

อินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงทำงานในโหมด
กระแสสำหรับวงจรกรองแบบคลื่นในโหมดกระแสที่เป็นวงจรรวม

**LINEAR CURRENT-MODE LOSSY INTEGRATOR FOR
INTEGRATED CURRENT MODE WAVE ACTIVE FILTERS**



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **31663**
วัน, เดือน, ปี **21 ส.ค. 2541**

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2541

ISBN 974-622-321-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LINEAR CURRENT-MODE LOSSY INTEGRATOR FOR
INTEGRATED CURRENT MODE
WAVE ACTIVE FILTERS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

1998

ISBN 974-622-321-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 1998

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	อินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงทำงานในโหมดกระแสสำหรับวงจรกรองแบบคลื่นในโหมดกระแสที่เป็นวงจรรวม
นักศึกษา	นายไชยวัฒน์ ทองช้อย
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ
หลักสูตร	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2541

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนออินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียในโหมดกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงซึ่งถูกนำไปใช้กับวงจรกรองแบบคลื่นในโหมดกระแส วงจรซึ่งใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงโดยใช้แหล่งจ่ายเพียง 2.5 โวลต์ อีกทั้งวงจรมีอัตราโครงสร้างแบบสมมาตรที่มีค่า PSRR (power supply rejection ratio) และค่าพิสัยพลวัต (dynamic range) ที่ดีอยู่ภายในตัว ตลอดจนเทคนิคคอมมอนโหมดฟีดฟอร์เวิร์ด (common mode feed forward) ที่ช่วยกำจัดสัญญาณรบกวนร่วมให้หมดไป นอกจากนี้วงจรกรองที่นำเสนอยังสามารถปรับแต่งความถี่ตัดและผลตอบสนองได้โดยปรับกระแสไบแอสของอินทิเกรเตอร์ดังกล่าว ผลการจำลองวงจรกรองแบบต่างๆ โดยใช้หลักการของวงจรกรองแบบคลื่นมีความใกล้เคียงกับวงจรต้นแบบมาก ทำให้วงจรกรองที่นำเสนอเหมาะสำหรับการทำเป็นวงจรรวมใช้งานที่ความถี่สูง

Thesis Title	Linear current-mode lossy integrator for integrated current mode wave-active filters
Student	Mr.Chaiwat Tongchoi
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan
Degree	Master of Engineering in Electrical Engineering
Year	1998

Abstract

A linear current-mode lossy integrator well suited for the implementation of emerging current mode wave-active filters (CMWA) is proposed. The circuit using bipolar transistor can operate at high frequency with low supply requirement 2.5 volts. The circuit with fully differential structure is normally preferable for better power supply rejection with improving the dynamic range. Furthermore, the common mode feedforward technique is added to the circuit for the completely common mode rejection. The response and cutoff frequency of the circuit can be simply tuned by using the DC bias current. The simulation results of the filters using the proposed integrator indicate the potential of the circuit for implementation of high frequency integrated continuous-time filters.

กิตติกรรมประกาศ

สำหรับวิทยานิพนธ์ที่สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีนั้น ข้าพเจ้าต้องขอขอบคุณ อาจารย์อภิศักดิ์ วรพิเชฐและ รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำต่างๆ รวมทั้งบิดา-มารดา ของข้าพเจ้าที่คอยให้กำลังใจ และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครที่ได้ให้การสนับสนุนในด้าน เครื่องมือในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ไชยวัฒน์ ทองชัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 สรุปวงจรกรองที่มีความต่อเนื่องทางเวลา.....	1
1.2 สรุปวงจรกรองเวฟแอกทีฟ.....	5
1.3 แนวความคิดของการทำวิทยานิพนธ์.....	9
บทที่ 2 การสังเคราะห์และการวิเคราะห์วงจรกรองเวฟแอกทีฟ.....	11
บทที่ 3 อินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส.....	20
3.1 บทนำ.....	20
3.2 การทำงานของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส.....	21
3.3 ผลของความไม่เป็นอุดมคติของทรานซิสเตอร์ในทางปฏิบัติ.....	23
3.3.1 การวิเคราะห์ผลเนื่องจากอัตราขยายกระแสไม่เป็นอนันต์.....	23
3.3.2 ผลจากเบสวิตช์มอดูเลชัน.....	26
3.3.3 ผลจากความต้านทานที่ขั้วเบส.....	26
3.4 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส.....	27
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองความถี่.....	33
4.1 บทนำ.....	33

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2การออกแบบทิวแพร่ในโหมดกระแส.....	33
4.3 การออกแบบวงจรกรองใควอคราติกในโหมดกระแส.....	36
4.3.1 การวิเคราะห์ผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองใควอด.....	38
4.4 การออกแบบวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น.....	40
4.5 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	42
บทที่ 5 ผลการจำลองและการวิเคราะห์.....	44
5.1 บทนำ.....	44
5.2 ผลการจำลองและการวิเคราะห์อินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส ที่สัญญาณขนาดใหญ่.....	44
5.2.1 การจำลองคุณลักษณะถ่ายโอน.....	44
5.2.2 การหาค่าความเพี้ยนรวมเชิงฮาร์มอนิก.....	45
5.3 การจำลองผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมด กระแส.....	46
5.4 การจำลองผลตอบสนองความถี่ของทิวแพร่ วงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น ความถี่ตัดเท่ากับ50 MHz และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 10.7MHz.....	52
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	58
บรรณานุกรม.....	60
ภาคผนวก.....	64
ภาคผนวก ก - แสดงสมการของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานใน โหมดกระแส....	65
- การวิเคราะห์ผลของอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ที่มีต่ออินทิเกรเตอร์ชนิด มีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส.....	66

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

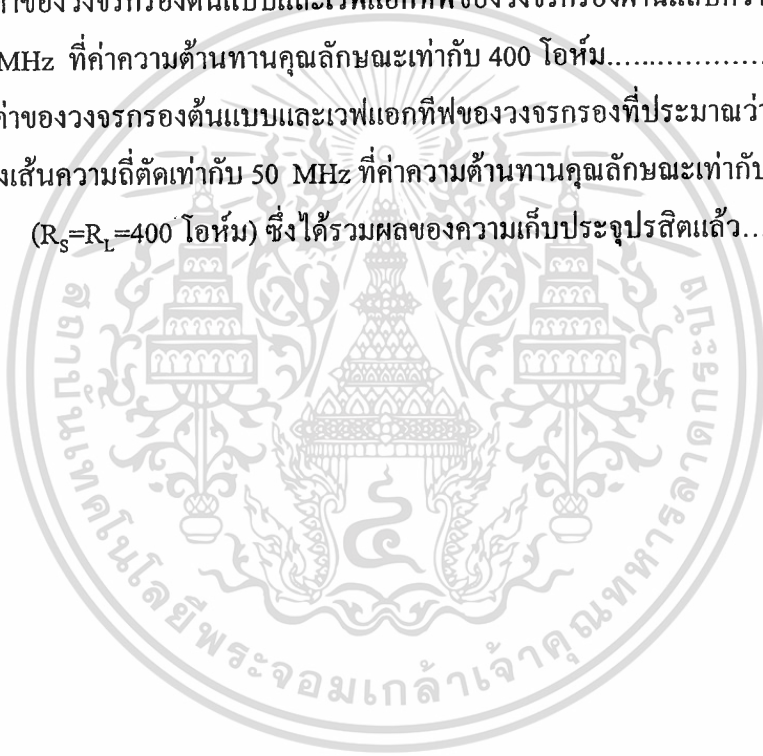
- การพิสูจน์ว่า $I_{C1} = I_{C4}$ และ $I_{C2} = I_{C3}$ สำหรับอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส เมื่อพิจารณาผลจากอัตราขยายกระแสของ ไขโพลาร์	68
ภาคผนวก ข - การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่และการหาความต้านทานด้านเข้าของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส	70
ภาคผนวก ค การหาค่าความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพของวงจรกรองไขควอด	73
ภาคผนวก ง แสดงการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุสำหรับแต่ละทิวแพร์ที่จำลองตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุสำหรับวงจรกรองไขควอด	76
ภาคผนวก จ โปรแกรม PSpice จำลองการทำงานของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส วงจรกรองไขควอด วงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นและวงจรกรองผ่านแถบความถี่	79
ประวัติผู้เขียน	93

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

2.1 แสดงบรานซ์แบบอนุกรมและแบบขนานอันดับหนึ่งของวงจรต้นแบบกับทูปเพอร์.....	16
2.2 แสดงบรานซ์แบบอนุกรมและแบบขนานอันดับสองของวงจรต้นแบบกับทูปเพอร์.....	17
4.1 แสดงค่าของวงจรกรองต้นแบบและเวฟแอกทีฟของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นความถี่ตัดเท่ากับ 50 MHz ที่ค่าความต้านทานคุณลักษณะเท่ากับ 400 โอห์ม ($R_s=R_L=400$ โอห์ม).....	41
4.2 แสดงค่าของวงจรกรองต้นแบบและเวฟแอกทีฟของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz ที่ค่าความต้านทานคุณลักษณะเท่ากับ 400 โอห์ม.....	43
5.1 แสดงค่าของวงจรกรองต้นแบบและเวฟแอกทีฟของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นความถี่ตัดเท่ากับ 50 MHz ที่ค่าความต้านทานคุณลักษณะเท่ากับ 400 โอห์ม ($R_s=R_L=400$ โอห์ม) ซึ่งได้รวมผลของความเก็บประจุปรสิตแล้ว.....	55



สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 แสดงแอกทีฟ RC-ทิวแพร์ซึ่งจำลองการทำงานของตัวเก็บประจุ.....	6
1.2 แสดงเวฟอะแดปเตอร์ (ชนิด R และ C) และสัญลักษณ์.....	7
1.3 แสดงวงจรกรองต้นแบบผ่านแถบความถี่ (กลาง) , เวฟแอกทีฟอะแดปเตอร์แบบใหม่ (บน) และเวฟแอกทีฟอะแดปเตอร์ (ล่าง).....	7
1.4 แสดงบล็อกโครงสร้างพื้นฐานของทิวแพร์ในโหมดแรงดัน.....	8
1.5 แสดงบล็อกโครงสร้างพื้นฐานของทิวแพร์ในโหมดกระแส.....	9
2.1 แสดงวงจรกรองต้นแบบขยับบันได RLC.....	11
2.2 แสดง (a) วงจรต้นแบบจากภาพที่ 2.1 อีกรูปแบบหนึ่งโดยพิจารณาว่าแต่ละ Z หรือ Y นั้น สามารถถูกแทนด้วยสองพอร์ตที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ (b) คลื่น ตกกระทบและสะท้อนของสองพอร์ต.....	12
2.3 แสดงบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรม Y.....	13
2.4 แสดงบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรม Y เชื่อมต่อระหว่างไจเรเตอร์ที่เหมือนกัน 2 ตัว และวงจรสมมูลแบบขนาน.....	14
2.5 แสดงวงจรสมมูลคลื่นสองพอร์ตสำหรับไจเรเตอร์ที่มีความต้านทานของไจเรเตอร์เท่ากับ R...	15
2.6 แสดงกราฟการไหลของของสัญญาณของวงจรสองพอร์ต.....	17
2.7 แสดงหมีอ์แปลงซึ่งเป็นแมชชิงในอุดมคติ ($R_1 = N^2 R_2$) และวงจรสมมูลทิวแพร์.....	19
3.1 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง.....	22
3.2 แสดงวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของอินทิเกรเตอร์ ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมด กระแสที่ต่อตัวเก็บประจุ C_p ที่ โหนด B.....	28
4.1 แสดงทิวแพร์ที่ใช้โครงสร้างแบบสมมาตรและสัญลักษณ์.....	35
4.2 แสดงวงจรกรองต้นแบบไบควอดและวงจรเวฟแอกทีฟใน โหมดกระแส.....	37
4.3 แสดงวงจรกรองต้นแบบและวงจรกรองเวฟแอกทีฟใน โหมดกระแสที่จำลองการทำงาน วงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น.....	41
4.4 แสดงกราฟแสดงการลดทอนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz.....	42

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.5 แสดงวงจรกรองคั่นแบบและเวฟแอกทีฟที่จำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz.....	43
5.1 แสดงคุณลักษณะถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส.....	45
5.2 แสดงค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกที่อินพุตมีแอมพลิจูดค่าต่างๆ.....	46
5.3 แสดงผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่ความถี่ตัดค่าต่างๆ โดยตัวเก็บประจุ C มีค่าคงที่เท่ากับ 30 pF และ $K=1$	47
5.4 แสดงผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่ค่ากระแส KI_0 ค่าต่างๆ โดยกระแส I_0 คงที่เท่ากับ 65 μA และตัวเก็บประจุ C เท่ากับ 30 pF....	47
5.5 แสดง (ก) แสดงกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของอัตราขยายกระแสของวงจรภาพที่ (3) กับความถี่ โดยใช้กระแสไบแอสเท่ากับ 40 μA และ (ข) แสดงกราฟระหว่างเฟส (องศา:แกนตั้ง)กับความถี่เมื่อมีการเปลี่ยนกระแส KI_0 จาก 40-60 μA โดยเปลี่ยนครั้งละ 10 μA เรียงตามลำดับลูกศร (1),(2),(3).....	49
5.6 แสดงการเปลี่ยนตำแหน่งของโพลหลัก (ก) และ โพลรอง (ข) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของค่า K จากเดิม 5%.....	51
5.7 แสดงการทิศทางการเคลื่อนที่ของโพลหลักและ โพลรองของอินทิเกรเตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่า K โดยกากบาทแสดงตำแหน่งของโพลทั้งสองในอุดมคติ.....	51
5.8 แสดงผลตอบสนองความถี่ของทูแพร์.....	52
5.9 ความถี่โพลที่ดูกันอร์มัลไลซ์เปรียบเทียบกับกรจำลอง โดย Pspice.....	53
5.10 ตัวประกอบคุณภาพที่ดูกันอร์มัลไลซ์เปรียบเทียบกับกรจำลอง โดย PSpice.....	53
5.11 แสดงผลการจำลองการประวิงกลุ่มของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น.....	55
5.12 แสดงเอาท์พุทสเปคตรัมแบบสมมาตรของวงจรกรองในภาพที่ 4.3.....	56
5.13 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz.....	57

บทที่ 1

บทนำ

1.1 สรุปเกี่ยวกับวงจรกรองที่มีความต่อเนื่องทางเวลา

ระบบการสื่อสารสมัยใหม่ทั้งหมดและระบบเครื่องมือวัดส่วนมากจะประกอบด้วยวงจรกรองทางไฟฟ้าแบบต่างๆด้วยกันทั้งนั้น โดยทั่วไปวงจรกรองคือวงจรสองพอร์ตที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงขนาดและเฟสของสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตตามต้องการ วงจรกรองช่วงระหว่างปี 1920-1969 สร้างจากอุปกรณ์พาสซีฟ ได้แก่ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ จนกระทั่งช่วงกลางระหว่างปี 1960-1969 สามารถที่ลดขนาดและราคาลงได้โดยแทนตัวเหนี่ยวนำด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น ออปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุ หรือที่เรียกว่า “RC-แอคทีฟฟิลเตอร์” จนกระทั่งก่อนช่วงระหว่างปี 1970-1979 ได้พัฒนาให้วงจรมีขนาดเล็กลงโดยอุปกรณ์แอคทีฟจะอยู่ในรูปของวงจรรวม โมโนลิทิก แต่อุปกรณ์ที่กำหนดความถี่ยังคงใช้เทคโนโลยีฟิล์มบาง (thin film) อยู่เนื่องจากขณะนั้นยังไม่มีเทคโนโลยีที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานในวงจรรวมเนื่องจากกรรมวิธีการผลิตและอุณหภูมิ ช่วงเวลา 10 ปีที่ผ่านมา นั้นวงจรรวม โมโนลิทิกเริ่มเข้ามามีบทบาทสำคัญสำหรับการประมวลผลสัญญาณมากขึ้นเรื่อยๆ โดยจะอยู่ในรูปของวงจรรวม VLSI ซึ่งเป็นการผสมกันระหว่างอนาลอกกับดิจิตอล โดยวงจรกรองแบบดิจิตอลจะอยู่ในส่วนประมวลผลแบบดิจิตอล ในขณะที่วงจรกรองแบบอนาลอกจะอยู่ในส่วนประมวลผลอนาลอกภายนอก

วงจรกรองแบบดิจิตอล (digital filter) สัญญาณที่จะประมวลผลและการทำงานของวงจรกรองจะอยู่ในโดเมนของดิจิตอล พิสัยพลวัตของวงจรกรองจะขึ้นกับความละเอียดหรือจำนวนบิตแต่ข้อเสียของวงจรดังกล่าวก็คือความต้องการ A/D และ D/A ในการเปลี่ยนจากสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอลและดิจิตอลเป็นอนาลอกตามลำดับเพิ่มเข้ามาซึ่งเพิ่มทั้งความซับซ้อนและกำลังสูญเสียมากยิ่งขึ้น สำหรับวงจรกรองอนาลอกที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (analog discrete-time filter) ได้แก่ สวิตซ์คาปาซิเตอร์ (switch-capacitor) และสวิตซ์กระแส (switch-current) วงจรกรองดังกล่าวมีความเที่ยงตรงที่สูงและมีการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ที่ต่ำ แต่ข้อเสียของวงจรกรองดังกล่าวโดยเฉพาะที่ความถี่สูงๆ ก็คือการเคลือบแฝง (aliasing) ที่สัญญาณเบสแบนด์ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนภายในวงจรขยาย และปัญหาคล็อกฟีดทรู (clock feedthrough) จะรุนแรงที่ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาสูงๆ นอกจากนี้วงจรกรองดังกล่าวยังมีความยุ่งยากเพราะต้องเพิ่มส่วน

เอกสวงจรกรองกำจัดสัญญาณเคลือบแฝงทางด้านอินพุต (anti-aliasing filter) และวงจรกรองสัญญาณให้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียบ (smoothing filter) ทางเอาต์พุตเข้าไปด้วย การสร้างและประยุกต์ใช้งานวงจรกรองดังกล่าวสามารถอ่านได้ในบทความ [1-7]

วงจรกรองแบบอนาลอกที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (analog continuous-time filter) จะประมวลผลสัญญาณที่เป็นอนาลอกโดยไม่ต้องการ D/A และ A/D เนื่องจากธรรมชาติของความต่อเนื่องทางเวลาทำให้วงจรกรองดังกล่าวเหมาะสมที่จะใช้งานที่ความถี่สูงๆ โดยเฉพาะที่พิสัยพลวัตต่ำๆจนถึงกลาง (40-70 dB) วงจรกรองดังกล่าวจะใช้กำลังต่ำกว่าวงจรกรองแบบดิจิทัล [8] แต่ข้อด้อยก็คือค่าของอุปกรณ์จะเปลี่ยนแปลงไปกับกรรมวิธีการผลิต อุณหภูมิและอายุการใช้งาน ซึ่งแก้ไขโดยการเพิ่มวงจรปรับแต่ง (tuning) เข้าไป การประยุกต์ใช้งานวงจรกรองที่มีความต่อเนื่องทางเวลามีมากมายอาทิวงจรกรองกำจัดสัญญาณรบกวนจากหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ของคอมพิวเตอร์ [9-13] ลูปฟิลเตอร์ของเฟสล็อกลูป [14] ระบบสื่อสารไร้สาย [15] รวมไปถึงทีวี [16] และวิดีโอแบบดิจิทัล [17] เป็นต้น

การสร้างวงจรกรองเป็นวงจรรวมนั้นจะหลีกเลี่ยงที่จะใช้ตัวเหนี่ยวนำเนื่องจากไม่มีวิธีการสร้างตัวเหนี่ยวนำที่มีคุณภาพสูงบนชิพ (IC) ได้ อย่างไรก็ตามที่ความถี่ย่าน GHz และสูงกว่าสามารถทำได้ เช่น วงจร LC เรโซแนนต์ [18] ดังนั้นเพื่อที่จะให้ได้โพลที่เป็นเชิงซ้อนเช่นเดียวกับวงจรกรอง LC สามารถทำได้จากวงจร RC-แอกทีฟฟิลเตอร์ และจากที่กล่าวมาแล้วว่าวงจรกรองที่มีความต่อเนื่องทางเวลาจะต่อร่วมกับส่วนประมวลผลแบบดิจิทัลภายในชิพเดียวกัน (mixed analog/digital) ดังนั้นสัญญาณรบกวน (random noise) และการแทรกสอด (interference) ที่เกิดขึ้นจากส่วนที่เป็นดิจิทัลจะทำให้ค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน (S/N) และการกำจัดแหล่งจ่ายกำลัง (power supply rejection) มีค่าต่ำลง ซึ่งหมายถึงพิสัยพลวัตที่ต่ำลงเช่นกัน โดยจะเพิ่มความยุ่งยากในการออกแบบวงจรกรองที่ใช้แหล่งจ่ายกำลัง (power supply) ที่มีค่าต่ำๆ รวมไปถึงตัวประกอบคุณภาพที่มีค่าสูง [8] สำหรับการแก้ปัญหาการแทรกสอดและสัญญาณรบกวนทำได้โดยใช้วงจรที่มีโครงสร้างแบบสมมาตร (fully differential) ซึ่งจะทำให้ค่า S/N มีค่าเพิ่มขึ้น 6 dB และฮาร์โมนิกจะถูกกำจัดออกไป ส่วนการเพิ่มพิสัยพลวัตทำได้โดยการออกแบบให้อุปกรณ์แอกทีฟที่มีความเป็นเชิงเส้นมากที่สุด

คาสเคด (cascade) เป็นวิธีการสร้างวงจรกรองที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสูงๆโดยการต่อแบบคาสเคดของวงจรไบควอด (biquad) ข้อดีของวิธีดังกล่าวคือเป็นวิธีที่ง่ายในการสร้างและมีความยืดหยุ่นสูง นอกจากนี้ฟังก์ชันถ่ายโอนสามารถสร้างชิโรที่ตำแหน่งใดๆ ก็ได้ [19] ตัวอย่างบทความที่สร้างวงจรกรองอันดับสูงๆ จากวิธีกาสเคดสามารถอ่านได้ใน [10,20,21] วิธีการจำลองแบบข่ายบันได (ladder simulation) เป็นวิธีที่นิยมใช้เนื่องจากมีค่าความไวของแถบผ่านต่อการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ที่ต่ำ [22] ในขณะที่วิธีแบบคาสเคดนั้น โดยเฉพาะที่อันดับของวงจรกรองเพิ่มขึ้นค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความไวของแถบผ่านต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จะมีค่าสูง [23] วิธีการสร้างวงจรดังกล่าวสามารถทำได้โดยเลือกวงจรขยายบันได LC ซึ่งใช้เป็นวงจรต้นแบบ จากนั้นแทนตัวเหนี่ยวนำด้วยอุปกรณ์แอคทีฟซึ่งประกอบด้วยไจเรเตอร์ (gyrator) และตัวเก็บประจุซึ่งเรียกวิธีนี้ว่าการแทนที่อุปกรณ์หรือ “element substitution” สำหรับการสร้างวงจรกรองอีกวิธีหนึ่งคือการเขียนสมการของโนดแรงดันและบรานซ์กระแสของวงจรต้นแบบซึ่งถูกแสดงโดยกราฟการไหลของสัญญาณ (signal flow graph) หลังจากการเปลี่ยนแปลงบางอย่างกับกราฟการไหลของกระแส สามารถที่จะเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของวงจรแอคทีฟที่ประกอบด้วยทรานส์คอนดักแตนซ์กับตัวเก็บประจุ วิธีการดังกล่าวจะเรียกว่าวิธีการจำลองการทำงาน “operational simulation method” ตัวอย่างวงจรกรองที่สร้างจากวิธีการจำลองการทำงานวงจรกรองขยายบันไดถูกแสดงในบทความ [9,11,17,24,25,26]

วิธีการสร้างวงจรที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (CT) ที่กล่าวมานั้นจะประกอบด้วยบล็อกโครงสร้างพื้นฐานคืออินทิเกรเตอร์ โดยทั่วไปอินทิเกรเตอร์จะต้องมีอัตราขยายที่ต่ำกับอนันต์และไม่มีปรีสตีพอล (parasitic pole) และซีโร ดังนั้นการเลื่อนเฟสของอินทิเกรเตอร์จะเท่ากับ -90 องศา ทุกๆความถี่ อินทิเกรเตอร์ในทางปฏิบัตินั้นจะประสบปัญหาอันเนื่องมาจากอัตราขยายที่ต่ำและความผิดพลาดทางเฟสที่ความถี่เอกภาพ (unity gain frequency) ปัญหาอย่างแรกนั้นเกิดจากค่าความนำทางด้านเอาต์พุตที่มีค่าจำกัด และจากปรีสตีพอลหรือซีโรสำหรับปัญหาอย่างหลัง โดยทั่วไปถ้าต้องการให้การเลื่อนเฟสมีค่าผิดพลาดจาก -90 องศาที่ความถี่เอกภาพไม่เกิน 0.2 องศา อินทิเกรเตอร์ควรมีอัตราขยายที่ต่ำอย่างน้อย 48 dB และปรีสตีพอลหรือซีโรควรอยู่ห่างจากความถี่เอกภาพอย่างน้อย 250 เท่า [27] วงจรกรอง RC-แอคทีฟนั้นไม่เหมาะสมที่จะใช้สร้างเป็นวงจรรวมโมโนลิทิกเนื่องจากความผิดพลาดจากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเมื่อทำเป็นวงจรรวมแล้วจะมีค่าความผิดพลาดเท่ากับ 20% และ 50% ตามลำดับ [28] ซึ่งค่าความผิดพลาดดังกล่าวสามารถแก้ไขโดยใช้มอสเฟตที่ทำงานในย่านไทรโอดแทนตัวต้านทาน (MOSFET-C Integrator) และโครงสร้างที่สมมาตรนั้นยังช่วยกำจัดฮาร์โมนิกเลขคู่ ในขณะที่ฮาร์โมนิกเลขคี่นั้นน้อยมากจนสามารถละเลยได้ [29,30] ข้อดีของอินทิเกรเตอร์แบบนี้ก็คือช่วยลดผลที่เกิดจากตัวเก็บประจุปรีสตีพอลอย่างมาก โดยตัวเก็บประจุดังกล่าวจะเกิดขึ้นที่กราวด์เสมือนของออปแอมป์ ซึ่งทราบได้ที่อัตราขยายที่ต่ำและแบนด์วิดท์ของออปแอมป์มีค่าสูงแล้วตัวเก็บประจุดังกล่าวจะเสมือนไม่มีผลต่ออินทิเกรเตอร์เลย อย่างไรก็ตามที่ความถี่สูงๆผลของความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์จะเป็นปัญหากับอินทิเกรเตอร์ชนิดนี้และการแทนที่ออปแอมป์ด้วย OTA (Operational Transconductance Amplifier) สำหรับอินทิเกรเตอร์ดังกล่าวในเทคโนโลยีที่ใช้ซีมอสจะประสบปัญหาที่ความถี่สูงๆเช่นเดียวกัน โดยที่ความถี่วิทยุค่าทรานส์คอนดักแตนซ์สูงๆ จะทำได้ยาก ดังนั้นการใช้ไบซีมอสจึงเป็นทางเลือกใหม่สำหรับอินทิเกรเตอร์ที่ใช้มอสเฟตกับตัวเก็บประจุ [31]

สำหรับอินทิเกรเตอร์อีกแบบหนึ่งคืออินทิเกรเตอร์ที่ประกอบด้วยทรานส์คอนดักแตนซ์กับตัวเก็บประจุ (gm-C integrator) ซึ่งถูกใช้งานอย่างกว้างขวางโดยเฉพาะที่ความถี่สูงๆ เมื่อเทียบกับ RC-แอกทีฟอินทิเกรเตอร์ การสร้างทรานส์คอนดักเตอร์ที่มีแบนด์วิดท์สูงจะกระทำได้ง่ายกว่าออปแอมป์ที่มีแบนด์วิดท์สูง ทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ออกแบบควรจะมีค่าเป็นเชิงเส้นที่สูงเพื่อไม่ให้เกิดเอาท์พุทที่เกิดความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิก (harmonic distortion) ตัวอย่างทรานส์คอนดักเตอร์ที่ใช้ซิมอส [26,32] และสำหรับไบโพลาร์คือ [10,18] โดยทรานส์คอนดักเตอร์ที่ใช้ไบโพลาร์จะสามารถคูณค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ได้กว้างกว่าซิมอสเนื่องจากกระแสคอลเล็กเตอร์สามารถเปลี่ยนแปลงในช่วงที่กว้างสำหรับการเปลี่ยนแปลงแรงดันระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นจึงเหมาะสมที่จะใช้งานที่แรงดันต่ำๆ ในการออกแบบ gm-C อินทิเกรเตอร์ที่ความถี่สูงๆ ปัญหาหลักที่พบก็คือความเก็บประจุปรสิตซึ่งจะขนานกับตัวเก็บประจุของอินทิเกรเตอร์ ความเก็บประจุที่เพลาบนและล่างรวมทั้งค่าความเก็บประจุที่อินพุทของทรานส์คอนดักเตอร์ภาคต่อไป ความเก็บประจุปรสิตที่เกิดขึ้นจะทำให้ความเข้าคู่กันระหว่างอินทิเกรเตอร์เสียไป นอกจากนี้ยังทำให้เกิดความเพี้ยนขึ้นเนื่องจากโดยทั่วไปแล้วความเก็บประจุปรสิตจะมีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้น จากปัญหาดังที่กล่าวมาแล้วว่าความผิดพลาดของเฟสตาม (phase lag error) นั้นจะเกิดจากโนคภายในและการเลื่อนเฟสที่เกินภายในของอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งสามารถชดเชยได้ โดยการใส่ตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเก็บประจุของอินทิเกรเตอร์

ผลตอบแทนความถี่ของวงจรกรองที่มีความต่อเนื่องทางเวลาจะขึ้นกับผลคูณของค่าคงที่ทางเวลา RC หรือ C/gm แต่เนื่องจากกรรมวิธีการผลิต อุณหภูมิและอายุการใช้งานซึ่งมีผลทำให้ค่าสัมบูรณ์ของอุปกรณ์ดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม โดยจะทำให้ผลตอบแทนความถี่ของวงจรกรองไม่มีเสถียรภาพและขาดความเที่ยงตรง ดังนั้นวงจรจูนอัตโนมัติจึงเป็นวิธีแก้ไขปัญหาดังกล่าวอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ในทางปฏิบัติ วงจรจูนอัตโนมัติสามารถจำแนกได้เป็นการจูนความถี่หรือค่าคงที่เวลาของอินทิเกรเตอร์ (f-tuning) และอีกวิธีคือการจูนเฟสหรือตัวประกอบคุณภาพ (Q-tuning) การจูนความถี่เริ่มครั้งแรกในปี 1977 [33] โดยใช้เฟสล็อกควบคุมความถี่โรลloff (roll-off) ข่านความถี่เสียง วงจรจูนดังกล่าวประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบเฟส วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) และวงจรกรองหลัก (main filter) บล็อกโครงสร้างพื้นฐานของวงจรกรองหลักคืออินทิเกรเตอร์ ซึ่งถ้า VCO ถูกออกแบบให้ใช้อินทิเกรเตอร์ที่เข้าคู่กันกับวงจรกรองหลักแล้วแบนด์วิดท์ของวงจรกรองหลักจะเป็นสัดส่วนเดียวกันกับความถี่ของ VCO วงจรเปรียบเทียบเฟสจะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงภายนอกกับ VCO และเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเฟสหลังจากผ่านวงจรกรองต่ำผ่านแล้วจะเปลี่ยนเป็นแรงดันดิซี สำหรับควบคุมความถี่ของ VCO และแบนด์วิดท์ของวงจรกรองหลัก ดังนั้นที่สภาวะคงตัวหรือลูบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

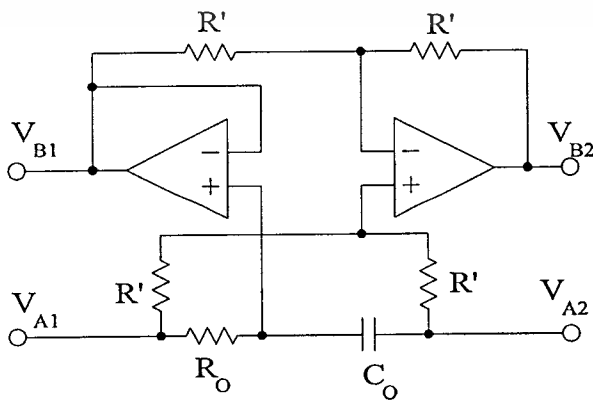
ถูกล็อกแล้วแรงดันควบคุมจะปรับค่าคงที่เวลาของอินทิเกรเตอร์ให้มีค่าถูกต้องตามต้องการ และความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณภายนอกนั้นหมายถึงแบนด์วิดท์ของวงจรรองหลักจะเป็นสัดส่วนเดียวกันกับความถี่ของสัญญาณภายนอกเช่นกัน นอกจากนี้การใช้ VCO ยังมีข้อเสียที่สำคัญคือความไม่เป็นเชิงเส้นของ VCO เอง ซึ่งมีผลอย่างมากต่อความถี่ที่ออสซิลเลตคั้งนั้นจะต้องเพิ่มวงจรจำกัดแอมพลิจูดของการออสซิลเลตคั้งนั้นแล้วจะทำให้การเข้าคู่กันระหว่าง VCO กับวงจรรองหลักลดลง ตัวอย่างวงจรรุ่นความถี่ใน [34] ใช้การควบคุมวงจรรองด้วยแรงดัน (VCF) แทนที่ VCO และเนื่องจาก VCF นั้นสามารถออกแบบให้มีพิสัยแคปเจอร์ (capture range) และพิสัยล็อก (lock range) ได้ง่ายกว่า VCO และไม่จำเป็นต้องมีวงจรจำกัดแอมพลิจูดเหมือนกับ VCO [17] แต่ VCF จะมีปัญหาอยู่ที่วงจรเปรียบเทียบเฟสที่จะต้องระวังในการออกแบบ โดยความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะส่งผลไปยังวงจรรองหลัก

ตัวประกอบคุณภาพเป็นพารามิเตอร์ที่ไม่มีหน่วยและถูกควบคุมด้วยอัตราส่วนของอุปกรณ์ชนิดเดียวกัน ดังนั้นการใช้วิธีการออกแบบที่ดีก็เพียงพอที่จะทำให้ค่าดังกล่าวไม่เกิดความผิดพลาดมากมายนัก แต่แนวคิดดังกล่าวจะใช้ได้กับการใช้งานที่ความถี่ต่ำเท่านั้น ซึ่งปัญหาหลายประการจะเกิดขึ้นเมื่อพยายามใช้งานที่ความถี่สูงขึ้น โดยปัญหาหลักที่สำคัญคือตัวประกอบคุณภาพ (Q) จะมีความไวอย่างมากต่อความไม่เป็นอุดมคติของอินทิเกรเตอร์ โดยเฉพาะการเลื่อนของเฟสที่ความถี่เอกภาพ [34] ดังนั้นการจูนเฉพาะความถี่อย่างเดียวจึงทำให้วงจรรองมีผลตอบสนองไม่ถูกต้องซึ่งการเพิ่มวงจรรุ่นตัวประกอบคุณภาพเข้าไปจึงสามารถที่จะแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้ ตัวอย่างวงจรรองที่ใช้การจูนอัตโนมัติทั้งการจูนความถี่และตัวประกอบคุณภาพพร้อมกันแสดงใน [17,21] ซึ่งใช้วิธีที่เรียกว่า “master-slave” โดยมาสเตอร์จะใช้ VCF ในขณะที่วงจรรองใน [24,26] จะใช้ VCO เป็นมาสเตอร์ สำหรับสเลฟหรือวงจรรองหลักจะใช้อินทิเกรเตอร์ที่เข้าคู่กันกับมาสเตอร์ นอกจากนี้การจูนตัวประกอบคุณภาพสำหรับวงจรรองที่ใช้ VCO ไม่ว่ามาสเตอร์จะใช้ VCO หรือ VCF ก็ตามจะประสบปัญหาที่เหมือนกันคือการปรากฏของสัญญาณอ้างอิงภายนอกที่เอาท์พุท (reference/clock feedthrough) ซึ่งการแก้ปัญหาดังกล่าวทำได้โดยออกแบบให้ความถี่ของสัญญาณอ้างอิงให้อยู่นอกแถบผ่านของวงจรรองหลัก [30]

1.2 สรุปเกี่ยวกับวงจรรองเวฟแอกทีฟ

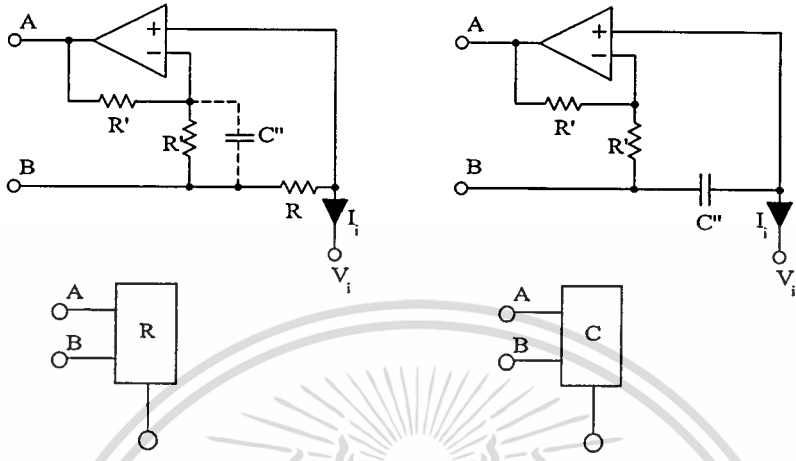
วิธีการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรรองแบบดิจิทัลที่เลียนแบบการทำงานของวงจรรองโครงข่าย LC โดยใช้เอส-พารามิเตอร์นั้นริเริ่มโดย Fettweis [35] ซึ่งการวิเคราะห์จะใช้คลื่นแทนที่จะเป็นแรงดันหรือกระแส ดังนั้นจึงเรียกว่าวงจรรองดิจิทัลแบบคลื่น (wave digital filter) และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าความไวต่อสัมประสิทธิ์การคูณ (ซึ่งถูกจำกัดด้วยความยาวของค่า) ของวงจรกรองแบบดิจิตอลที่ใช้การวิเคราะห์แบบคลื่นมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงนำแนวคิดดังกล่าวมาใช้กับวงจรกรองแบบอนาลอกที่อยู่ในรูปของวงจร RC-แอคทีฟ โดยวงจรกรองที่ใช้การวิเคราะห์แบบคลื่นนี้จะเรียกว่า “วงจรกรองเวฟแอคทีฟ” (wave active filter) [36-37] วิธีการสร้างวงจรกรองแบบเวฟแอคทีฟนั้นสามารถจำแนกได้เป็น 2 วิธี คือ 1) วงจรกรองที่สร้างโดยตรงจากเอส-พารามิเตอร์ [36] 2) วงจรกรองที่สร้างจากเฟดแบ็คเตอร์ [38,39] สำหรับวิธีแรกนั้นจะทำการจำลองการทำงานของแต่ละอุปกรณ์ LC ในวงจรต้นแบบโดยใช้เอส-พารามิเตอร์ซึ่งจะอยู่ในรูปของวงจร RC-แอคทีฟ ตัวอย่างการจำลองตัวเก็บประจุแสดงดังรูปที่ 1.1 ซึ่งค่าคงที่เวลาถูกกำหนดโดยผลคูณของ $R_0 C_0$ สำหรับการจำลองตัวเหนี่ยวนำหรือวงจรเรโซแนนซ์ LC สรุปลงไว้ใน [40] ส่วนวิธีที่สองนั้นจะสร้างสัญญาณคลื่นจากวงจรย่อยรีแอคทีฟซึ่งใช้ได้ทั้งอะแดปเตอร์แบบตัวต้านทาน (resistive adaptor) และอะแดปเตอร์แบบตัวเก็บประจุ (capacitive adaptor) ดังแสดงในรูปที่ 1.2 อะแดปเตอร์แบบตัวเก็บประจุถูกใช้สำหรับแปลงอิมพีแดนซ์เพื่อให้สามารถใช้ตัวต้านทานจำลองวงจรย่อยรีแอคทีฟของวงจรกรองต้นแบบได้ จากรูปที่ 1.2 สังเกตหัวลูกศรจะต่อโดยตรงกับอุปกรณ์ต้นแบบส่วนตัวเก็บประจุ C และตัวต้านทาน R นั้นจะเป็นตัวกำหนดค่าคงที่เวลาของอะแดปเตอร์แบบตัวเก็บประจุและแบบตัวต้านทานตามลำดับ จากวงจรรูปที่ 1.3 รูปบนแสดงวงจรเวฟแอคทีฟอะแดปเตอร์ที่กล่าวมาแล้วก่อนหน้านี้ [39] และรูปข้างล่างคือวงจรเวฟแอคทีฟอะแดปเตอร์แบบใหม่ [38] นอกจากนี้ใน [38] ยังได้แสดงการวิเคราะห์ผลจากเกนแบนด์วิดท์ (Gain Bandwidth product) ที่จำกัดของออปแอมป์ การชดเชยความถี่ทำได้โดยการต่อตัวเก็บประจุ C เข้าไปในรูปที่ 1.3 โดยทำให้วงจรมีแบนด์วิดท์สูงขึ้น (วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีความถี่ตัดเท่ากับ $1/10$ ของความถี่เอกภาพของออปแอมป์ 741)

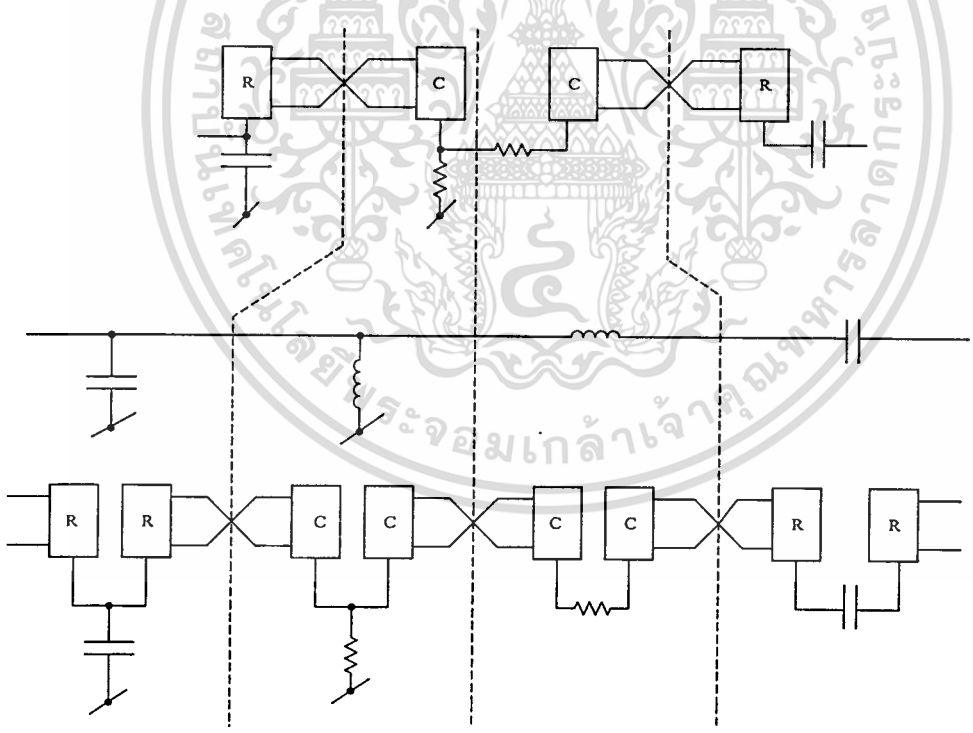


รูปที่ 1.1 แสดงแอคทีฟ RC-ทูแพร์ซึ่งจำลองการทำงานของตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



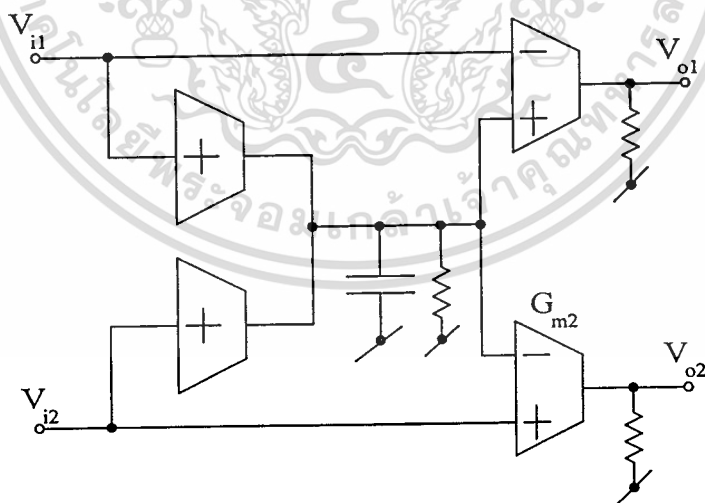
รูปที่ 1.2 แสดงเวฟอะแดปเตอร์ (ชนิด R และ C) และสัญลักษณ์



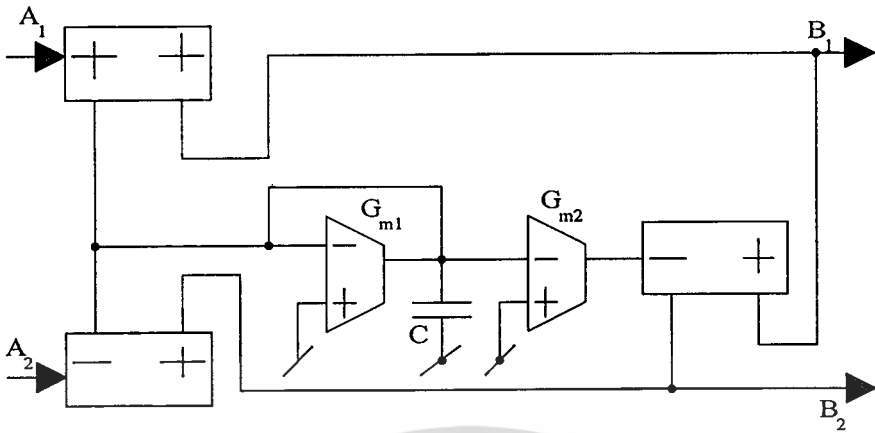
รูปที่ 1.3 แสดงวงจรกรองต้นแบบผ่านแถบความถี่ (กลาง), เวฟแอกทีฟอะแดปเตอร์แบบใหม่ (บน) และเวฟแอกทีฟอะแดปเตอร์ (ล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองเวฟแอกทีฟที่กล่าวก่อนหน้านี้นี้ถูกจัดอยู่ในโหมดแรงดันเนื่องจากตัวแปรคลื่นคือแรงดันนั่นเอง ต่อมาวงจรกรองเวฟแอกทีฟได้ถูกสร้างให้อยู่ในรูปของวงจรรวมซึ่งตัวแปรคลื่นที่ใช้ นั้นมีทั้งที่เป็นแรงดัน [41] และกระแส [40] โดยบล็อกโครงสร้างพื้นฐานของเวฟแอกทีฟโหมดแรงดันจะใช้อินทิเกรเตอร์ชนิดที่มีการสูญเสียร่วมกับฟังก์ชันการบวกและลบ วงจรใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงอย่างเดียวเท่านั้น (แทนการใช้โอปแอมป์ในแบบคิสคริต) รวมไปถึงตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์ทั้งคู่ (ใช้กำหนดค่าคงที่เวลา) และส่วนที่ขึ้นกับความถี่นั้นสร้างจากวงจรมิตเตอร์ตามร่วมกับวงจรถยายเบสร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน โดยส่วนการบวกและลบจะใช้วงจรถยายความต่าง (differential amplifier) ผลตอบสนองความถี่ถูกจูนโดยตัวเก็บประจุที่ต่อภายนอก (ถ้าอยู่ในรูปวงจรรวมวาริแคป (varicap) จะใช้การปรับแรงดัน) บล็อกโครงสร้างพื้นฐานหรือทูเพอร์ (two-pair) ในโหมดแรงดันแสดงดังรูปที่ 1.4 สำหรับวงจรกรองเวฟแอกทีฟในโหมดกระแส นั้นตัวแปรคลื่นที่ใช้จะเป็นกระแส โดยส่วนที่ขึ้นกับความถี่จะใช้อินทิเกรเตอร์ชนิดที่มีการสูญเสียร่วมด้วยวงจรถายอนกระแสซึ่งเป็นส่วนที่ไม่ขึ้นกับความถี่ บล็อกโครงสร้างพื้นฐานจะใช้ซิมอส โดยวงจรเวฟแอกทีฟในโหมดกระแสที่น่าเสนอโดย [40] นั้นมุ่งประเด็นไปที่โทโพโลยีใหม่ (new topology) ของเวฟแอกทีฟในโหมดกระแสเท่านั้น ซึ่งวงจรถูกกล่าวแสดงในรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.4 แสดงบล็อกโครงสร้างพื้นฐานของทูเพอร์ในโหมดแรงดัน



รูปที่ 1.5 แสดงบล็อกโครงสร้างพื้นฐานของทูพอร์ตในโหมดกระแส

1.3 แนวคิดในการออกแบบ

จากที่กล่าวมาแล้วในตอนต้นที่ว่าปัญหาที่สำคัญของวงจรที่มีความต่อเนื่องทางเวลาที่ใช้ gm-C จะอาศัยอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่มีการสูญเสียเป็นบล็อกโครงสร้าง ซึ่งการใช้งานที่ความถี่สูงจะประสบปัญหาหลายประการ อาทิ อัตราขยายดีซีที่ต่ำ และความผิดพลาดทางเฟสที่ความถี่เอกภาพ ดังนั้นวงจรที่ได้จากการออกแบบจะขาดความเที่ยงตรงและผิดพลาดไปจากวงจรต้นแบบมาก ซึ่งการเพิ่มวงจรเข้าไปเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจะทำให้วงจรมีความซับซ้อนและทำให้ผลตอบแทนของค่าดีซีลดลงจนขนาดของพื้นที่ชิพที่เพิ่มขึ้นนั้นหมายถึงกำลังสูญเสียที่มากตามไปด้วย

แต่สำหรับวงจรเวฟแอกทิฟนั้นต้องการอินทิเกรเตอร์ชนิดที่มีการสูญเสียเป็นบล็อกโครงสร้างซึ่งออกแบบได้ง่ายกว่า ดังนั้นวงจรเวฟแอกทิฟจึงมีความเหมาะสมมากกว่าที่จะทำเป็นวงจรรวม สำหรับวิทยานิพนธ์นี้วงจรเวฟแอกทิฟยังคงอยู่ในโหมดกระแส บล็อกโครงสร้างใช้ไบโพลาร์แทนซึ่งเป็นชนิด NPN ทั้งหมดดังนั้นอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอจะมีผลตอบแทนความถี่ดีซีขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรเวฟแอกทิฟในโหมดเดียวกัน [40] นอกจากนี้อินทิเกรเตอร์ที่ใช้จะยังมีความเป็นเชิงเส้นที่ค่อนข้างสูงซึ่งทำให้สามารถป้อนอินพุตที่มีขนาดใหญ่ได้อีกทั้งแหล่งจ่ายกำลังที่ใช้ยังมีค่าต่ำด้วย (2.5 โวลต์) รวมไปถึงวงจรที่ใช้ยังอาศัยโครงสร้างแบบสมมาตรซึ่งจะทำให้ค่า PSRR ตลอดจนพิสัยพลวัตสูงขึ้นไปด้วย นอกจากนี้อินทิเกรเตอร์ที่ใช้ยังเป็นรูปแบบหนึ่งของวงจรความถี่ต่ำผ่านที่เสนอโดย Frey [42] ต่อไปนี้จะแสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่ใช้ gm-C กับวงจรเวฟแอกทิฟในโหมดกระแสดังสรุปได้ดังนี้

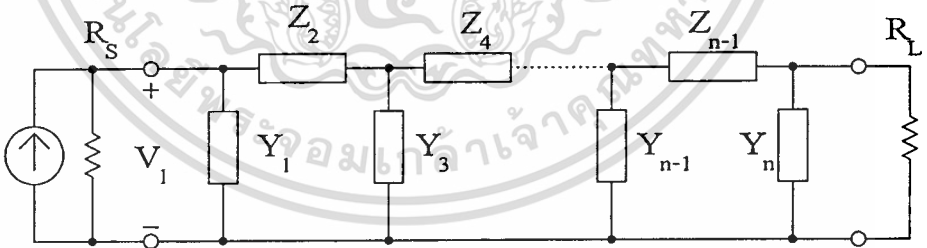
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) วงจรกรองที่ใช้ OTA-C ซึ่งจำลองการทำงานของวงจรกรองต้นแบบขายบันได RLC อินทิเกรเตอร์ที่ใช้จะต้องเป็นชนิดที่ไม่มีการสูญเสีย (lossless integrator) ตรงกันข้ามกับวงจรกรองเวฟแอกทีฟซึ่งจำลองการทำงานของวงจรกรองโดยใช้คลื่นแทนที่จะเป็นแรงดันหรือกระแส โดยจะคำนึงถึงการสูญเสียของตัวต้านทานที่โหลดและชอร์สด้วย นั่นหมายถึงอินทิเกรเตอร์จะยอมให้มีการสูญเสียได้ (lossy integrator) ซึ่งสามารถสร้างได้ง่ายกว่าชนิดที่ไม่มีการสูญเสียมาก
- 2) วงจรกรองเวฟแอกทีฟจะใช้อุปกรณ์ที่เป็นแอกทีฟ 2 ชนิดกล่าวคือส่วนที่ขึ้นกับความถี่ซึ่งใช้ OTA-C และส่วนคัดลอก บวกและลบสัญญาณจะใช้วงจรสะท้อนกระแส
- 3) สำหรับวงจรกรองต้นแบบขายบันไดที่ความต้านทานที่โหลดและชอร์สมีค่าเท่ากัน อัตราขยายของวงจรกรองที่ใช้ OTA-C จะมีค่าสูงสุดเท่ากับ $1/2$ ในขณะที่วงจรกรองเวฟแอกทีฟจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1
- 4) วงจรกรองเวฟแอกทีฟสามารถชดเชยผลของความผิดพลาดทางเฟสที่ความถี่สูงๆ และอัตราขยายที่ไฟตรงได้ง่ายๆ โดยการปรับเปลี่ยนอัตราขยายของส่วนที่ขึ้นกับความถี่ (สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะทำได้โดยการปรับกระแส) ซึ่งส่วนคัดลอก บวกและลบสัญญาณซึ่งเป็นส่วนไม่ขึ้นกับความถี่นั้นไม่จำเป็นต้องมีการชูน แต่สำหรับวงจรกรองที่ใช้ gm-C การชดเชยผลดังกล่าวมีแนวโน้มที่ทำให้วงจรมีความยุ่งยากและซับซ้อนกว่า

บทที่ 2

การสังเคราะห์และวิเคราะห์วงจรกรองเวฟแอกทีฟ

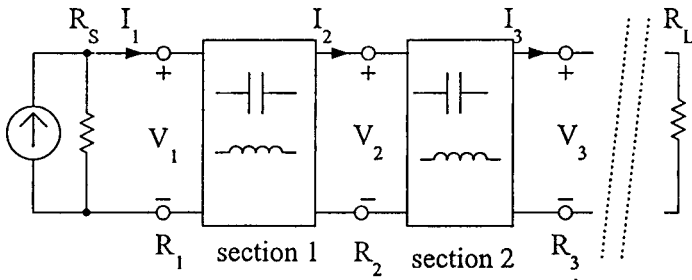
จากที่กล่าวมาแล้วว่าวงจรกรองเวฟแอกทีฟนั้นจะจำลองการทำงานของวงจรกรองต้นแบบโดยใช้เอส-พารามิเตอร์ โดยวงจรกรองต้นแบบที่ใช้จะเป็นวงจรขั้วบันได RLC ซึ่งเป็นที่ทราบกันว่ามีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ที่ต่ำ จากวงจรในรูปที่ 2.1 วงจรกรองสามารถพิจารณาได้เป็นการคาสเคดกันของส่วนรีแอกทีฟ โดยที่ปลายทั้งสองจะต่อดำด้วยตัวต้านทานที่โหลดและแหล่งจ่าย ซึ่งแต่ละส่วนของรีแอกทีฟจะถูกพิจารณาเป็นวงจรสองพอร์ตดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดย $A^i_{i/i+1}$ และ $B^i_{i/i+1}$ แทนแรงดันคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนตามลำดับ ที่พอร์ตทั้งสองด้านจะมีความต้านทานพอร์ตหรือความต้านทานคุณลักษณะ (characteristic resistance) เท่ากับ R_i และ R_{i+1} (โดยทั่วไปจะกำหนดให้ความต้านทานพอร์ตทั้งสองเท่ากับความต้านทานของแหล่งจ่าย) และถ้ากำหนดให้กระแสที่ไหลเข้าพอร์ตเป็นบวก จากวงจรในรูปที่ 2.2 จะได้ว่า



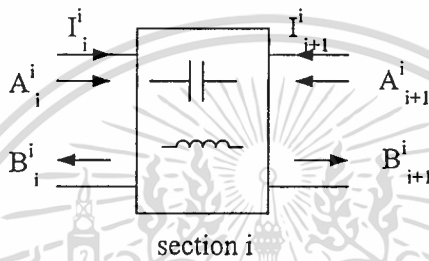
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรกรองต้นแบบขั้วบันได RLC

$$A^i = \begin{bmatrix} A_i \\ A_{i+1} \end{bmatrix} ; B^i = \begin{bmatrix} B_i \\ B_{i+1} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$V^i = \begin{bmatrix} V_i \\ V_{i+1} \end{bmatrix} ; I^i = \begin{bmatrix} I_i \\ I_{i+1} \end{bmatrix} ; R^i = \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & R_{i+1} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.2 แสดง (a) วงจรต้นแบบจากรูปที่ 2.1 อีกรูปแบบหนึ่งโดยพิจารณาว่าแต่ละ Z หรือ Y นั้นสามารถถูกแทนด้วยวงจรสองพอร์ตที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ (b) คลื่นตกกระทบและสะท้อนของวงจรสองพอร์ต

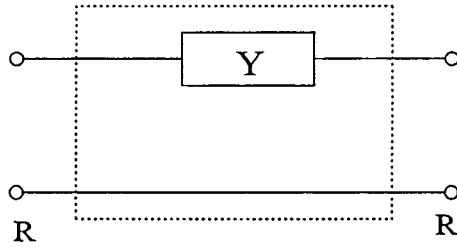
โดยนิยามคลื่นแรงดันดังนี้

$$A^i = V^i + R^i I^i \quad (2.3)$$

$$B^i = V^i - R^i I^i \quad (2.4)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อนและเอส-พารามิเตอร์แสดงได้ดังนี้

$$B^i = S^i A^i \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.3 แสดงบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรม Y

จากวงจรในรูปที่ 2.3 ซึ่งเป็นวงจรสองพอร์ตซึ่งเป็นแอดมิตแตนซ์ Y ที่ต่อแบบอนุกรม เพื่อที่จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นสองพอร์ตตามสมการ (2.1) และ (2.2) จะสมมุติให้พอร์ตทั้งสองมีความต้านทานเท่ากับ R และใช้ความสัมพันธ์ระหว่างเอส-เมตริกซ์กับวาย-เมตริกซ์โดย

$$S = 2 \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \right)^{-1} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

ดังนั้นจะได้เอส-เมตริกซ์สำหรับวงจรในรูปที่ 2.3 คือ

$$S = \frac{1}{1 + 2RY} \begin{bmatrix} 1 & 2RY \\ 2RY & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.7) ถ้าแทน Y ด้วยตัวเหนี่ยวนำ L จะได้ว่า

$$S = \frac{1}{1 + s\tau} \begin{bmatrix} s\tau & 1 \\ 1 & s\tau \end{bmatrix} ; \tau = \frac{L}{2R} \quad (2.8)$$

และถ้าแทน Y ด้วยตัวเก็บประจุ C จากสมการ (2.7) จะได้ว่า

$$S = \frac{1}{1 + s\tau} \begin{bmatrix} 1 & s\tau \\ s\tau & 1 \end{bmatrix} ; \tau = 2RC \quad (2.9)$$

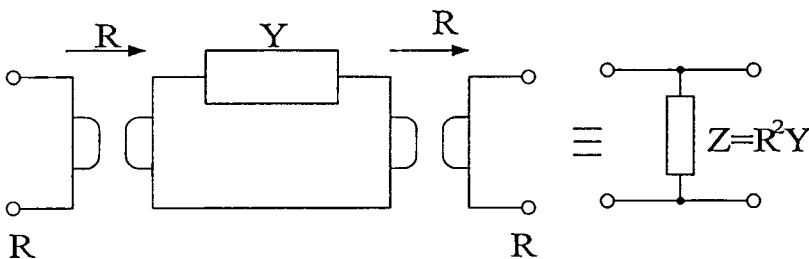
จะเห็นว่าถ้าทำการสลับแถวของเมตริกซ์สำหรับบรานซ์ตัวเหนียวแบบอนุกรม (series-branch inductance) ในสมการที่ (2.8) ก็จะทำให้ได้เมตริกซ์สำหรับบรานซ์ตัวเก็บประจุแบบอนุกรม (series-branch capacitance) หรือกล่าวอีกแบบหนึ่งก็คือเพียงแค่สลับขั้วต่อที่เอาท์พุทของคลื่นสะท้อนสำหรับบล็อกโครงสร้างเวฟแอกทีฟ (เรียกว่า "ทูแพร์") ที่ใช้จำลองตัวเหนียวในสมการที่ (2.8) ก็จะได้บล็อกโครงสร้างของเวฟแอกทีฟหรือทูแพร์ที่จำลองตัวเก็บประจุ ถ้าพิจารณาในรูปทั่วไปจากสมการที่ (2.7) ซึ่งเป็นเอส-เมตริกซ์ของวงจรสองพอร์ตสำหรับแอดมิตแตนซ์ Y แบบอนุกรม โดยการแทนแอดมิตแตนซ์ Y ด้วยแอดมิตแตนซ์คู่ (dual admittance) คือ $Y' = 1/(4R^2Y)$ จะได้

$$S = \frac{1}{1 + 2RY} \begin{bmatrix} 2RY & I \\ I & 2RY \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.7) และ (2.10) จะเห็นว่าการสลับขั้วต่อเอาท์พุทของคลื่นสะท้อนของทูแพร์ที่จำลองแอดมิตแตนซ์แบบอนุกรม Y จะทำให้ได้แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรมที่คล้องจองกัน โดยค่าแอดมิตแตนซ์ที่ได้จะเป็น $Y' = 1/(4R^2Y)$

เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าสำหรับการเชื่อมต่อกันระหว่างบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรมกับไจเรเตอร์ สามารถที่จะสร้างบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบขนานดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งถ้ากำหนดให้ความต้านทานของไจเรเตอร์เท่ากับ R หรือค่าความนำเท่ากับ G ซึ่งมีค่าเท่ากับความต้านทานคุณลักษณะของพอร์ตจะได้วย-เมตริกซ์ดังนี้

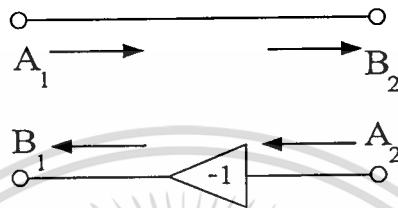
$$Y = G \begin{bmatrix} 0 & I \\ -I & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.4 แสดงบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรม Y เชื่อมต่อระหว่างไจเรเตอร์ที่เหมือนกัน 2 ตัวและวงจรสมมูลแบบขนาน

ใช้สมการที่ (2.6) จะได้เอส-เมตริกซ์ดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลคลื่นสองพอร์ตสำหรับไจเรเตอร์
ที่มีความต้านทานของไจเรเตอร์เท่ากับ R

วงจรสมมูลคลื่นของไจเรเตอร์แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.5 จากตารางที่ 2.1 แสดงบรรณานุกรมแบบอนุกรมและแบบขนานอันดับหนึ่งของวงจรต้นแบบกับทิวเพอร์ ซึ่งจะเห็นว่าทิวเพอร์ที่จำลองตัวเหนี่ยวนำสามารถพิจารณาให้เป็นบล็อกโครงสร้างพื้นฐานเนื่องจากว่าอุปกรณ์ต้นแบบตัวอื่นๆสามารถถูกจำลองขึ้นมาจากบล็อกโครงสร้างดังกล่าว เพียงแค่สลับขั้วต่อเอาท์พุท (B1, B2) (สมการที่ (2.10) หรือใส่อินเวอร์เตอร์ (สมการที่ 2.12) ก็สามารถจำลองบรรณานุกรมอื่นๆที่เหลืออยู่ได้ ในการจำลองวงจรต้นแบบอันดับที่สอง (เรโซเนเตอร์แบบอนุกรมหรือขนาน) สามารถทำได้โดยการรวมกันของทิวเพอร์อันดับที่หนึ่ง (first order two-port) แต่วิธีการดังกล่าวจะใช้พื้นที่ของชิพและกำลังสูญเสียค่อนข้างสูง ดังนั้นวิธีการอีกวิธีหนึ่งก็คือจำลองอุปกรณ์ต้นแบบที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นวงจรกรองแบบผ่านแถบความถี่โดยอาจจะเป็นการขนานหรืออนุกรมกันของตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุ ใช้การแปลงจากควาย-เมตริกซ์เป็นเอส-เมตริกซ์จะได้ทิวเพอร์อันดับที่สองซึ่งจำลองบรรณานุกรมเรโซเนนซ์แบบอนุกรมโดย

$$S = \frac{1}{s^2 + s\omega/Q + \omega^2} \begin{bmatrix} s^2 + \omega^2 & s\omega/Q \\ s\omega/Q & s^2 + \omega^2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

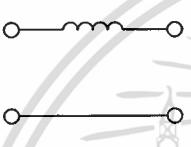
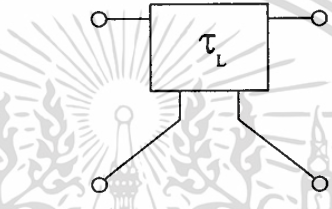

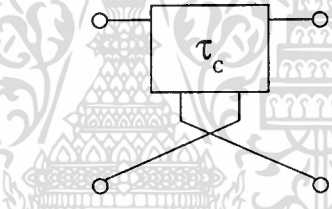

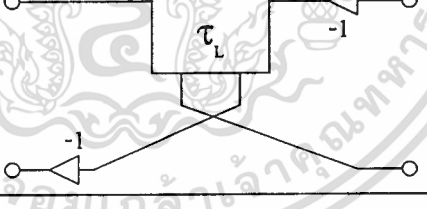
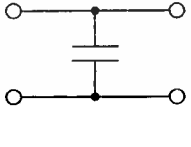
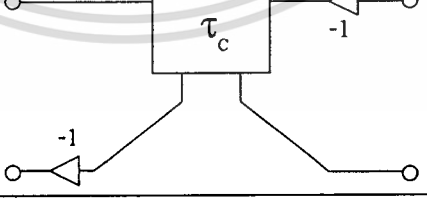
$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.15)$$

ดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.1 แสดงบรรณานุกรมแบบอนุกรมและแบบขนานอันดับหนึ่งของวงจรต้นแบบกับทูแพร์

อุปกรณ์ต้นแบบ	ทูแพร์	ค่าคงที่เวลา
		$\tau_L = L/(2R)$
		$\tau_c = 2RC$
		$\tau_L = 2L/R$
		$\tau_c = RC/2$

จากเอส-เมตริกซ์ในสมการที่ (2.8) และ (2.13) จะทำให้ได้กราฟการไหลของสัญญาณ (signal flow graph) สำหรับทูแพร์อันดับที่หนึ่งและสองดังแสดงในรูปที่ 2.6 โดยเมตริกซ์ทั้งสองสามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

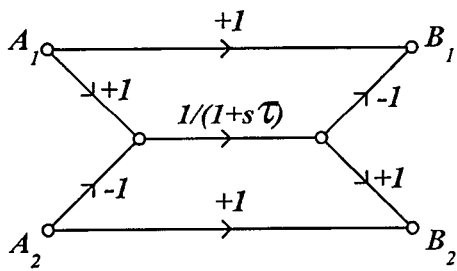
$$B_1 = A_1 - H(s)(A_1 - A_2) \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_2 = A_2 + H(s)(A_1 - A_2) \tag{2.17}$$

ตารางที่ 2.2 แสดงบรานซ์แบบอนุกรมและแบบขนานอันดับสองของวงจรต้นแบบกับทูแพร์

อุปกรณ์ต้นแบบ	ทูแพร์	ค่าคงที่เวลา
		$\omega = \sqrt{1/(LC)}$ $Q = 1/(2R)\sqrt{L/C}$
		$\omega = \sqrt{1/(LC)}$ $Q = 2R\sqrt{C/L}$
		$\omega = \sqrt{1/(LC)}$ $Q = 2/R\sqrt{L/C}$
		$\omega = \sqrt{1/(LC)}$ $Q = R/2\sqrt{C/L}$



รูปที่ 2.6 แสดงกราฟการไหลของสัญญาณสำหรับทูแพร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $H(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของทิวแปรอันดับหนึ่งและสองดังนี้

$$H(s) = \frac{1}{1+s\tau} \quad ; \text{สำหรับทิวแปรอันดับหนึ่ง}$$

$$H(s) = \frac{s\omega/Q}{s^2 + s\omega/Q + \omega^2} \quad ; \text{สำหรับทิวแปรอันดับสอง}$$

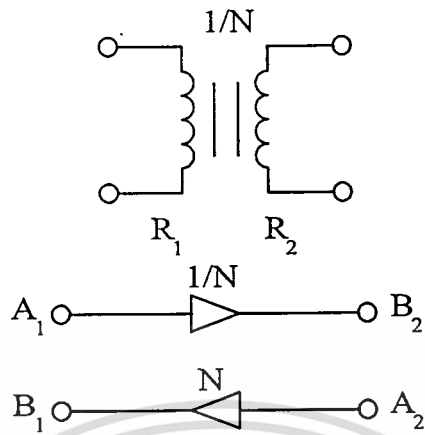
.....(2.18)

ในการวิเคราะห์ที่ผ่านมาข้างต้นจะสมมุติให้ความต้านทานคุณลักษณะในแต่ละพอร์ตของส่วนรีแอกทีฟกล่าวคือมีค่าเท่ากับ R ซึ่งถ้าค่าความต้านทานคุณลักษณะระหว่างพอร์ตมีค่าเปลี่ยนไปดั่งนั้นจำเป็นที่จะต้องเพิ่มส่วนแมชชิงเข้าไป จากรูปที่ 2.7 แสดงหม้อแปลงซึ่งเป็นแมชชิงที่ไม่มีการสูญเสีย โดยมีอัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ N ให้ความต้านทานของพอร์ตทั้งสองเท่ากับ R และ N^2R เอส-เมตริกซ์ของหม้อแปลงคือ

$$S = \begin{bmatrix} 0 & N \\ 1/N & 0 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

สำหรับแมชชิงซึ่งเป็นชนิดที่มีการสูญเสียจะมีเอส-เมตริกซ์ดังนี้

$$S = \frac{1}{R_1 + R_2} \begin{bmatrix} R_2 - R_1 & 2R_1 \\ 2R_2 & R_1 - R_2 \end{bmatrix} \tag{2.20}$$



รูปที่ 2.7 แสดงหม้อแปลงซึ่งเป็นแมชชีงในอุดมคติ ($R_1 = N^2 R_2$) และวงจรสมมูลทวิพหุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

อินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส

3.1 บทนำ

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการพยายามนำเทคนิคในโหมดกระแสมาประยุกต์ใช้งานกับการประมวลผลสัญญาณอนาล็อกทั้งที่มีความต่อเนื่อง (continuous-time) และไม่ต่อเนื่องทางเวลา (sampling-data) การประมวลผลสัญญาณจะใช้ปริมาณกระแสแทนที่จะเป็นแรงดัน โดยทั่วไปการประมวลผลในโหมดกระแสเป็นการประมวลผลสัญญาณในกรณีที่สัญญาณแรงดันไม่มีความสำคัญในการกำหนดความสามารถของวงจร ต่อมาภายหลังคำว่า “โหมดกระแส” ยังถูกนำไปใช้กับระบบที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนที่เป็นแบบกระแส (current transfer function) เช่นอินทิเกรเตอร์และวงจรกรองที่ใช้ทรานส์คอนดักเตอร์กับตัวเก็บประจุ [43] วงจรในโหมดกระแสมีข้อได้เปรียบที่เหนือกว่าโหมดแรงดันหลายประการ อาทิ ทุกๆ โหนดในวงจรจะมีอิมพีแดนซ์ที่ต่ำซึ่งทำให้การสวิงของแรงดันมีค่าน้อย, ความง่ายในการบวกและลบซึ่งสามารถทำได้ง่ายๆ โดยการกระทำที่โหนดเท่านั้น ตลอดจนมีความเป็นไปได้ที่จะทำงานที่แบนด์วิดท์ที่สูงและใช้แหล่งจ่ายกำลังที่ต่ำๆ [44] นอกจากนี้ยังพบว่าโหมดกระแสนั้นเป็นแอดจอยท์(adjoint) กับโหมดแรงดัน [45] อีกด้วย

สำหรับวงจรกรองเวฟแอกทิฟจากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 การวิเคราะห์จะอยู่ในโหมดแรงดันเนื่องจากตัวแปรคลื่นที่ใช้ ($A_{1/2}, B_{1/2}$) มีหน่วยเป็นแรงดัน ซึ่งก็สามารถใช้ได้สำหรับตัวแปรคลื่นที่เป็นกระแส ทูแพร์ซึ่งจำลองเอส-เมตริกซ์ของส่วนรีแอกทิฟนั้นจะประกอบด้วยส่วนที่ขึ้นกับความถี่ซึ่งเป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียกับส่วนที่ไม่ขึ้นกับความถี่ซึ่งทำหน้าที่คัดลอก, บวก และลบสัญญาณ วงจรกรองเวฟแอกทิฟที่เสนอโดย J.TingLeft[40] นั้นเลือกที่จะใช้โหมดกระแสเนื่องจากเหตุผลหลายประการที่แสดงให้เห็นถึงความไม่เหมาะสมของโหมดแรงดัน อาทิ ความยุ่งยากสำหรับฟังก์ชันการบวกและลบในโหมดแรงดันเช่นวงจรรวมสัญญาณที่ใช้โอปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานจะประสบปัญหาที่อัตราขยายของโอปแอมป์จะมีค่าลดลงและผลจากความเก็บประจุปรสิติกที่เกิดขึ้นที่ความถี่สูงๆ ซึ่งในการใช้งานที่ความถี่สูงๆ นั้น OTA จะมีความเหมาะสมกว่าใช้โอปแอมป์ สำหรับทูแพร์ในโหมดแรงดันจำนวน OTA ที่ใช้จะมากกว่าในโหมดกระแส ตรงกันข้ามสำหรับโหมดกระแสจะมีวงจรสะท้อนกระแสจำนวนมาก และเนื่องจากคุณสมบัติของผลตอบสนองความถี่ตลอดจนความเป็นเชิงเส้นวงจรสะท้อนกระแสจะได้เปรียบกว่า OTA นั้นหมายความว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่าในการใช้งานที่ความถี่สูงๆ ตลอดจนความถี่ที่เกิดขึ้น วงจรกรองเวฟแอกทีฟในโหมดกระแส จะมีความเหมาะสมมากกว่าโหมดแรงดัน นอกจากนี้การชดเชยทั้งความต้านทานทางเอาต์พุตที่มีค่าจำกัดของ OTA และความผิดพลาดทางเฟสสามารถทำได้ในโหมดกระแส (โดยการปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของอินทิเกรเตอร์) ในขณะที่โหมดแรงดันจะยุ่งยากกว่า

สำหรับเนื้อหาของบทนี้ในหัวข้อที่ 3.2 จะแสดงให้เห็นถึงการทำงานของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่นำเสนอเมื่อสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นอุดมคติ จากการวิเคราะห์จะเห็นว่าอินทิเกรเตอร์ดังกล่าวมีความเป็นเชิงเส้นสูงมากซึ่งก็เนื่องมาจากคุณสมบัติของวงจรที่ต่อในรูปแบบของทรานส์ลิเนียร์นั่นเอง [46] อย่างไรก็ตามผลของความไม่เป็นอุดมคติของทรานซิสเตอร์จะทำให้ความเป็นเชิงเส้นดังกล่าวลดลง โดยจะทำให้เกิดความถี่ของสัญญาณที่เอาต์พุต การวิเคราะห์ผลดังกล่าวแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 3.3 สำหรับผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์แสดงในหัวข้อที่ 3.4

3.2. การทำงานของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส

วงจรในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ($Q_1 - Q_4$) ต่ออยู่ในรูปทรานส์ลิเนียร์ (translinear) โดยสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความเข้าคู่กัน (match), อัตราขยายกระแส (β) มีค่าอนันต์ และละเลยผลของเบสวิตช์มอดูเลชัน (base width modulation) เมื่อใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง I_C กับ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (3.1)$$

ซึ่ง V_T และ I_S คือเทอมัลต์โวลเตจ (thermal voltage) และ กระแสอิ่มตัว (saturation current) ตามลำดับ จากวงจรรูปที่ (3.1) จะได้

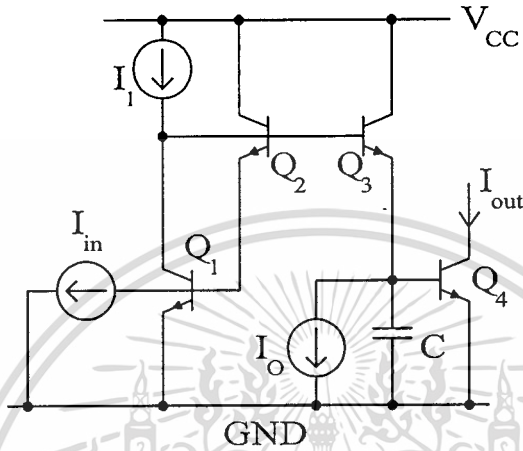
$$I_1 I_{in} = (I_o + C \frac{dV}{dt}) I_{out} \quad (3.2)$$

โดยที่ I_{out} และ V เท่ากับ I_C และ V_{BE} ของ Q_4 ตามลำดับ ดังนั้นถ้า ให้ $I_1 = KI_o$ ใช้สมการ

(3.1) และ (3.2) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$KI_{in} = I_{OUT} + \frac{CV_T}{I_o} \frac{dI_{OUT}}{dt} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง

จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าความสัมพันธ์ระหว่าง I_{out} กับ I_{in} เป็นสมการอนุพันธ์แบบเชิงเส้นและถ้าให้ $K = 1$ เราจะได้ว่าสมการที่ (3.3) มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสีย ที่มีค่าความถี่ตัด (-3dB) เท่ากับ

$$f_{-3db} = \frac{I_o}{2\pi CV_T} \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.4) จะเห็นว่าความถี่ตัด สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบแอส I_o พิจารณารูปที่ 3.1 จะเห็นว่าวงจรนี้เป็นรูปแบบหนึ่งของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งในโดเมนของล็อก (log - domain first order low pass filter) ที่เสนอโดย Frey [42] แต่เนื่องจากวงจรนี้ใช้ NPN อย่างเดียวดังนั้นจะได้เปรียบที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่า

3.3. ผลจากความไม่เป็นอุดมคติของทรานซิสเตอร์ในทางปฏิบัติ

เนื่องจากในหัวข้อที่ 3.2 เราได้พิสูจน์คุณสมบัติของอินทิเกรเตอร์โหมดกระแส โดยใช้เงื่อนไขที่พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เป็นอุดมคติทำให้เราได้สมการที่เป็นเชิงเส้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วสมการดังกล่าวเป็นสมการในอุดมคติเท่านั้นจะใช้อธิบายไม่ได้แม่นยำ ผลของความไม่เป็นอุดมคติที่สำคัญได้แก่ ผลจากกระแสเบสที่มีค่าไม่เป็นศูนย์ (อัตราขยายกระแสที่ไม่เป็นอนันต์) ผลของเบสวิดท์มอดูเลชัน และผลจากความต้านทานที่ขั้วเบส เป็นต้น ดังนั้นหัวข้อต่อไปจะแสดงการวิเคราะห์ผลดังกล่าว

3.3.1 การวิเคราะห์ผลเนื่องจาก β ไม่เป็นอนันต์

จากวงจรในรูปที่ 3.1 ถ้าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วิเคราะห์มี β ไม่เป็นอนันต์ดังนั้นสมการที่ (3.3) จะไม่เป็นเชิงเส้นอย่างที่เข้าใจ ในการวิเคราะห์ความไม่เป็นเชิงเส้นของอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอจะไม่นำตัวเก็บประจุมาคิด เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่สามารถกล่าวได้ว่าเป็นเชิงเส้นอยู่แล้วซึ่งในทางปฏิบัติจะใช้ตัวเก็บประจุแบบโพลีซิลิกอน (poly silicon capacitor) โดยสามารถประมาณความสัมพันธ์ระหว่าง I_{out} กับ I_{in} แบบไม่เป็นเชิงเส้นในรูปของ Power Series ได้ดังนี้

$$I_{OUT} = a_0 + a_1 I_{in} + a_2 I_{in}^2 + a_3 I_{in}^3 + \dots \quad (3.6)$$

โดยที่

$$a_0 \cong \frac{I_0}{2} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} - 1 \right] \quad (3.7)$$

$$a_1 \cong \frac{K}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} - \frac{1}{2\beta} \quad (3.8)$$

$$a_2 \cong \left[\frac{-K^2}{\beta} - \frac{1}{\beta} \right] I_0^{-1} \quad (3.9)$$

$$a_3 \cong \frac{2}{\beta^2 I_0^2} \left[\frac{K^2}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)^2} + \frac{K}{1 + \frac{1}{\beta}} \right] \quad (3.10)$$

พิจารณาสมการที่ (3.8) ถ้ากำหนดให้ค่า K มีค่าเท่ากับ 1 จะเห็นว่าผลของอัตราขยายกระแส ทำให้อัตราขยายทางไฟตรงของอินทิเกรเตอร์ต่ำกว่าหนึ่ง โดยที่สัมประสิทธิ์ a_1 ควรจะมีค่าเป็นหนึ่งถ้าอัตราขยายกระแสเป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติอัตราขยายกระแสจะมีค่าจำกัด ส่งผลทำให้ค่าที่ได้้น้อยกว่าหนึ่ง ดังนั้นจากสมการดังกล่าวเราจะเห็นว่าสามารถใช้ค่า K นี้ทำหน้าที่ชดเชยปรับอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ให้เป็นหนึ่ง นอกจากนี้จะเห็นว่าสมการที่ (3.8) ถ้าคูณกับกระแสอินพุตแล้วก็คือสมการที่ (3.3) ที่ตัวเก็บประจุและอัตราขยายกระแสมีค่าเท่ากับศูนย์และอนันต์ตามลำดับนั่นเอง และถ้าเราทำการจัดเทอมของสมการที่ (3.8) ใหม่โดยกำหนดให้ค่า a_1 เป็นหนึ่งจะได้ค่า K ที่ทำให้อินทิเกรเตอร์ที่มีอัตราขยายกระแสไม่เป็นอนันต์กลับมีอัตราขยายที่ไฟตรงเท่ากับหนึ่งอีกครั้งคือ

$$K = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \left(1 + \frac{1}{2\beta}\right) \quad (3.11)$$

สำหรับสัมประสิทธิ์ a_0 คือเทอมที่เป็นไฟตรงหรือดีซี และ a_2, a_3 เป็นสัมประสิทธิ์ของกระแสอินพุตอันดับต่างๆ ที่สูงขึ้นซึ่งเป็นเทอมที่ทำให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไม่ต้องการ โดยส่งผลทำให้เกิดความเพี้ยนอันดับคู่และคี่ขึ้นในกระแสเอาต์พุต อย่างไรก็ตามในกรณีที่เราอาศัยโครงสร้างของวงจรแบบสมมาตรจะทำให้ค่าความเพี้ยนอันดับคู่ถูกกำจัดออกไปหมด(ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทุกตัวเข้าคู่กัน) ซึ่งจะทำให้ค่าความเพี้ยนที่มีผลต่อวงจรมากที่สุดคือค่าความเพี้ยนอันดับสาม (3rd order Harmonic Distortion); HD_3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ (ภาคผนวก ก)

$$HD_3 \cong \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} I_P^2 \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\cong \left(\frac{K^2 + 1}{2\beta^2 I_o^2} \right) I_P^2 \quad (3.13)$$

หลังจากแทนค่า K ในสมการที่ (3.11) จะได้

$$HD_3 \cong \left(\frac{\left(\left(1 + \frac{1}{\beta} \right)^2 \left(1 + \frac{1}{2\beta} \right)^2 + 1 \right)}{2\beta^2 I_o^2} \right) I_P^2 \quad (3.14)$$

เมื่อ I_P คือแอมพลิจูดของกระแสอินพุท จากสมการที่(3.13) จะเห็นได้ว่าค่าความเพี้ยนจะขึ้นกับค่ากระแสไบแอส (I_o) ที่อัตราขยายกระแส β ค่าหนึ่งจากสมการสามารถสรุปได้ว่าถ้าต้องการ ให้ค่าความเพี้ยน HD_3 มีค่าต่ำจะต้องไบแอสกระแสให้มีค่าสูงๆ และอินพุทที่ป้อนควรมีแอมพลิจูดต่ำๆ นอกจากนี้ค่าความเพี้ยนอันดับสามจะมีค่ามากที่สุดจะสามารถคำนวณจากเงื่อนไขที่มีทรานซิสเตอร์เริ่มไม่ทำงาน ซึ่งสามารถหาได้โดยป้อนกระแสอินพุทให้แอมพลิจูดมีค่าเท่ากับค่ากระแสไบอัส I_o ดังนั้นจะได้

$$HD_{3max} \cong \left(\frac{\left(\left(1 + \frac{1}{\beta} \right)^2 \left(1 + \frac{1}{2\beta} \right)^2 + 1 \right)}{2\beta^2} \right) \quad (3.15)$$

เป็นที่น่าสังเกตว่าค่าความเพี้ยนสูงสุดจะขึ้นกับอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์เท่านั้น ดังนั้นถ้าเราสามารถเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีค่าอัตราขยายกระแสสูงๆได้ จะทำให้ระดับของค่าความเพี้ยนสูงสุดลดลง ซึ่งจะทำให้ค่าดังกล่าวโดยรวมต่ำลงด้วย

3.3.2 ผลจากเบสวิตช์มอดูเลชัน (Base Width Modulation)

เราพอจะสรุปได้ว่า เบสวิตช์มอดูเลชันมีผลน้อยมากต่อวงจร จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าแรงดันที่คอลเล็กเตอร์เทียบกับอิมิตเตอร์ (V_{CE}) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวค่อนข้างมีค่าคงที่และมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก จากผลดังกล่าวจะทำให้กระแสเป็นฟังก์ชันของ V_{CE} ซึ่งกำหนดโดยสมการ

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (3.16)$$

ถ้าแทนสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.3) จะได้ว่า

$$\left(\frac{K_{Q1}K_{Q2}}{K_{Q3}K_{Q4}}\right) I_1 I_{in} = \left(I_o + C \frac{dV}{dt}\right) I_{out} \quad (3.17)$$

เมื่อ $K_{Qi} = (1 + V_{CEQi}/V_A)$ จากสมการที่ (3.17) จะสังเกตเห็นว่าค่า K ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2 และ 3 จะหักล้างกันเนื่องจากแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะเท่ากัน สำหรับค่า K ที่เหลือทั้งสองจะมีผลทำให้อัตราขยายที่ไฟตรงของอินทิเกรเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แต่ก็สามารถละเลยผลจากเบสวิตช์มอดูเลชันได้ เนื่องจากระดับแรงดัน V_{CE} ที่ขั้วของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดัน V_A (Early voltage) อีกทั้งยังมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากอีกด้วย

3.3.3 ผลจากความต้านทานที่ขั้วเบส

เนื่องจากความต้านทานที่ขั้วเบสในทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้น จะทำให้เกิดการเพี้ยนของสัญญาณขึ้นที่เอาต์พุตของวงจรที่น่าเสนาอ ใช้ความสัมพันธ์ในรูปของทรานส์ลิเนียร์

$$\ln\left(\frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}I_{C4}}\right) = \frac{r_b}{\beta}(I_{C4} + I_{C3} - I_{C2} - I_{C1}) \quad (3.18)$$

โดยที่ r_b คือความต้านทานที่ขั้วเบสโดยถือว่าเท่ากันทุกตัว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยข้อจำกัดทางคณิตศาสตร์ทำให้สมการดังกล่าวไม่สามารถที่จะจัดให้อยู่ในรูปของกระแสอินพุทกับเอาต์พุทได้ ทำได้แต่การวิเคราะห์ทางตัวเลขเท่านั้นซึ่งไม่ตรงกับจุดประสงค์ที่ต้องการวิเคราะห์โดยสัญลักษณ์ อย่างไรก็ตามจากสมการที่ (3.18) จะเห็นได้ชัดว่าความต้านทานที่เบสเป็นความไม่เป็นอุดมคติอย่างหนึ่งที่ทำให้วงจรสูญเสียความเป็นเชิงเส้นไป ซึ่งทำให้เราสมควรต้องเลือกใช้เทคโนโลยีที่มีค่าความต้านทานที่เบสของทรานซิสเตอร์ต่ำๆ เนื่องจากทำให้วงจรสูญเสียคุณสมบัติทรานส์ลิเนียร์ไป

3.4 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส

ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียที่น่าเสนอจะพิจารณาผลจากอัตราขยายกระแส (β) ของไบโพลาร์เท่านั้น โดยละเลยผลผลจากเบสวิตช์มอดูเลชัน ตลอดจนความต้านทานที่ขั้วเบส และเนื่องจากถ้าพิจารณาผลดังกล่าวร่วมด้วยซึ่งทำได้โดยการแทนแบบจำลองที่ความถี่สูงของไบโพลาร์เข้าไปแล้วจะทำให้วงจรมีความยุ่งยากอย่างมากในการวิเคราะห์

จากสมการที่ (3.4) นั้นได้ละเลยผลของอัตราขยายกระแส (β) โดยสมมุติให้มีค่าเป็นอนันต์ซึ่งจะละเลยไม่ได้ในทางปฏิบัติ จากผลดังกล่าวสามารถทำให้โพลหลัก(ความถี่ตัดของวงจร)นั้นแตกต่างจากค่าที่ได้จากสมการที่ (3.4) ดังนั้นถ้าพิจารณาผลจากอัตราขยายกระแส (β) ด้วยแล้วจากวงจรรูปที่ 3.1 จะได้ว่า

$$I_{C1} = I_{C4} = \beta \cdot \frac{(\beta - 1)}{\beta^2 + \beta + 2} \cdot I_O \quad (3.19)$$

$$I_{C3} = I_{C2} = \beta \cdot \frac{(\beta + 1)}{\beta^2 + \beta + 2} \cdot I_O \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.19) และ (3.20) จะสังเกตเห็นว่า I_{C3} จะเท่ากับ I_{C2} และ I_{C1} เท่ากับ I_{C4} เนื่องจากมาจากคุณสมบัติของทรานส์ลิเนียร์ของวงจรถัดกล่าวนั้นเอง เนื่องจากผลของ β ในทางปฏิบัตินั้นทำให้อัตราขยายที่ไฟตรงไม่เท่ากับ 1 ดังสมการที่ (3.8) และ (3.11) ซึ่งการปรับค่า K (เพิ่มขึ้น) จะช่วยให้อัตราขยายกลับมามีค่าเท่ากับ 1 อีกครั้ง แต่การกระทำดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

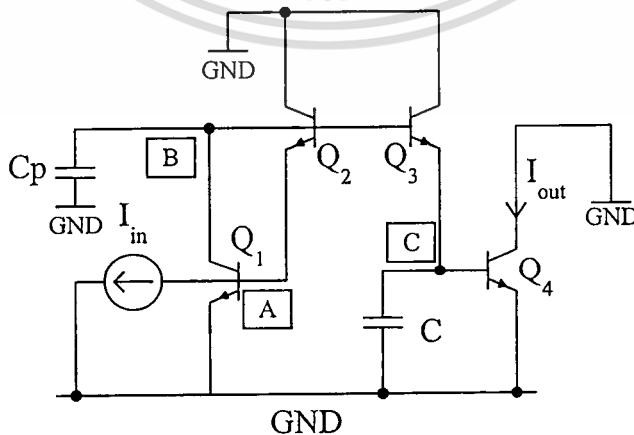
เปลี่ยนตำแหน่งของโพลในวงจรด้วย ดังนั้นถ้าพิจารณาผลจากค่า K เพิ่มเข้าไปในวงจรจะได้สมการที่คล้ายกับสมการที่ (3.19) , (3.20) คือ

$$I_{C3,2} = \beta \cdot \frac{(\beta + K)}{\beta^2 + \beta + 2} \cdot I_o \quad (3.21)$$

$$I_{C1,4} = \beta \cdot \frac{(\beta \cdot K + K - 2)}{\beta^2 + \beta + 2} \cdot I_o \quad (3.22)$$

นอกจากผลของ β และ K ที่กล่าวมาข้างต้นแล้วยังมีผลที่เกิดจากความเก็บประจุที่เกิดจากทรานซิสเตอร์ โดยความเก็บประจุที่เกิดขึ้นจะทำให้เกิดโพล-ซีโรอื่นๆ ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ เพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้นจะพิจารณาโนดที่มีความต้านทานที่เห็นจาก โนดดังกล่าวสูงที่สุดและแทนตัวเก็บประจุสมมูลที่เป็นผลรวมของตัวเก็บประจุของทรานซิสเตอร์เข้าไปที่โนดดังกล่าว

จากวงจรในรูปที่ 3.2 จะพบว่าโนด B คือตำแหน่งที่เหมาะสมสำหรับโพลรอง(เนื่องจากค่าความต้านทานที่ไฟตรงมีค่าประมาณ r_e ในขณะที่โนด A ประมาณ r_e/β) ซึ่ง r_e และ r_e/β เป็นความต้านทานขาเข้าของสัญญาณขนาดเล็กที่มองที่ขั้วเบสและอิมิตเตอร์ตามลำดับดังนั้นความเก็บประจุสมมูลที่ประพุดิตัวเป็นโพลรองจะอยู่ที่โนดดังกล่าวซึ่งประมาณได้ว่าเป็นผลรวมของความเก็บประจุที่ขั้วเบส-อิมิตเตอร์และเบสเทียบกับกราวด์โดยจะแทนด้วย C_p อนึ่งการประมาณแบบนี้อาจจะไม่ถูกต้องทีเดียว เนื่องจากโนดที่มีความต้านทานสูงกว่าไม่จำเป็นต้องเป็นโนดที่



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานใน

โหมดกระแส ที่ต่อตัวเก็บประจุ C_p ที่โนด B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดตำแหน่งโพลหลักเพราะถ้าค่าความเก็บประจุ (capacitance) ที่โหนดนั้นมีค่าน้อยกว่าอีกโหนดหนึ่งหลายๆ ก็จะทำให้การประมาณดังกล่าวลดความถูกต้องลงได้โดยเฉพาะผลจาก Miller แต่จุดประสงค์หลักของการวิเคราะห์ในหัวข้อนี้ไม่ได้สนใจค่าที่ถูกต้องของโพลที่เกิดขึ้นภายในวงจร แต่มุ่งประเด็นไปที่พฤติกรรมหรือการเปลี่ยนแปลงของค่าดังกล่าวว่ามีการเปลี่ยนแปลงเป็นแบบใดและทิศทางไหนเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ทั้งสอง (β กับ K) จากวงจรรูปที่ 3.2 ใช้สมการที่ (3.21), (3.22) ร่วมกับการวิเคราะห์วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของอินทิเกรเตอร์โดยวิธีโหนดและใช้ KCL (Kirchhoff Current Law) ที่โหนด A, B และ C จะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่าง I_{out} กับ I_{in} ดังนี้

$$T(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{A_0}{1 + \gamma s + \alpha s^2} \quad (3.23)$$

ซึ่งเป็นผลตอบสนองอันดับสองโดยที่ γ และ α เป็นสัมประสิทธิ์ของตัวแปรเชิงซ้อน (Complex Variable), s อันดับ 2 และ 3 ตามลำดับ (เนื่องจาก γ และ α มีสมการที่ยาวมาก) และ A_0 เป็นอัตราขยายที่ไฟตรง ซึ่งมีค่าประมาณ

$$A_0 \approx \frac{\left[\left(1 + \frac{I}{\beta} \right) \cdot K \right]}{\left[1 + \frac{(K+1)}{\beta} \right]} \quad (3.24)$$

ข้อสังเกตถ้ากำหนดให้ $K=1$, A_0 จะมีค่าน้อยกว่า 1 และเนื่องจากไม่สามารถแยกโพลหลักและโพลรองได้ด้วยวิธีการปกติดังนั้นจากสมการที่ (3.23) ถ้าสมมุติว่าโพลหลักและโพลรองอยู่ห่างจากกันมากสามารถใช้การประมาณ [48] สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนที่มี 2 โพลที่เป็นจำนวนจริงได้โดย (โพลหลัก) $\omega_d \approx 1/\gamma$ และ (โพลรอง) $\omega_{nd} \approx \gamma/\alpha$ ดังนั้นหลังจากตัดเทอมที่มีค่าน้อยออกจะได้สมการที่เป็นค่าประมาณของโพลดังนี้

$$\omega_d \approx \frac{\left(\left[\frac{3}{\beta} \cdot K \right] + \left(\frac{2}{\beta} + 1 \right) \right) \cdot gm}{\left[\left(\left[\frac{1}{\beta} \right] \cdot K + \left(\frac{2}{\beta} + 1 \right) \right) \cdot C + \left(\frac{4}{\beta^2} \cdot K + \frac{4}{\beta} \right) \cdot C_p \right]} \quad (3.25)$$

$$\omega_{nd} \approx gm \cdot \left[\frac{\left(\frac{4}{\beta} \cdot K + 1 + \frac{2}{\beta} \right)}{\left[1 + 2 \cdot \frac{(K+1)}{\beta} \right] \cdot C} + \frac{\left[\frac{1}{\beta} \cdot K^2 + \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \cdot K - \frac{1}{\beta} \right]}{C_p \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{(K+1)}{\beta} \right]} \right] \quad (3.26)$$

จะเห็นได้ว่าทั้ง ω_d และ ω_{nd} เป็นฟังก์ชันของ K และ β เท่านั้นถ้ากำหนดให้ $K=1, \beta =$ อนันต์ และสมมติว่า $C \gg C_p$ จะได้ว่าโพลหลักและโพลรองจะมีค่าประมาณ gm/C และ gm/C_p ตามลำดับ ถ้ากำหนดให้อัตราขยายกระแส (β) เป็นค่าคงที่(พิจารณาในทางปฏิบัติ) ดังนั้นตัวแปรที่มีผลทำให้โพลทั้งสองเปลี่ยนตำแหน่งไปก็คือค่า K ซึ่งสามารถหาค่าความไวของโพลทั้งสองได้ดังนี้ [49]

$$Q_K^{p_i} = - \lim_{s \rightarrow p_i} \left[\frac{K \frac{\partial D(s, K)}{\partial K}}{\frac{\partial D(s, K)}{\partial s}} \right] \quad (3.27)$$

จากสมการที่(3.27)เทอมที่อยู่ข้างบนนั้นหลังจากหาอนุพันธ์เทียบกับ K แล้วแทน $K=1$ และ $s = -\omega_{d0}, -\omega_{nd0}$ โดยที่ ω_{d0} และ ω_{nd0} คือความถี่ที่แทน $K=1$ และ $\beta =$ อัตราขยายกระแสในทรานซิสเตอร์เข้าไปในสมการที่ (3.25) และ (3.26) ซึ่งมีค่าประมาณ

$$\omega_{d0} \approx gm \left(\frac{1}{\beta^2} + \frac{1}{\beta} + 1 \right) \frac{1}{[C + C_p]} \quad (3.28)$$

$$\omega_{nd0} \approx gm \frac{\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_P} \right)}{\left(1 + \frac{2}{\beta} \right)} \quad (3.29)$$

สำหรับสมการที่ (3.29) ก็ทำเช่นเดียวกันกับสมการที่ (3.28) หลังจากตัดเทอมที่มีค่าน้อยออกไปแล้วประมาณได้ดังสมการที่ (3.30) และ (3.31)

$$Q_K^{P_d} \approx g_m \cdot \left[\frac{\frac{3}{\beta^4} C^2 + \frac{2}{\beta^4} C \cdot C_P + \frac{1}{\beta^3} C_P^2}{\left(\frac{1}{\beta^3} C^2 + \left(\frac{-2}{\beta^4} \right) C C_P + \frac{1}{\beta^3} C_P^2 \right) (C + C_P) \left(1 + \frac{3}{\beta} \right)} \right] \quad (3.30)$$

$$Q_K^{P_{nd}} \approx g_m \cdot \left(\frac{\frac{2}{\beta} C_P + \left(1 + \frac{7}{\beta} \right) C}{C \cdot C_P \left(1 + \frac{5}{\beta} \right)} \right) \quad (3.31)$$

และตำแหน่งต่อไปของโพลหลักและโพลรองสามารถหาได้จาก [49] ตามสมการ

$$p_1 \approx p_o + Q_K^{P_o} \cdot \frac{dK}{K} \quad (3.32)$$

และจากการวิเคราะห์วงจรรูปที่ 3.2 ด้วยวิธีโนด กำหนดให้ $K=1$ และสมมุติให้ r_π และกระแสไฟตรง I_C เท่ากันทุกตัว (ละเลยผลจาก K และ กระแสที่ไม่เท่ากันของไบโพลาร์ในแต่ละตัว) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรที่มีเทอมของเศษประกอบด้วยซีโร 3 ตัวที่เกิดจาก Q_2 , Q_3 และ Q_4 โดยซีโรที่อยู่ด้านขวานั้นเกิดจาก Q_3 และด้านซ้ายเกิดจาก Q_2 และ Q_4 สำหรับเทอมของส่วน (denominator) เป็นสมการอันดับสาม (third-order) ที่ประกอบด้วยเทอมของโพลที่เป็นจำนวนจริง ซึ่งเป็นโพลหลักและเทอมที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน (pole-pair) ซึ่งจากฟังก์ชันถ่ายโอน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$T(s) = N(s)/D(s)$ โดยเทอมของเศษ (nominator: $N(s)$) สามารถประมาณสมการได้ดังนี้ (ภาคผนวก ข)

$$\left[1 + sC_5 \frac{r\pi}{(1 + g_m r\pi)} \right] \left[1 + sC_1 \frac{r\pi}{(1 - g_m r\pi)} \right] \left[1 + s \frac{C_\mu}{g_m} \right] \quad (3.33)$$

และเทอมส่วน (denominator: $D(s)$) สามารถประมาณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & 1 + s \left[\frac{-2}{(r_\pi g_m^2)} C_1 - \frac{1}{g_m} C_5 - \frac{-1}{g_m} C_{T2} - \frac{-1}{(r_\pi g_m^2)} C_{T1} - \frac{-1}{g_m} C_{T3} \right] \\ & + s^2 \left[\left(\frac{2}{(r_\pi g_m^3)} C_{T3} - \frac{1}{g_m^2} C_5 - \frac{-1}{g_m^2} C_{T2} \right) C_{T1} + \left(\frac{-2}{(r_\pi g_m^3)} C_1 - \frac{-1}{g_m^2} C_{T2} \right) C_{T3} - \frac{1}{g_m^2} C_1^2 - \frac{1}{g_m^2} C_5^2 \right] \\ & + s^3 \left[\frac{-C_{T1} C_5^2 - C_1^2 C_{T3} + C_{T1} C_{T2} C_{T3}}{g_m^3} \right] \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(3.34)$$

แต่วิธีการดังกล่าวไม่สะดวกและยุ่งยากที่จะวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตำแหน่งโพลหลัก และ โพลรองถึงแม้ว่าผลการวิเคราะห์จะใกล้เคียงความจริงมากกว่าวิธีการที่นำเสนอข้างต้นก็ตาม

บทที่ 4

การออกแบบวงจรกรองความถี่

4.1 บทนำ

เพื่อที่จะทดสอบคุณสมบัติของอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่มีการสูญเสียในโหมดกระแสที่นำเสนอข้างนั้นจึงได้ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแบบต่างๆโดยใช้อินทิเกรเตอร์ดังกล่าว ในหัวข้อที่ 4.2 จะใช้อินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอสร้างเป็นทูแพร์ จากนั้นจะแสดงทูแพร์ที่สร้างจากอินทิเกรเตอร์ดังกล่าวโดยจะแสดงโครงสร้างแบบสมดุลหรือแบบสมมาตร (fully balance structure) แทนที่จะเป็นแบบด้านออกเดี่ยว (single-ended structure) นอกจากนี้เพื่อให้คุณสมบัติทางทางไฟตรงไม่เปลี่ยนไปจนอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนที่เป็นสัญญาณร่วมเข้ามาในวงจร จึงได้เพิ่มวงจรส่วนกำจัดสัญญาณร่วมเข้าไปเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนดังกล่าว ในหัวข้อที่ 4.3 จะนำทูแพร์ที่ได้มาสร้างเป็นวงจรกรองไบควอดราติกที่มีความถี่โพล f_p เท่ากับ 1 MHz และมีค่าตัวประกอบคุณภาพหรือ Q_p เท่ากับ 0.707 , วงจรกรองความถี่ผ่านที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น (เฟสมีความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 0.05°) (0.05° equiripple linear phase) ความถี่ตัดเท่ากับ 50 MHz และวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยมีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 10.7 MHz

4.2 การออกแบบทูแพร์ในโหมดกระแส

จากกราฟการไหลของสัญญาณ (signal flow graph) สำหรับทูแพร์อันดับที่หนึ่งและสองที่แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.6 นั้นสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรรวมในระดับทรานซิสเตอร์ดังแสดงให้เห็นในภาพที่ 4.1 ซึ่งเป็นรูปแบบของโครงสร้างสมมาตร (fully-balanced) โดยวงจรที่อยู่ภายในเส้นประนั้นเป็นอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแสที่นำเสนอซึ่งเป็นส่วนที่ขึ้นกับความถี่ และเนื่องจากวงจรไม่ได้ใช้ current duplicator ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรสะท้อนกระแสทำการคัดลอกกระแสแต่ละเอาต์พุต i_{b1} , i_{b2} ออกเป็น 2 ชุด ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (2.16) และ (2.17) วงจรในรูปที่ 4.1 สามารถเขียนสมการอธิบายได้ดังนี้

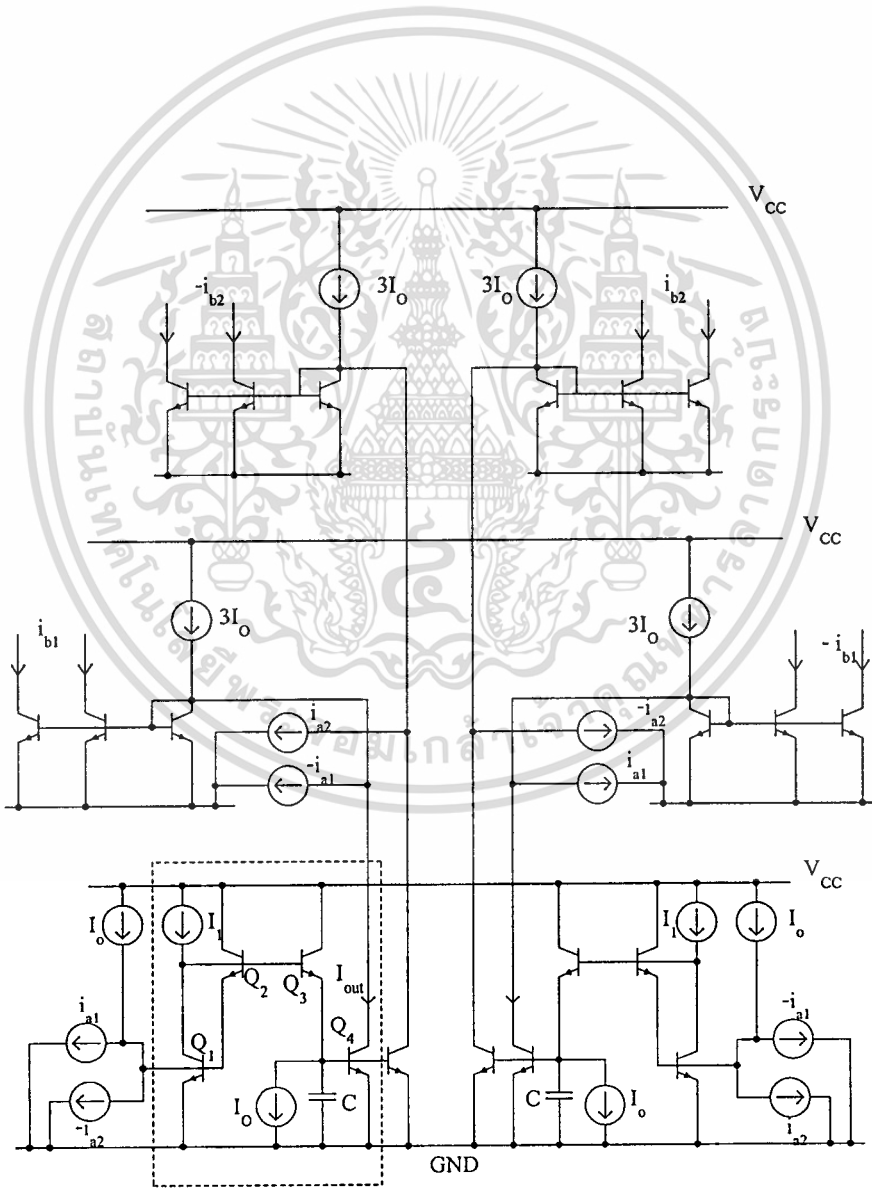
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{b1} = i_{a1} - H(s)(i_{a1} - i_{a2}) \tag{4.1}$$

$$-i_{b1} = i_{a1} - H(s)(i_{a1} - i_{a2}) \tag{4.2}$$

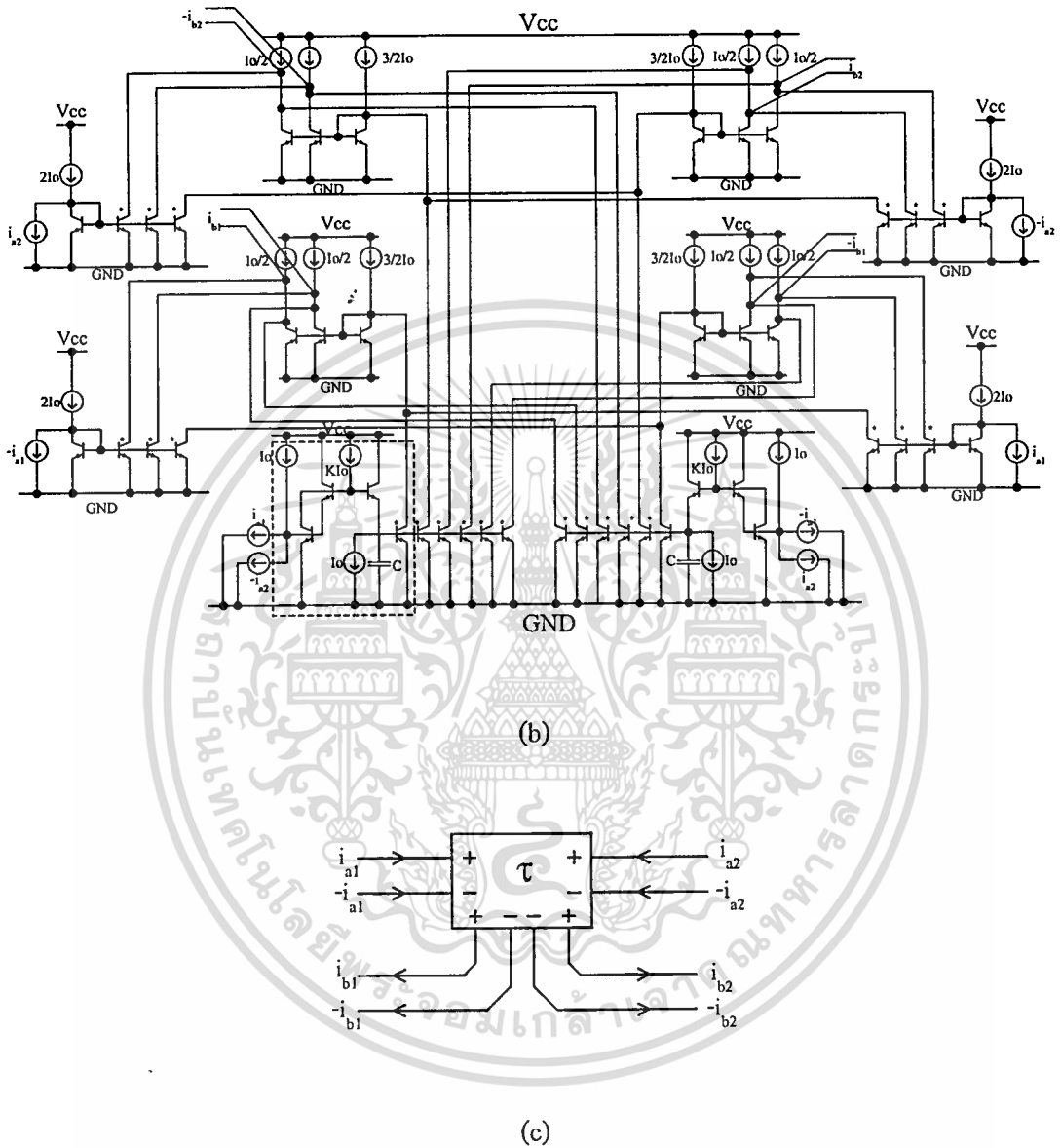
$$i_{b2} = i_{a2} + H(s)(i_{a1} - i_{a2}) \tag{4.3}$$

$$-i_{b2} = i_{a2} + H(s)(i_{a1} - i_{a2}) \tag{4.4}$$



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 แสดงทูแพร์ที่ใช้โครงสร้างแบบสมมาตร(a)-(b) และสัญลักษณ์(c)

สำหรับวงจรในรูปที่ 4.1(b) นั้นได้ทำการเพิ่มวงจรกำจัดสัญญาณร่วมเข้าไป ซึ่งจะขอเรียกว่า "Common Mode Feedforward" เนื่องจากสัญญาณร่วมที่เข้ามาที่อินพุทจะไม่สามารถปรากฏที่เอาต์พุทได้เลย (i_{b1} หรือ i_{b2}) ซึ่งการกำจัดสัญญาณจะถูกกระทำภายในวงจรเอง นอกจากนี้สัญญาณโหมคร่วมได้แก่ ค่าความเพี้ยนอันดับสองและแรงดันไฟตรงที่เกิดจากค่าความเพี้ยนดังกล่าว ในอุดมคตินั้นจะถูกกำจัดออกหมดซึ่งจะสังเกตเห็นว่าแรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นนั้นจะทำให้จุดทำงาน

เอกลอกรณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรเปลี่ยนไปจากเดิมซึ่งอาจจะเลวร้ายถึงขั้นทำให้ทรานซิสเตอร์เข้าสู่ย่านการทำงานอิ่มตัวได้ สำหรับเครื่องหมายดอกจัน (*) ที่ไบโพลาร์ในแต่ละตัวนั้นจะแทนไบโพลาร์ที่ใช้พื้นที่อิมิตเตอร์เป็นครึ่งหนึ่ง และจากวงจรในรูปที่ 4.1 ซึ่งใช้โครงสร้างแบบสมมาตรจะเห็นว่าฮาร์โมนิกเลขคู่จะถูกกำจัดออกหมดถ้าวงจรทั้งสองข้างเหมือนกันทุกประการ (match) ผลก็คือจะทำให้ค่าความเพี้ยนรวมเชิงฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion: THD) ลดลงอย่างมาก และจะทำให้ค่าพิสัยพลวัตอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: S/N) และการกำจัดสัญญาณรบกวนที่แหล่งจ่ายกำลัง (Power Supply Rejection Ratio: PSRR) มีค่าสูงตามไปด้วย นอกจากนี้โครงสร้างดังกล่าวยังสามารถกำจัดสัญญาณโหมคร่วมอาทิการแทรกสอดที่เกิดจากส่วนดิจิทัลในวงจรรวมแบบผสม (mixed analog/digital) อย่างไรก็ตามวงจรที่ใช้โครงสร้างแบบสมมาตรจะใช้เนื้อที่ชิพที่มากกว่าเกือบเป็นสองเท่าของแบบด้านนอกเดี่ยวและกำลังสูญเสียที่เพิ่มตามจำนวนอุปกรณ์ที่เพิ่มขึ้น

4.3 การออกแบบวงจรกรองไบควอดราติกในโหมคระแส

ในหัวข้อนี้จะแสดงการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไบควอดราติก ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

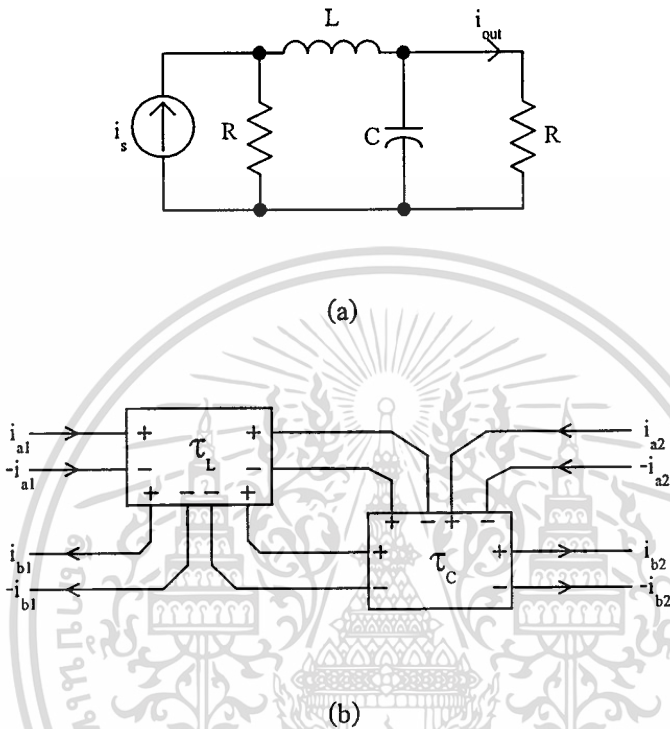
$$H(s) = \frac{A_{LP} \omega_p^2}{s^2 + (\omega_p / Q_p) s + \omega_p^2} \quad (4.5)$$

โดยความถี่ $f_p = 50$ kHz และ $Q_p = 0.707$ จากการคำนวณในภาคผนวก(ง) จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเท่ากับ 1.17 mH และ 17.31 nF ตามลำดับ และค่าตัวเก็บประจุในระดับทรานซิสเตอร์สำหรับทูเพอร์มีค่าเท่ากับ 86.57 nF ซึ่งมีค่าเท่ากันทั้งทูเพอร์สำหรับตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ โดยวงจรกรองต้นแบบดังแสดงในรูปที่ 4.2 ข้อสังเกตจากภาคผนวก (ง) แสดงให้เห็นว่าค่า Q สูงสุดที่ทำให้สำหรับวงจรกรองไบควอดที่ใช้เวฟแอกทีฟคือ 0.707 ดังนั้นจาก [50] ถ้ากำหนดให้เทอมส่วนของสมการที่ 4.5 เท่ากับศูนย์จะได้ว่ารากของสมการซึ่งเป็นโพลในระนาบ s เมื่อเขียนในรูปแบบเชิงขั้ว (polar-form) จะมีมุมเมื่อเทียบกับแกนอนที่เป็นจำนวนจริงลบเท่ากับ 45 องศา ซึ่งเป็นผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับสองนั่นเอง

จากวงจรจะเห็นว่าการคาดกันของแต่ละทูเพอร์ที่จำลองการทำงานของตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุนั้นสามารถที่จะทำได้ง่าย ๆ โดยการเชื่อมต่อคลื่นตกกระทบของพอร์ตหนึ่งกับคลื่นสะท้อน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของอีกพอร์ตหนึ่งในบล็อกต่อไป แต่ละทูแพร์ในรูปที่ 4.2 (b) นั้นจะได้จากวงจรในรูปที่ 4.1(a) และเป็นที่น่าสังเกตว่าทูแพร์ที่ใช้โครงสร้างแบบสมมาตรนั้นไม่จำเป็นที่จะต้องใช้อินเวอร์เตอร์ (ดูตารางที่ 2.1) เนื่องจากโครงสร้างดังกล่าวมีสัญญาณที่กลับเฟสภายในตัวเองอยู่แล้ว



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรกรองต้นแบบไบควอดและวงจรเวฟแอกทีฟในโหมดกระแส

สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองไบควอดนั้นเพื่อความสะดวกและลดความยุ่งยาก จะขอละเลยผลของเบสวิตช์ที่มอดูเลชัน อัตราขยายกระแส ผลของความต้านทานปรสิตที่ขั้วเบส, และคอลเล็กเตอร์ โดยจะพิจารณาเฉพาะผลจากความต้านทานที่ขั้วอิมิตเตอร์เท่านั้น (การรวมผลของพารามิเตอร์ทุกตัวของไบโพลาร์คือ β, r_b, r_c และ V_A เข้าไปทั้งหมด โปรแกรมช่วยวิเคราะห์ MathCAD ไม่สามารถหาคำตอบได้ ซึ่งไม่มีประโยชน์ถ้าไม่สามารถทำให้อยู่ในรูปของสัญลักษณ์) นอกจากนี้วิทยานิพนธ์นี้จะมุ่งประเด็นไปที่ความพยายามจะชี้ให้เห็นว่าเมื่ออัตราขยายที่ไฟตรงหรือดีซี, ความถี่โพลหรือตัวประกอบคุณภาพมีการเปลี่ยนแปลงไปโดยเกิดจากผลของความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์แอกทีฟ (ในที่นี้คือไบโพลาร์) ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าการปรับกระแสควบคุม KI_0 จะสามารถชดเชยผลดังกล่าวได้ จากวงจรในรูปที่ 4.1 ถ้าเปลี่ยนทูแพร์ที่จำลองตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็น Π -เมตริกซ์ (chain-matrix) จากนั้นคุณสมบัติทั้งสองเข้าด้วยกันและเปลี่ยนผลลัพธ์ที่ได้เป็นเอส-เมตริกซ์ จะได้ค่าความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพดังสมการ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{i_{out}}{i_s} = \frac{i_{b2}}{i_{a1}} = \frac{A_{LP}\omega_p^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_p}{Q_p}\right)s + \omega_p^2} \quad (4.6)$$

$$DCgain = A_{LP} = 1 \quad (4.7)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt{\tau_c\tau_L}} \quad (4.8)$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{2}\tau_c\tau_L}{\tau_c + \tau_L} \quad (4.9)$$

เมื่อ

$$\tau_c = 2RC = (V_T / I_O)C_{two-pair}$$

และ

$$\tau_L = L / 2R = (V_T / I_O)C_{two-pair}$$

4.3.1 การวิเคราะห์ผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองใบบรอด

สมการที่ (4.7)-(4.9) เป็นสมการในอุดมคติที่ไม่เป็นจริงในทางปฏิบัติเนื่องจากไม่ได้คิดผลของความไม่เป็นอุดมคติของไบโพลาร์ และเมื่อทำการใส่พารามิเตอร์ของไบโพลาร์บางตัวเข้าไปในที่นี้จะเลือก r_{ex} ซึ่งเป็นความต้านทานปรสิตที่ขั้วอิมิตเตอร์ จากนั้นพิจารณาที่อินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียในเส้นประรูปที่ 4.1 จะได้สมการดังนี้

$$I_{C2} = I_{C3} = I_O \quad (4.10)$$

$$I_{C1} = KI_O \quad (4.11)$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C4}}{KI_O}\right) - KI_O r_e + I_{C4} r_e = 0 \quad (4.12)$$

ใช้การประมาณเมื่อ x เข้าใกล้ 1 $\ln(x) \cong x - 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$I_{C4} \cong KI_O \quad (4.13)$$

ใช้สมการที่ (4.10) - (4.13) จะได้สมการของอินทิเกรเตอร์ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}}(s) = \frac{k}{1 + s\tau'} \quad (4.14)$$

โดย

$$k = \frac{I + g_m r_{ex}}{1 + \frac{g_m r_{ex}}{K}} \quad (4.15)$$

และ

$$\tau' = \left(\frac{V_T}{I_O} + r_{ex} \right) C_{two-pair} \quad (4.16)$$

ใช้สมการที่ (4.10) - (4.16) และทำทำนองเดียวกันกับสมการที่ (4.7) - (4.9) จะได้

$$DCgain_{-rex} = \frac{k^2}{-2k + 2 + k^2} \quad (4.17)$$

$$\omega_{p_{-rex}} = \frac{\sqrt{k^2 - k + 1}}{\sqrt{2}\sqrt{\tau'_C \tau'_L}} \quad (4.18)$$

$$Q_{p_{-re}} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{\tau'_C \tau'_L} \sqrt{k^2 - 2k + 2}}{\sqrt{-2(\tau'_C + \tau'_L) + k(\tau'_C + \tau'_L)}} \quad (4.19)$$

เมื่อ

$$\tau_{L,C}' = \left(\frac{V_T}{I_O} + r_{ex} \right) C_{two-pair(L,C)}$$

จากสมการที่ (4.17) - (4.19) จะสังเกตว่าผลของ r_{ex} จะทำให้อัตราขยายที่โฟตรง ค่าความถี่ โพลและตัวประกอบคุณภาพเปลี่ยนแปลงไปจากสมการที่ (4.7) ถึงสมการที่ (4.9) นอกจากนี้การวิเคราะห์ดังกล่าวนี้ได้อะไรผลของตัวเก็บประจุปรสิต (C_{μ}, C_{π}) ซึ่งจะทำให้สมการที่ (4.14) มีอันดับ 2 หรือสูงกว่า โดยจะทำให้เกิดโพลรองที่ความถี่สูง ๆ และจากสมการที่ (4.19) จะสังเกตเห็นว่าการปรับกระแส KI_0 ของอินทิเกรเตอร์นั้นอาจจะสามารถชดเชยผลของความเก็บประจุดังกล่าวได้

4.4 การออกแบบวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น (0.05° Equiripple Linear Phase Filter)

วงจรกรองที่ใช้การประมาณแบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) และเชบีเชฟ (Chebychev) มีผลตอบสนองเชิงขนาดที่ดี (ค่า Q ปานกลางและสูงตามลำดับ) แต่ผลตอบสนองชั่วขณะเช่นผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดและต่ออิมพัลส์ไม่ดีเท่าที่ควร นอกจากนี้การประวิงกลุ่มยังไม่ราบเรียบตลอดแถบผ่านซึ่งมีผลทำให้สัญญาณแถบกว้าง (เช่นสัญญาณสี่เหลี่ยม) ที่ป้อนเข้าไปยังวงจรกรองดังกล่าวเกิดความเพี้ยนขึ้น ตรงกันข้ามกับวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น (ยอมให้มีริปเปิล) จะมีการประวิงกลุ่มที่ประมาณว่าราบเรียบ และเป็นที่ทราบอยู่แล้วว่าวงจรที่ใช้การประมาณแบบมีริปเปิลนั้นจะมีผลตอบสนองเชิงขนาดเข้าใกล้อุดมคติมากกว่าวงจรกรองบัตเตอร์เวิร์ท ดังนั้นถ้าเฟสยอมให้มีริปเปิลได้ก็ควรจะมีคุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรกรองเบสเซล (Bessel) เช่นกัน นอกจากนี้ที่จำนวนอุปกรณ์รีแอคทีฟที่เท่ากันจะทำให้วงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นจะมีผลตอบสนองเชิงขนาดที่ดีกว่า ตลอดจนช่วงของการประวิงกลุ่มที่ประมาณว่าราบเรียบกว้างกว่าวงจรกรองเบสเซล การประยุกต์ใช้งานวงจรกรองแบบนี้คือหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ของคอมพิวเตอร์ (hard-disk drive read channel)

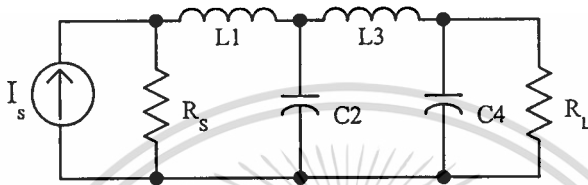
คุณสมบัติของวงจรกรองที่ต้องการดังต่อไปนี้

- 1 ริปเปิลของผลตอบสนองทางเฟสมีค่าเท่ากับ 0.05 องศา
- 2 ความถี่ตัดในแถบผ่านความถี่ (pass band) เท่ากับ 50 MHz
- 3 การลดทอนต่ำสุดที่แถบหยุด (stop band) อย่างน้อยเท่ากับ 45 dB ที่ความถี่ 250 MHz

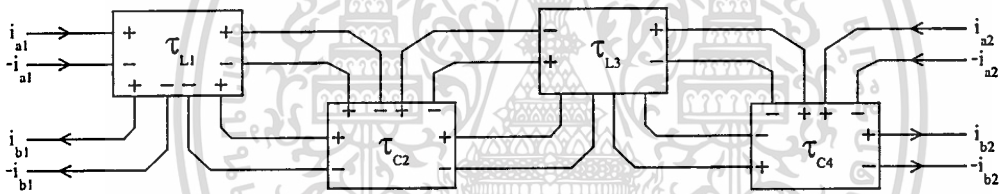
วงจรกรองต้นแบบข้างบนนี้ที่เป็นไปตามคุณสมบัติที่ต้องการได้จากตารางมาตรฐาน [51] หลังจากทำการดีนอร์มัลไลซ์หรือสเกลทั้งความถี่และอิมพีแดนซ์แล้ว จะได้วงจรกรองต้นแบบที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นที่มีความถี่ตัดเท่ากับ 50 MHz ซึ่งถูกแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.3(a) โดย

โหลดและซอร์สมีค่าเท่ากับ 400 โอห์ม ขณะที่รูปที่ 4.3(b) จะแสดงวงจรกรองเวฟแอกทีฟใน โหมดกระแสที่จำลองการทำงานของวงจรกรองต้นแบบดังกล่าว

นอกจากนี้แต่ละทิวแพร์ที่ใช้จำลองวงจรกรองต้นแบบในรูปที่ 4.3(a) จะมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ R เท่ากับ 400 โอห์ม และกระแสไบแอส I_o มีค่าเท่ากับ $65 \mu A$ (จาก $R = V_T / I_o$) ค่าของ อุปกรณ์ต้นแบบและค่าตัวเก็บประจุของแต่ละทิวแพร์ถูกแสดงในตารางที่ 4.1



(a)



(b)

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรกรองต้นแบบและวงจรกรองเวฟแอกทีฟในโหมดกระแสที่จำลองการทำงานของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าของวงจรกรองต้นแบบและเวฟแอกทีฟของวงจรกรองที่ประมาณว่าเฟสเป็นเชิงเส้น ความถี่ตัดเท่ากับ 50 MHz ที่ค่าความต้านทานคุณลักษณะเท่ากับ 400 โอห์ม ($R_s=R_L=400$ โอห์ม)

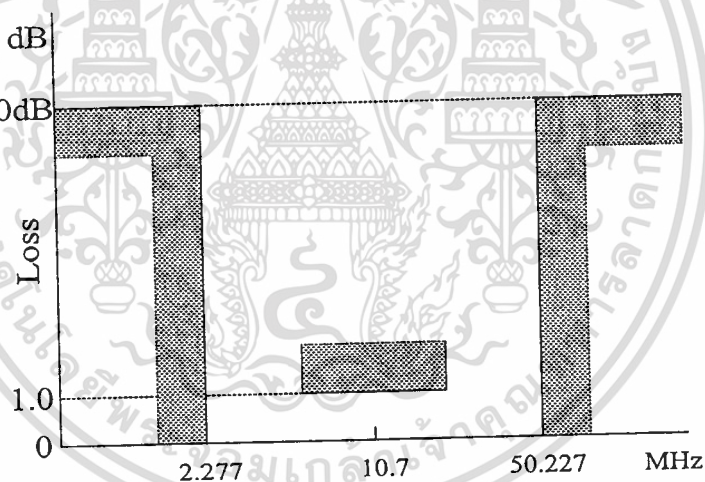
วงจรต้นแบบ (Pototype)		วงจรกรองเวฟแอกทีฟ (Wave Active Filter)		
อุปกรณ์	ค่าของอุปกรณ์	ค่าคงที่เวลาของทิวแพร์		ค่าของตัวเก็บประจุของทิวแพร์
L1	0.428 μH	τ_{L1}	0.535 nS	1.338 pF
C2	6.337 pF	τ_{C2}	1.267 nS	3.168 pF
L3	1.455 μH	τ_{L3}	1.819 nS	4.547 pF
C4	17.87 pF	τ_{C4}	3.574 nS	8.936 pF

4.5 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

ในหัวข้อนี้จะแสดงการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้อินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอโดยมีคุณสมบัติดังนี้

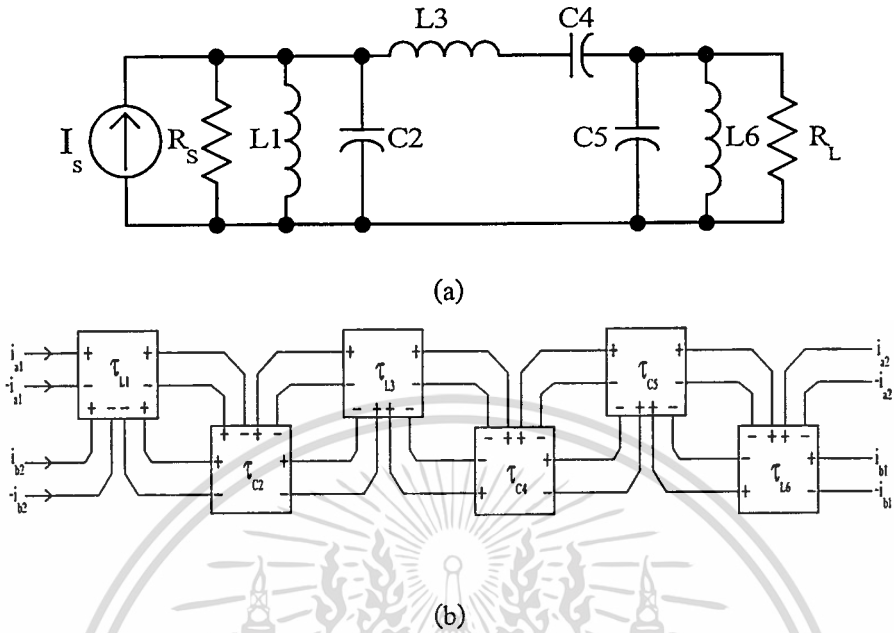
1. ความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ (f_0) 10.7 MHz
2. แบนด์วิดท์ที่ความถี่ตัดเท่ากับ 8 MHz
3. มีการลดทอนอย่างน้อยหรือเท่ากับ (A_s) 50 dB ที่แบนด์วิดท์เท่ากับ 48 MHz
4. ที่แถบผ่านมีริปเปิลเท่ากับ 1 dB (A_p)

จากคุณสมบัติที่ต้องการสามารถแสดงให้เห็นอย่างง่ายดังรูปที่ 4.4 และจากเงื่อนไขดังกล่าวจะทำให้ได้วงจรกรองต้นแบบผ่านแถบความถี่ซึ่งสร้างจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแสดงในรูปที่ 4.5 (a) และรูปที่ 4.5(b) เป็นวงจรกรองเวฟแอกทิฟที่สร้างจากทูแพร์ซึ่งสมมูลกับวงจรในรูปที่ 4.5(a)



รูปที่ 4.4 แสดงกราฟแสดงการลดทอนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz

นอกจากนี้ทูแพร์ที่ใช้จำลองวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 400 โอห์มและกระแสไบแอสมีค่าเท่ากับ $65 \mu A$ ค่าต่างๆของอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองต้นแบบตลอดจนค่าคงที่เวลาและค่าตัวเก็บประจุของทูแพร์สรุปไว้ในตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรกรองต้นแบบและเวฟแอกทีฟที่จำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าของวงจรกรองต้นแบบและเวฟแอกทีฟของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz ที่ค่าความต้านทานคุณลักษณะเท่ากับ 400 โอห์ม

วงจรต้นแบบ (Pototype)		วงจรกรองเวฟแอกทีฟ (Wave Active Filter)		
อุปกรณ์	ค่าของอุปกรณ์	ค่าคงที่เวลาของทูแพร์	ค่าของตัวเก็บประจุของทูแพร์	
L1,L6	2.007 μH	τ_{L1}, τ_{L6}	10.04 nS	25.09 pF
C2,C5	110.2 pF	τ_{C2}, τ_{C5}	22.04 nS	55.1 pF
L3	8.658 μH	τ_{L3}	10.82 nS	27.06 pF
C4	25.55 pF	τ_{C4}	20.44 nS	51.1 pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการจำลองและการวิเคราะห์

5.1 บทนำ

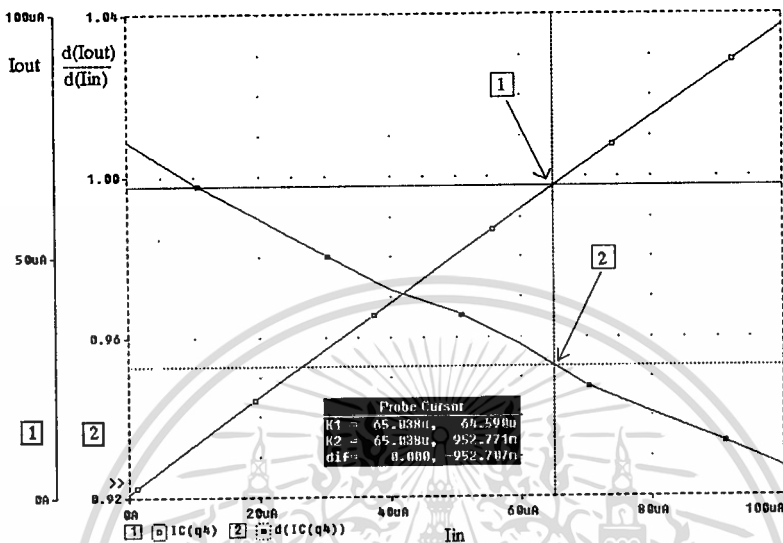
ในหัวข้อนี้จะทำการจำลองการทำงานของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียในโหมดกระแสทั้งการทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กและสัญญาณขนาดใหญ่โดยโปรแกรม PSpice โดยในหัวข้อที่ 5.2 จะวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดใหญ่ ซึ่งหาได้จากค่าความเพี้ยนรวมเชิงฮาร์มอนิก (THD) โดยจะแสดงในรูปแบบของกราฟค่าความเพี้ยนรวมเชิงฮาร์มอนิก จากนั้นจะทำการจำลองและวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแสที่นำเสนอในกรณีที่พารามิเตอร์บางตัวซึ่งในที่นี้คืออัตราขยายกระแส (β) และ K เกิดการเปลี่ยนแปลงไปจะส่งผลกระทบต่อเปลี่ยนแปลงของโพลหลักและโพลรองไปในทิศทางใดซึ่งจะแสดงในหัวข้อที่ 5.3 และในหัวข้อที่ 5.4 จะทำการจำลองผลตอบสนองความถี่ของทูแพร์ที่ภายในประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอทำหน้าที่เป็นส่วนที่ขึ้นกับความถี่ จากนั้นจะจำลองผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไบควอดโดยที่การปรับแต่งค่าตัวประกอบคุณภาพของโพล (Q_p) และความถี่โพล (ω_p) สามารถทำได้ง่าย ๆ โดยการเปลี่ยนค่าคงที่ K ของกระแส KI_0 และสุดท้ายจะเป็นการจำลองผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นที่มีความถี่ตัดเท่ากับ 50 เมกกะเฮิร์ต และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 10.7 เมกกะเฮิร์ต

5.2 ผลการจำลองและการวิเคราะห์อินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่สัญญาณขนาดใหญ่

5.2.1 การจำลองคุณลักษณะถ่ายโอน (Transfer characteristic)

การจำลองอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียในโหมดกระแสและวงจรกรองแบบต่าง ๆ นั้นจะใช้โปรแกรม PSpice ซึ่งแบบจำลองจะใช้เทคโนโลยีไบซีมอส (BiCMOS technology) ที่ทรานซิสเตอร์มีความถี่เอกภาพ (f_T) เท่ากับ 10 จิกะเฮิร์ต [52] โดยในหัวข้อนี้จะจำลองคุณลักษณะ

ถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอมี่มีกระแสไบแอส (I_O) เท่ากับ $65 \mu A$ และ K มีค่าเท่ากับ 1 ผลการจำลองวงจรดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 5.1



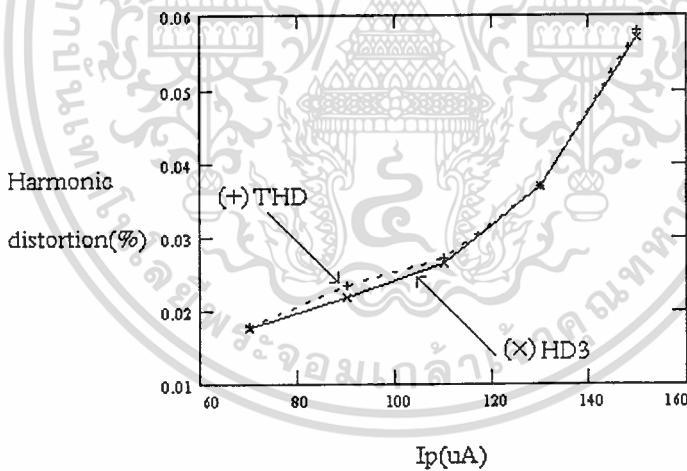
รูปที่ 5.1 แสดงคุณลักษณะถ่ายโอนของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีกระแสเลี้ยงทำงานในโหมดกระแส

จากผลการจำลองลูกศรหมายเลข 1 และ 2 แสดงให้เห็นค่าของกระแส I_{out} และ อนุพันธ์ของ I_{out} เทียบกับ I_{in} $[d(I_{out})/d(I_{in})]$ ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าผลของความไม่เป็นอุดมคติของไบโพลาร์นั้นจะทำให้ความชันของอินทิเกรเตอร์เสียไป (ดูสมการที่ 3.3 ในกรณีอุดมคติ ที่ $K=1$ และตัวเก็บประจุ $C=0$ จะได้ว่า $I_{out} = I_{in}$) ซึ่งสังเกตได้จากกราฟหมายเลข 2 ที่มีค่าไม่คงที่ในแต่ละค่าของ I_{in} นอกจากนี้ลักษณะของกราฟดังกล่าวยังแสดงให้เห็นถึงความไม่ราบเรียบอีกด้วยซึ่งบอกเป็นนัยว่าผลของความไม่เป็นอุดมคติทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตไม่เป็นสมการเชิงเส้นแต่เป็นอนุกรมกำลัง (ดูสมการที่ 6.6)

5.2.2 การหาค่าความเพี้ยนรวมเชิงฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion :THD)

จากวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอซึ่งกำหนดให้กระแสไบแอสมีค่าเท่ากับ $150 \mu A$ ทำการป้อนอินพุตรูปไซน์ซอซต์ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 70, 90 ถึง $150 \mu A$ ตามลำดับ จากนั้นใช้ PSpice จำลองการทำงานของวงจรพร้อมทั้งทำการวัดค่าความเพี้ยนดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งจากผลการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

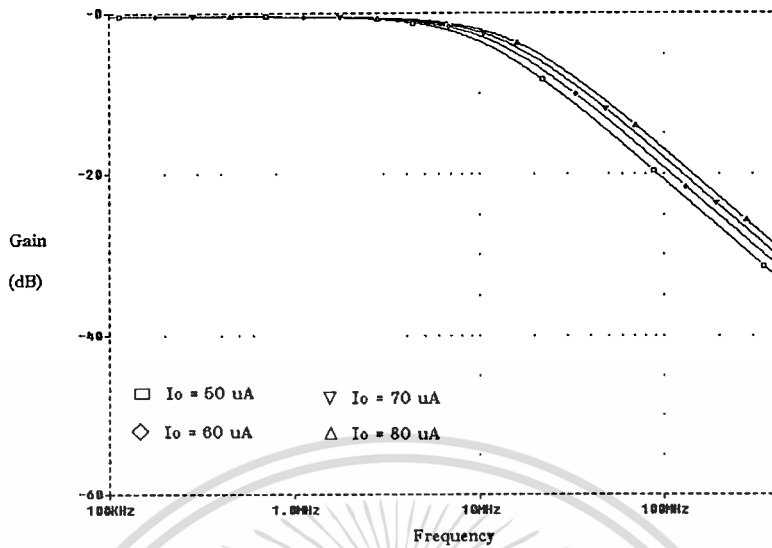
จำลองจะสังเกตเห็นว่าค่าความเพี้ยนอันดับเลขคู่จะถูกกำจัดออกไปเนื่องจากโครงสร้างแบบสมมาตรของอินทิเกรเตอร์ดังกล่าว และค่าความเพี้ยนรวมเชิงฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจะขึ้นกับค่าความเพี้ยนอันดับสามเท่านั้น ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความเพี้ยนอันดับสองที่ถูกกำจัดออกไปแล้วจะพบว่าค่าความเพี้ยนอันดับสามมีค่าน้อยกว่าค่าความเพี้ยนดังกล่าวมาก ดังนั้นวงจรที่มีความสมมาตรจะทำให้ความเป็นเชิงเส้นของวงจรเพิ่มขึ้นนั้นหมายถึงพิสัยพลวัตที่เพิ่มขึ้นเช่นกัน นอกจากนี้ถ้าสังเกตจากกราฟรูปที่ 5.2 จะเห็นว่าค่า THD มีค่าประมาณเท่ากับ 0.058 % สำหรับค่าแอมพลิจูดของอินพุตเท่ากับ $150 \mu\text{A}$ ในขณะที่ถ้าใช้โครงสร้างแบบด้านออกเดี่ยว (single-end structure) ค่า THD จะมีค่าประมาณ 1.35 % ที่แอมพลิจูดของอินพุตค่าเท่ากันและจากการจำลองจะพบว่าค่า THD ที่น้อยกว่า 1 % นั้นจะต้องใช้แอมพลิจูดน้อยกว่า $110 \mu\text{A}$ หรือประมาณ 73 % ของกระแสไบแอส ซึ่งจะเห็นว่ามียาค่าค่อนข้างสูง(นั่นหมายถึงความเป็นเชิงเส้นที่สูงตามไปด้วย)ถึงแม้ว่าจะเป็นโครงสร้างแบบด้านออกเดี่ยวก็ตาม



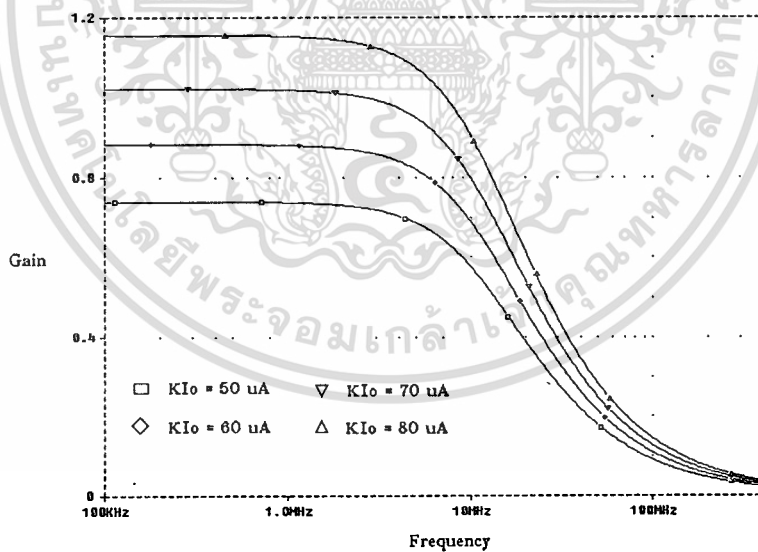
รูปที่ 5.2 แสดงค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกที่อินพุตมีแอมพลิจูดค่าต่างๆ

5.3 การจำลองผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส

ผลการจำลองอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์นั้นค่าความถี่ตัดสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการปรับค่ากระแสไบแอส (I_0) (เปรียบเทียบกับสมการ 3.4) และจากผลการจำลองจะเห็นว่าค่าความถี่ตัดจะเป็นสัดส่วนเดียวกันกับค่ากระแสไบแอส นอกจากนี้อัตราขยายที่ไฟตรงสามารถเปลี่ยนแปลงโดยการเปลี่ยนค่า K เปรียบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานใน โหมดกระแสที่ ความถี่ตัดค่าต่าง โดยตัวเก็บประจุ c มีค่าคงที่เท่ากับ 30 pF และ $K = 1$



รูปที่ 5.4 แสดงผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานใน โหมดกระแส ที่ค่ากระแส KI_o ค่าต่างๆ โดยกระแส I_o คงที่เท่ากับ $65 \mu\text{A}$ และตัวเก็บประจุ c เท่ากับ 30 pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบกับสมการที่ 3.11) ซึ่งจากผลการจำลองรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าค่าของกระแส KI_o ที่ทำให้อัตราขยายกระแสมีค่าเกือบเท่ากับ 1 หรือ 0 dB มีค่าประมาณ 70 mA

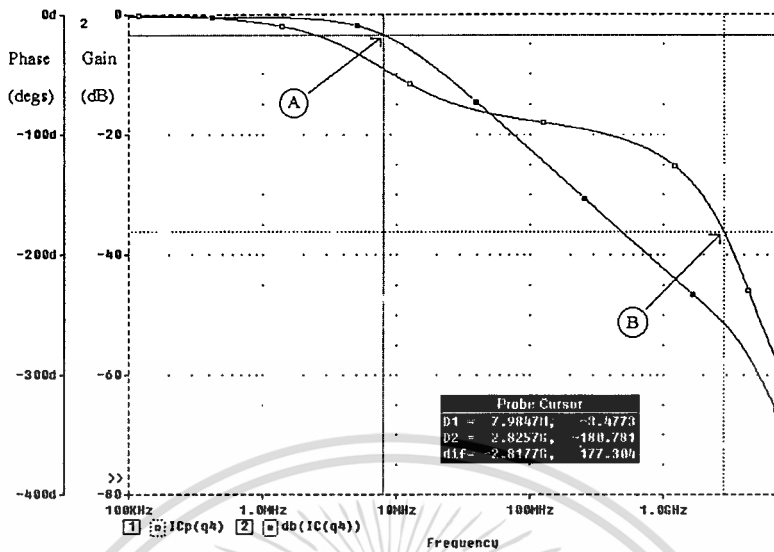
อย่างไรก็ตามจะสังเกตเห็นว่าสมการที่ 3.4 เป็นสมการที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในอุดมคติ ซึ่งได้ละเลยผลของพารามิเตอร์บางตัว อาทิ ความต้านทานที่ขั้วเบส อัตราขยายกระแส β และความต้านทานที่ขั้วอิมิตเตอร์ เป็นต้น นอกจากนี้สมการที่ 3.11 จะพิจารณาผลจากอัตราขยายกระแส β ที่ไม่เป็นอนันต์อย่างเดียว ซึ่งจะต่างจากผลตอบสนองในรูปที่ 5.3 และ 5.4 นั้นจะใช้แบบจำลองจริงที่ใช้เทคโนโลยีไบซีมอส

เพื่อแสดงให้เห็นว่าการประมาณที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.4 สามารถใช้ประมาณวงจรอินทิเกรเตอร์ที่น่าเสนอได้ ดังนั้นจะจำลองผลตอบสนองของวงจรเพื่อยืนยันผลการสรุปดังกล่าวโดยใช้โปรแกรม PSpice จากวงจรในรูปที่ (3.1) ถ้ากำหนดให้ $I_o = 40\mu A, C = 30pF$ ผลการจำลองแสดงในรูปที่ 5.5(ก) คือผลตอบสนองเชิงขนาดของกระแสเอาต์พุตกับอินพุตที่กระแสไบแอสเท่ากับ $40\mu A$ ลูกศร A แสดงค่าของความถี่ตัดหรือโพลหลักของอินทิเกรเตอร์ ขณะที่ลูกศร B แสดงตำแหน่งโดยประมาณของโพลรอง และในรูปที่ 5.5(ข) เป็นผลตอบสนองเชิงเฟสโดยเปลี่ยนกระแส KI_o จาก $40-60\mu A$ (เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของ K เท่ากับ 5% นั้น จะเห็นกราฟความแตกต่างไม่ชัดเจน จึงใช้ค่าที่มากกว่า) จะได้กราฟทั้งหมด 3 เส้นซึ่งจะเห็นว่ากราฟเส้นที่ (1),(2),(3) จะมีค่า K เรียงจากน้อยไปหามากกล่าวคือเป็นเส้นที่มีกระแส KI_o เท่ากับ 40, 50 และ $60\mu A$ ตามลำดับ และที่ความถี่ประมาณ $(g_m / C) / 2\pi \approx 8MHz$ ซึ่งเป็นค่าของโพลหลัก จะเห็นว่าเกือบจะไม่เห็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสเลย ตรงกันข้ามกับเฟสที่ความถี่สูงๆ เข้าใกล้ f_T ของทรานซิสเตอร์ จะมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างมากซึ่งคล้องจองกับการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เพิ่มขึ้นเมื่อค่า K เพิ่มขึ้นนั่นเอง

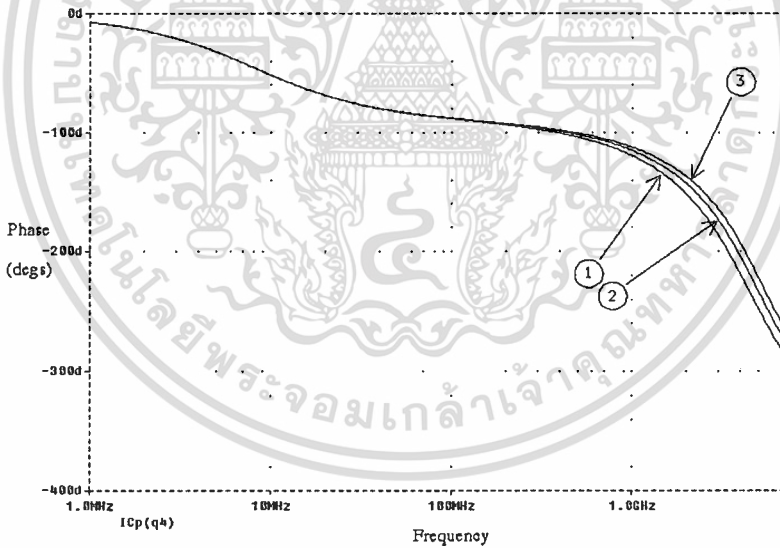
นอกจากนี้เพื่อทดสอบสมการต่างๆ ที่ได้จากแนวความคิดในการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ในหัวข้อที่ 4 ของบทที่ 3 และเปรียบเทียบกับผลการจำลองโดยโปรแกรม PSpice ที่ได้จากรูปที่ 5.5 ดังนั้นจะแสดงการคำนวณทางตัวเลขให้เห็นถึงการเคลื่อนที่ของโพลหลักและโพลรองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ K โดยใช้พารามิเตอร์ของไบโพลาร์และจุดทำงานตามการจำลองในรูปที่ 5.5 ดังค่าต่อไปนี้

$$\beta = 100, g_m = 1.5 \text{ mA/V} \quad C = 30 \text{ pF}$$

$$C_p = 0.1 \text{ pF} \text{ และไบแอสวงจรที่ } I_o = 40 \mu A$$



(ก)



(ข)

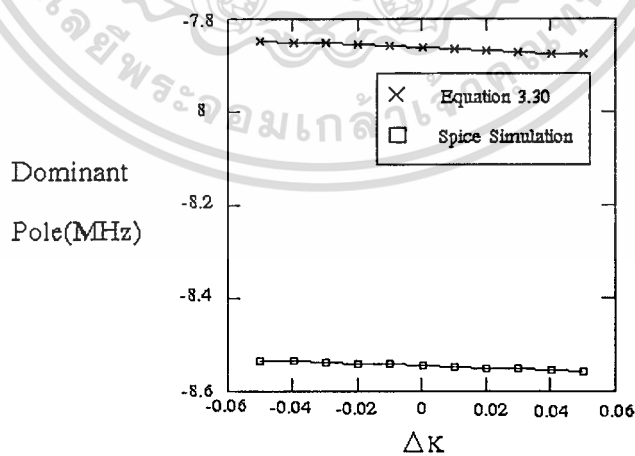
รูปที่ 5.5 แสดง (ก) แสดงกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของอัตราขยายกระแสของวงจรรูปที่ (3.1) กับความถี่ โดยใช้กระแสไบแอสเท่ากับ $40 \mu A$ และ(ข) แสดงกราฟระหว่างเฟส (องศา:แกนตั้ง) กับความถี่เมื่อมีการเปลี่ยนกระแส KI , จาก $40-60 \mu A$ โดยเปลี่ยนครั้งละ $10 \mu A$ เรียงตามลำดับลูกศร (1),(2),(3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่าความถี่ประจุประจุ C_p ได้จากการจำลองโดยโปรแกรม Pspice โดยหาความถี่ที่เฟสเท่ากับ -180 องศา(break frequency) จากนั้นคำนวณกลับเพื่อหาความถี่ประจุ และคำนวณค่าความไวของโพลหลักและโพลรองจากสมการที่ (3.28) และ (3.29)จะได้ -1.605×10^6 และ -1.57×10^{10} ตามลำดับจากค่าความไวที่ได้แสดงให้เห็นว่าความไวต่อการเปลี่ยนค่า K ของโพลรองจะมีค่ามากกว่าโพลหลักมาก และเนื่องจากจำเป็นอย่างยิ่งจะต้องทราบทิศทาง การเคลื่อนที่ของทั้งโพลหลักและโพลรอง ดังนั้นการทำนายตำแหน่งต่อไปของทั้งโพลหลักและโพลรองเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง โดยเฉพาะโพลรองถ้ามีทิศทางเข้าหาโพลหลัก (เนื่องจากมีค่าความไวสูงกว่าโพลหลักมาก) ในขณะที่ค่า K เพิ่มขึ้นจะส่งผลกระทบต่อผลตอบสนองของวงจรมาก เนื่องจากในอุดมคติแล้ววงจรเป็นอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสีย (lossy integrator) ซึ่งมีโพลเพียงตัวเดียวเท่านั้น จากทั้งหมดที่กล่าวมาสามารถทำนายตำแหน่งต่อไปของโพลหลักและโพลรองได้ตามสมการ

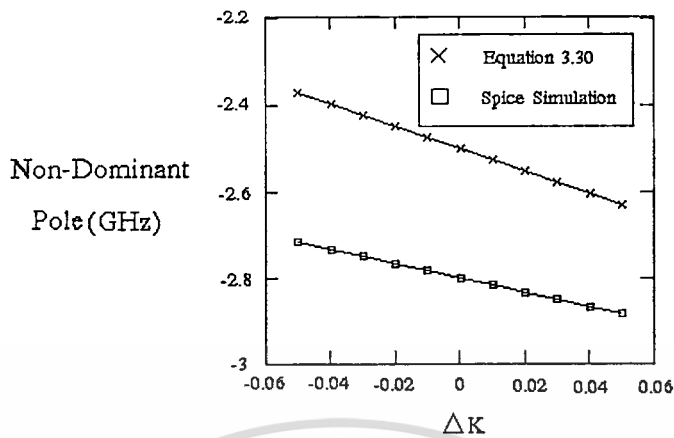
$$p_1 \approx p_o + Q_K^{p_o} \cdot \frac{dK}{K}$$

จากนั้นใช้โปรแกรม MathCAD พล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับการเปลี่ยนแปลงของค่า K จากค่าเดิม 5% เปรียบเทียบระหว่างโพลหลักและโพลรองดังแสดงในรูปที่ 5.6



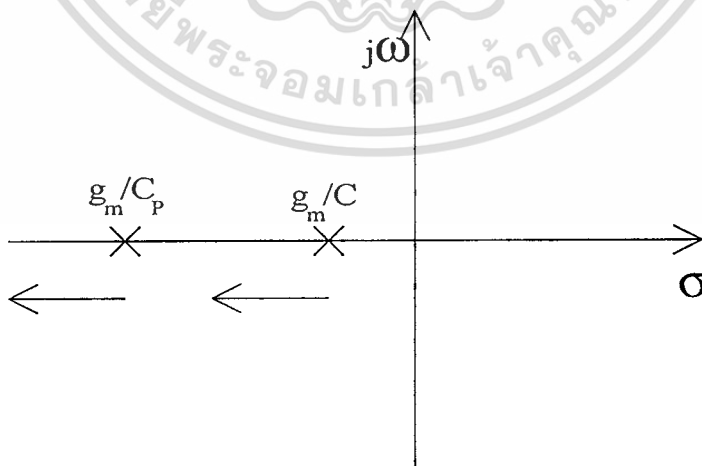
(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงการเปลี่ยนตำแหน่งของโพลหลัก (ก) และ โพลรอง (ข) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของค่า K จากเดิม 5%

ดังนั้นจะเห็นว่าเมื่อเปลี่ยนค่า K ตำแหน่งของโพลรองจะเคลื่อนที่ในทิศทางออกจากโพลหลัก และเนื่องจากค่าความไวของโพลรองมีค่ามากกว่าโพลหลักมาก ดังนั้นการปรับค่า K เพื่อให้อัตราขยายมีค่าเท่ากับ 1 ด้วยการเพิ่มค่า K แทบจะไม่ส่งผลกระทบต่อผลตอบสนองของวงจรเลยเนื่องจากโพลรองมีค่าความไวที่สูงกว่าโพลหลักนั่นเอง



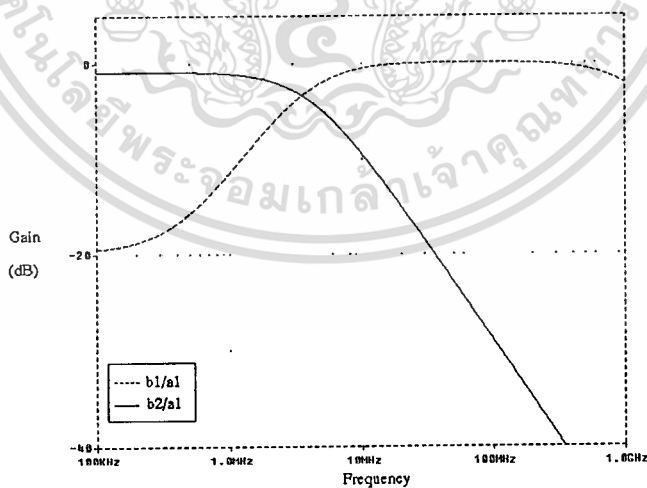
รูปที่ 5.7 แสดงการทิศทางการเคลื่อนที่ของโพลหลักและโพลรองของอินทิเกรเตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่า K โดยกากบาทแสดงตำแหน่งของโพลทั้งสองในอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นผลการจำลองโดยโปรแกรม PSpice ใน รูปที่ 5.5(ข) เมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองโดยโปรแกรม MathCAD ในรูปที่ 5.6 แล้วจะเห็นว่ามีความคล่องจองกัน ดังนั้นเราสามารถแสดงแผนภาพง่ายๆแสดงการเคลื่อนที่ของโพลหลักและโพลรองเมื่อเปลี่ยนค่า K ดังแสดงในรูปที่ 5.7

5.4 ผลตอบสนองความถี่ของทิวเพอร์ วงจรกรองไบควอดความถี่โพลเท่ากับ 50 kHz วงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นความถี่ตัดเท่ากับ 50 MHz และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 10.7 MHz

จากวงจรในรูปที่ 4.1(b) ซึ่งเป็นทิวเพอร์ที่ใช้กระแสไบแอสเท่ากับ $65 \mu A$ และตัวเก็บประจุเท่ากับ $100 pF$ ผลการจำลองผลตอบสนองความถี่ของวงจรดังกล่าวดังแสดงในรูปที่ 5.8 ซึ่งจะเห็นว่าผลตอบสนองที่ได้เป็นแบบความถี่ต่ำผ่านสำหรับเส้นหนาและความถี่สูงผ่านสำหรับเส้นประ นอกจากนี้จะสังเกตเห็นว่าที่ความถี่ต่ำผลตอบสนอง i_{b1}/i_{a1} มีค่าจำกัดค่าๆหนึ่ง ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าเกิดจากผลของความไม่เป็นอุดมคติของไบโพลาร์ในส่วนของอินทิเกรเตอร์และวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งในอุดมคตินั้นผลตอบสนองดังกล่าวควรจะเท่ากับศูนย์ (สังเกตสมการที่ 4.1-4.4) สำหรับผลตอบสนอง i_{b2}/i_{a1} ก็สามารถอธิบายได้ทำนองเดียวกัน

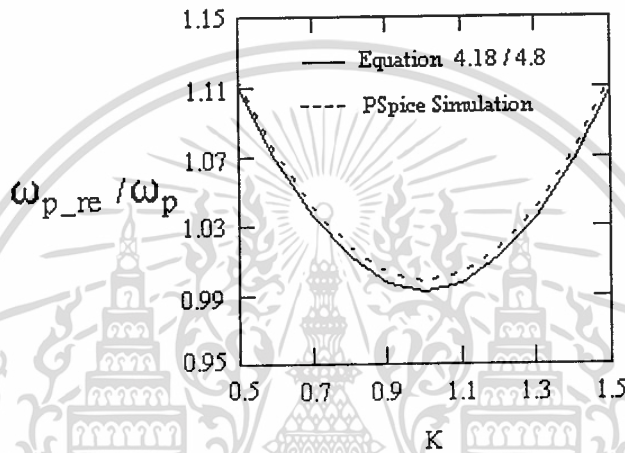


รูปที่ 5.8 แสดงผลตอบสนองความถี่ของทิวเพอร์

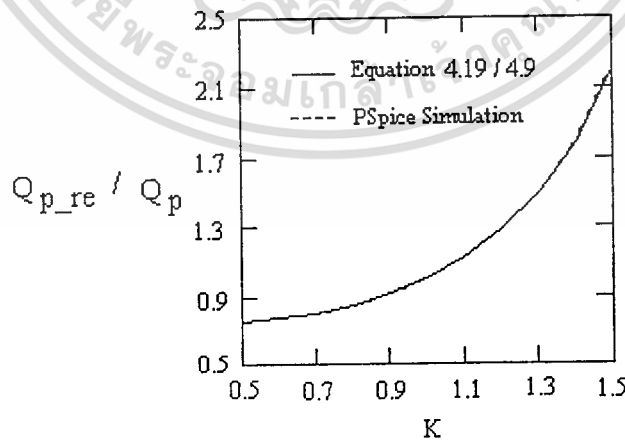
สำหรับวงจรกรองไบควอดที่ได้จากการคำนวณในบทที่ 4 จากสมการที่ (4.18) และ (4.19)

เมื่อถูกหารด้วยสมการที่ (4.8) และ (4.9) แล้วทำการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice ที่กระแส I_O เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ $100 \mu A$ จะได้ความต้านทานพอร์ตเท่ากับ 260Ω และพารามิเตอร์ r_{ex} เท่ากับ 2Ω โดยมีค่าความถี่โพลมีค่าเท่ากับ 50 KHz และตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 0.707 จากนั้นทำการเปลี่ยนค่า K จาก $0.5-1.5$ ทำการวัดค่าความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพจะได้กราฟดังรูปที่ (5.9) และ (5.10) จากสมการที่(4.16) จะสังเกตว่าค่า K ที่ทำให้อัตราขยายที่ดีจะมีค่าเท่ากับ 1 นั้นจะมีค่า



รูปที่ 5.9 ความถี่โพลที่ถูกนอร์มัลไลซ์เปรียบเทียบกับผลการจำลองโดย PSpice



รูปที่ 5.10 ตัวประกอบคุณภาพที่นอร์มัลไลซ์เปรียบเทียบกับผลการจำลองโดย PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

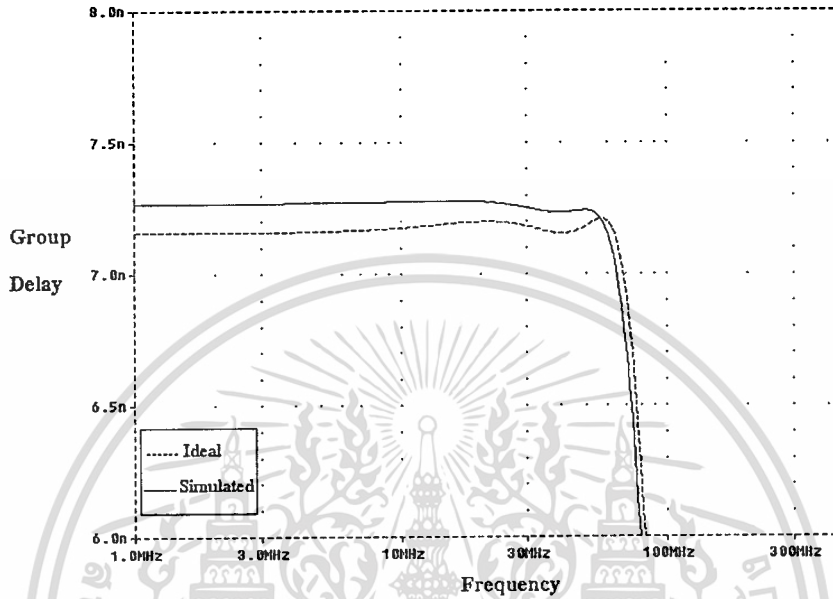
เท่ากับ 1 (ในที่นี้ความต้านทาน r_{ex} ไม่มีผลต่ออัตราขยายที่ดีซี แต่การวิเคราะห์ผลของ β ในบทที่ 3 นั้นแสดงให้เห็นว่าผลของความไม่เป็นอุดมคติดังกล่าวทำให้อัตราขยายที่ดีซีไม่เท่ากับ 1) และจากกราฟรูปที่ (5.9) และ (5.10) นั้นจะเห็นว่าเห็นว่าผลของความไม่เป็นอุดมคติของไบโพลาร์นั้น (r_{ex}) ทำให้ทั้งความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพผิดไปจากที่คำนวณเมื่อกำหนดให้ K มีค่าเท่ากับ 1 นั้นหมายความว่าถ้าต้องการความถูกต้องที่อัตราขยายที่ไฟตรงจะทำให้ต้องสูญเสียความถูกต้องที่ผลตอบแทนความถี่ไป นอกจากนี้อาจจะคาดเดาได้ว่าการรวมผลของความไม่เป็นอุดมคติที่เหลือทั้งหมด (β, r_b, r_c และ V_A) เข้าไปด้วยนั้นก็จะได้ผลทำนองเดียวกันกับที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้

จากค่าต่างๆของตัวเก็บประจุในทูแพร์และค่าของอุปกรณ์ สำหรับวงจรกรองดินแบบในตารางที่ 4.1 ทำการจำลองผลตอบแทนของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น (linear phase equiripple) ซึ่งเป็นวงจรกรองที่มีค่าการประวิงกลุ่มที่ราบเรียบ โดย Pspice ดังแสดงในรูปที่ 5.11 ซึ่งเส้นประและเส้นทึบเป็นค่าการประวิงกลุ่มของวงจรกรองดินแบบซึ่งถือว่าเป็นอุดมคติและค่าการประวิงกลุ่มของวงจรกรองเวฟแอกทีฟ (ดูรูปที่ 4.3) ตามลำดับ จากกราฟค่าการประวิงกลุ่มของวงจรกรองเวฟแอกทีฟนั้นมีค่าประมาณเท่ากับ 8.2 nS และวงจรกรองดินแบบหรือกรณีอุดมคตินั้นมีค่าเท่ากับ 7.2 nS

สำหรับการปรับแต่งผลตอบแทนความถี่นั้นถ้าสังเกตจากการวิเคราะห์วงจรไบควอดในบทความของ [53] และในบทที่ 4 ซึ่งจะเห็นว่าความถี่ ω_p และตัวประกอบคุณภาพ Q_p นั้นสามารถปรับแต่งโดยการเปลี่ยนค่าคาบเวลา τ_L, τ_C หรือกระแสดีซี KI_0 ซึ่งถึงแม้ว่าวงจรกรองในที่นี้จะมีอันดับที่สูงกว่าไบควอดก็ตาม แต่ผลการจำลองของวงจรดังกล่าวก็สามารถทำนายวงจรกรองอันดับสูงๆได้ ดังนั้นการปรับแต่งการประวิงกลุ่มของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นให้ใกล้เคียงกับกรณีอุดมคติ สามารถทำได้โดยการปรับแต่งค่าของตัวเก็บประจุของทูแพร์และกระแส KI_0 ร่วมกัน

อย่างไรก็ตามค่าของตัวเก็บประจุในแต่ละทูแพร์ในตารางที่ 4.1 นั้นไม่ได้รวมผลของความเก็บประจุปรสิต (parasitic capacitance) ที่เกิดจากไบโพลาร์ โดยทั่วไปความเก็บประจุดังกล่าวควรจะมีค่าน้อยกว่าความเก็บประจุของแต่ละทูแพร์เพื่อลดผลจากความผิดพลาดจากกรรมวิธีการผลิต โดยเฉพาะวงจรกรองสำหรับงานที่ความถี่สูงๆ นั้นความเก็บประจุปรสิตจะมีค่าใกล้เคียงกับตัวเก็บประจุของแต่ละทูแพร์ซึ่งไม่อาจจะละเลยได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการหาค่าความเก็บประจุดังกล่าวซึ่งทำได้ง่ายๆ โดยวิเคราะห์วงจรโดยไม่ใส่ตัวเก็บประจุของทูแพร์และหาค่าของตัวเก็บประจุปรสิตจากความถี่ตัดที่ได้ จากนั้นทำการหาค่าของตัวเก็บประจุดังกล่าวจากตัวเก็บประจุโดยประมาณของแต่ละทูแพร์ ซึ่งค่าความเก็บประจุที่คิดผลดังกล่าวด้วยแล้วแสดงในตารางที่ 5.1 ด้านการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



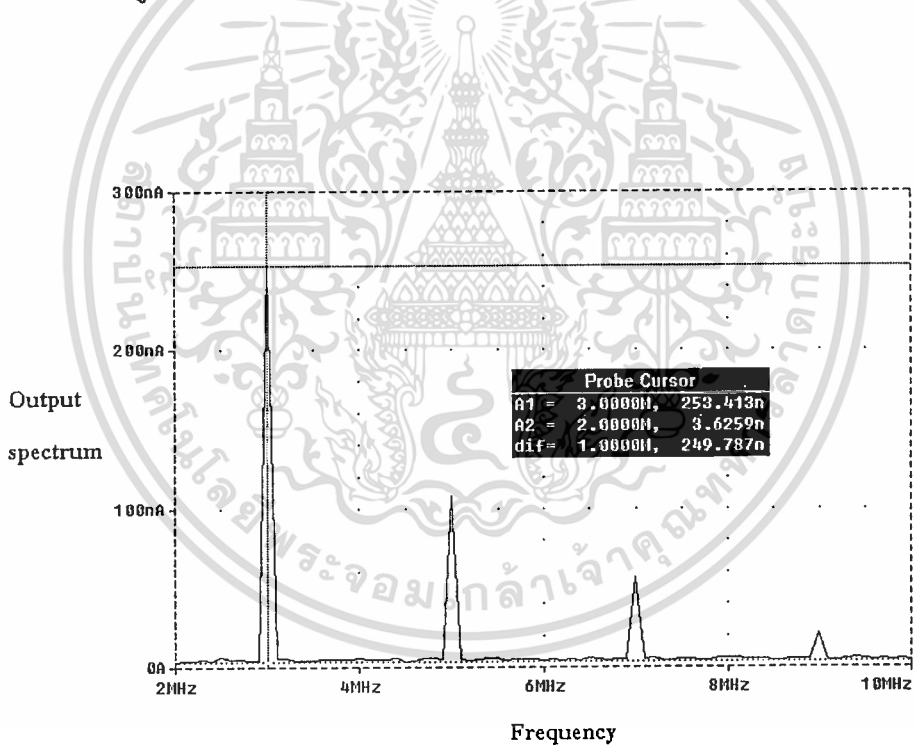
รูปที่ 5.11 แสดงผลการจำลองการประวิงกลุ่มของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าของวงจรกรองต้นแบบและเวฟแอกทีฟของวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นที่ความถี่ตัดเท่ากับ 50 kHz ที่ค่าความต้านทานคุณลักษณะเท่ากับ 400 Ω ($R_S = R_L = 400 \Omega$) ซึ่งได้รวมผลของความเก็บประจุแล้ว

วงจรต้นแบบ (Pototype)		วงจรกรองเวฟแอกทีฟ (Wave Active Filter)		
อุปกรณ์	ค่าของอุปกรณ์	ค่าคงที่เวลาของทูแพร์		ค่าของตัวเก็บประจุของทูแพร์
L1	0.428 μH	τ_{L1}	0.535 nS	0.963 pF
C2	6.337 pF	τ_{C2}	1.267 nS	2.793 pF
L3	1.455 μH	τ_{L3}	1.819 nS	4.172 pF
C4	17.87 pF	τ_{C4}	3.574 nS	8.561 pF

นอกจากนี้ผลการจำลองผลตอบสนองชั่วขณะดังรูปที่ 5.12 แสดงให้เห็นว่าวงจรกรอมมีความเป็นเชิงเส้นที่สูง โดยดูจากมีค่าความเพี้ยนรวม (THD) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.239 % เท่านั้นที่กระแสอินพุตแบบสมมาตร (fully differential) $58.5 \mu\text{A}$ หรือเท่ากับ 90 % ของกระแสไบแอสและจากวงจรในรูปที่ 5.12 จะสังเกตเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่แสดงให้เห็นไม่มีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกเลขคู่อยู่เลย ซึ่งการหายไปของฮาร์มอนิกเลขคู่โดยเฉพาะฮาร์มอนิกที่สองนั้น จะทำให้ค่าความเพี้ยนรวมเชิงฮาร์มอนิกมีค่าลดลงอย่างมากซึ่งหมายถึงค่าพิสัยพลวัตที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง

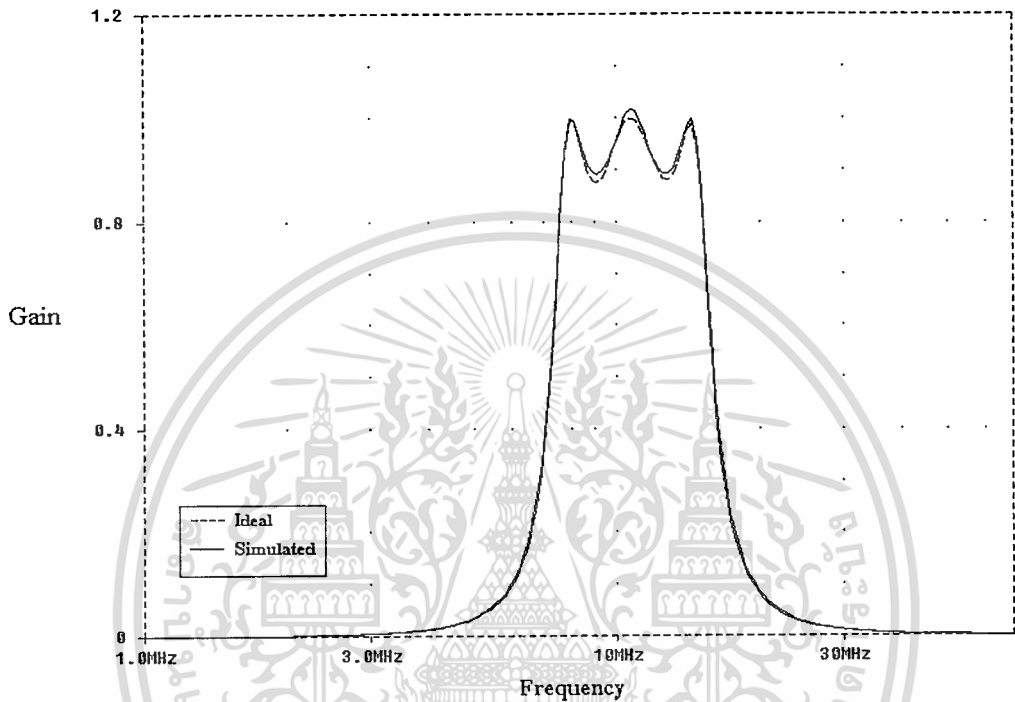
สำหรับผลการจำลองผลตอบสนองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz นั้นแสดงดังรูปที่ 5.13 ซึ่งแสดงการเปรียบเทียบกับผลตอบสนองในอุดมคติ และการปรับแต่งผลตอบสนองก็ทำทำนองเดียวกับวงจรกรอมที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นรวมทั้งค่าของตัวเก็บประจุสุทธิของแต่ละทิวแพร์ด้วย จากผลการจำลองในรูปที่ 5.13 จะเห็นผลตอบสนองที่ได้หลังจากปรับกระแสและตัวเก็บประจุมี



รูปที่ 5.12 แสดงเอาต์พุตสเปกตรัมแบบสมมาตรของวงจรกรอมในรูปที่ 4.3

ความใกล้เคียงกับวงจรกรอดั้งเดิม(อุดมคติ) นอกจากนี้ในการหาค่าความเพี้ยนของสัญญาณจะใช้ IM (Inter-Modulation) โดยการป้อนความถี่สองค่าที่ใกล้เคียงกัน (two-tone) เข้าไปยังอินพุต และสาเหตุที่เลือกการหาค่าความเพี้ยนแบบนี้แทนที่จะเป็น THD นั้นก็เนื่องมาจากว่าถ้าใช้วิธีดังกล่าวฮาร์มอนิกที่ต้องการจะออกนอกแถบผ่าน ทำให้ค่าความเพี้ยนที่ได้น้อยกว่า

ค่าความเป็นจริง และจากผลการจำลองค่า IM3 ที่ 1% กระแสอินพุทมีแอมพลิจูดประมาณเท่ากับ 60% ของกระแสไบแอส



รูปที่ 5.13 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 10.7 MHz

บทที่ 6

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนออินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส ซึ่งผลการจำลองโดยโปรแกรม Pspice ค่า THD ที่ได้แสดงให้เห็นถึงความเป็นเชิงเส้นที่สูง ค่าความถี่ตัดและอัตราขยายที่ไฟตรงของอินทิเกรเตอร์ สามารถจับได้โดยกระแสไบอัส I_O และ KI_O ตามลำดับ จากการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอแสดงให้เห็นว่าการปรับค่า K เพื่อให้อัตราขยายเท่ากับ 1 นั้นไม่ได้ส่งผลกระทบต่ออินทิเกรเตอร์เลย เนื่องจากการเคลื่อนที่ของทั้งโพลหลักและโพลรองนั้นมีทิศทางเดียวกัน ผลการจำลองวงจรกรองไบควอดโดยพิจารณาผลของความไม่เป็นอุดมคติของไบโพลาร์ซึ่งในที่นี้คือ r_{ex} แสดงให้เห็นว่าทั้งความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพมีการเปลี่ยนแปลงไปจากอุดมคติ ซึ่งการปรับกระแสควบคุม KI_O นั้นจะสามารถชดเชยผลดังกล่าวได้ และเป็นที่น่าสังเกตว่าในการปรับค่า K นั้นทิศทางการเคลื่อนที่ของทั้งความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพนั้นจะมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน นอกจากนี้ถ้าพิจารณาผลของความเก็บประจุปรสิต (C_{μ}, C_{π}) รวมด้วย อาจจะสามารถชดเชยได้ด้วยวิธีการดังกล่าวเช่นกัน

นอกจากนี้ผลจากการวิเคราะห์ห้วงจรกรองไบควอด นั้นสามารถที่จะใช้ได้กับวงจรกรองอันดับสูงๆ ซึ่งการชดเชยผลตอบสนองของวงจรกรองเวฟแอกทีฟที่จำลองวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้นและวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้ใกล้เคียงกับผลตอบสนองของวงจรกรองต้นแบบนั้นก็ใช้วิธีการเดียวกัน คือการปรับกระแสควบคุม KI_O ร่วมกับตัวเก็บประจุของแต่ละทิวเพอร์ อย่างไรก็ตามผลที่ได้นี้นั้นอาจจะไม่เหมือนกับวงจรกรองต้นแบบที่เดียวแต่ก็ใกล้เคียงมาก

สำหรับค่าความเพี้ยนของวงจรกรองวงจรงกรองที่มีเฟสเป็นเชิงเส้นและวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งใช้อินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอเป็นบล็อกโครงสร้างที่ขึ้นกับความถี่นั้น ก็แสดงให้เห็นถึงความ เป็นเชิงเส้นที่ยังคงสูงอยู่มาก

ข้อเสนอแนะและงานที่ควรพัฒนาทำต่อไป

วงจรกรองเวฟแอกทีฟซึ่งเกิดจากการต่อกันของทูแพร์นั้นถ้าต้องการความถูกต้องของผลตอบสนองที่ใกล้เคียงวงจรกรองต้นแบบมากขึ้น ควรจะมีการจูนที่แยกกันระหว่างความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพ ซึ่งการจูนความถี่อาจจะใช้เฟสล็อกกลูป โดยถ้าไม่ได้ใช้ในงานที่ต้องการค่า Q สูงๆ ก็ไม่จำเป็นที่จะใช้วงจรจูนค่า Q เพราะจะทำให้เพิ่มความยุ่งยากและกำลังสูญเสียเข้าไปอีก



บรรณานุกรม

- [1] M. Ismail and T. Fiez, Analog VLSI signal and information processing. Singapore: McGraw-Hill, 1994
- [2] L. R. Rabiner and B. Gold, Theory and Application of Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975.
- [3] N. K. Bose, Digital Filters-Theory and Applications. New York: Elsevier Science, 1985.
- [4] R. Gregorian and G.C. Temes, Analog MOS Integrated Circuits for signal Processing. New York: J. Wiley & Sons, 1986.
- [5] A. S. Sedra, "Switched-Capacitor Filter Synthesis Techniques," in Design of MOS VLSI Circuits for Telecommunications, Y. Tsividis and P. Antognetti. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [6] P. R. Gray and R. Castello, "Performance Limitations in Switched-Capacitor Filters," in Design of MOS VLSI Circuits for Telecommunications, Y. Tsividis and P. Antognetti. Eds., Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [7] T. C. Choi et al., "High frequency switch-capacitor filters for Telecommunications applications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-18, pp. 652-664, 1983.
- [8] P. Yannis Tsividis, "Integrated Continuous-Time Filter Design An Overview," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, pp. 166-176, March 1994.
- [9] J. M. Khoury, "Design of a 15-MHz CMOS continuous-time filter with on chip tuning," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 26, pp. 1988-1997, December 1991.
- [10] G. A. DeVeerman and R. G. Yamasaki, "Design of bipolar 10-MHz programmable continuous-time 0.05 equiripple linear phase filter," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 27, pp. 324-331 March 1992.
- [11] C. A. Laber and P. R. Gray, "A 20 MHz sixth order BiCMOS parasitic-insensitive continuous-time filter and second order equalizer optimized for disk-drive read channels," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 28, pp. 462-470, 1993
- [12] C. Petersen and et al., "A 3 - 5.5V CMOS 32 Mb/s fully-integrated read channel for disk drives," in Proc. 1993 CICC, San Diego, CA, pp. 10.2.1-10.2.4, May 1993.
- [13] R. Alini, A. Baschirotto and R. Castello, "8-32 MHz tunable BiCMOS continuous-time filter

- for high frequency applications ." IEEE J.Solid-State Circuits, vol.27, pp.1905-1915, Dec. 1992.
- [14] R. G. Wiegering , E.Seevinck and W.De Jaeger."Offset cancelling circuit," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.24, pp. 651-658, June 1989.
- [15] J. F. Wilson , R.Youell ,T.H.Richards,G.Luft,and R. Pilaski," A single-chip VHF and UHF reciever for radio paging," IEEE J.Solid-State Circuits, vol.26, pp.1944-1950, December 1991.
- [16] A. M. Durham , and W.Redhman-White,"Integrated continuous-time balanced filter for 16b DSP interface," IEEE J.Solid-State Circuits, vol.28, pp. 835-839 , July 1993.
- [17] V. Gopinathan ,Y.Tsividis,K.S.Tan,R. Hester, "Design considerations for high-frequency continuous-time filter and implementation of an anti-aliasing filter for digital video." IEEE J.Solid-State Circuits, vol.25, pp.1368-1378, December 1990.
- [18] Y. P. Tsividis and J.O.Vorman, Integrated Continuous - Time Filters. New York : IEEE Press, 1993.
- [19] R. Schaumann , "Continuous-time integrated filters," in [18]
- [20] C.S.Park and R.Schaumann," Design of a 4 MHz Analog integrated CMOS Transconductance-C Bandpass Filter," IEEE J.Solid-State Circuits, vol.23, pp.987-996, August 1988.
- [21] C. F. Chiou and R.Schaumann,"Design and performance of a fully integrated bipolar 10.7 MHz analog bandpass filter," IEEE Trans. Circuits Syst., vol.CAS-33. pp. 116-124 Febuary 1986.
- [22] H. J. Orchard, "Inductorless filters."Electron. Lett.,vol.2, pp.224-225, June 1966.
- [23] C. Toumazou , F.J.lidgey and H.G.Haigh, Analogue IC design the current mode approach. London: Peter Petegrinus, 1990.
- [24] B. Nauta, " A CMOS transconductance - C filter technique for very high frequencies," IEEE J.Solid-State Circuits, vol.27, 142-153, Febuary 1992.
- [25] M. A. Tan and R.Schaumann,"Simulating general-parameter LC ladder filters for monolithic realizations with only transconductance elements and grounded capacitors." IEEE Trans. Circuits Syst., vol.CAS-36, 229-307, Febuary 1989.
- [26] F. Krummenacher and N. Joehl, " A 4 MHz CMOS continuous - time filter with on chip automatic tuning." IEEE J.Solid-State Circuits, vol.23, pp. 750-758, June 1988.

- [27] T. Georgantas, Y.Papananos and Y.Tsividis, "A comparative study of five integrator structures for monolithic continuous-time filter a tutorial." in Proc. IEE ISCAS'93, pp.1259-1262, 1993.
- [28] B. Nauta, Analog CMOS filters for very high frequencies. USA : Kluwer Academic, 1993.
- [29] M. Banu and Y.Tsividis, "Fully integrated active RC filters in MOS Technology," IEEE J.Solid-State Circuits, vol.SC-18, pp.664-651, December 1983.
- [30] Y. Tsividis, M.Banu and J.Khoury, "Continuous - time MOSFET - C filter in VLSI." IEEE J.Solid-State Circuits, vol.SC-21, pp.15-30, December 1986
- [31] A. van, Bezooijen, N.Ramalho, and J.O.Vorman, "Balanced integrator filters at video frequencies." in Proc. ESSCIRC'91, pp 1-4, 1991.
- [32] A. Nedungadi and T.R.Viswanathan, "Design of linear CMOS transconductance elements" IEEE Trans. Circuits Syst., vol.CAS-3126, pp.891-894, October 1984.
- [33] K. S. Tan and P.R.Gray, "Fully integrated analog filters using bipolar-JFET technology." IEEE J.Solid-State Circuits, vol.13, 814-821, December 1978.
- [34] H. Khorramabadi, P.R.Gray, "High - frequency CMOS continuous - time filters," IEEE J.Solid-State Circuits, vol.SC-19, pp.939-948, December 1984.
- [35] A. Fettweis, "Digital filter structures related to classical filter networks," Arch.Elek. Ubertragung, vol.25, pp 79-89, February 1971.
- [36] H. Wupper and K. Meerkotter, "New active filter synthesis based on scattering parameters," IEEE Trans. CAS-22, pp.594-602, 1975.
- [37] A. G. Conastantinides and G. Haritantis, "Wave active filters" Electron. Lett., vol.11, pp.254-256, 1975.
- [38] G. Alexiou, T.Deliyannis and I.Haritantis, "Sensitivity and high frequency performance of new wave active filter ." IEE Proc., vol.128, pp. 251-256, October 1981.
- [39] P. O. Brackett, "Circuits and limitations of wave filters." in Proc.Int. Symp. Circuits Syst., pp.69-72, 1976.
- [40] J. Tingleff, Current mode wave active filters a topology for high frequency integrated filters Doctor of Engineering :thesis. London : School of Graduate Studies University of London, Imperial, 1994.
- [41] A. Nishihara and N. Nagan, "High-frequency monolithic wave active filters." in Proc., Int.

- Symp. Circuits Syst., , pp.1749-1791, 1991.
- [42] D. R. Frey, "Log - domain filtering; an approach to current mode filtering ." IEE Proc. G., pp. 406-416, 1993.
- [43] C. Toumazou , A.Payne and S.Pookaiyaudom , High frequency log and square-root domain analog circuits. Oxford:Parchment Press, 1996.
- [44] J. R. Angulo and E.S.Sinencio,"High frequency compensated current -mode ladder filters using multiple output OTAs," IEEE Trans. Circuits Syst., vol 41, pp.581-586, Sept. 1994.
- [45] G. W. Roberts and A.R.Sedra, "Adjoint networks revisited,"IEEE Int.Symp. Circuits Syst., ,New Orleans,LA, pp. 540-544, May 1-3 1990.
- [46] E. Seevinck , Analysis and synthesis of translinear integrated circuits ,Netherlands: Elsevier Science Publishers B.V, 1988.
- [47] ไชยวัฒน์ ทองช้อย , อภิศักดิ์ วรพิเชษฐ และ กอบชัย เดชหาญ "อินทิเกรเตอร์ ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18 ,กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร , 1995
- [48] K. R. Laker and W. M. C. Scansen, Design of analog integrated circuits and Systems , Singapore : McGraw-Hill , 1994.
- [49] R. Schaumamm M.S. Ghauri and K.R. Laker, Design of analog filters: passive, active RC and switched capacitor , Singapore :Prentice-Hall, 1990
- [50] M. E . Vanenburg, Analog filter design. Japan:CBS college , 1982
- [51] A. I. Zwerev, Hanbook of filter synthesis. New York : Wiley, 1967.
- [52] S. H . K. Embari and A.M.I.Bellaouar, Digital BiCMOS integrated circuit design Boston: Kluwer Academic , 1993.
- [53] J. Tengeff and C.Toumazou, "Integrated Current Mode Wave Active Filters Based on Lossy Integrator." IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 42, no. 5, pp.237-244, May 1995.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

- แสดงสมการของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีกรสูญเสียทำงานในโหมดกระแส

จากวงจรในรูปที่ 3.1 ของบทที่ 3 สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (\text{ก.1})$$

จากคุณสมบัติทรานส์ลีนีเยร์จะได้

$$K \cdot I_O \cdot I_{in} = \left(I_O + C \frac{dV}{dt}\right) \cdot I_{out} \quad (\text{ก.2})$$

หารสมการ (ก.2) ด้วย I_O ทั้งสองข้าง

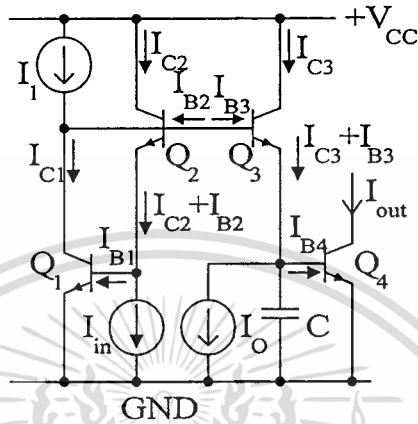
$$K \cdot I_{in} = I_{out} + C \frac{dV}{dt} \cdot \frac{I_{out}}{I_O} \quad (\text{ก.3})$$

แทนสมการที่ (ก.1) ในสมการ (ก.3)

$$K \cdot I_{in} = I_{out} + CV_T \left(\frac{d}{dt} \ln(I_{out}) - \frac{d}{dt} \ln(I_S) \right) \cdot \frac{I_{out}}{I_O} \quad (\text{ก.4})$$

$$= I_{out} + \frac{CV_T}{I_O} \frac{dI_{out}}{dt} \quad (\text{ก.5})$$

- การวิเคราะห์ผลของอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ที่มีต่ออินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส



ใช้ KCL ในแต่ละ โหนดจะได้สมการดังนี้

$$I_{C2} + I_{B2} = I_{in} + I_{B1} \quad (ก.6)$$

$$I_1 = I_{B2} + I_{B3} + I_{C1} \quad (ก.7)$$

$$I_{B3} + I_{C2} = I_O + I_{B4} \quad (ก.8)$$

$$I_{C4} = I_{out} \quad (ก.9)$$

จัดรูปสมการใหม่ให้อยู่ในรูปแบบอนุกรมกำลัง (Maclaurin series)¹ ดังนี้

$$I_{out}(I_{in}) = a_0 + a_1 I_{in} + a_2 I_{in}^2 + a_3 I_{in}^3 + \dots \quad (ก.10)$$

¹Maclaurin series เป็น power series ที่คิดรอบจุด $I_{in} = 0$ และวิธีการดังกล่าวจะใช้ได้สำหรับความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ตัดเท่านั้นหรือกล่าวได้อีกอย่างว่าวิธีการดังกล่าวจะไม่คิดผลของส่วนรีแอกทิฟ(ในที่นี้คือตัวเก็บประจุ)

$$a_0 \cong \frac{I_0}{2} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} - 1 \right] \quad (ก.11)$$

$$a_1 \cong \frac{K}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} - \frac{1}{2\beta} \quad (ก.12)$$

$$a_2 \cong \left[\frac{-K^2}{\beta} - \frac{1}{\beta} \right] I_0^{-1} \quad (ก.13)$$

$$a_3 \cong \frac{2}{\beta^2 I_0^2} \left[\frac{K^2}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)^2} + \frac{K}{1 + \frac{1}{\beta}} \right] \quad (ก.14)$$

ในการหาค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยน (harmonic distortion) จะสมมติให้อินพุต I_{in} เป็นสัญญาณรูปไซน์ชอยด์ ดังสมการ

$$I_{in} = I_p \cos \omega t \quad (ก.15)$$

แทนสมการที่ (ก.15) ลงในสมการ (ก.10) จัดรูปใหม่จะได้ว่า

$$I_{out} = a_0 + a_1 I_p \cos \omega t + \frac{a_2 I_p^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{a_3 I_p^3}{4} (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) + \dots \quad (ก.16)$$

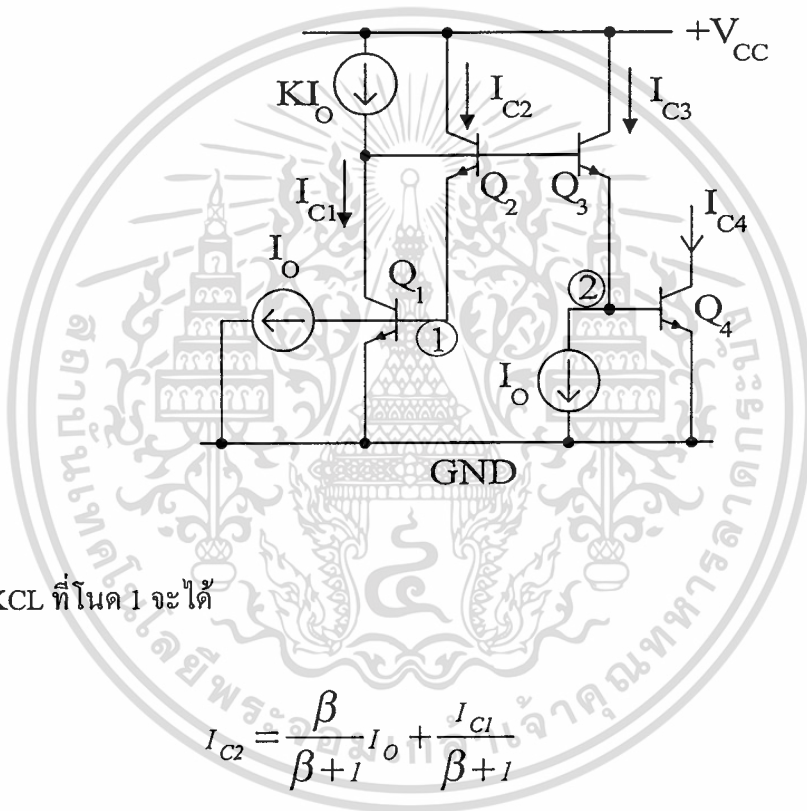
ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกนิยามว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกที่ n กับแอมพลิจูดของความถี่มูลฐาน ถ้าพิจารณาในกรณีที่ความเพี้ยนมีค่าน้อยจะประมาณได้ว่า

$$HD_2 \approx \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} I_p \quad (ก.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$HD_3 \approx \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} I_P^2 \quad (\text{ก.18})$$

-พิสูจน์ว่า $I_{C1} = I_{C4}$ และ $I_{C2} = I_{C3}$ สำหรับอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส
เมื่อพิจารณาผลจากอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์



จากวงจรใช้ KCL ที่โนด 1 จะได้

$$I_{C2} = \frac{\beta}{\beta+1} I_O + \frac{I_{C1}}{\beta+1} \quad (\text{ก.19})$$

KCL ที่โนด 2 จะได้

$$I_{C3} = \frac{\beta}{\beta+1} I_O + \frac{I_{C4}}{\beta+1} \quad (\text{ก.20})$$

จากคุณสมบัติของทรานส์ลีนีเยร์

$$I_{C1} \cdot I_{C2} = I_{C3} \cdot I_{C4} \quad (\text{ก.21})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ (ก.19) และ (ก.20) ใน (ก.21) จะได้ว่า

$$\frac{1}{\beta+1}(I_{C1}^2 - I_{C4}^2) + (I_{C4} - I_{C1})\frac{\beta}{\beta+1}I_O = 0 \quad (\text{ก.22})$$

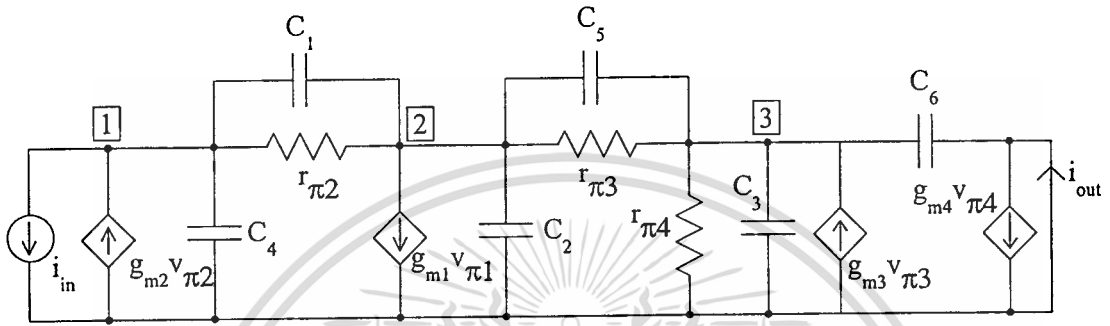
จากสมการที่ (ก.22) จะเห็นว่าถ้ากำหนดให้ β มีค่าจำกัดที่ไม่ใช่ศูนย์ จะได้ว่า

$$I_{C1} = I_{C4} \quad \text{พิสูจน์ทำนองเดียวกันจะได้} \quad I_{C2} = I_{C3} \quad (\text{ก.23})$$



ภาคผนวก ข

- การวิเคราะห์ผลตอบสนองของความถี่ของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส



$$\text{โดย } C_1 = C_{\mu 1} + C_{\pi 2} \quad ; \quad C_2 = C_{\mu 3} + C_{\mu 2} \quad ; \quad C_3 = C_{\pi 3} + C_{\pi 4} \\ C_4 = C_{\pi 1} \quad ; \quad C_5 = C_{\pi 3} \quad ; \quad C_6 = C_{\mu 4}$$

ถ้าสมมุติให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ทุกตัวเท่ากัน ($r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = r_{\pi}$, $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_m$)

และตัวเก็บประจุ $C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = C_{\pi 3} = C_{\pi 4} = C_{\pi}$ และ $C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = C_{\mu 3} = C_{\mu 4} = C_{\mu}$

ใช้ KCL ที่ โหนด 1, 2 และ 3 ตามลำดับจะได้ว่า

$$\left(\frac{2}{r_{\pi}} + g_m + sC_{T1} \right) v_1 + \left(-\frac{1}{r_{\pi}} - g_m - sC_1 \right) v_2 = -i_{in} \quad (\text{ข.1})$$

$$\left(-\frac{1}{r_{\pi}} + g_m - sC_1 \right) v_1 + \left(\frac{2}{r_{\pi}} + sC_{T3} \right) v_2 + \left(-\frac{1}{r_{\pi}} - sC_5 \right) v_3 = 0 \quad (\text{ข.2})$$

$$\left(-\frac{1}{r_{\pi}} - g_m - sC_5 \right) v_2 + \left(-\frac{2}{r_{\pi}} + g_m + sC_{T3} \right) v_3 = 0 \quad (\text{ข.3})$$

$$g_m v_3 \left(1 + \frac{sC_{\mu}}{g_m} \right) = i_{out} \quad (\text{ข.4})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $C_{T1} = C_{\mu} + 2C_{\pi}$; $C_{T2} = 3C_{\mu} + 2C_{\pi}$; $C_{T3} = C + 2C_{\pi}$

จากสมการ (ข.1) ถึง (ข.4) ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนและทำการประมาณจะได้เทอมของส่วน (denominator) มีสมการดังนี้

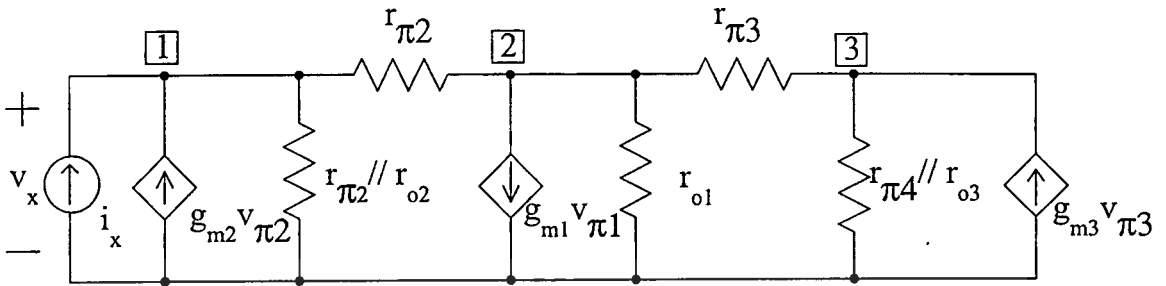
$$\begin{aligned}
 & 1 + s \left[\frac{-2}{(r_{\pi} g_m^2)} C_1 - \frac{1}{g_m} C_5 - \frac{-1}{g_m} C_{T2} - \frac{-1}{(r_{\pi} g_m^2)} C_{T1} - \frac{-1}{g_m} C_{T3} \right] \\
 & + s^2 \left[\left(\frac{2}{(r_{\pi} g_m^3)} C_{T3} - \frac{1}{g_m^2} C_5 - \frac{-1}{g_m^2} C_{T2} \right) C_{T1} + \left(\frac{-2}{(r_{\pi} g_m^3)} C_1 - \frac{-1}{g_m^2} C_{T2} \right) C_{T3} - \frac{1}{g_m^2} C_1^2 - \frac{1}{g_m^2} C_5^2 \right] \\
 & + s^3 \left[\frac{-C_{T1} C_5^2 - C_1^2 C_{T3} + C_{T1} C_{T2} C_{T3}}{g_m^3} \right] \dots\dots\dots (ข.5)
 \end{aligned}$$

และเทอมของเศษ (nominator) คือ

$$\left[1 + s C_5 \frac{r_{\pi}}{(1 + g_m r_{\pi})} \right] \left[1 + s C_1 \frac{r_{\pi}}{(1 - g_m r_{\pi})} \right] \left[1 + s \frac{C_{\mu}}{g_m} \right] \quad (ข.6)$$

จากสมการที่ (ข.5) จะเห็นว่ารากของสมการจะประกอบด้วยโพลที่เป็นจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อน (pole-pair) ซึ่งก็คือโพลหลัก (dominant-pole) และโพลรองตามลำดับ (non-dominant-pole) ส่วนสมการที่ (ข.6) นั้นประกอบด้วยซีโรที่เกิดจาก Q_2 , Q_3 และ Q_4 โดยซีโรที่อยู่ด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อนเกิดจากทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4 และด้านขวาสำหรับทรานซิสเตอร์ Q_3

-การหาความต้านทานด้านเข้าของอินทิเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแส



ใช้ KCL ที่ โหนด 1, 2 และ 3 ตามลำดับจะได้

$$\left(\frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{r_{\pi1}} + \frac{1}{r_{\pi2}} + g_{m2} \right) v_1 + \left(-\frac{1}{r_{\pi2}} - g_{m2} \right) v_2 = i_x \quad (\text{ข.7})$$

$$\left(-\frac{1}{r_{\pi3}} + g_{m1} \right) v_1 + \left(\frac{1}{r_{\pi2}} + \frac{1}{r_{\pi3}} + \frac{1}{r_{o1}} \right) v_2 + \left(-\frac{1}{r_{\pi3}} \right) v_3 = 0 \quad (\text{ข.8})$$

$$\left(-\frac{1}{r_{\pi3}} - g_{m3} \right) v_2 + \left(\frac{1}{r_{\pi3}} + \frac{1}{r_{\pi4}} + \frac{1}{r_{o3}} + g_{m3} \right) v_3 = 0 \quad (\text{ข.9})$$

ละเลยผลของ r_o และสมมติให้ r_{π}, g_m ทุกตัวเท่ากันหมดจะได้

$$R_{in} \equiv \frac{v_x}{i_x} = \frac{(3 + g_m r_{\pi})}{(2 + g_m r_{\pi}) \left(\frac{2 + g_m r_{\pi} + g_m^2 r_{\pi}^2}{r_{\pi}^3} \right)} \quad (\text{ข.10})$$

จากสมการที่ (ข.10) สามารถประมาณได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การหาค่าความถี่โพลและตัวประกอบคุณภาพของวงจรกรองไบควอด

จากวงจรไบควอดในภาพที่ 4.2 จะแสดงการหาค่าความถี่โพล ω_p กับตัวประกอบคุณภาพ Q_p ซึ่งสามารถหาได้โดยการคูณกันแบบกลับ โดยใช้ Π -เมตริกซ์ของวงจรร้อยของตัวเก็บประจุกับตัวเหนี่ยวนำดังต่อไปนี้

จากวงจรไบควอดจะประกอบด้วยส่วนรีแอกทีฟซึ่งเป็นบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรมและแอดมิตแตนซ์แบบขนาน โดยที่เอส-เมตริกซ์ของบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบอนุกรม (series-admittance-Y) มีสมการดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 2RY \\ \frac{1+2RY}{2RY} & \frac{1+2RY}{1} \\ \frac{1+2RY}{1+2RY} & \frac{1}{1+2RY} \end{bmatrix} \quad (\text{ค.1})$$

จากสมการที่ (ค.1) นั้นทำการเปลี่ยนเป็น Π -เมตริกซ์ ได้ดังนี้

$$\Pi = \begin{bmatrix} \frac{1+2RY}{2RY} & \frac{-1}{2RY} \\ \frac{2RY}{1} & \frac{2RY}{2RY-1} \\ \frac{1}{2RY} & \frac{2RY}{2RY} \end{bmatrix} \quad (\text{ค.2})$$

สำหรับบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบขนานสามารถทำได้โดยการเชื่อมต่อกันของบรานซ์ดังกล่าวกับไจเรเตอร์ดังแสดงไว้แล้วในรูปที่ 2.4 โดย Π -เมตริกซ์ของไจเรเตอร์คือ

$$\Pi = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.3})$$

ดังนั้นบรานซ์แอดมิตแตนซ์แบบขนานสามารถหาได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Pi = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1+2RY}{2RY} & \frac{-1}{2RY} \\ \frac{1}{2RY} & \frac{2RY-1}{2RY} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.4})$$

จัดให้อยู่ในรูปแบบของเมตริกซ์ง่าย ๆ ดังนี้

$$\Pi = \begin{bmatrix} \frac{1+2RY}{2RY} & \frac{1}{2RY} \\ \frac{-1}{2RY} & \frac{2RY-1}{2RY} \end{bmatrix} \quad (\text{ค.5})$$

จากตารางที่ 2.1 จะเห็นว่าถ้าทำการแทนค่าคงที่เวลา $\tau_C = RC/2$ และ $\tau_L = L/2R$ โดย $\tau_L = \tau_C$ หรือแทน $Y = 1/sL$ และ $L = CR^2$ ลงในสมการที่ (ค.4) จากนั้นทำการคูณบรานซ์แอดมิตแดนซ์แบบอนุกรมกับบรานซ์แอดมิตแดนซ์แบบขนานจะได้ดังนี้

$$\Pi = \begin{bmatrix} \frac{(sL+2R)}{2R} & \frac{-sL}{2R} \\ \frac{sL}{2R} & \frac{2R-sL}{2R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{sRC}{2} + 1 & \frac{sRC}{2} \\ \frac{-sRC}{2} & 1 - \frac{sRC}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{ค.6})$$

หรือเขียนอีกรูปแบบหนึ่งได้ดังนี้

$$\Pi = \begin{bmatrix} s\tau_L + 1 & -s\tau_L \\ s\tau_L & 1 - s\tau_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s\tau_C + 1 & s\tau_C \\ -s\tau_C & 1 - s\tau_C \end{bmatrix} \quad (\text{ค.7})$$

โดย $\tau_C = RC/2$ และ $\tau_L = L/2R$

ดังนั้นผลลัพธ์ที่ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Pi = \begin{bmatrix} 2s^2\tau_L\tau_C + s\tau_L + s\tau_C + 1 & 2s^2\tau_L\tau_C - s\tau_L + s\tau_C \\ 2s^2\tau_L\tau_C + s\tau_L - s\tau_C & 2s^2\tau_L\tau_C - s\tau_L - s\tau_C + 1 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.8})$$

ทำการแปลงเป็นเอส-เมตริกซ์และหา $s_{21} = 1/\Pi_{11}$ ได้ดังนี้

$$\left(2s^2\tau_L\tau_C + s\tau_L + s\tau_C + 1\right)^{-1} \quad (\text{ค.9})$$

พิจารณาเฉพาะเทอมส่วนเท่านั้นจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$s^2 + s \frac{(\tau_L + \tau_C)}{2\tau_L\tau_C} + \frac{1}{2\tau_L\tau_C} \quad (\text{ค.10})$$

จากนั้นทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์กับสมการไบควอดคือ

$$\left(s^2 + s\omega_p/Q_p + \omega_p^2\right)^{-1} \quad (\text{ค.11})$$

จะได้ว่า

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{2\tau_L\tau_C}} \quad (\text{ค.12})$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{2\tau_L\tau_C}}{\tau_L + \tau_C} \quad (\text{ค.13})$$

จากสมการที่ (ค.10) รากของสมการมีค่าดังนี้

$$\text{roots} = \left(\frac{-\tau_L - \tau_C \pm \sqrt{\tau_L^2 - 6\tau_L\tau_C + \tau_C^2}}{4\tau_C\tau_L} \right) \quad (\text{ค.14})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

แสดงการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุสำหรับแต่ละทิวเพอร์ที่จำลองตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุ
สำหรับวงจรกรองไบควอด

จากภาคผนวก (ค) จะได้ค่าความถี่และค่าตัวประกอบคุณภาพของ โพลของวงจรกรองไบควอดดัง
สมการ

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{2\tau_L\tau_C}} \quad (ง.1)$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{2\tau_L\tau_C}}{\tau_L + \tau_C} \quad (ง.2)$$

หรือ

$$\tau_L\tau_C = \frac{1}{2\omega_p^2} \quad (ง.3)$$

$$\tau_L + \tau_C = \frac{\sqrt{2\tau_L\tau_C}}{Q_p} \quad (ง.4)$$

จากสมการ (ง.3) และ (ง.4)

$$\tau_L^2 + \tau_L(\tau_L + \tau_C) + \tau_L\tau_C = 0 \quad (ง.5)$$

แก้สมการหาคำตอบจะได้

$$\tau_L = \frac{1}{2}\tau_L(\tau_L + \tau_C) + \frac{1}{2}\sqrt{(\tau_L + \tau_C)^2 - 4\tau_L\tau_C}$$

และ
$$\frac{1}{2}\tau_L(\tau_L + \tau_C) - \frac{1}{2}\sqrt{(\tau_L + \tau_C)^2 - 4\tau_L\tau_C} \dots\dots\dots(ง.6)$$

$$\tau_C = \frac{\tau_L\tau_C}{\frac{1}{2}\tau_L(\tau_L + \tau_C) + \frac{1}{2}\sqrt{(\tau_L + \tau_C)^2 - 4\tau_L\tau_C}}$$

และ
$$\frac{\tau_L\tau_C}{\frac{1}{2}\tau_L(\tau_L + \tau_C) - \frac{1}{2}\sqrt{(\tau_L + \tau_C)^2 - 4\tau_L\tau_C}} \dots\dots\dots(ง.7)$$

จะเห็นว่าค่าคงที่เวลา τ_L และ τ_C ที่ได้จะมีสองค่าที่ทำให้สมการเป็นจริง สำหรับการหาค่าตัวประกอบสำหรับวงจรกรองต้นแบบทำได้แทนค่า τ_L และ τ_C ในสมการที่ (ง.6) และ (ง.7) ลงในตารางที่ 2.1 จะได้

$$L = 2R\tau_L \tag{ง.8}$$

และ
$$C = 2\tau_C / R \tag{ง.9}$$

ซึ่ง L, C และ R เป็นอุปกรณ์ในวงจรกรองต้นแบบ และความต้านทานของพอร์ต์ ตามลำดับ ส่วนค่าของตัวเก็บประจุของแต่ละทูแพร์นั้นหาได้จากสมการ

$$C_L = \frac{\tau_L}{R} \tag{ง.10}$$

และ
$$C_C = \frac{\tau_C}{R} \tag{ง.11}$$

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองใบควอดความถี่โพล ω_p เท่ากับ 1 MHz และตัวประกอบคุณภาพ Q_p ค่าเท่ากับ 0.5 ที่กระแสไบอัส (I_o) ของทูแพร์เท่ากับ $100 \mu A$ จะได้ค่าความต้าน
 เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทานพอร์ตเท่ากับ 260 โอห์ม (V_T / I_O) จากสมการที่ (ง.8) กับ (ง.9) จะได้ค่า $L = 141.3 \mu H$, $24.24 \mu H$ $C = 0.3586 nF$, $2.09 nF$ สุดท้ายใช้สมการ (ง.10) และ (ง.11) จะได้ค่าตัวเก็บประจุของแต่ละทิวแพร์ $C_L = 1.045 nF$, $0.1793 nF$ และ $C_C = 0.1793 nF$, $1.045 nF$

ข้อสังเกต ข้อจำกัดอย่างหนึ่งสำหรับวงจรกรองไบควอดเฟสแอกทีฟก็คือค่าของ Q_p สูงสุดที่ได้มีค่าเท่ากับ 0.707 เท่านั้นซึ่งวิธีการเพิ่มค่าดังกล่าวทำได้โดยทำให้วงจรไม่ส่งพลังงานสูงสุด ซึ่งทำได้ง่ายๆโดยลดความต้านทานที่โหลดออก



ภาคผนวก จ

โปรแกรม PSpice จำลองการทำงานของอินทิเกรเตอร์ในรูปที่ 3.1 เมื่อจำลองโปรแกรมนี้อาจได้กราฟรูปที่ 5.4

*active device BJTs

Q1 1 3 0 npn

Q2 5 1 3 npn

Q3 5 1 2 npn

Q4 4 2 0 npn

ik 5 1 {var} ; tuning current kio

io 2 0 65u

iin 3 0 65u

vo 4 0 2.5

vcc 5 0 2.5

* test circuit

iac 3 0 ac 1

c 2 0 30p

.model npn npn(is=3e-18 bf=100 br=4 nf=1 nr=1 vaf=50 var=4.7 ikf=2e-3

+ ikr=9e-3 ise=1e-16 isc=1e-16 ne=1.5 nc=2.0 re=10 rc=100 rb=450 irb=0

+ rbm=1e-4 cje=1.21e-14 vje=0.988 mje=0.33 cjc=0.96e-14 vjc=0.808 mjc=0.33

+ cjs=2.52e-14 vjs=0.6 mjs=0.33 xcjc=1.0 fc=0.5 tf=1.2e-12 xtf=7.2 vtf=1.3

+ itf=4.5e-3 tr=4e-9 xtb=2.0 xti=6.0 eg=1.11 kf=0.0 af=1.0)

.op

.param var=1

.step param var 50u 80u 10u

.ac dec 100 100k 1g

.probe

.end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมไบควอดความถี่โพลเท่ากับ 50 kHz ตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 0.707
ที่กระแสไบแอส I_o เท่ากับ 100 μA เมื่อจำลองโปรแกรมนี้อาจได้กราฟรูปที่ 5.9

* connection vcc |tc | +a12 -a12 +a1 -a1 +a2 -a2 |+b1 | |-b1 | |+b2 | |-b2 |

.subckt wave 13 9 10 7 12 3 1 2 4 16 17 14 15 18 19 20 21

* active device - BJTs

q13 1 1 0 npn

q12 15 1 0 npn

q11 14 1 0 npn

q14 18 2 0 npn

q15 19 2 0 npn

q16 2 2 0 npn

q22 4 4 0 npn

q21 20 4 0 npn

q20 21 4 0 npn

q19 3 3 0 npn

q18 16 3 0 npn

q17 17 3 0 npn

q1 8 7 0 npn

q2 13 8 7 npn

q3 13 8 9 npn

q4 1 9 0 npn

q5 2 9 0 npn

q10 4 10 0 npn

q9 3 10 0 npn

q8 13 11 10 npn

q7 13 11 12 npn

q6 11 12 0 npn

* current sources

i1 13 1 0.3m

i2 13 2 0.3m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

i3 13 4 0.3m
i4 13 3 0.3m
i9 13 8 {var} ; tuning current kio
i10 13 7 0.1m
i11 13 11 {var} ; tuning current kio
i12 13 12 0.1m
i15 9 0 0.1m
i16 10 0 0.1m

.ends wave

* test circuit
vcc 1 0 2.5
Ii_p1 2 0 0.1m ac 1
Ii_p2 14 0 0.1m ac 1
Ii_n1 3 0 0.1m ac -1
Ii_n2 15 0 0.1m ac -1

Ia2_n1 7 0 0.1m
Ia2_p2 6 0 0.1m
Ia2_p1 20 0 0.1m
Ia2_n2 21 0 0.1m

vb1_p1 10 0 1 ; b1_L
vb1_p2 16 0 1 ; b1_L
vb1_n1 11 0 1 ; -b1_L
vb1_n2 17 0 1 ; -b1_L
vb2_p1 22 0 1 ; b2_C
vb2_p2 23 0 1 ; b2_C
vb2_n1 24 0 1 ; -b2_C
vb2_n2 25 0 1 ; -b2_C

C_L11 4 0 8.657n

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

C_L12    5    0  8.657n
C_C21    12   0  8.657n
C_C22    13   0  8.657n
*        vcc |tc| +a12 -a12 +a1 -a1 +a2 -a2 |+b1 | |-b1 | |+b2 | |-b2 |
xwave1  1  4 5  2  3  14 15  8  9 10 16 11 17  6 18  7 19  wave
xwavec2 1 12 13  6  7  18 19 20 21  2  9  3  8 22 23 24 25  wave
.model npn npn( bf=1e10 vaf=1e10 re=2 )
.op
.param var = 1
.step param var 50u 150u 10u
.ac dec 100 10 2meg
.probe
.end

```



โปรแกรมสำหรับวงจรกรองที่ประมาณว่ามีเฟสเป็นเชิงเส้น ความถี่ตัดเท่ากับ 50 MHz
เมื่อจำลองโปรแกรมนี้จะได้กราฟรูปที่ 5.11

```
* connection vcc |tc | +a12 -a12 +a1 -a1 +a2 -a2 |+b1 | |-b1 | |+b2 | |-b2 |
```

```
.subckt wave 13 9 10 7 12 22 28 26 24 14 15 16 17 20 21 18 19
```

```
* active device - BJTs
```

```
q13 1 1 0 npn
```

```
q12 15 1 0 npn
```

```
q11 14 1 0 npn
```

```
q14 18 2 0 npn
```

```
q15 19 2 0 npn
```

```
q16 2 2 0 npn
```

```
q22 4 4 0 npn
```

```
q21 20 4 0 npn
```

```
q20 21 4 0 npn
```

```
q19 3 3 0 npn
```

```
q18 16 3 0 npn
```

```
q17 17 3 0 npn
```

```
q1 8 7 0 npn
```

```
q2 13 8 7 npn
```

```
q3 13 8 9 npn
```

```
q8 13 11 10 npn
```

```
q7 13 11 12 npn
```

```
q6 11 12 0 npn
```

```
q34 28 28 0 npn
```

```
q46 26 26 0 npn
```

```
q50 24 24 0 npn
```

```
q40 22 22 0 npn
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*BJTs with half-emitter area

q5	2	9	0	nph
q10	4	10	0	nph
q9	3	10	0	nph
q4	1	9	0	nph
q23	14	10	0	nph
q24	15	10	0	nph
q25	18	10	0	nph
q26	19	10	0	nph
q27	17	9	0	nph
q28	16	9	0	nph
q29	21	9	0	nph
q30	20	9	0	nph
q35	3	28	0	nph
q38	15	28	0	nph
q39	14	28	0	nph
q47	4	26	0	nph
q48	18	26	0	nph
q49	19	26	0	nph
q51	2	24	0	nph
q52	21	24	0	nph
q53	20	24	0	nph
q45	16	22	0	nph
q44	17	22	0	nph
q41	1	22	0	nph

** current sources

i1	13	1	97.5u
i2	13	2	97.5u ; current equal to $3I_o/2$
i4,	13	4	97.5u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

i3 13 3 97.5u
i8 13 8 {var} ; tuning current
i7 13 7 65.0u
i11 13 11 {var} ; tuning current
i12 13 12 65.0u
i9 9 0 65.0u ; bias current equal to Io
i10 10 0 65.0u

```

*current source of BJTs with half-emitter area

```

i18 13 18 32.5u
i19 13 19 32.5u
i20 13 20 32.5u
i21 13 21 32.5u
i14 13 14 32.5u ; bias current equal to Io/2
i15 13 15 32.5u
i16 13 16 32.5u
i17 13 17 32.5u
i24 13 24 130.0u
i22 13 22 130.0u ; bias current equal to 2Io
i28 13 28 130.0u
i26 13 26 130.0u

```

.ends wave

* test circuit

```

vcc 1 0 2.5
Iip1 2 0 65u ac 1
Iip2 14 0 65u ac 1
Iin1 3 0 65u ac -1
Iin2 15 0 65u ac -1
vb1_p1 10 0 1 ; b1_L1
vb1_p2 16 0 1 ; b1_L1 /* bias voltage vb1 (inductor)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

vb1_n1      11  0  1      ; -b1_L1
vb1_n2      17  0  1      ; -b1_L1
Io_a2p1     30  0  65u    ; a2_C4
Io_a2n1     31  0  65u    ; -a2_C4 /* bias current a2 (capacitor)
Io_a2n2     28  0  65u    ; -a2_C4
Io_a2p2     29  0  65u    ; a2_C4
vb2p1       32  0  1      ; b2_C4
vb2p2       38  0  1      ; b2_C4
vb2n1       33  0  1      ; -b2_C4
vb2n2       39  0  1      ; -b2_C4
CL11        4  0  0.963p
CL12        5  0  0.963p
CC21        8  0  2.793p
CC22        9  0  2.793p
CL31       40  0  4.172p
CL32       41  0  4.172p ; from table 5.1
CC41       42  0  8.561p
CC42       43  0  8.561p
*           vcc |tc| +a12 -a12 +a1 -a1 +a2 -a2 |+b1| |-b1| |+b2| |-b2|
xwavel1     1  4 5  2  3 14 15 25 24 10 16 11 17 6 18 7 19 wave
xwavec2     1  8 9  6  7 18 19 21 20 2 24 3 25 12 22 13 23 wave
xwavel3     1 40 41 12 13 22 23 26 27 6 20 7 21 28 34 29 35 wave
xwavec4     1 42 43 28 29 34 35 30 31 12 27 13 26 32 38 33 39 wave

```

```

.model npn npn(is=3e-18 bf=100 br=4 nf=1 nr=1 vaf=50 var=4.7 ikf=2e-3
+ ikr=9e-3 ise=1e-16 isc=1e-16 ne=1.5 nc=2.0 re=10 rc=100 rb=450 irb=0
+ rbm=1e-4 cje=1.21e-14 vje=0.988 mje=0.33 cjc=0.96e-14 vjc=0.808 mjc=0.33
+ cjs=2.52e-14 vjs=0.6 mjs=0.33 xcjc=1.0 fc=0.5 tf=1.2e-12 xtf=7.2 vtf=1.3
+ itf=4.5e-3 tr=4e-9 xtb=2.0 xti=6.0 eg=1.11 kf=0.0 af=1.0)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* half emitter area

```
.model npnh npn(is=1.5e-18 bf=100 br=4 nf=1 nr=1 vaf=50 var=4.7 ikf=2e-3
+ ikr=9e-3 ise=1e-16 isc=1e-16 ne=1.5 nc=2.0 re=10 rc=100 rb=450 irb=0
+ rbm=1e-4 cje=1.21e-14 vje=0.988 mje=0.33 cjc=0.96e-14 vjc=0.808 mjc=0.33
+ cjs=2.52e-14 vjs=0.6 mjs=0.33 xcjc=1.0 fc=0.5 tf=1.2e-12 xtf=7.2 vtf=1.3
+ itf=4.5e-3 tr=4e-9 xtb=2.0 xti=6.0 eg=1.11 kf=0.0 af=1.0)
.op
.param var=1
.step param var 72u 73u 0.5u
.ac dec 100 100k 200meg
.probe
.end
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมสำหรับจำลองวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ที่มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 10.7 MHz
เมื่อจำลองวงจรกรองนี้จะได้กราฟรูปที่ 5.13

```
* connection vcc |tc | +a12 -a12 +a1 -a1 +a2 -a2 |+b1 | |-b1 | |+b2 | |-b2 |
.subckt wave 13 9 10 7 12 22 28 26 24 14 15 16 17 20 21 18 19
```

```
* active device - BJTs
```

```
q13 1 1 0 npn
q12 15 1 0 npn
q11 14 1 0 npn
q14 18 2 0 npn
q15 19 2 0 npn
q16 2 2 0 npn
q22 4 4 0 npn
q21 20 4 0 npn
q20 21 4 0 npn
q19 3 3 0 npn
q18 16 3 0 npn
q17 17 3 0 npn
q1 8 7 0 npn
q2 13 8 7 npn
q3 13 8 9 npn
q8 13 11 10 npn
q7 13 11 12 npn
q6 11 12 0 npn
q34 28 28 0 npn
q46 26 26 0 npn
q50 24 24 0 npn
q40 22 22 0 npn
```

```
*half emitter area
```

```
q5 2 9 0 npnh
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

q10	4	10	0	n	p	n	h
q9	3	10	0	n	p	n	h
q4	1	9	0	n	p	n	h
q23	14	10	0	n	p	n	h
q24	15	10	0	n	p	n	h
q25	18	10	0	n	p	n	h
q26	19	10	0	n	p	n	h
q27	17	9	0	n	p	n	h
q28	16	9	0	n	p	n	h
q29	21	9	0	n	p	n	h
q30	20	9	0	n	p	n	h
q35	3	28	0	n	p	n	h
q38	15	28	0	n	p	n	h
q39	14	28	0	n	p	n	h
q47	4	26	0	n	p	n	h
q48	18	26	0	n	p	n	h
q49	19	26	0	n	p	n	h
q51	2	24	0	n	p	n	h
q52	21	24	0	n	p	n	h
q53	20	24	0	n	p	n	h
q45	16	22	0	n	p	n	h
q44	17	22	0	n	p	n	h
q41	1	22	0	n	p	n	h



** current sources

i1	13	1	97.5u
i2	13	2	97.5u ; bias current equal to $3I_o/2$
i4	13	4	97.5u
i3	13	3	97.5u
i8	13	8	71.5u ; fix tuning current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

i7 13 7 65.0u
i11 13 11 71.5u ; fix tuning current
i12 13 12 65.0u
i9 9 0 65.0u
i10 10 0 65.0u

```

* current source of half- emitter area

```

i18 13 18 32.5u
i19 13 19 32.5u
i20 13 20 32.5u
i21 13 21 32.5u
i14 13 14 32.5u ; bias current source equal to Io/2
i15 13 15 32.5u
i16 13 16 32.5u
i17 13 17 32.5u
i24 13 24 130.0u
i22 13 22 130.0u ; bias current source equal to 2Io
i28 13 28 130.0u
i26 13 26 130.0u

```

.ends wave

* test circuit

```

vcc 1 0 2.5
Iip11 2 0 sin(32.5u 19.5u 10.50meg 0 0 0)
Iip12 2 0 sin(32.5u 19.5u 11meg 0 0 0)
Iip21 14 0 sin(32.5u 19.5u 10.5meg 0 0 0)
Iip22 14 0 sin(32.5u 19.5u 11meg 0 0 0)
Iin11 3 0 sin(32.5u 19.5u 10.5meg 0 0 180)
Iin12 3 0 sin(32.5u 19.5u 11meg 0 0 180)
Iin21 15 0 sin(32.5u 19.5u 10.50meg 0 0 180)
Iin22 15 0 sin(32.5u 19.5u 11meg 0 0 180)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

vb2_p1  10 0 1    ;B1_L1
vb2_p2  16 0 1    ;B1_L1 /* inductor
vb2_n1  11 0 1    ;-B1_L1
vb2_n2  17 0 1    ;-B1_L1
Io9     33 0 65.0u ;A2_L6
Io10    58 0 65.0u ;-A2_L6
Io11    32 0 65.0u ;-A2_L6
Io12    59 0 65.0u ;A2_L6
vb11l6p 54 0 1    ;B1_L6
vb12l6p 56 0 1    ;B1_L6
vb21l6n 55 0 1    ;-B1_L6
vb22l6n 57 0 1    ;-B1_L6
CL11    4  0 23.59p
CL12    5  0 23.59p
CC21    8  0 53.6p
CC22    9  0 53.6p
CL31   40  0 25.56p
CL32   41  0 25.56p
CC41   42  0 49.6p
CC42   43  0 49.6p
CC51   44  0 54.6747p
CC52   45  0 54.6747p
CL61   46  0 23.59p
CL62   47  0 23.59p

```

```

*      vcc |tc| +a12 -a12 +a1 -a1 +a2 -a2 |+b1| |-b1| |+b2| |-b2|
xwavel1 1  4 5  2  3  14 15 25 24 6 18 7 19 10 16 11 17 wave
xwavec2 1  8 9  6  7  18 19 21 20 3 25 2 24 12 22 13 23 wave
xwavel3 1 40 41 12 13 22 23 26 27 6 20 7 21 28 34 29 35 wave

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
xwavec4 1 42 43 28 29 34 35 38 39 30 36 31 37 13 26 12 27 wave
xwavec5 1 44 45 30 31 36 37 48 49 28 39 29 38 32 52 33 53 wave
xwavel6 1 46 47 32 33 52 53 58 59 54 56 55 57 31 48 30 49 wave
```

```
.model npn npn(is=3e-18 bf=100 br=4 nf=1 nr=1 vaf=50 var=4.7 ikf=2e-3
+ ikr=9e-3 ise=1e-16 isc=1e-16 ne=1.5 nc=2.0 re=10 rc=100 rb=450 irb=0
+ rbm=1e-4 cje=1.21e-14 vje=0.988 mje=0.33 cjc=0.96e-14 vjc=0.808 mjc=0.33
+ cjs=2.52e-14 vjs=0.6 mjs=0.33 xcjc=1.0 fc=0.5 tf=1.2e-12 xtf=7.2 vtf=1.3
+ itf=4.5e-3 tr=4e-9 xtb=2.0 xti=6.0 eg=1.11 kf=0.0 af=1.0)
* half emitter area
.model npnh npn(is=1.5e-18 bf=100 br=4 nf=1 nr=1 vaf=50 var=4.7 ikf=2e-3
+ ikr=9e-3 ise=1e-16 isc=1e-16 ne=1.5 nc=2.0 re=10 rc=100 rb=450 irb=0
+ rbm=1e-4 cje=1.21e-14 vje=0.988 mje=0.33 cjc=0.96e-14 vjc=0.808 mjc=0.33
+ cjs=2.52e-14 vjs=0.6 mjs=0.33 xcjc=1.0 fc=0.5 tf=1.2e-12 xtf=7.2 vtf=1.3
+ itf=4.5e-3 tr=4e-9 xtb=2.0 xti=6.0 eg=1.11 kf=0.0 af=1.0)
.op
.tran 0.005u 6u 0u 0.0002u
.options itl5=0
.probe i(vb2216n) i(vb1116p)
.end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายไชยวัฒน์ ทองซ้อย เกิดเมื่อวันที่ 14 เมษายน 2513 ที่จังหวัดลพบุรี สำเร็จการศึกษา วิทยาศาสตร์บัณฑิต(ฟิสิกส์ประยุกต์) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2535 และเข้าทำงานเป็นอาจารย์ประจำของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ในปีเดียวกัน จนถึงทุกวันนี้ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์มีดังนี้

- 1) C.Tongchoi , A.Worapishet " Linear current mode lossy integrator for integrated current mode wave active filters " , Electron.Lett., 31(14), pp.1113-1114, 1995
- 2) ไชยวัฒน์ ทองซ้อย , อภิศักดิ์ วรพิเชษฐ และ กอบชัย เฉลยหาญ “อินทิเกรเตอร์ ชนิดมีการสูญเสียทำงานในโหมดกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรม ไฟฟ้าครั้งที่ 18 ,กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร , 1995