วมกับฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นรูปแบบใหม่ สามารถอธิบายการออกแบบของระบบอลวนได้ดังต่อไปนี้

11.2.1. การออกแบบฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น

ในการออกแบบสัญญาณอลวน ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นมีความสำคัญในการปรับเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณอลวน โดยฟังก์ชันที่ใช้ออกแบบสำหรับประยุกต์ใช้ในแบบจำลองการกระตุก คือ ฟังก์ชันดัดแปลงสัญลักษณ์ (Modified Signum Function) และฟังก์ชันดัดแปลงสี่เหลี่ยม (Modified Rectangular Function) [8] โดยฟังก์ชันแรกออกแบบจากการนำฟังก์ชันเชิงเส้นมา บวก/ลบ กับฟังก์ชันสัญลักษณ์ ดังรูปที่ 11.12 (ก)-(ค) ตามลำดับ ค่าคงที่ A และ B ของฟังก์ชันสามารถปรับลักษณะสัญญาณอลวนได้ ค่าคงที่ A คือ ความชัน (Slope) ของฟังก์ชัน และค่าคงที่ B คือ ขนาด (Amplitude) ของฟังก์ชัน ฟังก์ชันที่สองออกแบบโดยนำฟังก์ชันเชิงเส้นและฟังก์ชันสี่เหลี่ยมมาคูณกัน ดังรูปที่ 11.13 (ก)-(ค) ตามลำดับ ค่าคงที่ C และ D ของฟังก์ชันสามารถปรับลักษณะสัญญาณอลวนได้ ค่าคงที่ C คือ ความชัน (Slope) ของฟังก์ชัน และค่าคงที่ D คือ ขอบเขต (Boundary) ของฟังก์ชัน



รูปที่ 11.12 (ก) ฟังก์ชันเชิงเส้น (ข) ฟังก์ชันสัญลักษณ์ (ค) ฟังก์ชันดัดแปลงสัญลักษณ์



รูปที่ 11.13 (ก) ฟังก์ชันเชิงเส้น (ข) ฟังก์ชันสี่เหลี่ยม (ค) ฟังก์ชันดัดแปลงสี่เหลี่ยม

11.2.2. ระบบอลวนแบบสองวงม้วน (Double-scroll chaotic system)

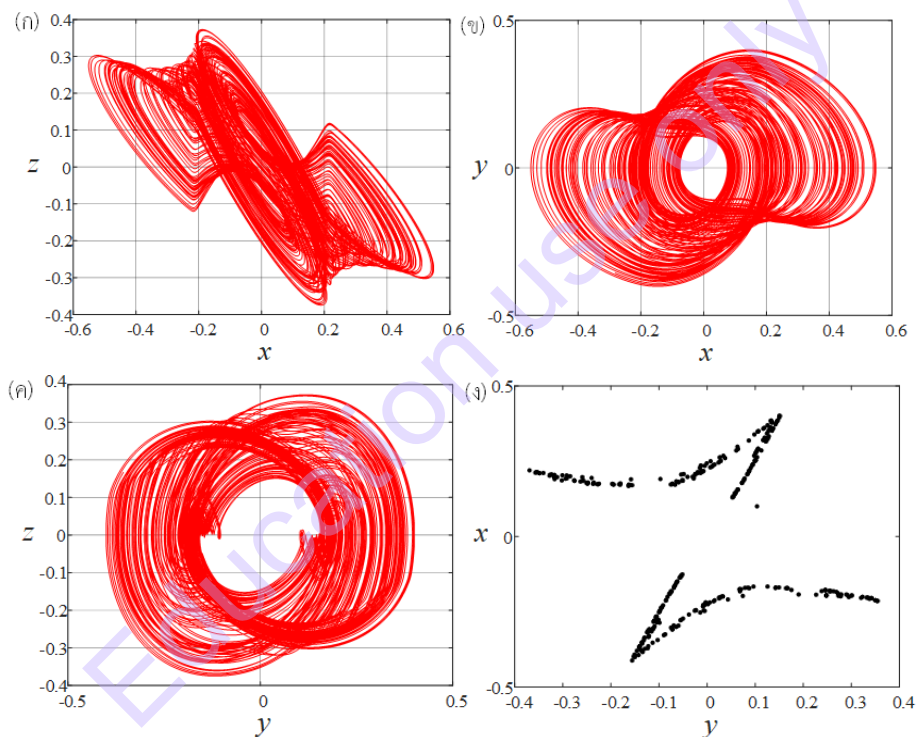
ระบบแรกที่ออกแบบสำหรับกำเนิดสัญญาณอลวนรูปแบบใหม่ ออกแบบโดยใช้ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นจากรูปที่ 11.13 ที่ตำแหน่งตัวแปรสแตต x ซึ่งระบบสามารถกำเนิดสัญญาณอลวนด้วยลักษณะสองวงม้วน [8] สามารถเขียนเป็นสมการตัวแปรสแตต 3 มิติ ได้ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{x} = y, \\ \dot{y} = z, \\ \dot{z} = -kz - y - G(x); \end{cases} \quad (11.7)$$

โดยที่ $G(x) = Ax \cdot \text{Rect}(Bx)$ โดยที่พารามิเตอร์ A , B , และ k คือค่าคงที่บวก ระบบอลวนที่ออกแบบในสมการที่ (11.7) กำเนิดสัญญาณอลวนด้วยลักษณะสองวงม้วน โดยกำหนดพารามิเตอร์ดังสมการที่ (11.8)

$$A=1.5, B=2.35, k=0.4 \quad (11.8)$$

เงื่อนไขเริ่มต้น คือ $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, 0.1)$ ซึ่งระบบสามารถสร้างสัญญาณอลวนแสดงเป็นลักษณะตัวดิ่งจุด [1] พร้อมแผนภาพปองกาเร (Poincaré map) [1] ได้ดังรูปที่ 11.14 สำหรับตัวอย่าง code สำหรับจำลองผลลักษณะตัวดิ่งจุดอลวนแสดงดังรูปที่ 11.15



รูปที่ 11.14 สัญญาณอลวนของระบบในสมการที่ (11.7) (ก) ระนาบ $x-z$ (ข) ระนาบ $x-y$ (ค) ระนาบ $y-z$ (ง) Poincaré map ที่ระนาบ $z=0$

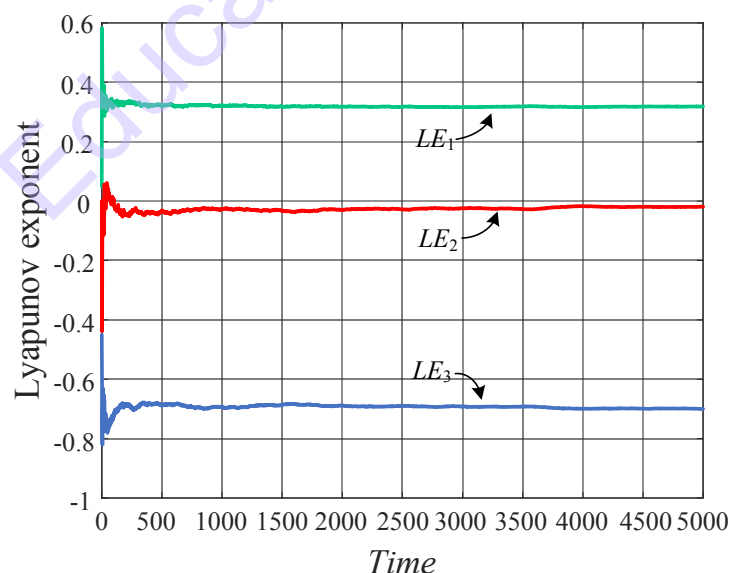
```

clc; clear all;
a=1.5; b=2.35; k=0.4;
t(1)=0.0; x(1)=0.1; y(1)=0.1;
z(1)=0.1;
dt=0.1; rr=10000;
for n=1:rr
    dx = y(n);
    dy = z(n);
    dz = -k*z(n)-y(n)-
(a*x(n).*rectpuls(b*x(n)));
    x(n+1)=x(n)+dx*dt;
    y(n+1)=y(n)+dy*dt;
    z(n+1)=z(n)+dz*dt;
    t(n+1)=t(n)+dt;
end
plot(x, z);
xlabel('x'); ylabel('y');
zlabel('z');

```

รูปที่ 11.15 Code สำหรับจำลองผลสัญญาณอลวน

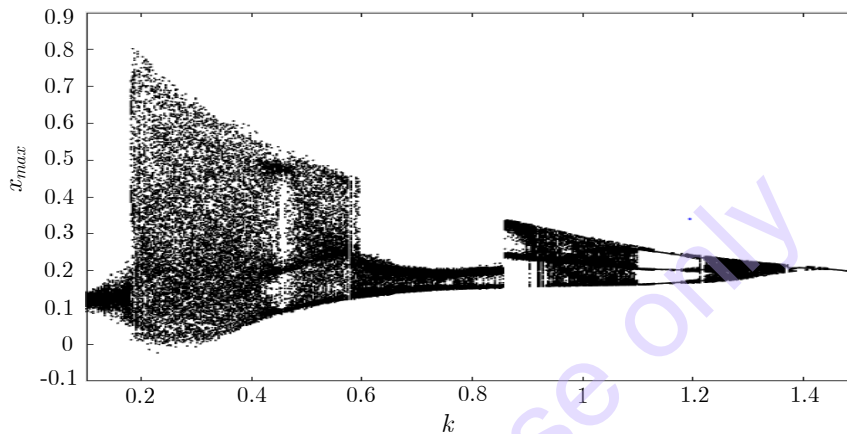
จากระบบทั่วไป สามารถวิเคราะห์พฤติกรรมอลวนได้เป็นค่าเชิงปริมาณด้วยทฤษฎีเลขชี้กำลัง Lyapunov (LE) [9] โดยวิเคราะห์ผ่านการคำนวณด้วยอัลกอริทึมของ Wolf [9] บนโปรแกรม MATLAB กำหนดพารามิเตอร์ดังสมการที่ (11.8) และเงื่อนไขเริ่มต้น $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, 0.1)$ แสดงผลการจำลองค่า LE บนแกนเวลาได้ดังรูปที่ 11.16 โดยค่าเลขชี้กำลัง Lyapunov ที่ได้ของระบบ คือ $(LE_1, LE_2, LE_3) = (0.318522, -0.018625, -0.699897)$ โดยพิสูจน์ว่าระบบที่ออกแบบมีพฤติกรรมเป็นอลวนด้วยค่า LE_1 ที่เป็นบวก (Positive Lyapunov) และผลรวมของ LE_{1-3} เป็นลบ (ค่า Positive Lyapunov หรือค่าเลขชี้กำลัง Lyapunov ที่เป็นบวก คือ ค่าผลลัพธ์เชิงตัวเลขที่บ่งชี้ว่าระบบที่ออกแบบมีพฤติกรรมเป็นอลวน โดยยิ่งค่าเลขชี้กำลังตัวแรกของระบบมีค่าบวกสูง ลักษณะของตัวดึงดูดแปลก (strange attractor) ยิ่งมีความซับซ้อน ซึ่งหมายถึงลักษณะคาบสัญญาณอลวนที่เกิดการไม่ซ้ำคาบมากขึ้น ทำให้ยากต่อการคาดเดารูปแบบของสัญญาณ)



รูปที่ 11.16 เลขชี้กำลัง Lyapunov ของระบบในสมการที่ (11.7)

ในการเกิดสัญญาณอลวนของระบบพลวัตไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear dynamic system) มีผลทางทฤษฎีอธิบายพฤติกรรมอลวน หลายวิธี เช่น Poincaré map, LEs (Lyapunov Exponents), The

Bifurcation [1] เป็นต้น โดย Bifurcation เป็นทฤษฎีที่อธิบายการกระจายของตัวแปรสแตทจากจุดสมการระบบอลวนที่มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ โดยสามารถบ่งบอกช่วงที่มีพฤติกรรมอลวน รวมถึงสามารถบ่งบอกถึงช่วงพฤติกรรมอื่นๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ การตรวจสอบผลด้วย Bifurcation มีประโยชน์ในการกำหนดค่าของพารามิเตอร์ในการกำเนิดสัญญาณอลวนได้อย่างถูกต้อง และ เป็นการศึกษาภาพรวมของระบบสำหรับผลกระทบของพารามิเตอร์ได้เป็นอย่างดี แผนภาพ Bifurcation สำหรับระบบในสมการที่ (11.7) ถูกแสดงเพื่อให้เห็นผลกระทบของพารามิเตอร์ k ในช่วง 0.1 ถึง 1.5 ดังรูปที่ 11.17 (ก) และ แสดงตัวอย่างอัลกอริทึมสำหรับจำลองผลในรูปที่ 11.17 (ข) โดยช่วงของพฤติกรรมอลวนของพารามิเตอร์ที่ถูกใช้ในระบบอลวนแบบสองวงม้วน คือ $k=0.4$



(ก)

```

clc;
clear all;
a = 1.5; b = 2.35; % กำหนดพารามิเตอร์คงที่ของระบบ
global k; % กำหนดพารามิเตอร์อิสระที่ต้องการดูผล
range = 0.1:0.001:1.5; % กำหนดช่วงของพารามิเตอร์ที่ต้องการผลของระบบ
o = 0; tspan = 0:0.01:1000; xmax = [];
for k = range
    j = 1; o = o + 1;
    f = @(t,x) [ x(2) ; x(3) ;
                -k*x(3)-x(2)-(a*x(1).*rectpuls(b*x(1))) ]; % เขียนสมการของระบบอลวน
    x0 = [0.1 0.1 0.1]; % กำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของระบบ
    [t,x] = ode45(f,tspan,x0); count = find(t>150);
    x = x(count,:); j = 1; n = length(x(:,1));

    for i=2 : n-1
        if (x(i-1,1)+eps) < x(i,1) && x(i,1) > (x(i+1,1)+eps)
            xmax(o,j)=x(i,1);
            j=j+1;
        end
    end
    if j>1
        plot(k,xmax(o,1:j-1),'k.','MarkerSize',1.5); % คำสั่งพล็อตกราฟ
    end
    hold on;
    index(o)=j-1;
end
    
```

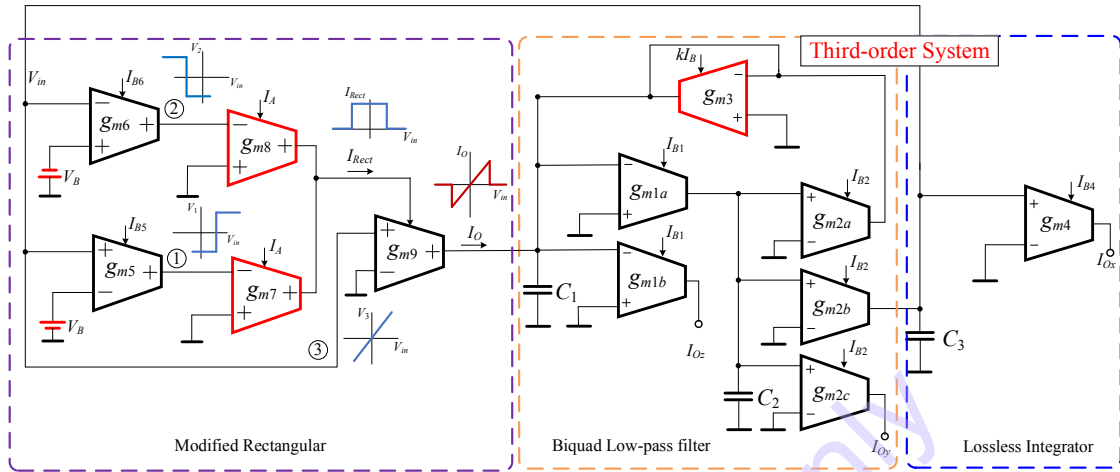
(ข)

รูปที่ 11.17 (ก) แผนภาพ Bifurcation โดยแสดงการกระจายตัวของตัวแปรสแตท x คู่กับพารามิเตอร์ k

(ข) ตัวอย่าง Code Bifurcation

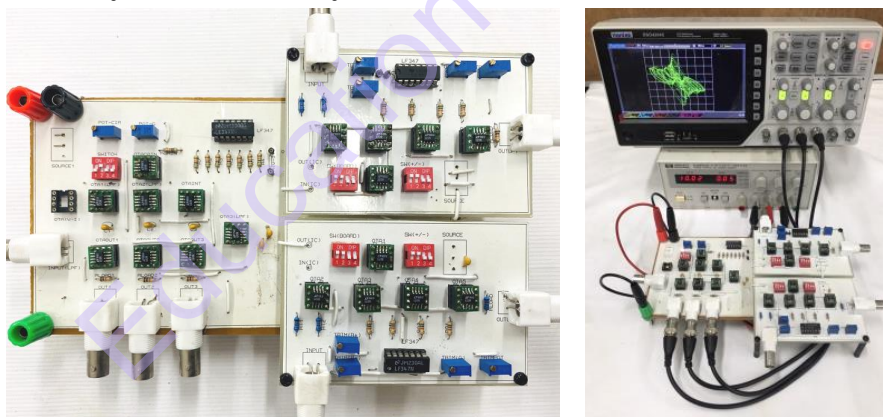
เมื่อออกแบบระบบอลวนและจำลองผลเชิงตัวเลขในทางทฤษฎีแล้ว การนำมาออกแบบเป็นวงจร เป็นการตรวจประสิทธิภาพเพื่อยืนยันว่าระบบที่ออกแบบสามารถนำมาสร้างได้จริงในเชิงวิศวกรรม โดยออกแบบเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณอลวนในรูปแบบกระแสได้โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นโอทีเอ ดังรูปที่ 11.18 โดยวงจร

ออกแบบจาก ซึ่งวงจรแบ่งเป็น 3 ส่วนย่อย คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง อินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย และวงจรฟังก์ชันตัดแปลงสี่เหลี่ยม พารามิเตอร์ A , B และ k ของระบบ สามารถปรับค่าได้จาก I_A (A), V_B (B) และ kI_B (k) ตามลำดับ โดยที่ kI_B คือเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ วงจรสามารถเอาต์พุตสัญญาณอลวนสเตต x , y , z ได้ที่ I_{Ox} , I_{Oy} , และ I_{Oz}



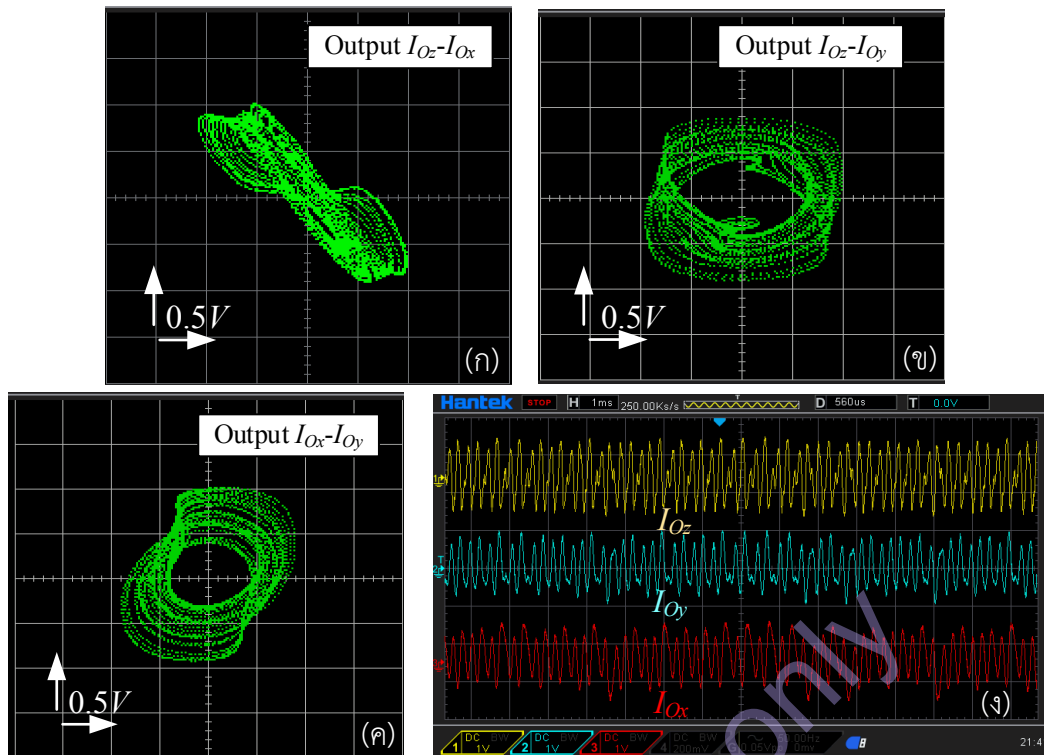
รูปที่ 11.18 วงจรกำเนิดสัญญาณอลวนของระบบอลวนแบบสองวงม้วน

จากรูปที่ 11.18 เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรจริงโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟไอทีเอเบอร์ LT1228 กำหนดตัวเก็บประจุทุกตัวเท่ากับ 50nF และกระแสไบแอส (I_B) ให้ไอทีเอทุกตัวเท่ากับ $100\mu\text{A}$ ยกเว้น kI_B และ I_A โดยจ่ายไฟเลี้ยง $\pm 10\text{V}$ โดยรูปวงจรจริงแสดงดังรูปที่ 11.19



รูปที่ 11.19 วงจรกำเนิดสัญญาณอลวนโดยใช้ไอทีเอ (LT1228)

ผลการทดลองที่ได้จากวงจรจริงจะทำการกำหนดค่า $I_A=150\mu\text{A}$ ($A=1.5$), $V_B=\pm 32\text{mV}$ ($B=2.35$) และ $kI_B=40\mu\text{A}$ ($k=0.4$) เพื่อให้ได้ผลที่สอดคล้องกับผลจำลองเชิงตัวเลขของระบบอลวนที่ออกแบบในสมการที่ (11.7) โดยสามารถเอาต์พุตกระแสสัญญาณอลวนจากวงจรจริงได้ที่ I_{Ox} , I_{Oy} , และ I_{Oz} แสดงผลด้วยลักษณะตัวดึงดูดและสัญญาณอลวนได้ดังรูปที่ 11.20 ซึ่งผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีเชิงตัวเลขเป็นอย่างดี



รูปที่ 11.20 สัญญาณอลวนเอาต์พุตกระแสจากวงจรจริง (ก) ระนาบ $I_{Ox}-I_{Oz}$ (ข) ระนาบ $I_{Oy}-I_{Oz}$ (ค) ระนาบ $I_{Oy}-I_{Ox}$ (ง) เอาต์พุตสัญญาณทั้งสาม I_{Ox} , I_{Oy} , I_{Oz}

11.2.3. ระบบอลวนแบบสี่วงม้วน (Four-scroll chaotic system)

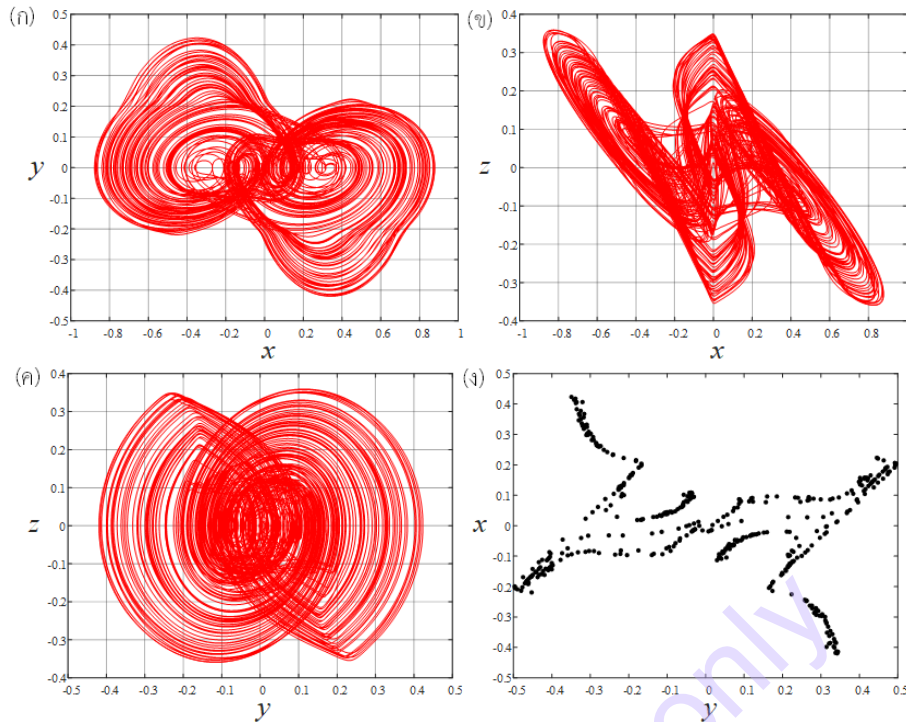
ในปี 2022 เช่นเดียวกัน K. Karawanich และ P. Prommee ได้ทำการออกแบบสำหรับกำเนิดสัญญาณอลวนรูปแบบใหม่ที่ด้วยลักษณะสี่วงม้วน [10] โดยใช้ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นจากรูปที่ 11.12 และ 11.13 ประกอบเข้าในระบบโดยใช้ตัวแปรสแตทจากตำแหน่ง x และ y ระบบสามารถเขียนเป็นสมการตัวแปรสแตท 3 มิติ ได้ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{x} = y + G(y), \\ \dot{y} = z, \\ \dot{z} = -kz - y - G(x); \end{cases} \quad (11.9)$$

ที่ $G(x) = Ax - B\text{sgn}(x)$, และ $G(y) = Cy \cdot \text{Rect}(Dy)$ โดยที่พารามิเตอร์ A , B , C , D และ k คือ ค่าคงที่บวก ระบบอลวนที่ออกแบบในสมการที่ (11.9) สามารถกำเนิดสัญญาณอลวนด้วยลักษณะสี่วงม้วน โดยกำหนดพารามิเตอร์ ดังสมการที่ (11.10)

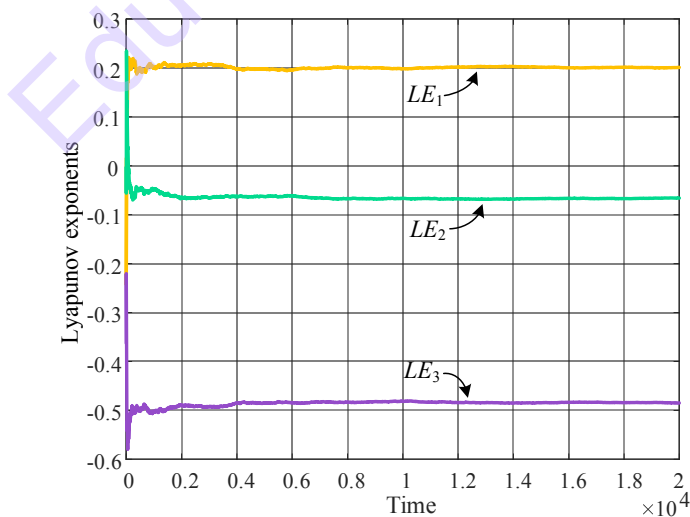
$$A=0.6, B=0.2, C=1.5, D=2.35, k=0.6 \quad (11.10)$$

พร้อมเงื่อนไขเริ่มต้น คือ $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, 0.1)$ ระบบสามารถสร้างลักษณะสัญญาณอลวน แสดงเป็นลักษณะตัวดิ่งจุด พร้อมภาพตัดขวางของวิถีวงโคจร (Poincaré Map) ได้ดังรูปที่ 11.21



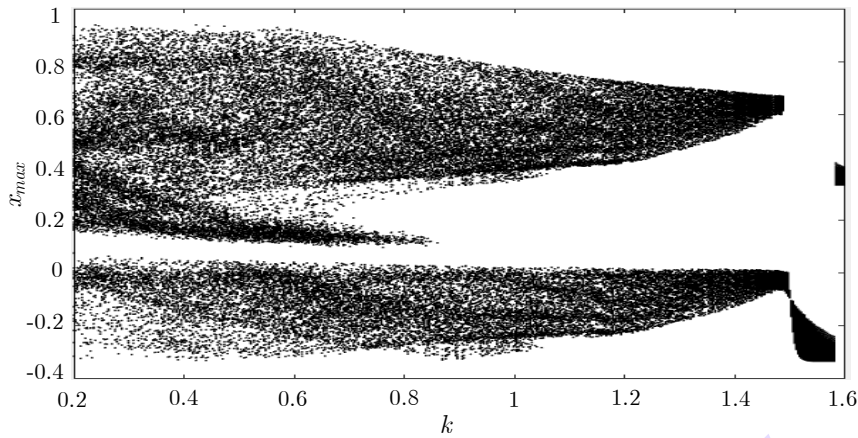
รูปที่ 11.21 สัญญาณอลวนของระบบในสมการที่ (11.9) (ก) ระนาบ $x-y$ (ข) ระนาบ $x-z$ (ค) ระนาบ $y-z$ (ง) Poincaré map ที่ระนาบ $z=0$

พฤติกรรมอลวนของระบบในสมการที่ (11.9) ถูกพิสูจน์เป็นเชิงปริมาณด้วยเลขชี้กำลัง Lyapunov ด้วยอัลกอริทึมของ Wolf บนโปรแกรม MATLAB โดยกำหนดพารามิเตอร์ดังสมการที่ (11.10) และกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น คือ $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, 0.1)$ แสดงผลดังรูปที่ 11.22 ซึ่งค่าเลขชี้กำลัง Lyapunov ทั้งสามค่า คือ $(LE_1, LE_2, LE_3) = (0.204894, -0.06, -0.480620)$ ระบบพิสูจน์ว่ามีพฤติกรรมเป็นอลวนด้วยค่า LE_1 เป็นบวก และผลรวมของค่าเลขชี้กำลัง Lyapunov ทั้งสามตัวเป็นลบ



รูปที่ 11.22 เลขชี้กำลัง Lyapunov ของระบบในสมการที่ (11.9)

การตรวจสอบพารามิเตอร์หลัก (k) ของระบบอลวนแบบสี่วงม้วนในสมการที่ (11.9) ถูกตรวจสอบโดยใช้แผนภาพ Bifurcation แสดงผลดังรูปที่ 11.23 โดยช่วงที่เป็นพฤติกรรมอลวนที่ถูกใช้ในระบบนี้คือ $k=0.6$



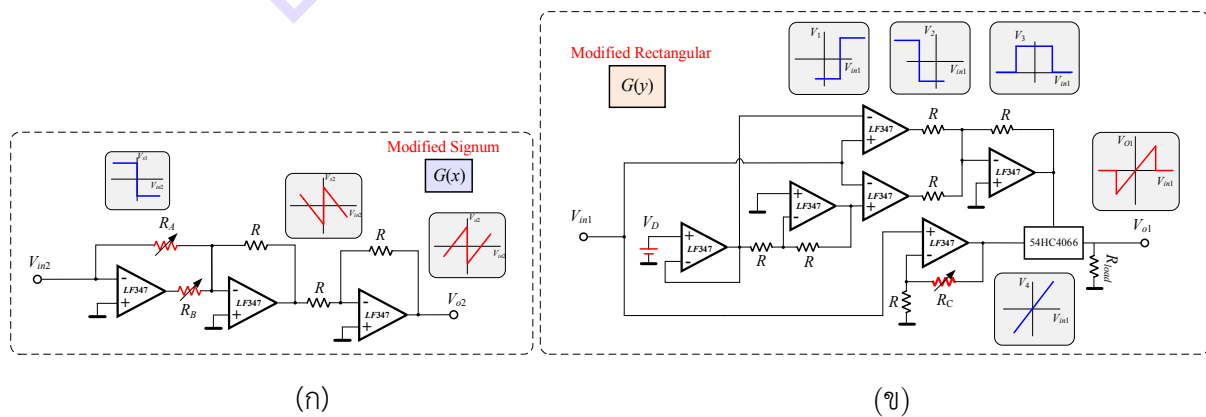
รูปที่ 11.23 แผนภาพ Bifurcation โดยแสดงการกระจายตัวของตัวแปรสแตท x คู่กับพารามิเตอร์ k

เมื่อตรวจสอบผลเชิงตัวเลขและวิเคราะห์พฤติกรรมอลวนของระบบที่ออกแบบแล้ว การออกแบบวงจรสำหรับระบบอลวนแบบสี่วงม้วน สามารถแสดงได้ดังตัวอย่างที่ 11.6

ตัวอย่างที่ 11.5 จากระบบอลวนแบบสี่วงม้วนในสมการที่ (11.9) และ ฟังก์ชันสัญลักษณ์ตัดแปลง $G(x) = Ax - B\text{sgn}(x)$ ฟังก์ชันสี่เหลี่ยมตัดแปลง $G(y) = Cy \cdot \text{Rect}(Dy)$ จึงออกแบบวงจรจากอุปกรณ์ออปแอมป์ (Operational Amplifier: OPAMP) และอุปกรณ์แพสซีฟ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ

วิธีทำ

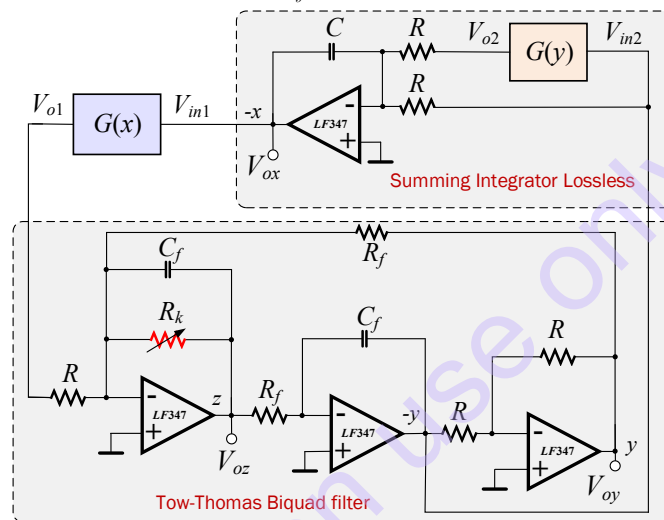
วงจรส่วนแรก คือ วงจรฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นออกแบบจากลักษณะฟังก์ชัน $G(x)$ รูปที่ 11.12 สามารถออกแบบได้ดังรูปที่ 11.24(ก) โดยค่าคงที่ A และ B สามารถปรับได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ R_A และ R_B ส่วน และ ฟังก์ชัน $G(y)$ รูปที่ 11.13 สามารถออกแบบได้ดังรูปที่ 11.24(ข) โดยค่าคงที่ C และ D สามารถปรับได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ R_C และ แรงดัน V_D ตามลำดับ



รูปที่ 11.24 วงจรฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น (ก) ฟังก์ชันตัดแปลงสัญลักษณ์ (Modified Signum) (ข) ฟังก์ชันตัดแปลงสี่เหลี่ยม (Modified Rectangular)

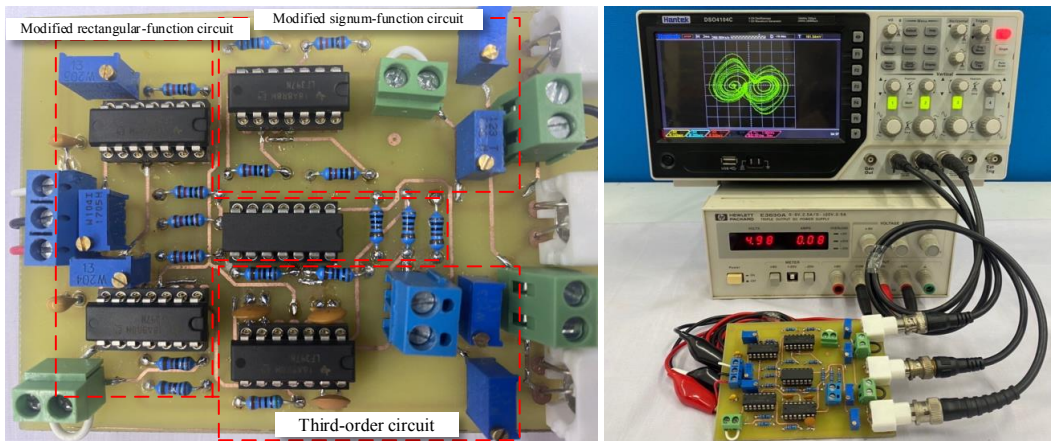
โดยระบบที่ออกแบบสัญญาณอลวนมีการกำหนด $A=0.6$, $B=0.2$, $C=1.5$ และ $D=2.35$ ในวงจรสามารถกำหนดค่าที่ให้สอดคล้องกับพารามิเตอร์ โดยกำหนด $R_A=3k\Omega$, $R_B=25k\Omega$, $R_C=9k\Omega$, และ $V_D=23mV$

เมื่อออกแบบวงจรฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้น $G(x)$ และ $G(y)$ แล้ว จะนำมาออกแบบเป็นวงจรรวมดังรูปที่ 11.25 ซึ่งวงจรหลักประกอบไปด้วย วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบไบควอด (Tow-Thomas Biquad filter) และวงจรผลรวมอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Summing Lossless Integrator) โดยในวงจรมีการกำหนดตัวเก็บประจุเท่ากับ 50 nF และตัวต้านทานทั้งวงจรเท่ากับ $1k\Omega$ ยกเว้น R_A , R_B , R_C , V_D และ R_k โดยที่ $R_k=1.15k$ วงจรที่ออกแบบสามารถปรับลักษณะสัญญาณอลวนได้จากตัวต้านทานหลัก R_k (k) โดยสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรสามารถวัดได้ที่ V_{ox} , V_{oy} , และ V_{oz}



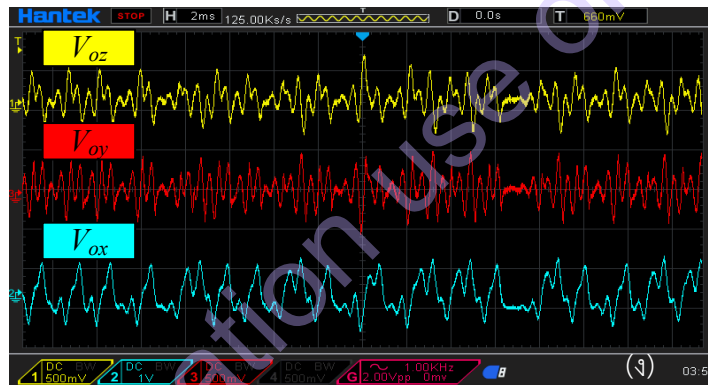
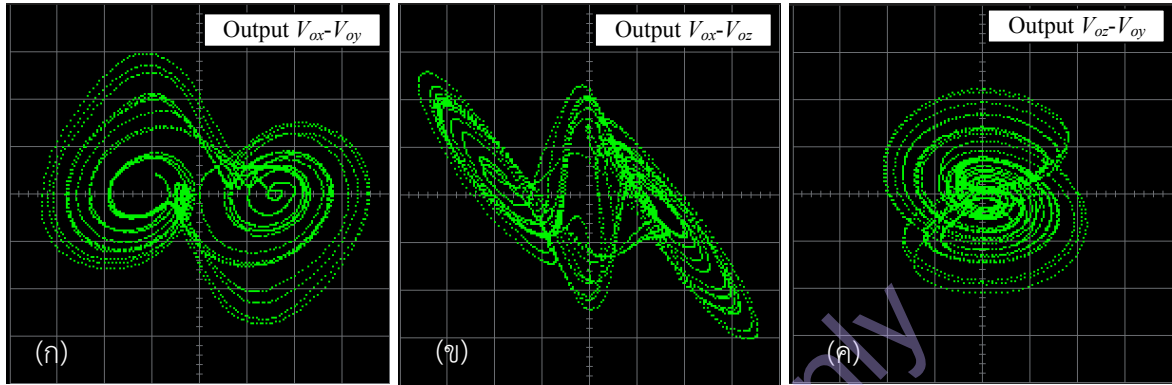
รูปที่ 11.25 วงจรกำเนิดสัญญาณอลวนของระบบในสมการที่ (11.9)

จากผลจำลองเชิงตัวเลขของระบบที่ออกแบบในสมการที่ (11.9) นำมาสร้างเป็นวงจรจริงเพื่อยืนยันหลักการสร้างทางทฤษฎีและการสร้างเป็นวงจรโดยอิงจากต้นแบบในรูปที่ 11.25 โดยใช้อุปกรณ์ OPAMP เบอร์ LF347 ที่มีขายในเชิงพาณิชย์ร่วมกับแอนะล็อกสวิตช์ เบอร์ 54HC4066 พร้อมตัวต้านทานและตัวเก็บประจุภายในวงจร โดยจ่ายไฟเลี้ยงให้อุปกรณ์ $\pm 5V$ และกำหนดตัวต้านทาน $R=1k\Omega$ และ $C=50nF$ เท่ากันทุกตัว ยกเว้น R_A , R_B , R_C , R_k และ V_D วงจรที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 11.26



รูปที่ 11.26 วงจรกำเนิดสัญญาณอลวนโดยใช้ OPAMP

จากการทดลองรูปที่ 11.26 วงจรสามารถเอาต์พุตได้ที่ V_{ox} , V_{oy} , และ V_{oz} โดยกำหนดตัวต้านทานและแรงดันของวงจรที่เกี่ยวข้องกับพารามิเตอร์ ดังนี้ $R_A=3k\Omega$ ($A=0.6$), $R_B=25k\Omega$ ($B=0.2$), $R_C=9k\Omega$ ($C=1.5$), $V_D=23mV$ ($D=2.35$) และ $R_k=1.15k\Omega$ ($k=0.6$) โดยแสดงลักษณะตัวดึงดูดอลวนบนระนาบ 2 มิติ ดังรูปที่ 11.27 (ก)-(ค) และแสดงสัญญาณอลวนที่เอาต์พุตแรงดัน V_{ox} , V_{oy} , V_{oz} ดังรูปที่ 11.21 (ง) ซึ่งผลที่ได้จากวงจรสอดคล้องกับผลจำลองเชิงตัวเลขในรูปที่ 11.21



รูปที่ 11.27 ผลการทดลองสัญญาณอลวนเอาต์พุตแรงดันจากวงจรที่ออกแบบ (ก) ระนาบ $V_{ox}-V_{oy}$ (ข) ระนาบ $V_{ox}-V_{oz}$ (ค) ระนาบ $V_{oz}-V_{oy}$ (ง) เอาต์พุตสัญญาณทั้งสาม V_{ox} , V_{oy} , V_{oz}

11.3. การประยุกต์ในการเข้ารหัสด้านการสื่อสาร

ในปี ค.ศ. 1990 Pecora และ Carroll ค้นพบว่าระบบอลวนมีคุณสมบัติที่น่าสนใจในการนำมาประยุกต์ใช้ความปลอดภัยด้านการสื่อสาร โดยทำการสร้างระบบอลวนสองระบบที่เหมือนกันขึ้นมา คือ ฝั่งขับ (Driver) กับ ฝั่งตอบสนอง (Response) และพบว่าสามารถทำการซิงโครไนซ์กันได้สำเร็จด้วยวิธี P-C (P-C Method) [11] ซึ่งระบบอลวนมีคุณสมบัติความไวต่อสถานะเริ่มต้น และ ไม่สามารถคาดเดาลักษณะสัญญาณได้ในระยะยาว (Long-term unpredictability) ทำให้ระบบอลวนนั้นยากต่อการเข้ารหัสจากภายนอก จึงเหมาะสมในการนำมาประยุกต์ใช้ความปลอดภัยด้านการสื่อสาร

การสื่อสารแบบอลวน (Chaos Communication) เมื่อเทียบกับการสื่อสารสมัยใหม่ (Modern Communications) พบว่าการสื่อสารแบบอลวนมีข้อดีกว่าในหลายประการ ทั้งในเรื่องประสิทธิภาพในการนำไปประยุกต์ใช้ และ แนวทางในการพัฒนาต่อ โดยได้แสดงเปรียบเทียบไว้ดังตารางที่ 11.2 [12] อย่างไรก็ตาม การสื่อสารแบบอลวนยังเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ต้องค้นคว้าเพิ่ม และแก้ไขปัญหที่สำคัญอีกหลายประการ

ตารางที่ 11.2 เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างการสื่อสารสมัยใหม่และการสื่อสารแบบอลวน

หัวข้อ	การสื่อสารสมัยใหม่	การสื่อสารแบบอลวน
ประวัติ	เป็นเทคโนโลยีที่มีการศึกษามากกว่า 100 ปี	เป็นเทคโนโลยีใหม่ที่เพิ่งมีประมาณ 20 กว่าปี
ฐานอุตสาหกรรม	เป็นการศึกษาหลักในสาขาเทคโนโลยีสารสนเทศ	เป็นหัวข้อวิจัยที่กำลังนิยมในปัจจุบัน
ความสัมพันธ์ระหว่างทฤษฎีกับเทคโนโลยี	- หมวมหู่/หัวข้อในการศึกษาชัดเจน - มีความสมบูรณ์ของข้อมูลในการศึกษา (จากทฤษฎีสารสนเทศไปสู่เทคโนโลยีการสื่อสาร - จากซอฟต์แวร์การสื่อสารไปสู่การสร้างเป็นวงจรจริง)	อยู่ในระหว่างการพัฒนาเพื่อคิดค้นวิธีการใหม่และรูปแบบใหม่ โดยปัจจุบันมีรูปแบบการสื่อสารที่ถูกนำเสนอแล้ว ตัวอย่างเช่น การสร้างเป็นวงจรและเครือข่ายคอมพิวเตอร์
พื้นฐานเทคโนโลยีความปลอดภัย (Security technology Foundation)	วิธีการทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อน	วิธีการที่ซับซ้อนที่เกี่ยวข้องกับพฤติกรรมความอลวน
เทคโนโลยีการรักษาความปลอดภัยที่สำคัญ (Key Security technology)	DES, IDEA, 3DES, RSA	Chaos masking, chaos switching, chaos modulation
ความสามารถในการรักษาความลับของข้อมูล (Confidentiality)	มีประสิทธิภาพดี แต่มีจุดด้อยเนื่องจากกระบวนการตัวเลขสุ่ม (Random number) สามารถถอดรหัสได้ แต่ใช้เวลานานและค่าใช้จ่ายสูง	- รูปแบบระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น - คาดเดายากในระยะยาว - มีความไวต่อสถานะเริ่มต้น ทำให้ความสามารถในการรักษาความลับของข้อมูลถอดรหัสได้ยากมากขึ้น
ความทนทาน (Robustness) ในระบบสื่อสาร	มีความทนทานในระดับหนึ่ง	ระบบสามารถประยุกต์ใช้ออลวนและไฮเปอร์อลวนเพื่อเพิ่มความทนทานได้ ยกต่อการถูกโจมตี
พลังงาน (Power)	ใช้พลังงานสูง	ใช้พลังงานต่ำและความสามารถในการสังเกต (Observational ability)
ค่าใช้จ่ายอุปกรณ์	สูง	ค่อนข้างต่ำ
ประเด็นด้านความปลอดภัยของระบบรักษาความปลอดภัย	- มีช่องโหว่ของซอฟต์แวร์ - การป้องกันการโจมตีที่ไม่มีประสิทธิภาพ - ตัวสร้างเลขสุ่มที่ไม่ดี	กำลังศึกษาและคาดว่าจะกำลังมีการแก้ไขปัญหที่สำคัญ เช่น สัญญาณรบกวน ความผิดพลาดของช่องสัญญาณ ปัญหาของช่องสัญญาณหลายช่องและผู้ใช้หลายคน

การสื่อสารแบบอลวน (Chaotic secure communication) สามารถแบ่งออกเป็น 2 แนวทางใหญ่ๆ คือ

- **การสื่อสารอลวนแบบแอนะล็อก (Chaos Analog Communication)**

การสื่อสารอลวนแบบแอนะล็อกมักนิยมใช้กับการสร้างเป็นวงจรที่มีส่วนประกอบของวงจรไม่เป็นเชิงเส้น แต่การประยุกต์ใช้เป็นวงจรจริงจะต้องมีความแม่นยำสูงทั้งในการออกแบบและการผลิต รวมถึงการซิงโครไนซ์สำหรับวงจรจริงจะต้องแยกสัญญาณซิงโครไนซ์จากช่องสัญญาณข่าวสาร ซึ่งวิธีที่นิยมใช้ในการสื่อสารอลวนแบบแอนะล็อก คือ วิธี Chaotic Masking (CM)

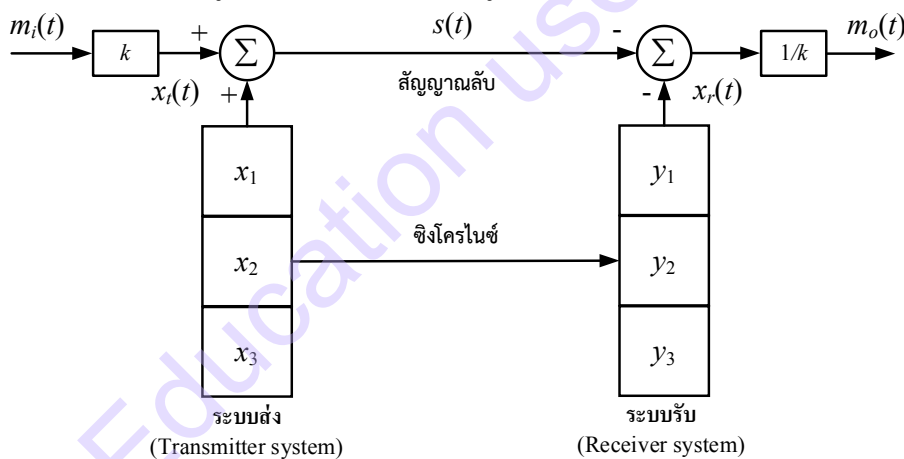
- **การสื่อสารอลวนแบบดิจิทัล (Chaos Digital Communication)**

การสื่อสารอลวนแบบดิจิทัลเป็นวิธีที่ค่อนข้างนิยมกว่าแบบแอนะล็อก เนื่องจากใช้องค์ประกอบของวงจรที่น้อยกว่า สามารถประมวลบนคอมพิวเตอร์ ช่วยให้การรับ-ส่งข้อมูลมีความรวดเร็วและแม่นยำ และลดความผิดพลาดของข้อมูล รวมถึงสามารถประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย [13] วิธีในการสื่อสารอลวนแบบดิจิทัล

ประกอบด้วย Chaos Shift Keying (CSK) การแพร่กระจายสเปกตรัมแบบอลวน (Chaos Spread Spectrum) การโมดูเลชันแบบอลวน (Chaos Modulation)

11.3.1. การสื่อสารแบบ Chaotic Masking (CM)

รูปแบบการใช้ Chaotic Masking ในการสื่อสาร เป็นวิธีที่ง่ายที่สุดในการสื่อสารแบบอลวนด้วยการสื่อสารอลวนแบบแวนซ์ล็อก โดยสัญญาณข่าวสาร (Information signal) จะถูกซ่อนทับและปิดบังด้วยข้อมูลสัญญาณอลวนโดยตรง [12] แสดงแผนภาพบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 11.28 การซิงโครไนซ์สามารถสร้างโดยใช้ระบบย่อยสองส่วน คือ ระบบส่ง และ ระบบรับ สัญญาณข้อมูลที่สร้างขึ้นจะต้องมีขนาดของสัญญาณที่เล็กกว่าสัญญาณอลวนไม่น้อยกว่า 20dB เพื่อที่สัญญาณอลวนจะซ่อนทับสัญญาณข้อมูลให้กลายเป็นลักษณะสัญญาณรบกวน (Noise signal) ได้อย่างสมบูรณ์ ด้วยวิธีนี้จะทำให้เกิดความปลอดภัยค่อนข้างสูงสำหรับสัญญาณข่าวสารที่ส่งมา ซึ่งในการสร้าง ภาคส่ง จะต้องมียุติส่ง ที่เป็นระบบอลวนขึ้นมาหนึ่งระบบ โดยมีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวแปรสแตต รวมถึงกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ จากนั้นจะมีการกำหนด ภาครับ โดยเป็นการโคลนระบบจากระบบส่งเพื่อกำหนดตัวแปรสแตตเริ่มต้นและพารามิเตอร์ทั้งสองระบบให้เท่ากัน ด้วยวิธีนี้สัญญาณที่ได้จาก ภาคส่ง จะถูกลบออกด้วยสัญญาณอลวน ภาครับ และจะได้สัญญาณข้อมูลกลับมาอย่างถูกต้อง แต่หากมีความผิดพลาดของค่าเงื่อนไขเริ่มต้นและพารามิเตอร์ของระบบเพียงเล็กน้อย ระบบจะไม่สามารถลบสัญญาณออกได้อย่างถูกต้อง ทำให้ยากต่อการถอดรหัสจากภายนอก



รูปที่ 11.28 บล็อกไดอะแกรมการใช้ Chaotic Masking ในการสื่อสาร

จากรูป 11.28 $m_i(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลขาเข้า $x_i(t)$ คือ สัญญาณอลวนระบบส่ง $s(t)$ คือ สัญญาณลับที่เกิดจากสัญญาณข้อมูลรวมกับสัญญาณอลวนระบบส่ง $x_r(t)$ คือ สัญญาณอลวนระบบรับ และ $m_o(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลขาออก การนำระบบอลวนมาประยุกต์ใช้ในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 11.28 แสดงดังตัวอย่างที่ 11.6

ตัวอย่างที่ 11.6 จากบล็อกไดอะแกรมการใช้ Chaotic Masking จงออกแบบสมการ ODE ที่ใช้ในการสื่อสารด้วยระบบอลวนแบบ Lorenz ของภาคส่งและภาครับ

วิธีทำ

ระบบอลวน Lorenz สามารถเขียนแบบจำลองคณิตศาสตร์ในรูปสมการ ODE ได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= a(x_2 - x_1), \\ \dot{x}_2 &= x_1(b - x_3) - x_2, \\ \dot{x}_3 &= x_1x_2 - cx_3. \end{aligned} \right\} \quad (11.11)$$

จากสมการที่ (11.11) เป็นการแทนตัวแปรสเตทบนระบบสมการอนุพันธ์อันดับสามด้วย x_1, x_2, x_3 โดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของลอเรนส์ เมื่อถูกจัดอยู่ในรูปการมอดูเลตของระบบส่ง จะเขียนได้เป็น

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= a(x_2 - x_1), \\ \dot{x}_2 &= x_1(b - x_3) - x_2, \\ \dot{x}_3 &= x_1x_2 - cx_3, \\ s(t) &= km_i(t) + x_i(t) \end{aligned} \right\} \quad (11.12)$$

ที่ k คือค่าคงที่ อัตราขยาย เพื่อใช้กำหนดให้ขนาดของสัญญาณข้อมูล $m_i(t)$ มีขนาดเล็กกว่าสัญญาณอลวน โดย $x_2 = y_2$ คือตัวแปรสเตทที่ใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ จากนั้นจะกำหนดแบบจำลองของระบบลอเรนส์ที่เป็นภาครับ ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} \dot{y}_1 &= a(y_2 - y_1), \\ \dot{y}_2 &= y_1(b - y_3) - y_2, \\ \dot{y}_3 &= y_1y_2 - cy_3, \\ m_o(t) &= (s(t) - x_r(t)) / k \end{aligned} \right\} \quad (11.13)$$

จะระบบที่กล่าวมา ที่พารามิเตอร์ a, b , และ c รวมถึงค่าตัวแปรสเตทเริ่มต้นของระบบส่ง และระบบรับ จะต้องมีการกำหนดค่าที่เท่ากัน ระบบจึงจะนำมาตีมอดูเลตได้อย่างถูกต้อง ซึ่งข้อมูล $m_o(t)$ จะต้องเท่ากับ $m_i(t)$

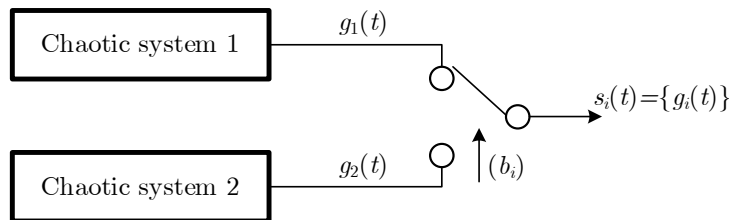
11.3.2. การสื่อสารแบบ Chaos Shift Keying (CSK) [12]

วิธีการสื่อสารแบบ Chaos Shift Keying เป็นการสื่อสารอลวนแบบดิจิทัลที่นักวิจัยในหลายสาขาให้ความสนใจการสื่อสารอลวนในรูปแบบนี้เป็นพิเศษ เนื่องจากมีข้อดีค่อนข้างมาก จึงถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งการมอดูเลตดิจิทัลแบบ CSK ถูกนำเสนอครั้งแรกในปี ค.ศ. 1993 โดย Parlitz [14] ต่อมา Kolumban และคณะ ได้นำเสนอการมอดูเลตดิจิทัลแบบ CSK ที่ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นหลายวิธี โดยเฉพาะวิธี Chaotic on-off Keying (COOK), Differential CSK (DCSK), Frequency Modulation Differential CSK (FM-DCSK) และ Quadrature CSK (QCSK) เป็นต้น โดยเมื่อเทียบผลของวิธี DCSK กับ QCSK แล้วพบว่า มีประสิทธิภาพแบนด์วิดธ์และอัตราการผิดพลาดบิต (BER) ที่เท่ากัน แต่ QCSK มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงกว่า

CSK เป็นเทคโนโลยีการมอดูเลตด้วยอลวนที่ใช้การส่งข้อมูลแบบดิจิทัล มีแนวคิดพื้นฐานโดยการแมพข้อมูลต่างๆ ของสัญญาณไบนารีเข้ากับสัญญาณอลวนแบบทีละชิ้น (Piece-wise Chaotic Waveform) โดยระบบต้องการฟังก์ชันพื้นฐานรูปแบบอลวนสำหรับการมอดูเลต CSK ซึ่งฟังก์ชันพื้นฐานของการมอดูเลตแบบ CSK มีอย่างน้อยสองแบบ คือ CSK และ COOK โดยประสิทธิภาพการป้องกันสัญญาณรบกวนสำหรับการตีมอดูเลตแบบ Bipolar Coherent ของ CSK นั้นดีกว่า COOK

หลักการของการสื่อสารแบบ CSK จากระบบอลวนสองระบบสามารถอธิบายได้จากโครงสร้างของภาคส่ง (Transmitter) แสดงดังรูปที่ 11.29 ที่ $b(i)$ คือสัญญาณข้อมูลไบนารี “1” และ “-1” หลังจากมอดูเลตสัญญาณในภาคส่งแล้ว สัญญาณที่ส่งจะมีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนคล้ายสัญญาณอลวน สามารถเขียนสมการสัญญาณส่ง $s_i(t)$ ได้ดังนี้

$$s_i(t) = \begin{cases} g_1(t), & b_i = 1 \\ g_2(t), & b_i = -1 \end{cases} \quad (11.14)$$



รูปที่ 11.29 บล็อกไดอะแกรมของ CSK มอดูเลเตอร์

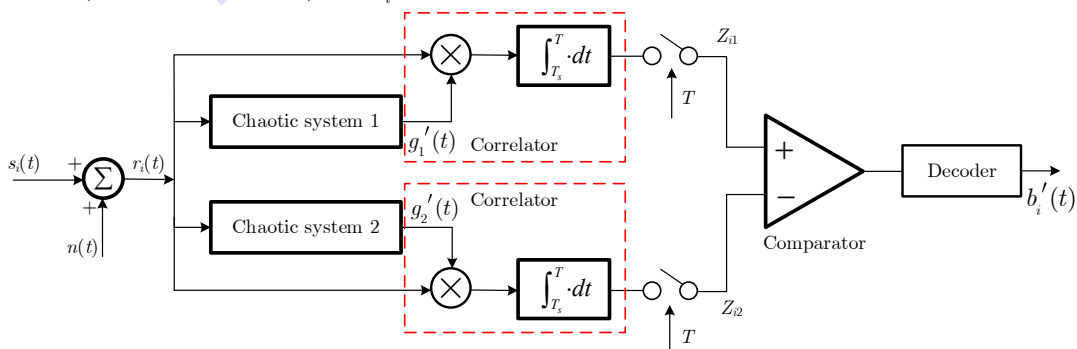
ในส่วนภาครับ (Receiver) จะใช้โหมด Coherent หรือ Noncoherent ในการกู้สัญญาณข้อมูลกลับมา โดยบล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตโหมด Coherent แสดงดังรูปที่ 11.30 สมการความสัมพันธ์ของเอาต์พุตเขียนได้ดังนี้

$$z_{i1} = \int_{T_s}^T r_i(t) \cdot g_1'(t) dt = \int_{T_s}^T [g_i(t) + n(t)] \cdot g_1'(t) dt = \int_{T_s}^T g_i(t) \cdot g_1'(t) dt + \int_{T_s}^T n(t) \cdot g_1'(t) dt, \quad (11.15)$$

$$z_{i2} = \int_{T_s}^T r_i(t) \cdot g_2'(t) dt = \int_{T_s}^T [g_i(t) + n(t)] \cdot g_2'(t) dt = \int_{T_s}^T g_i(t) \cdot g_2'(t) dt + \int_{T_s}^T n(t) \cdot g_2'(t) dt. \quad (11.16)$$

จากสมการที่ (11.15) และ (11.16)

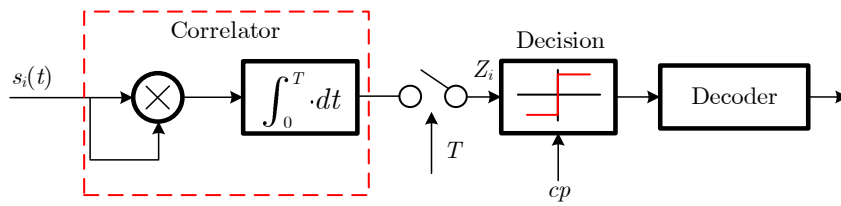
- ถ้า $b_i=1$ จะได้ $s_i(t)=g_1(t)$, $r_i(t)=g_1(t)+n(t)$ ทำให้ $z_{i1} > z_{i2}$ ดังนั้นเงื่อนไขการกู้คืนสัญญาณ (Recovered signal) คือ $b'_i=1$
- ถ้า $b_i=-1$ จะได้ $s_i(t)=g_2(t)$, $r_i(t)=g_2(t)+n(t)$ ทำให้ $z_{i1} < z_{i2}$ ดังนั้นเงื่อนไขการกู้คืนสัญญาณ (Recovered signal) คือ $b'_i=-1$



รูปที่ 11.30 บล็อกไดอะแกรมภาครับโหมด Coherent แบบ CSK

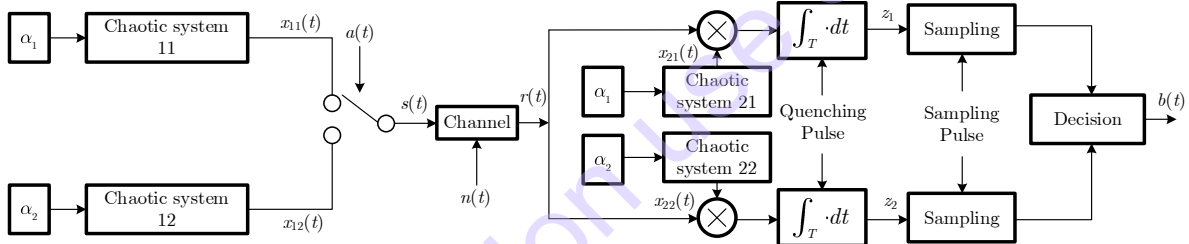
บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตโหมด Noncoherent แสดงดังรูปที่ 11.31 โดยสมการความสัมพันธ์ของเอาต์พุตเขียนได้ดังนี้

$$z_i = \int_0^T s_i^2(t) dt = \int_0^T [g_i(t) + n(t)]^2 dt = \int_0^T g_i^2(t) dt + 2 \cdot \int_0^T g_i(t) \cdot n(t) dt + \int_0^T n^2(t) dt. \quad (11.17)$$



รูปที่ 11.31 บล็อกไดอะแกรมภาครับโหมด Noncoherent แบบ CSK

สำหรับการตีמודเลทโหมด Noncoherent แบบ CSK ในภาครับไม่จำเป็นต้องกู้คืนสัญญาณอลวน และตัวตรวจจับ (Detector) ขึ้นอยู่พลังงานบิตของสัญญาณส่ง ถ้าเทรชโฮลด์ในการตัดสินใจ (Decision Threshold) ถูกตั้งค่าไว้ที่ค่ามัธยฐานของพลังงานสองบิต สัญญาณภาครับจะสามารถตีמודเลทได้อย่างถูกต้อง จะเห็นได้ชัดว่าการเลือกเทรชโฮลด์ที่เหมาะสมส่งผลต่อ SNR ของระบบ การปรับเทรชโฮลด์จึงเป็นข้อบกพร่องของการตีמודเลทโหมด Noncoherent แบบ CSK โดยวิธีการสื่อสารแบบ CSK ที่กล่าวมา จะแสดงตัวอย่างโครงสร้างระบบอลวนแบบพหุกรรม (Unified Chaotic system) ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 11.32



รูปที่ 11.32 บล็อกไดอะแกรมระบบสื่อสารอลวนด้วยวิธีการสื่อสารแบบ CSK

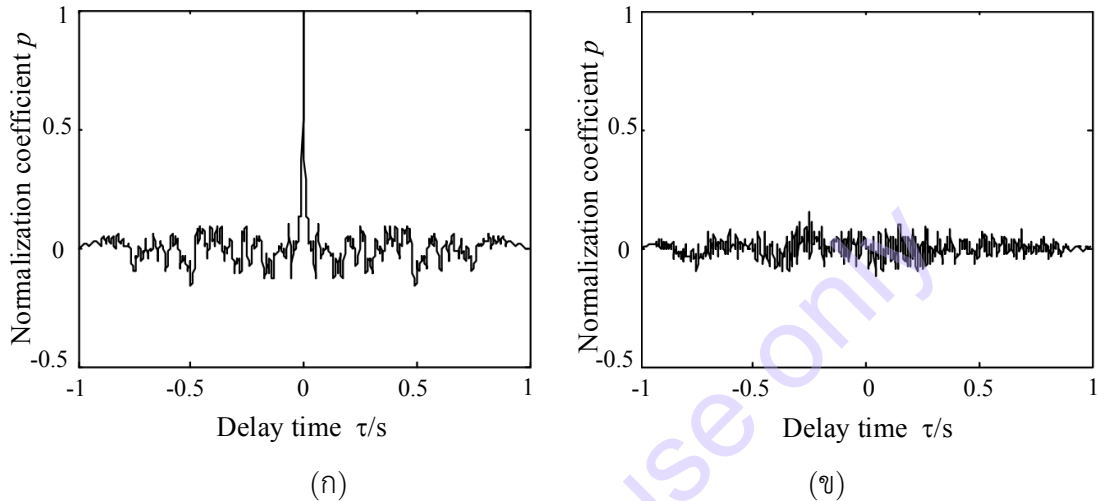
ระบบอลวนแบบพหุกรรม (ระบบอลวนทั้งภาคส่งและภาครับ) โดยที่ระบบอลวน 11 ของภาคส่งและระบบอลวน 21 ของภาครับมีพารามิเตอร์ตัวเดียวกัน คือ α_1 ซึ่งทั้งสองระบบสร้างสัญญาณอลวน $x_{11}(t)$ และ $x_{21}(t)$ ตามลำดับ และระบบอลวน 12 ของภาคส่งและระบบอลวน 22 ของภาครับมีพารามิเตอร์ตัวเดียวกัน คือ α_2 ทั้งสองระบบสร้างสัญญาณอลวน $x_{12}(t)$ และ $x_{22}(t)$ ตามลำดับ โดยขั้นตอนการซิงโครไนซ์สามารถทำได้ด้วยการนำปลายทางภาคส่งของระบบอลวน 11 และ 12 มาซิงโครไนซ์กับปลายทางภาครับของระบบอลวน 21 และ 22 ตามลำดับ จะทำให้ $x_{11}(t) = x_{21}(t)$ และ $x_{12}(t) = x_{22}(t)$ โดยที่สัญญาณดิจิทัลไบนารี ($a(t) = \{a\}$) ใช้ควบคุมสัญญาณอลวน เมื่อ $a(t)$ กำหนดเป็นแรงดันไฟฟ้าสูงจะส่งสัญญาณ $x_{11}(t)$ และเมื่อ $a(t)$ กำหนดเป็นแรงดันไฟฟ้าต่ำจะส่งสัญญาณ $x_{12}(t)$ สามารถเขียนสมการสัญญาณภาคส่งที่ผ่านช่องทางการสื่อสาร (Channel) ได้ดังนี้

$$s(t) = x_{11}(t) \cdot a(t) + (1 - a(t)) \cdot x_{12}(t) = \begin{cases} x_{11}(t), & a(t) = 1 \\ x_{12}(t), & a(t) = 0 \end{cases} \quad (11.18)$$

จากสมการที่ (11.18) สัญญาณที่ผ่านช่องทางการสื่อสารคือสัญญาณอลวน ถ้าสัญญาณรบกวน (Noise) ในช่องทางการสื่อสารเป็นสัญญาณรบกวนสีขาวแบบเกาส์เซียน (Gaussian White Noise: $n(t)$) สัญญาณที่ภาครับจะสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$r(t) = s(t) + n(t) = x_{11}(t) \cdot a(t) + (1 - a(t)) \cdot x_{12}(t) + n(t) = \begin{cases} x_{11}(t) + n(t), & a(t) = 1 \\ x_{12}(t) + n(t), & a(t) = 0 \end{cases} \quad (11.19)$$

จากนั้นจะเป็นการตรวจสอบคุณสมบัติสหสัมพันธ์ (Correlation Properties) ของสัญญาณอลวนที่ได้ ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวนสีขาวแบบเกาส์เซียน โดยทั่วไปแล้วกรณีสัญญาณอลวนมีสหสัมพันธ์แบบไขว้ (Cross Correlation) จะได้ผลประมาณศูนย์ และ กรณีมีความสหสัมพันธ์ในตัวเอง (Autocorrelation) มีค่าใกล้เคียงกับฟังก์ชันอิมพัลส์ ซึ่งคุณสมบัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณอลวนที่สร้างโดยระบบอลวนแบบพนัก รวมแสดงดังรูปที่ 11.33



รูปที่ 11.33 สหสัมพันธ์ของสัญญาณอลวน (ก) ความสหสัมพันธ์ในตัวเอง (ข) ความสหสัมพันธ์แบบไขว้

โดยภาครับจะประกอบไปด้วยระบบซิงโครไนซ์อลวน, Correlator (รวมตัวคูณและอินทิเกรเตอร์), อุปกรณ์ตัดสินใจสุ่มตัวอย่าง (Sampling Decision Device) ถ้าเอาต์พุตของ Correlator 1 และ 2 คือ z_1 และ z_2 ตามลำดับ จะสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$z_1 = \int_T r(t) \cdot x_{21}(t) dt = \begin{cases} \int_T (x_1(t) + n(t)) \cdot x_{21}(t) dt = E_b + \int_T n(t) \cdot x_{21}(t) dt, & a(t) = 1 \\ \int_T (x_2(t) + n(t)) \cdot x_{21}(t) dt = \rho E_b + \int_T n(t) \cdot x_{21}(t) dt, & a(t) = 0 \end{cases} \quad (11.20)$$

$$z_2 = \int_T r(t) \cdot x_{22}(t) dt = \begin{cases} \int_T (x_1(t) + n(t)) \cdot x_{22}(t) dt = \rho E_b + \int_T n(t) \cdot x_{22}(t) dt, & a(t) = 1 \\ \int_T (x_2(t) + n(t)) \cdot x_{22}(t) dt = E_b + \int_T n(t) \cdot x_{22}(t) dt, & a(t) = 0 \end{cases} \quad (11.21)$$

ที่ $\rho = (\int_T x_{11}(t) \cdot x_{12}(t) dt) / E_b$ คือสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณอลวน เมื่อสัญญาณ $x_{11}(t)$ และ $x_{22}(t)$ เป็นมุมฉากกันอย่างสมบูรณ์ (Complete Orthogonal) ที่ $\rho=0$ จะได้ $E_b = \int_T x_{11}^2(t) dt = \int_T x_{12}^2(t) dt$ คือพลังงานบิตของสัญญาณอลวน ดังนั้น ถ้าค่าสหสัมพันธ์เอาต์พุตของสัญญาณ z_1 และ z_2 ถูกเลือกมาเพื่อตัดสินใจ สัญญาณต้นต้นฉบับจะสามารถกู้คืนได้ด้วยกฎการตัดสินใจ ดังนี้

$$b(t) = \begin{cases} z_1 > z_2; & \Rightarrow "1" \\ z_1 < z_2; & \Rightarrow "0" \end{cases} \quad (11.22)$$

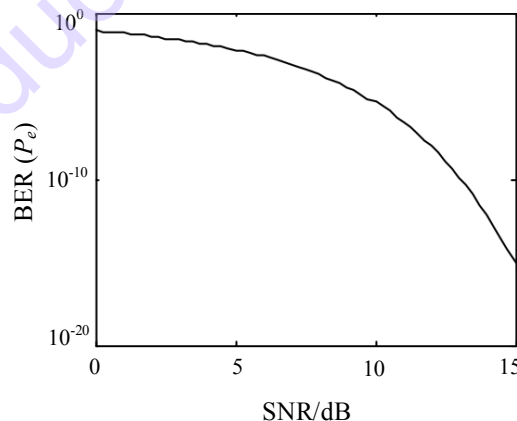
ความทนทานต่อสัญญาณรบกวน (Noise Tolerance) ของการมอดูเลตแบบ Noncoherent ในภาครับ คือ $N_c = (1-\rho)E_b$ ที่สัญญาณเอาต์พุตของอุปกรณ์ตัดสินใจ (Decision device) คือ $b(t)$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของการมอดูเลตของระบบเกี่ยวข้องกับสัญญาณอลวน เนื่องจากสัญญาณอลวนที่ได้จากระบบอลวนแบบพหุคูณที่มีพารามิเตอร์ต่างกันจะมีค่าความสัมพันธ์อัตโนมัติที่เข้าใกล้ $\delta(t)$ และ ความสัมพันธ์แบบไขว้น้อยมาก ซึ่งชี้ให้เห็นว่าระบบมีประสิทธิภาพของค่าสหสัมพันธ์ในการมอดูเลตที่ดี และสามารถกู้คืนสัญญาณต้นกำเนิดได้ ($b(t)=a(t)$)

ด้วยการสื่อสารแบบ CSK เป็นระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล จึงต้องมีการตรวจสอบประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) และประสิทธิภาพความปลอดภัยของการสื่อสารโดยอิงจากระบบอลวนแบบพหุคูณที่แสดงตัวอย่าง โดยเริ่มจากกำหนดสัญญาณที่ได้จากภาครับ $x_1(t)$ และ $x_2(t)$ ตามลำดับ และกำหนดช่วงเวลา $(0, T)$ โดยที่มีพลังงาน E_b เท่ากัน สัญญาณรบกวน ($n(t)$) ที่อินพุตของภาครับคือสัญญาณรบกวนสีขาวแบบเกาส์เซียนที่มีค่าประมาณศูนย์ และความหนาแน่นสเปกตรัมด้านเดียว (Unilateral Power Spectral Density) คือ n_0 เมื่อพิจารณาตามหลักการของภาครับที่ดีที่สุด โดยให้ความความน่าจะเป็นมีความสำคัญเท่ากัน สามารถเขียนสมการประสิทธิภาพ BER ได้ดังนี้

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{E_b(1-\rho)}{2n_0}} \right] \right] \quad (11.23)$$

ที่ $\operatorname{erf}(x)$ คือ ฟังก์ชันความผิดพลาด และ ρ คือสัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์แบบไขว้ของสัญญาณ $x_1(t)$ และ $x_2(t)$ อยู่ในช่วง $(-1, 1)$ เนื่องจากสัญญาณ $x_1(t)$ และ $x_2(t)$ คือสัญญาณที่เป็นมุมฉากกัน (Orthogonal signal) ค่าสัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์แบบไขว้จึงเป็นศูนย์ สมการประสิทธิภาพ BER ของระบบสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{E_b}{2n_0}} \right] \right] \quad (11.24)$$



รูปที่ 11.34 ประสิทธิภาพ BER ของระบบการสื่อสารแบบ CSK

ประสิทธิภาพ BER ของระบบการสื่อสารแบบ CSK แสดงการจำลองผลได้ดังรูปที่ 11.34 จะเห็นว่าเมื่อ SNR มีค่ามากกว่า 10 dB ค่า BER จะต่ำกว่า 10^{-6} ซึ่งเป็นค่าประสิทธิภาพ BER ที่ดีในระบบการสื่อสาร

11.3.3. การประยุกต์ใช้ระบบอลวนที่ออกแบบด้วยวิธี Chaotic Masking

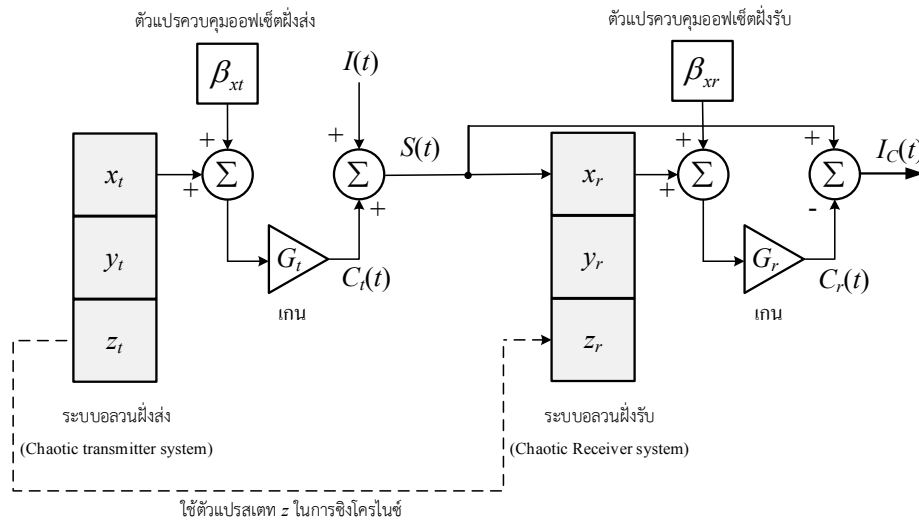
ในการสื่อสารที่ปลอดภัยแบบอลวน ผู้เขียนจะนำระบบอลวนที่ออกแบบในสมการที่ (11.9) มาประยุกต์ใช้ในการชิงโครโนซ์ด้วยวิธี Chaotic Masking หรือ CM โดยจะทำการสร้างระบบอลวนที่ออกแบบขึ้นมาสองระบบ ภาครับ (Transmitter) และภาคส่ง (Receiver) และกำหนดตัวแปร $I(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลขาเข้า $C_t(t)$ คือ สัญญาณอลวน $S(t)$ คือ สัญญาณลับ $C_r(t)$ คือ สัญญาณอลวนชิงโครโนซ์ $I_c(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลขาออก และ G_t คือ อัตราขยายของระบบ โดยกำหนดพารามิเตอร์ของภาคส่ง คือ $A=0.6, B=0.2, C=1.5, D=2.35$, และ $k=0.6$ พร้อมเงื่อนไขเริ่มต้น $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, 0.1)$ และกำหนดพารามิเตอร์ของภาครับให้เท่ากับภาคส่งในการชิงโครโนซ์ของระบบ ซึ่งในการนำมาประยุกต์ใช้ในการสื่อสารที่ปลอดภัยแบบอลวน จะทำการกำหนดตัวแปร β_x เพิ่มเข้าไปในระบบสมการที่ (11.9) เรียกว่า ตัวแปรควบคุมออฟเซตเพื่อสร้างลักษณะสัญญาณที่เป็นไบโพลาร์ [10] โดยสมการที่ภาคส่งจากระบบในสมการที่ (11.9) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{dx_t}{dt} = y_t + (Cy_t \cdot \text{Rect}(Dy_t)), \\ \frac{dy_t}{dt} = z_t, \\ \frac{dz_t}{dt} = -kz_t - y_t - (A(x_t + \delta_{xt}) - B \text{sgn}(x_t + \beta_{xt})), \\ S(t) = I(t) + G_t \cdot C_t(t); \end{cases} \quad (11.25)$$

โดยในการชิงโครโนซ์ด้วยวิธี CM จากระบบอลวนที่ออกแบบ จะแสดงโดยใช้ตัวแปรสเตต z เป็นคีย์ในการถอดรหัส โดยรูปแบบการใช้คีย์จะมีลักษณะเดียวกับเทคโนโลยีการเข้ารหัสแบบกุญแจสมมาตร ซึ่งจำเป็นต้องทราบการกำหนดข้อมูลที่ถูกต้องจากภาคส่งจึงจะสามารถถอดรหัสได้สำเร็จ โครงสร้างบล็อกไดอะแกรมด้วยวิธี CM แสดงดังรูปที่ 11.35 และสามารถเขียนสมการภาครับที่ใช้ตัวแปรสเตต z ในการชิงโครโนซ์ได้ดังนี้

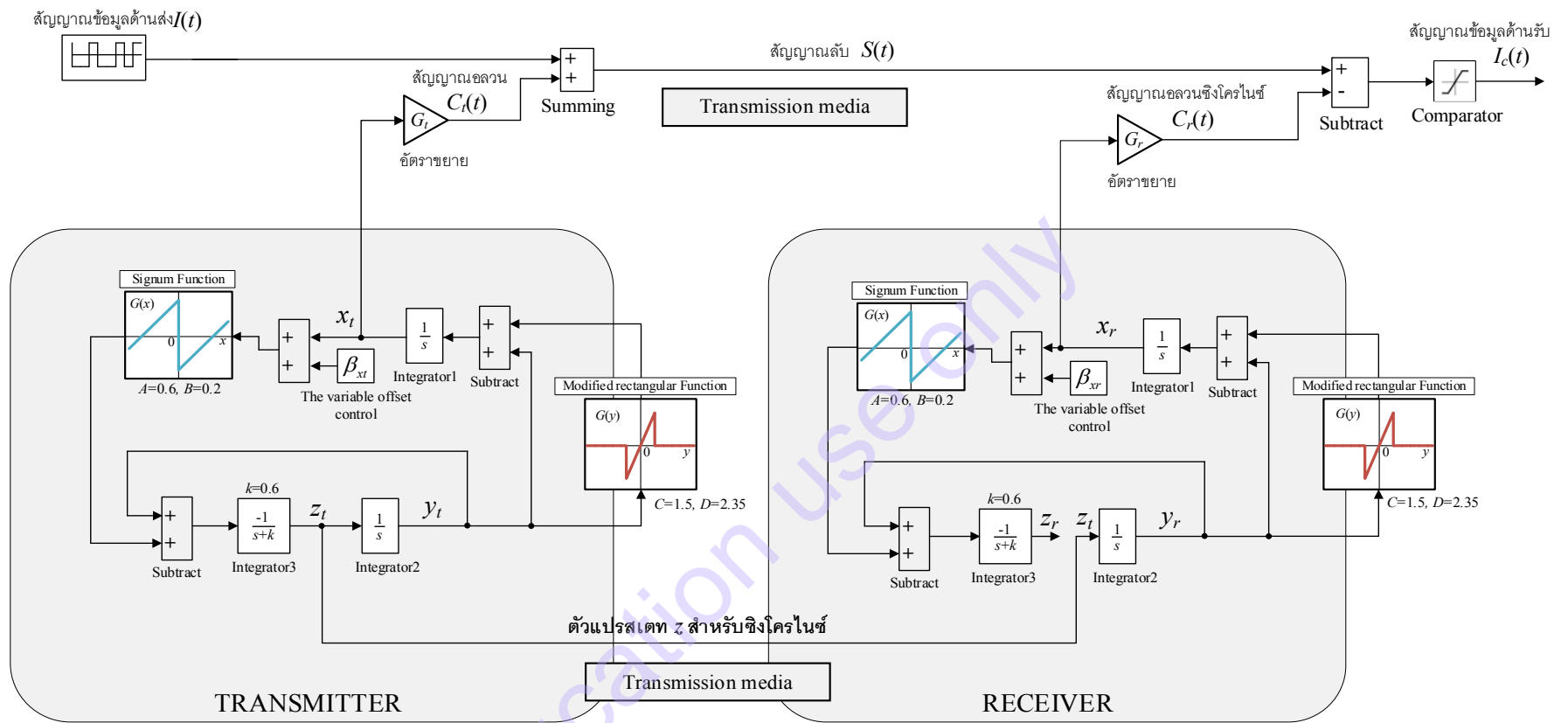
$$\begin{cases} \frac{dx_r}{dt} = y_r + (Cy_r \cdot \text{Rect}(Dy_r)), \\ \frac{dy_r}{dt} = z_t, \\ \frac{dz_r}{dt} = -kz_t - y_r - (A(x_r + \delta_{xr}) - B \text{sgn}(x_r + \beta_{xr})), \\ I_c(t) = S(t) - G_r \cdot C_r(t); \end{cases} \quad (11.26)$$

จากสมการที่ (11.26) จากการชิงโครโนซ์ของระบบ ตัวแปรสเตต z ของภาครับจะใช้เป็นตัวแปร z_t ที่ได้มาจากภาคส่ง เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ A, B, C, D, k รวมถึงตัวแปรควบคุมออฟเซต β_x ให้เท่ากันทั้งสองฝั่ง ลักษณะสัญญาณอลวนที่ได้ของภาครับจะเหมือนกับภาคส่ง ($C_r(t)=C_t(t)$)



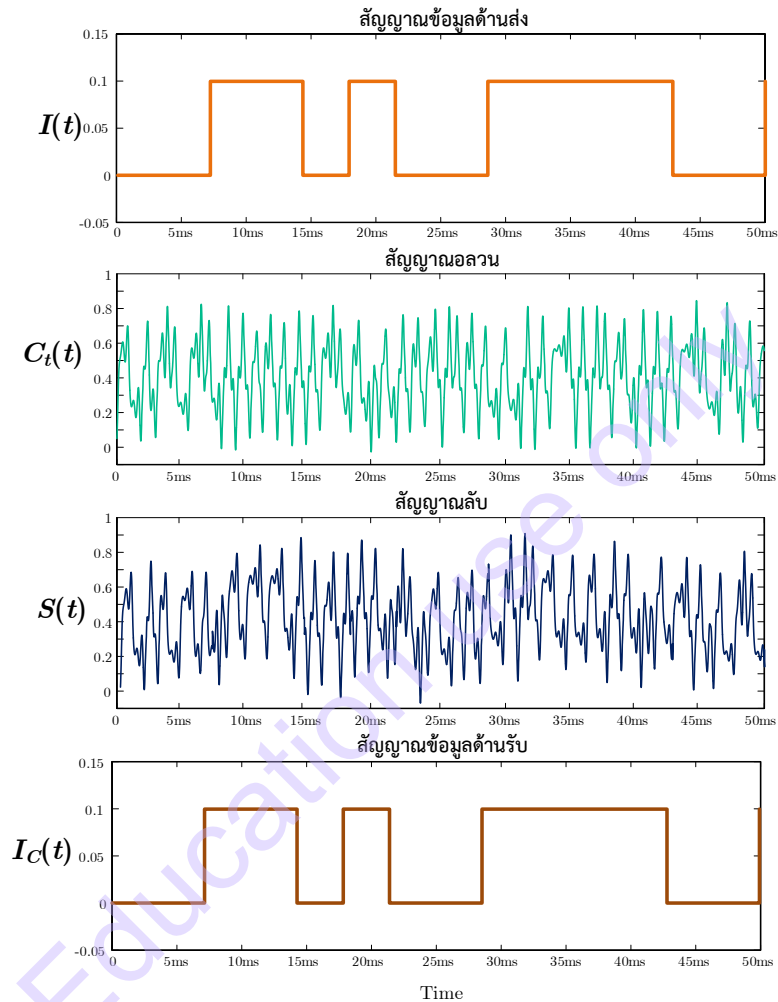
รูปที่ 11.35 บล็อกไดอะแกรมการเข้ารหัสสื่อสารด้วยวิธี Chaotic masking โดยใช้ตัวแปรสแตต z ในการซิงโครไนซ์ [10]

การซิงโครไนซ์จะสร้างโดยจำลองผลด้วยเครื่องมือ Simulink บนโปรแกรม MATLAB แสดงดังรูปที่ 11.30 สัญญาณข้อมูลขาเข้า ($I(t)$) คือ สัญญาณไบนารี กำหนดขนาดสัญญาณ คือ $0.1 V$ และ สัญญาณอลวน ($C(t)$) ถูกกำหนดเป็นสัญญาณไบโพลาร์ด้วยการกำหนดตัวแปรควบคุมออฟเซต ($\beta_x=0.8$) และ กำหนดขนาดสัญญาณ $0.8 V$ อัตราขยายของระบบถูกกำหนดให้ $G=0.5$ ซึ่งขนาดของสัญญาณข้อมูลขาเข้า ($I(t)$) ต้องมีขนาดเล็กกว่าสัญญาณอลวน ($C(t)$) ประมาณ 20dB ถึง 30dB เพื่อการปิดบังของสัญญาณที่สมบูรณ์ [12]

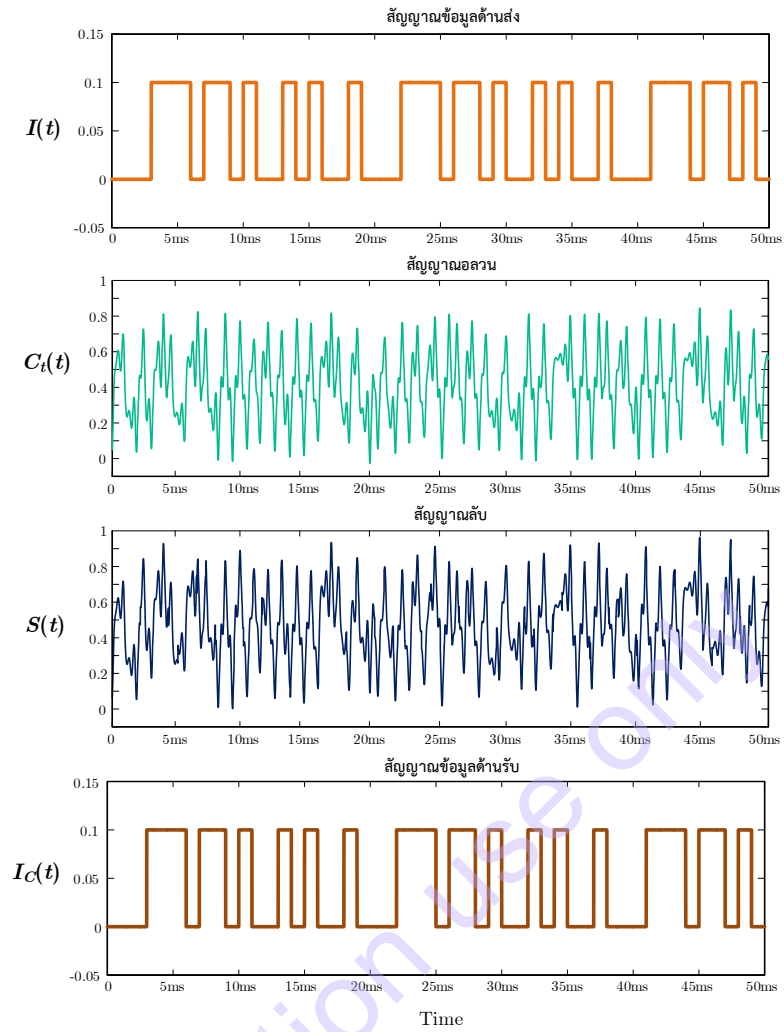


รูปที่ 11.36 แบบจำลองการซิงโครไนซ์บน Simulink ด้วยโปรแกรม MATLAB ของการเข้ารหัสสื่อสารด้วยระบบอลวนที่ออกแบบจากรูปที่ 11.29 [10]

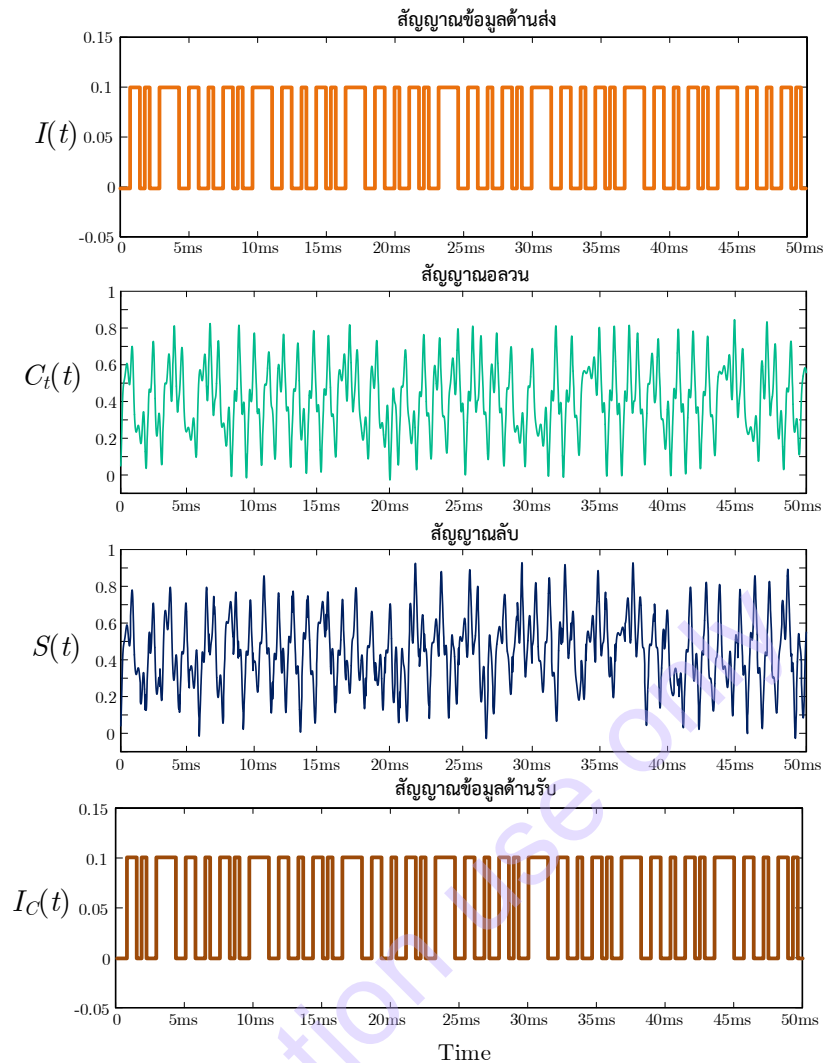
ผลการจำลองจากรูปที่ 11.36 จะแสดงสัญญาณที่ได้ในแต่ละตำแหน่ง ได้แก่ สัญญาณข่าวสารขาเข้า ($I(t)$), สัญญาณอลวน ($C_t(t)$), สัญญาณลับ ($S(t)$), และสัญญาณขาออก ($I_c(t)$) โดยในการถอดรหัสจะใช้ข้อมูลขาเข้าที่มีอัตราบิต (bit rates) ต่างกันที่ 380 bit/s, 1,900 bit/s, และ 3,800 bit/s ดังรูปที่ 11.37-11.39 ตามลำดับ จากผลที่ได้จะเห็นชัดว่า สัญญาณข่าวสารขาออกที่ได้จากภาครับสามารถถอดรหัสได้สำเร็จ ตรงกันกับสัญญาณข่าวสารขาเข้า ($I(t)=I_c(t)$)



รูปที่ 11.37 แสดงผลการจำลองด้วยวิธี CM จากระบบอลวนที่ออกแบบ โดยใช้ตัวแปรสเตท z ในการซิงโครไนซ์และกำหนดอัตราข้อมูลของสัญญาณข้อมูลขาเข้า คือ 380 bit/s



รูปที่ 11.38 แสดงผลการจำลองด้วยวิธี CM จากระบบอลวนที่ออกแบบ โดยใช้ตัวแปรสเตท z ในการซิงโครไนซ์และกำหนดอัตราข้อมูลของสัญญาณข้อมูลขาเข้า คือ 1,900 bit/s



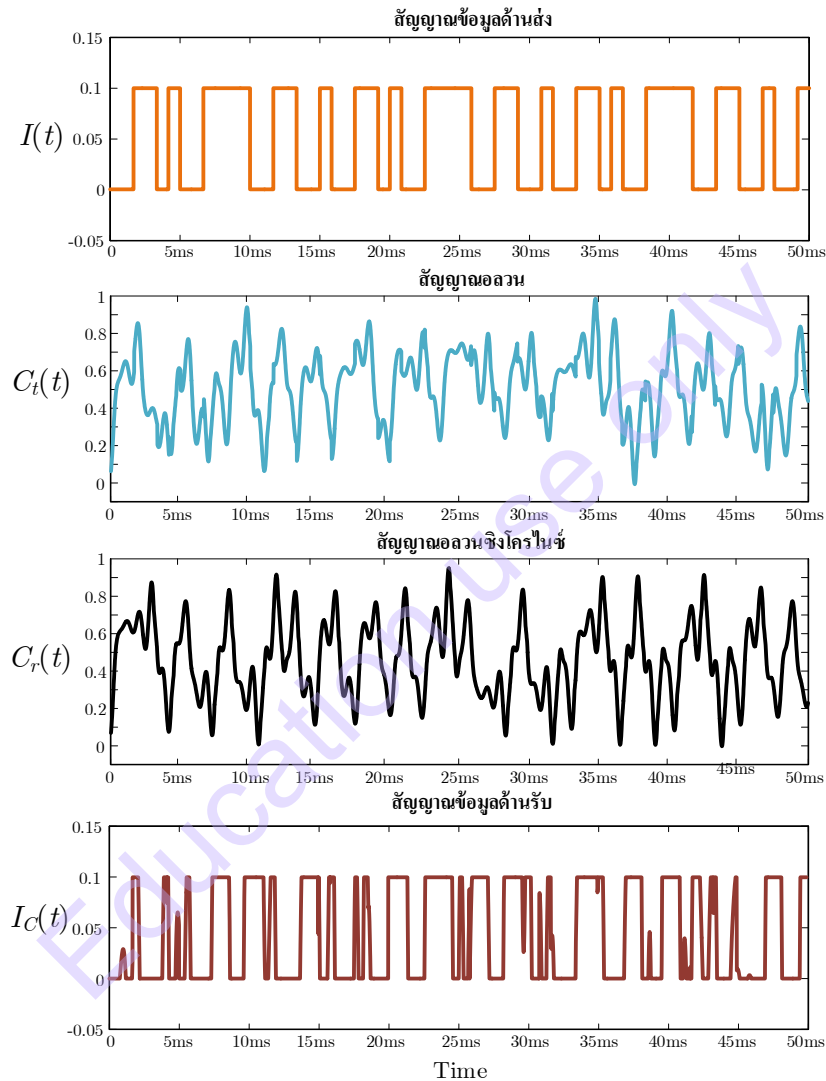
รูปที่ 11.39 แสดงผลการจำลองด้วยวิธี CM จากระบบอลวนที่ออกแบบ โดยใช้ตัวแปรสเตต z ในการซิงโครไนซ์และกำหนดอัตราข้อมูลของสัญญาณข้อมูลขาเข้า คือ 3,800 bit/s

ในการเข้ารหัสด้านการสื่อสารโดยนำระบบอลวนมาประยุกต์ใช้นั้น มีความท้าทายในการกำหนดระบบทั้งภาคส่งและภาครับอยู่ในระดับหนึ่ง ทั้งค่าเงื่อนไขเริ่มต้นและพารามิเตอร์ของระบบ หากกำหนดอย่างไม่อย่างหนึ่งไม่ตรงกันเพียงเล็กน้อย จะส่งผลให้ข้อมูลข่าวสารที่ได้รับผิดเพี้ยนได้ทันที โดยจะแสดงตัวอย่างดังนี้

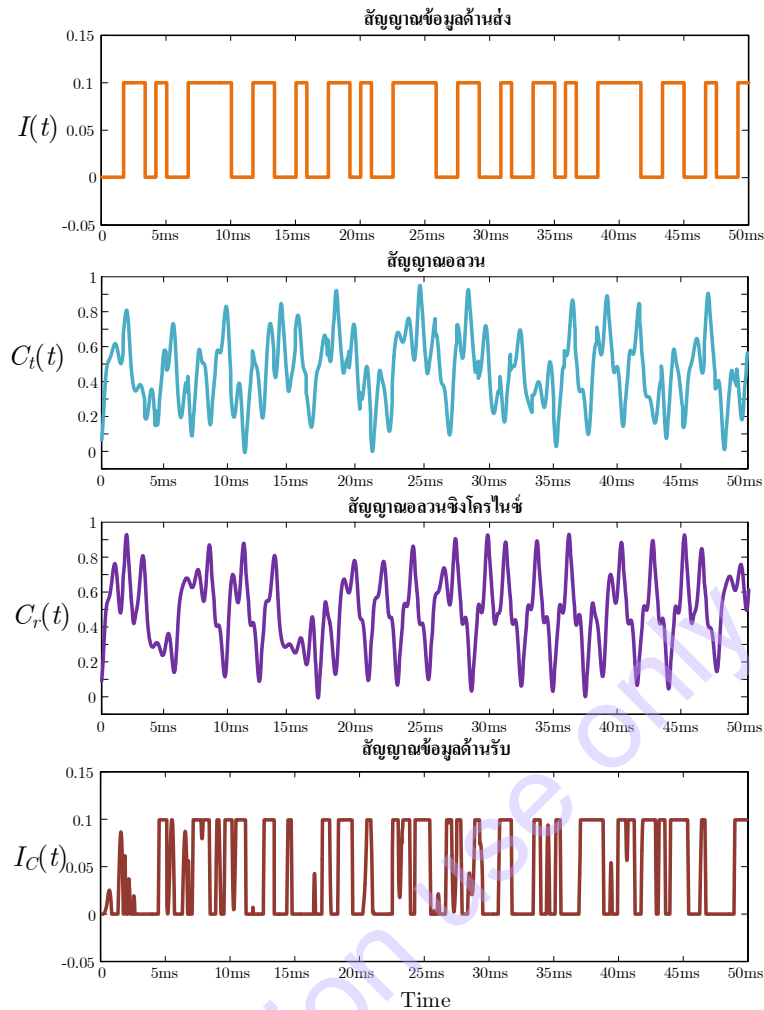
ตัวอย่างที่ 11.7 จากการเข้ารหัสสื่อสารด้วยระบบอลวนด้วย Simulink ในรูปที่ 11.36 กำหนดอัตราข้อมูลของสัญญาณข้อมูลขาเข้า คือ 1,900 bit/s เมื่อกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นและพารามิเตอร์ของภาคส่ง คือ $A=0.6$, $B=0.2$, $C=1.5$, $D=2.35$, และ $k=0.6$ พร้อมเงื่อนไขเริ่มต้น $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, 0.1)$ จงแสดงผลในกรณีถ้าเงื่อนไขเริ่มต้นของภาครับทุกตัวเท่ากันยกเว้น $z_0 = 0.11$ และ เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ของภาครับ $B=0.21$

วิธีทำ

จากการจำลองรูปที่ 11.36 เมื่อกำหนดพารามิเตอร์และเงื่อนไขด้านภาครับไม่ตรงกัน ได้ดังรูปที่ 11.40 และ 11.41 ตามลำดับ พบว่าทั้งค่าเงื่อนไขเริ่มต้น z_0 และค่าพารามิเตอร์ B เปลี่ยนแปลงจากภาคส่งเพียง 0.01 จะเห็นว่าสัญญาณข้อมูลขาออก ($i_C(t)$) ผิดเพี้ยนสัญญาณข้อมูลขาเข้า ($i(t)$) โดยกำหนดพารามิเตอร์ และ ซึ่งสิ่งนี้บ่งชี้ว่าการนำระบบอลวนมาประยุกต์ใช้ในการสื่อสาร มีความปลอดภัยสูงด้วยคุณสมบัติเฉพาะของระบบอลวน



รูปที่ 11.40 แสดงผลการจำลองด้วยวิธี CM จากระบบอลวนที่ออกแบบ กรณีกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้น z_0 ของภาคส่งและภาครับไม่ตรงกันเพียง 0.01



รูปที่ 11.41 แสดงผลการจำลองด้วยวิธี CM จากระบบอลวนที่ออกแบบ กรณีกำหนดค่าพารามิเตอร์ B ของภาคส่งและภาครับไม่ตรงกันเพียง 0.01

11.4. บทสรุป

ระบบอลวนเป็นศาสตร์ที่ถูกค้นพบเมื่อกว่าศตวรรษที่ผ่านมา โดย Jules Henri Poincaré แต่ยากที่นักวิทยาศาสตร์ในยุคนั้นจะทำความเข้าใจได้ ด้วยเพราะเครื่องมือที่ยังไม่ทันสมัย การวิเคราะห์ทำได้ยาก ระบบอลวนจึงหายไปเป็นเวลาช่วงหนึ่ง และกลับมาเป็นที่สนใจอีกครั้งโดยใน 60 ปีต่อมา โดย Edward Norton Lorenz นักพยากรณ์ โดยพยายามพยากรณ์อากาศโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ แต่พบว่าเมื่อเขาเปลี่ยนค่าเริ่มต้นไปเพียงเล็กน้อย (ทศนิยมหกตำแหน่ง) กลับได้ผลลัพธ์แตกต่างกันโดยสิ้นเชิง จึงเป็นที่มาของการอธิบายพฤติกรรมของระบบอลวนว่าเป็นระบบไม่เป็นเชิงเส้น มีความเป็นพลวัตสูง ซึ่งมีความอ่อนไหวต่อเงื่อนไขเริ่มต้น และตัวแปรในระบบ จากความเป็นพลวัตนี้เองสามารถนำระบบอลวนไปประยุกต์ได้ในหลายสาขา โดยเฉพาะในงานด้านการสื่อสาร ซึ่งข้อมูลข่าวสารที่รับ-ส่งกันที่กล่าวในบทที่ 1-10 นั้น ยังเป็นเพียงการรับ-ส่งข้อมูลข่าวสารรูปแบบทั่วไป หากต้องการรับ-ส่งข้อมูลเฉพาะบุคคลจึงจำเป็นต้องมีการผ่านกระบวนการเข้ารหัสลับเสียก่อน เพื่อจะสงวนความลับของข้อมูลไม่ให้ผู้ที่ไม่เกี่ยวข้องรับรู้ได้ ในบทนี้จึงกล่าวถึงการสร้างระบบอลวนเพื่อการเข้ารหัสลับในระบบสื่อสาร ซึ่งเป็นการเข้ารหัสที่มีประสิทธิภาพทำให้กระบวนการถอดรหัสทำได้ยาก หรือแทบทำไม่ได้เลยหากไม่รู้แบบจำลองและพารามิเตอร์ที่ใช้ ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ระบบอลวนเบื้องต้น สมการสแตท การเขียนบล็อกโคโอดแกรมการจำลองการทำงานด้วย MATLAB รวมไปถึงการ

ยกตัวอย่างการวิจัยของผู้เขียนในการออกแบบวงจรถอดสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์ที่มีอยู่ในท้องตลาด เพื่อยืนยันการทำงานและการวิเคราะห์ว่าสามารถสร้างได้จริง

Education use only

แบบฝึกหัดท้ายบท

- 11.1 จงออกแบบบล็อกไดอะแกรมจากแบบจำลองของ Sprott ในตารางที่ 11.1 ทั้ง 4 ระบบ โดยมีองค์ประกอบของตัวแปรสแตต x , y และ z พร้อมทั้งพารามิเตอร์ที่ใช้ในระบบ
- 11.2 จากตารางที่ 11.1 ในแบบจำลองของ Sprott ที่ 2 รูปที่ 11.10 (ข) จงปรับพารามิเตอร์ของแบบจำลอง พร้อมทั้งปรับค่าเงื่อนไขเริ่มต้น y_0 เพื่อเปลี่ยนแปลงลักษณะสัญญาณอลวน จำนวนอย่างละ 4 ค่า และสังเกตผล
- 11.3 จากแบบจำลอง Jerk ในสมการที่ (11.6) จงนำฟังก์ชันตรีโกณ $\tanh(x)$, $\tan^{-1}(x)$, และ $\sin(x)$ มาออกแบบในบล็อก $G(x)$ เพื่อสร้างลักษณะสัญญาณอลวน โดยสามารถตัดแปลงฟังก์ชันและกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ภายในฟังก์ชันตรีโกณเพื่อปรับเงื่อนไขให้ระบบสามารถกำเนิดสัญญาณอลวนได้ ยกตัวอย่างเช่น $0.5*x-0.3*\tanh(0.25*x)$ เป็นต้น
- 11.4 จากระบบอลวนที่ออกแบบในสมการที่ (11.7) และ (11.9) จงคำนวณค่า Lyapunov exponent จากค่าพารามิเตอร์ชุดใหม่ โดยให้ค่า LE_1 หรือ Positive Lyapunov*¹ มีค่าสูงกว่าค่าเดิม
- 11.5 นำระบบอลวนที่ออกแบบในสมการที่ (11.7) พร้อมกับฟังก์ชัน signum ในรูปที่ 11.12 มาออกแบบเป็นวงจร โดยใช้อุปกรณ์หลัก CCH (สามารถดูตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบดังกล่าวได้ในรูปที่ 11.11)
- 11.6 จากบล็อกไดอะแกรม Chaotic Masking การสื่อสารในรูปที่ 11.28 จงออกแบบระบบสมการการมอดูเลตภาคส่ง และภาครับ ด้วยแบบจำลอง Rössler ของสมการที่ (11.2) โดยใช้ตัวแปรสแตต z ในการซิงโครไนซ์ (กำหนดรูปแบบตัวแปร $(x, y, z) \leftrightarrow (x_1, x_2, x_3)$) พร้อมทั้งจำลองผลการซิงโครไนซ์ของสัญญาณที่ได้จากระบบ Rössler กำหนดสัญญาณข้อมูลขาเข้า คือ Sin freq. 1kHz Amp. 1 Vp-p
- 11.7 นำแบบจำลองของ Sprott ในตารางที่ 11.1 มาประยุกต์ใช้ในการสื่อสารแบบ CSK โดยเลือกเพียง 2 ระบบมาใช้ในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 11.32 ในรูปแบบอลวนแบบผนึกรวม (Unified Chaotic System)
- 11.8 จากแบบจำลองการซิงโครไนซ์ในรูปที่ 11.36 ให้ทำการเปลี่ยนตัวแปรสแตตที่ใช้ในการซิงโครไนซ์ และเปลี่ยนลักษณะฟังก์ชันที่ใช้ในระบบอลวนทั้งภาคส่งและภาครับ โดยทำการจำลองผลทั้งกรณีถอดรหัสได้สำเร็จ และ กรณีไม่สำเร็จ พร้อมทั้งศึกษาปัจจัยต่างๆของระบบที่ส่งผลต่อการถอดรหัสข้อมูลข่าวสารของแบบจำลองรูปดังกล่าว (ระบุอย่างน้อย 3 อย่าง)

เอกสารอ้างอิง

- [1] S.H. Strogatz, "Nonlinear dynamics and chaos," Taylor & Francis Group, 1994.
- [2] E. N. Lorenz, "Deterministic Nonperiodic Flow," *Journal of the Atmospheric Sciences*, vol.20, no.2, pp.130-141, 1963
- [3] O. E. Rössler, "An Equation for Continuous Chaos," *Physics Letters*, vol.57A, no. 5, pp. 397-398, 1976.
- [4] T. Matsumoto, "A Chaotic Attractor from chua's Circuit," *IEEE. Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-31, no.12, pp.1056-1058, DEC. 1984.
- [5] J. C. Sprott, "Some simple chaotic flows," *American. J. Phys.*, vol.50, no.2, pp.647-650, Jan. 1994.
- [6] J.C. Sprott, "A new class of chaotic circuit," *Physics Letters A*, vol.266, pp.19-23, Feb 2000.
- [7] B. Srisuchinwong, T. Siriburanon and T. Nontapradit, "Compound Structures of Five New Chaotic Attractors Based on $\sin^{-1}(x)$ in a Modified Sprott's Jerk Model," Submitted for Publication to *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2010)*, Chiang Mai, Thailand, 19-21 May, 2010.
- [8] K. Karawanich, and **P. Prommee**, "High-complex chaotic system based on new nonlinear function and OTA-based circuit realization," *Chaos. Solit. Frac.* Vol.162, 112536, 2022.
- [9] A. Wolf, J.B. Swift, H.L. Swinney and J.A. Vastano, "Determining Lyapunov exponents from a time series," *Phys. D.*, vol.16, pp.285-317, 1985
- [10] K. Karawanich, M. Kumngern, J. Chimnoy, and **P. Prommee**, "A four-scroll chaotic generator based on two nonlinear functions and its telecommunications cryptography application," *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, vol.157, 154439, 2022.
- [11] L. M. Pecora, T. L. Carroll, "Synchronization in Chaotic Systems," *Physical Review Letters*, Vol. 64, No. 8, 821-830, 1990.
- [12] K. Sun, *Chaotic secure communication*. Berlin, Germany: De Gruyter; 2016.
- [13] Santo B. *Chaos synchronization and cryptography for secure communications*. New York, Hershey, 2010.
- [14] U. Parlitz, L.O. Chua, L. Kocarev, K.S. Halle, A. Shang, "Transmission of digital signals by chaotic synchronization," *Int J Bifurcation Chaos*, vol.2, no.2, pp.973-7, 1992.

ดัชนี

ก

กรองความถี่ต่ำผ่าน	277, 279, 290, 293, 320, 321, 335, 340, 341, 342, 343, 344, 345, 346, 347, 348, 351, 354, 355, 356, 357, 358, 360, 369, 375, 382, 390, 392, 393, 394, 396, 397, 398, 399, 400, 401, 402, 406, 409, 415, 416, 417, 418, 419, 420, 422, 425, 436, 441, 442, 443, 448, 456, 457, 458, 459, 460, 466, 467, 469, 471, 537, 538, 539, 540, 542, 543, 545, 548, 552, 554, 555, 556, 570, 592, 596
กรองความถี่หลายหน้าที่	277, 290, 291, 292, 294, 298, 299, 300, 301, 302, 303, 304, 306, 335, 336, 341, 371
กรองแถบความถี่ผ่าน	12, 19, 20, 277, 279, 280, 290, 293, 294, 295, 305, 340, 347, 348, 349, 350, 351, 352, 353, 354, 358, 359, 360, 361, 393, 394, 395, 396, 397, 401, 402, 403, 404, 405, 406, 407, 409, 418, 419, 420, 421, 422, 424, 425, 454, 505, 535, 538, 555
กรองสัญญาณ	275, 340, 390, 393, 397, 431, 440, 443, 445, 446, 448, 515
กระแสมืด	39, 57, 61, 62, 63, 68, 69, 313, 333, 489
การประมวลสัญญาณ	255, 270, 275, 304, 311, 321, 340, 569, 570
การแปลงโครงข่าย	347, 348, 358, 393, 394, 401, 402
การผสมสัญญาณ	1, 429, 483, 504
การแพร่	5, 25, 37, 39, 52, 600
การมอดูเลต	1-8, 13-23, 29, 30, 40, 57, 191, 225, 429, 441, 453, 466, 478, 601, 602, 615
การมอดูเลตทางความถี่	1, 549
การมอดูเลตระหว่างกัน	191, 225
การย้ายแบนด์ความถี่	429, 483
การลดอัตราขยาย	126-131, 147-150, 170, 209, 225, 243, 244, 492
เกทร่วม	112-120, 126, 131, 170, 171

ข

ขยายผลต่างกระแส	267, 275, 295
เข้ารหัสลับ	24, 557, 580, 585, 614,

ค

คลื่นพาร์	1, 3, 5, 6, 7, 13, 14, 15, 17, 18, 21, 29, 30, 422, 483, 505, 517-520, 536-539, 540, 542, 543, 544, 547, 548, 549, 551, 553-555, 568, 571, 572, 574
ความกว้างของแซนแนล	54, 447
ความต้านทานแฝง	36, 44, 261, 262, 266, 267, 272-274, 293, 294, 300, 301, 330, 335, 342, 349, 355, 359, 450, 453, 551
ความต้านทานอินพุต	96, 104, 105, 107, 112, 113, 115, 116, 117, 121, 122, 123, 126, 127, 128, 129, 132, 133, 135, 136, 148, 149, 170, 171, 172, 202, 204, 221, 223, 233, 234, 240, 242, 243, 245, 247, 249, 253, 254, 257, 290
ความต้านทานเอาต์พุต	44, 45, 67, 68, 69, 70-79, 81, 82, 84, 85, 86, 95, 97, 104, 105-108, 112, 113, 115, 116, 118, 119, 121, 122, 123, 125-129, 131, 132, 135-139, 142, 146, 148, 150, 151, 158, 159, 171, 172, 202, 211, 219, 221, 223, 224, 225, 242-251, 492
ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ	434, 435, 437, 438, 439, 448, 451, 454
ความถี่ข้างเคียง	422, 505, 509, 510, 518, 519
ความถี่เปลี่ยนผ่าน	47, 48
ความถี่โพล	261, 277, 279, 291-294, 296, 298-301, 303, 305, 306, 317, 320-325, 327, 328, 330-333, 337-340, 436, 438, 456, 459, 460, 461, 475
ความถี่สูงมาก	6, 33, 379, 380, 408, 422
ความนำถ่ายไอออน	33, 43, 45, 54, 65, 71, 94, 233, 240, 241, 242, 243, 244, 248, 251-254, 261, 262, 266, 267, 270-274, 279, 286-289, 294, 298, 300, 301, 303, 305, 306, 312, 319, 330, 332, 334, 371, 383, 385-389, 391, 395, 399, 403, 444, 450, 513, 516, 528, 530
ความเพี้ยนทางฮาร์มอนิก	176, 182, 186, 190, 191, 192, 199, 215, 225, 228, 229
ความยาวของแซนแนล	54, 388, 447
ความไว	25, 139, 201, 203, 234, 341, 380, 381, 390, 397, 408, 421, 422, 514, 577, 578, 580, 581, 598, 599
คอลเล็กเตอร์ร่วม	120, 121, 122, 131, 132, 170, 171
คาสเคด	101, 133, 138, 141, 144, 247, 271, 340, 407, 408, 435, 436, 438, 441, 442, 443, 445, 447, 463, 465, 467
คาสโคด	67, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 84, 85, 97, 132

คู่มือติดตั้งดิฟเฟอเรนเชียล	87, 139, 141, 143, 145, 146, 148, 149, 251, 88, 91
โครงข่ายความถี่ต่ำผ่าน	436, 438, 467

ง

เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ	433-442, 444, 446, 448, 451, 454, 455, 456, 463, 465, 469, 473, 592
-------------------------	---

จ

จ่ายกระแสแบบ Widlar	86, 91
---------------------	--------

ช

ช่องสัญญาณ	1-4, 8, 12-16, 22, 27, 28, 29, 527, 599
เชิงซ้อนสังยุค	430, 431
เชิงเส้นเป็นช่วง	542, 543
แซนแนล	54, 383, 388, 447, 561

ช

ซอสติฟเฟอเรนเชียล	141-146, 149, 150, 260, 263, 495, 539, 560, 561
ซอสรวม	63, 64, 106-109, 129, 130, 131, 132, 146, 147, 148, 150, 170, 171, 188-191, 226, 248
ซีมอสออปแอมป์	247, 248, 249, 250, 459
ซีโร่	430, 433

ด

ดัชนีการมอดูเลต	13, 520, 538, 539, 542, 571, 572
ดิฟเฟอเรนเชียล	275, 328, 329, 331, 334, 335, 360, 362, 363, 373, 374, 421, 557-560, 565, 566, 573, 574
ดีมอดูเลเตอร์	4, 27, 94, 535, 538, 539, 540, 543, 549, 554, 555, 556, 557, 558, 571, 572
เดรนร่วม	123, 124, 131, 170,

ต

ตรวจจับความถี่	555, 556, 557, 565, 566, 567
ตรวจจับค่าสูงสุด	542, 543, 548, 549, 550, 554, 556, 557, 565, 566, 570, 571, 572, 573, 574

ตรวจจับสัญญาณ	94, 535, 539, 554, 572, 573
ตรีโกณมิติ	14, 20, 22, 176, 512, 522, 556, 557, 569, 570
ตัวเก็บประจุแฝง	36, 42, 62, 63, 96, 125, 219, 311, 330, 331-335, 367, 368, 379, 380, 381, 382, 385, 387, 388, 389, 422
ตัวประกอบคุณภาพ	277, 279, 291-294, 296-301, 303, 305, 306, 337, 338, 340
ตัวแปรสเตท	578-589, 591, 592, 594, 595, 600, 601, 607, 610, 611, 612, 615
ตามซอส	80, 123, 124, 125, 126, 136, 137, 138, 160, 172, 173
ตามอิมิตเตอร์	120-123, 125, 126, 132, 133, 135, 150-156, 158, 159, 160, 161, 162, 164, 171, 173

ท

ทรานสลิเนียร์	34, 257, 261, 262, 273, 274, 275, 311-317, 319-322, 328, 330, 341, 362, 371, 373, 374, 563
ทรานสอิมพีแดนซ์	203, 205

บ

บล็อกแอกทิฟ	87, 94, 233, 250, 251, 252, 255, 267, 268, 270, 272, 273, 275, 289, 293, 294, 295, 298, 299, 300, 301, 302, 303, 304, 305, 306, 311, 322, 328, 340, 362, 371, 379, 380, 381, 382, 384, 408, 421, 422, 430, 441, 450, 452, 453, 454, 455, 456, 462, 466, 478, 480, 522
เบสรวม	76, 110-119, 131, 170, 171, 222, 223, 224, 487
แบนด์วิดท์	254, 256, 351, 457, 460, 514, 554
แบบจำลองสัญญาณขนาด เล็ก	42, 43, 44, 46, 47, 61, 64, 66, 67, 69, 77, 82, 86, 94, 95, 107, 111, 112, 114, 115, 116, 121, 158, 172, 210, 211, 216, 220, 240, 247, 249, 330-333, 380, 382, 383, 385-389, 422
ไบโพลาร์	33-38, 40-43, 46, 47, 50, 55, 57, 58, 60, 66, 68, 69, 71-75, 78, 81, 82, 85-95, 101, 102, 104, 106, 108, 109, 110, 125, 129, 131, 132, 135, 136, 138, 139, 143, 144, 145, 148, 150, 170, 171, 172, 184, 212, 219, 221, 233, 247, 250, 251, 252, 253, 256, 257, 259, 262, 271, 272, 305, 311, 312, 313, 319, 330, 371, 372, 430, 469, 475, 489, 495, 526, 531, 606, 608

ไบแอส 35, 36, 38, 40, 41, 43, 45, 49, 54, 66, 69, 70, 72, 73, 75, 79, 80, 87, 312, 315, 317, 319, 321, 322, 323, 324, 325, 326, 327, 329, 331-335, 337-341, 343-347, 349, 350-354, 357, 358, 363, 364, 368, 369, 371, 373, 374, 375, 383, 384, 386, 387, 388, 392, 393, 396, 397, 401, 406, 407, 416, 417, 419, 420, 444, 445, 449, 452, 453, 456, 459, 463, 465, 466, 469, 470, 472, 473, 475, 476, 477, 484, 485, 486, 487, 490, 492, 494, 495, 499, 500, 503, 511, 513, 514, 516, 517, 520, 528, 538, 548, 556, 558, 560, 565, 566, 593

ป

ปรับค่าได้ด้วยกระแส 261, 262, 265, 266, 272, 273, 274, 292, 293, 300, 319, 321, 450

ปลอดภัย 38, 40, 42, 43, 55

ป้อนกลับแบบลบ 82, 121, 126, 136, 138, 148, 197, 198, 206, 209, 216, 221, 225, 286, 311, 349

ป้อนกลับอิมิตเตอร์ 209, 210, 217, 218, 219

ผ

ผลต่างกระแสความนำถ่าย 233, 267, 270, 271, 272, 273, 274, 298, 300, 450

โอน

พ

พลวัต 25, 353, 381, 390, 397, 407, 422, 449, 585, 591, 614

พหุนาม 175, 184, 185, 189, 316, 317, 430, 434, 435, 440, 444, 448, 454, 463

พช-พูล 161, 162

พ

ฟังก์ชันโครงข่าย 429, 430, 431, 432, 433, 436, 438, 467

ฟังก์ชันเบสเซล 181, 182

ฟังก์ชันไปควอต 276, 381, 407, 408, 410, 411, 412, 413, 414, 416, 417, 418, 419, 420, 421, 422, 425

ฟูเรียร์ 8, 9, 10, 11, 12, 506, 507, 512, 539, 541, 544, 547, 551

ม

มอดูเลตทางแอมพลิจูด	1, 13
มอสทรานซิสเตอร์	34, 50-63, 66, 71, 73, 74, 77-81, 85, 86, 88, 89, 92-95, 106, 107, 108, 129, 130, 132, 135, 136, 138, 139, 141, 143, 144, 149, 172, 219, 252, 253, 260, 311, 372, 379, 380, 381, 382, 384, 386, 387, 388, 389, 392, 393, 394, 395, 396, 397, 400, 401, 402, 404, 405, 406, 407, 409, 416, 419, 422, 447, 495, 496, 497, 498, 501, 515, 516, 517, 524, 531
ไม่เป็นเชิงเส้น	25, 144, 191, 192, 194, 196, 197, 206, 225, 253, 311, 312, 341, 417, 420, 483, 503, 511, 515, 536, 538, 542, 543, 551, 569, 578, 582, 585-589, 591, 594, 596, 599, 614
ไม่เป็นอุดมคติ	330, 331, 335, 337, 372, 373, 374, 386

ย

ย่านความถี่สูง	33, 50, 63, 328, 379, 380, 382, 462
----------------	-------------------------------------

ร

ระบบควบคุม	304, 362, 366, 369, 431
รากที่สอง	60, 73, 557, 558, 563, 564, 565, 574
แรงดัน Early	40, 58, 104, 121, 124, 237, 330, 331, 334
แรงดันขีดเริ่ม	34, 54, 55, 60, 71, 79, 80, 94, 106, 123, 124, 160, 161, 311
แรงดันออฟเซต	487, 488
แรงดันอุณหภูมิต	39, 44, 60, 68, 92, 104, 109, 312, 321, 465, 473

ว

วงจรรองอันดับสูง	340, 341, 381, 407, 408, 413, 421, 422
วงจรมอดูเลตสัญญาณ	18, 20, 27, 94, 483, 487, 488, 489, 492, 494, 495, 496, 499, 500, 501, 502, 503, 519, 520, 526, 537, 540, 556, 558, 560, 561, 562, 565, 566, 570
วงจรมอดูเลตคอนดัคเตอร์	381, 497, 498, 499, 502, 503
วงจรมอดูเลต	42, 63, 67, 102, 103, 104, 106, 107, 112, 115, 116, 117, 118, 120, 121, 122, 124, 127, 128, 129, 130, 131, 133, 134, 137, 139, 142, 144, 145, 146, 147, 148, 149, 240, 241, 243, 245, 246, 247, 254, 264, 265, 266, 267, 270, 272, 274, 305

วงม้วน 589, 591, 592, 594, 595, 596

ส

สเปกตรัม 6, 7, 8, 12, 13, 14, 194, 345, 346, 352, 353, 445, 449, 452, 455, 456, 462, 465, 466, 470, 471, 475, 476, 477, 483, 505, 507, 508, 510, 511, 515, 518, 519, 520, 537, 542, 571, 600, 605

สภาวะสงบนิ่ง 175, 176, 179, 182, 185, 186, 189, 217, 226, 227, 259, 528

สมการคุณสมบัติ 160, 257, 261, 264, 265, 267, 270, 272, 274, 434, 435, 463, 465

สะท้อนกระแส 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 95, 96, 97, 101, 151, 160, 224, 236, 238, 240, 243, 248, 250, 251, 252, 257, 260, 262, 263, 264, 269, 271, 314, 315, 334, 335, 337, 343, 349, 382, 558, 563

สะท้อนกระแสแบบ Wilson 82, 85, 86, 96, 238, 251

สัญญาณข่าวสาร I, 2, 6, 7, 8, 15, 19, 21, 22, 483, 527, 542, 555, 556, 568, 569, 570, 572, 574, 599, 600, 610

สัญญาณไซน์ 6, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 20, 28, 154, 156, 158, 159, 165, 167, 173, 175, 176, 179, 181, 182, 184, 185, 188, 189, 190, 191, 192, 193, 199, 214, 218, 226, 227, 229, 230, 312, 318, 417, 420, 429, 430, 433, 434, 435, 436, 437, 438, 439, 444, 445, 449, 451, 453, 456, 461, 462, 463, 465, 466, 467, 468, 470, 471, 475, 476, 478, 480, 481, 512, 517, 519, 520, 521, 522, 524, 543, 557, 559, 566, 567, 568

สายพานกระแส 233, 255, 256, 257, 258, 259, 260, 261, 262, 263, 264, 265, 266, 267, 268, 271, 275, 289, 292, 293, 295, 302, 381, 522, 558

อ

อนุกรมกำลัง 175, 176, 178, 181, 182, 184, 192, 193, 196, 198, 199, 201, 206, 212, 227, 511, 538

อนุพันธ์ 104, 166, 199, 252, 281, 320, 323, 329, 486, 543, 578, 580, 582, 583, 585, 601

อลวน	I, III, 1, 24, 25, 26, 30, 94, 577, 578, 579, 580, 581, 582, 583, 584, 585, 586, 587, 588, 589, 590, 591, 592, 593, 594, 595, 596, 597, 598, 599, 600, 601, 602, 603, 604, 605, 606, 607, 608, 609, 610, 611, 612, 613, 614, 615, 616
ออปแอมป์	87, 101, 168, 233, 234, 235, 236, 237, 238, 239, 240, 241, 247, 248, 249, 250, 255, 256, 259, 275, 304, 305, 319, 320, 362, 381, 439, 440, 441, 456, 457, 458, 459, 460, 478, 479, 494, 596
ออสซิลเลต	6, 26
อินทิเกรเตอร์	275, 276, 278, 286, 319, 321, 322, 323, 324, 325, 326, 327, 330, 331, 332, 333, 334, 335, 336, 337, 341, 342, 344, 349, 355, 356, 357, 359, 360, 362, 363, 364, 373, 380, 381, 382, 383, 384, 385, 386, 387, 388, 389, 390, 391, 392, 395, 396, 397, 398, 399, 400, 401, 402, 403, 404, 406, 408, 409, 410, 411, 412, 416, 419, 421, 422, 423, 424, 441, 442, 443, 445, 446, 447, 456, 458, 463, 464, 466, 478, 580, 583, 592, 596, 605
อินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย	321, 326, 327, 331, 332, 334, 335, 342, 349, 355, 359, 362, 363, 364, 373, 441, 458, 463, 464
อินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย	321, 322, 323, 324, 325, 326, 330, 331, 332, 334, 335, 341, 342, 349, 355, 359, 441, 458, 463
อิมิตเตอร์ร่วม	I, 314, 316, 484, 488, 492
อุปกรณ์แพสซีฟ	33, 131, 155, 162, 181, 255, 256, 281, 304, 342, 355, 359, 381, 382, 441, 456, 458, 459, 460, 511, 592, 593
อุปกรณ์แอกทีฟ	33, 131, 155, 162, 181, 255, 256, 281, 304, 342, 355, 359, 381, 382, 441, 456, 458, 459, 460, 511, 592, 593
ไอทีเอ	233, 250, 251, 252, 253, 254, 255, 267, 271, 272, 273, 275, 276, 277, 278, 280, 301, 304, 305, 380, 381, 382, 384, 407, 408, 441, 442, 444, 445, 446, 447, 448, 449, 458, 459, 460, 478, 480, 592, 593
ฮ	
ฮาร์มอนิก	10, 11, 12, 13, 28, 176, 179, 182, 184, 185, 186, 187, 190, 191, 192, 193, 194, 195, 199, 208, 215, 225, 228, 229, 319, 346, 347, 353, 417, 420, 445, 449, 452, 455, 462, 465, 470, 475, 476, 483, 506, 507, 511, 518, 519, 537, 538, 539, 542, 545, 546, 547, 550, 551, 552, 572

A

AGC	27, 536, 548, 570
AM	1, 3, 5, 6, 7, 13, 14, 15, 17, 24, 27-30, 509, 510, 511, 519, 520, 526, 527, 535, 536-543, 547-551, 555, 556, 558, 568-573
Attractor	579, 581, 584, 586, 616

B

Balance Modulation	519
Barkhausen	429, 433-439, 463, 465, 473, 478, 482
Beating	194, 483, 537, 542
BER	601, 605, 606
Bessel	181, 182, 183, 512, 513, 514
Bifurcation	591, 592, 595, 616
Body Effect	61, 78, 80, 86, 124
Boltzmann	38, 60

C

Carrier	1, 5, 15, 18, 19, 22, 37, 54, 483, 505, 519, 521, 524
CCII	233, 257, 258, 259, 264, 265, 267, 270, 271, 275, 289, 290, 291, 305, 340, 377, 381, 480, 558, 559, 566, 574, 615
Channel Length	
Modulation	58, 79, 249
Chaos Shift Keying (CSK)	600, 601
Chaotic masking (CM)	597, 598
Chaotic system	24, 30, 602, 603
Chebyshev	341, 344, 347, 351, 354, 358, 381, 390, 392-397, 404, 415, 418, 419, 421, 422, 425
Class A	150, 161, 162, 163, 165, 166, 512
Class AB	163, 164, 168
Class B	161, 162, 163, 164, 165, 166, 167
CMOS	34, 53, 59, 87, 88, 94, 99, 174, 253, 287, 305, 307, 308, 309, 379-428, 482, 509, 510, 533, 558, 559, 562, 564, 566, 574, 575
CMRR	67, 148, 150, 170, 172
Coherent	19, 602, 603
Constellation diagram	522, 525, 532

Correlation	604
Cutoff	55, 57, 107, 161, 162

D

Darlington	132, 135, 136, 171, 172, 174
Degenerate	170, 209, 225
Demodulation	8, 13, 538, 555
Detector	542, 548, 549, 551-556, 565, 575, 603
Die area	441
Diffusion	37
Discriminator	536, 552, 554, 570
distortion	318, 347, 482, 483, 575
Down-converter	379, 535
DSB	518, 519, 520

E

Early effect	40, 44
Ebers-Moll	40, 139, 221
Elliptic	354-361, 375, 377, 381, 390, 397, 398, 399-407, 421, 422, 427
Emitter-Coupled Pair	139, 251
Epitaxial	36, 37

F

FM	1, 3, 6, 7, 13, 14, 15, 24, 28, 520, 521, 535, 536, 549, 551, 552, 554, 555, 556, 558, 568, 569, 570, 572-575, 601
Fourier	9, 28, 176, 178, 179, 181, 182, 184-187, 190, 191, 195, 208, 209, 214, 219, 512, 544, 546, 547
Frequency domain	366, 368

G

Gilbert Cell	492, 494, 495, 496, 501, 506, 518, 519, 526, 540
--------------	--

I

Integrated Circuits	31, 33, 99, 231, 307, 308
Intercept Point	197, 417, 420
Intermediate Frequency	27, 535
Intermodulation	191, 192, 193, 194, 195, 197, 225, 347, 417, 420, 483, 511

J

Jerk 578, 585, 587, 615, 616

K

KCL 35, 68, 74, 76, 83, 84, 85, 112, 116, 118, 121, 124, 127, 130, 137, 138, 140, 142, 237, 241, 286, 315, 341, 347, 354, 358, 364, 391, 394, 398, 402, 442

Kirchhoff 312, 322, 341, 354

L

Ladder 285, 374, 381, 390, 408, 410, 411, 412, 414, 415, 418, 421, 422, 427, 440, 479

Limiter 535, 536, 539, 540, 555

LM741 168, 233, 235, 236, 237, 239, 240, 241, 247, 305, 456

Local Oscillator 26, 504, 505, 506, 511, 512, 513, 514

Log-domain 311, 312, 314, 317-320, 322-330, 333-336, 338, 340-346, 349-358, 360-366, 368, 369, 371, 373-377, 462-467, 469-472, 474, 475, 478, 481, 482

Lorenz 577, 578, 579, 580, 581, 582, 583, 585, 600, 601, 614, 616

Lyapunov 590, 591, 595, 615, 616

M

MATLAB 581, 584, 590, 595, 608, 609, 614

Mixer 1, 4, 5, 26, 27, 504-517, 526, 527, 528, 530, 531, 532, 535, 536

Modulation Index 14, 538

Monolithic 250, 304, 427, 429, 533

N

NMOS 34, 51, 53, 55, 58, 59, 64, 95, 106, 141, 188, 189, 248, 383, 384, 385, 386, 396, 400, 406, 410, 411, 412, 423, 444, 449, 455, 523

Nonlinear 25, 31, 309, 587, 591, 616

Norton 67, 139, 142, 144, 201, 202, 203, 215, 216, 577, 611

O

ODE	578, 580, 583, 600, 601
Ohmic Region	55, 56

P

Peak Detector	542, 554, 556, 565, 575
PID	362, 363, 364, 365, 366, 368, 369, 370, 371, 375, 377
Piece-wise	429, 542, 543, 599
PMOS	34, 51, 52, 53, 58, 59, 141, 188, 248, 383, 384, 385, 400, 444, 455, 497, 501
Poincaré	577, 589, 590, 591, 594, 614
Predistortion	489, 491, 492, 493, 496, 506

Q

QPSK	19, 22, 23, 30, 521, 522, 523, 524, 525, 526, 533
------	---

R

Radio Frequency	7, 535
Rectangular	588, 592, 596
Rössler	578, 582, 583, 584, 585, 615, 616

S

Saturation Region	35, 57
scroll	589, 594, 616
Sideband	14, 29, 505, 517, 536, 537, 538, 551
Signal Flow Graph	286, 341, 381, 390
Signum	588, 596, 609
Spice	40, 179, 180, 181, 187, 189, 190, 191, 195, 207, 208, 213, 215, 218, 219, 220, 222, 225-230, 416, 419, 480, 481, 492, 507, 527, 528, 538, 542, 543, 544, 546, 547, 548, 551, 552, 572
Square-law	60, 109, 191, 483, 511, 515, 518
Strong Inversion	60, 90, 92
Substrate	33, 34, 35, 36, 42, 50, 51, 52, 53, 114, 125, 160
Subthreshold	34, 60, 108, 109, 311

Superheterodyne 4, 5, 26, 27, 29, 30, 504, 505, 527, 536

T

Thevenin 104, 108, 122, 177, 203, 223, 242, 243

Threshold Voltage 54, 55, 71

Time domain 363, 366, 368

Transconductance 58, 79, 249

V

VHF 7, 33, 379, 380, 462, 478

W

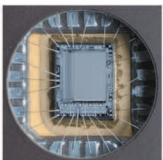
Weak Inversion 60, 92, 93, 108

Education use only

Education use only



Education use only



Integrated Research
Circuits for LAB
Communication