

วงจรรองสัญญาณแอนกประสงค์โหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII

CURRENT-MODE UNIVERSAL FILTERS USING CCCIIS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาด้านเทคโนโลยีวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-0008-EN-M-080-003

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรองสัญญาณแอนกประสงค์โหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII

CURRENT-MODE UNIVERSAL FILTERS USING CCCIIS



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 77971
วัน,เดือน,ปี 12 ก.พ. 2551

b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พ.ศ.2551

KMITL - 2008 - EN - M - 080 - 003

CURRENT-MODE UNIVERSAL FILTERS USING CCCIIS



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ **KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG** โฆษณาด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
2008

KMITL – 2008 – EN – M – 080 – 003



COPYRIGHT 2008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรกรองสัญญาณอนепระสงค์โหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII
Current-Mode Universal Filters Using CCCIs






นักศึกษา นายนิวัฒน์ แจ็งสามสี

รหัสประจำตัว 48060553

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
ผศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสวีวงศ์	
ดร.นพดล	มณีรัตน์	
รศ.สุมาลี	อุณหวนิชย์	
รศ.ดร.วรพงศ์	ตั้งศรีรัตน์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 18 ธันวาคม 2550 เวลา 13.30-15.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 6


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว
(รศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่...../.....เดือน.....พ.ศ.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์โหมคระแส โดยใช้วงจร CCCII
นักศึกษา	นายนิวัฒน์ แจ่มงามสี
รหัสประจำตัว	48060553
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรรองสัญญาณแบบไบควอดราติกทำงานในโหมคระแสโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบกระแสควบคุมรุ่นที่สอง (CCCII) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งแบ่งการนำเสนอออกเป็น 2 วงจรดังนี้ คือ วงจรรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว สำหรับวงจรรองสัญญาณแบบที่สองที่นำเสนอจะเป็นวงจรรองสัญญาณแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต ซึ่งประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรมันสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันจำกัดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ที่พอร์ตเอาต์พุต ซึ่งมีความต้านทานสูงมาก โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนี้ยังสามารถแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และแบนด์วิด (BW) ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรถดลองโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 นำมาสร้างเป็นวงจร CCCII ปรากฏผลที่ได้เป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Current-mode universal filters using CCCII
Student	Mr. Niwat Jangsamsi
Student ID.	48060553
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Worapong Tangsirat

ABSTRACT

This thesis proposes a circuit technique to design and implement the current-mode biquadratic universal filters with employment of current control current conveyors (CCCII) as active components. The first circuit configuration is the three-input single-output current-mode biquadratic filter which, mainly consists of three CCCII and two grounded capacitors. The second circuit configuration is the three-input two-output current-mode biquadratic universal filter with a minimum number of components. This configuration comprises only two CCCII and two grounded capacitors. Both proposed circuits, which have the high output impedances, can realize all five standard biquadratic filtering functions, which are lowpass (LP), highpass (HP), bandpass (BP), bandstop (BS) and allpass (AP). The natural angular frequency (ω_0) and the bandwidth (BW) of the proposed filters can be tuned electronically by adjusting the bias current of the CCCII. No critical matching conditions are required and all incremental parameter sensitivities are low. The performances of the proposed circuits were simulated with PSPICE program and the experimental results using commercial available transistors 2N3904 and 2N3906 are also given to verify the theoretical analysis.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้
รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ที่ปรึกษา ปุ่กคณะนันทน์
ผู้ร่วมทำวิจัย ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ อย่างเต็มที่ และ
ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตลอดจนการ
อบรมสั่งสอนให้แนวความคิดต่างๆ ในการดำเนินชีวิตรวมทั้งยังเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียนให้
สามารถเป็นนักวิจัยที่ดี ผู้เขียนจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะ
วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง รองศาสตราจารย์ ชีรศิลป์
ทุมวิภาต และรองศาสตราจารย์ สุมาลี อุณหวิชัย ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม (IET) คณะ
วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้การสนับสนุน และให้คำปรึกษา
แก้ไข ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งประสบการณ์อันมีค่าที่ได้จากการทำงาน
วิจัยร่วมกัน

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรวิภา ห้วหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบ
ควบคุม ที่ได้กรุณาเอื้อเพื่อให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำ
วิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ในภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยี
พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และเจ้าหน้าที่สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยี
สารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology, ReCCIT) ทุกคน
ที่ให้คำแนะนำต่าง ๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนค่าลงทะเบียนเพื่อเข้าร่วมประชุมและ
นำเสนอผลงานวิจัย ตลอดจนทุนสนับสนุนในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for
Communications and Information Technology, ReCCIT) และห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผล
สัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory) ที่ให้การสนับสนุนวัสดุอุปกรณ์ในการทำวิจัย
ตลอดจนเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ
และให้การสนับสนุนในทุก ๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นิวัฒน์ แจ่มงาม

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 หลักการของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ.....	6
2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก.....	10
2.4 สรุป.....	11
บทที่ 3 ทฤษฎีของวงจรกรองสัญญาณ.....	12
3.1 กล่าวนำ.....	12
3.2 ความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ.....	12
3.3 วงจร CCI.....	14
3.4 วงจร CCII.....	15
3.5 วงจร CCCII.....	15
3.5.1 วงจรทรานลิเนียร์.....	17
3.5.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต x ของวงจร CCCII.....	20
3.5.3 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror).....	24
3.5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร CCCII และผลการทดลองต่อวงจรจริง.....	28
3.5.4.1 คุณสมบัติค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต x ของวงจร CCCII.....	28
3.5.4.2 คุณสมบัติทางสัญญาณไฟตรงของวงจร CCCII.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 3.5.3 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)..... 24
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น 3.5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร CCCII และผลการทดลองต่อวงจรจริง..... 28

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.5.4.3 คุณสมบัติทางสัญญาณไฟสลักของวงจร CCCII.....	32
3.5 สรุป.....	35
บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต	
โดยใช้วงจร CCCII.....	36
4.1 กล่าวนำ	36
4.2 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII ที่นำเสนอ	37
4.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII	38
4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร	40
4.5 สรุป	46
บทที่ 5 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต	
โดยใช้วงจร CCCII.....	47
5.1 กล่าวนำ	47
5.2 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII ที่นำเสนอ.....	48
5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII	50
5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร	51
5.5 สรุป.....	57
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	58
6.1 บทสรุป.....	58
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	59
เอกสารอ้างอิง	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	64
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและแบบจำลอง ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	65
ภาคผนวก ข แบบจำลองสำหรับโปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	71
ภาคผนวก ค การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดรติก โหมคกระแสบแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII.....	72
ภาคผนวก ง การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดรติก โหมคกระแสบแบบสามอินพุต สองเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII.....	81
ภาคผนวก จ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	90
ประวัติผู้เขียน.....	106

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่า f_0 ในการส่งผ่านแรงดันไฟสลับจากพอร์ต์ y ไปยังพอร์ต์ x ของวงจร CCCII เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_0	34
3.2 ค่า f_0 ในการส่งผ่านกระแสไฟสลับจากพอร์ต์ x ไปยังพอร์ต์ $\pm z$ ของวงจร CCCII เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_0	35



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบของวงจรกรองสัญญาณ	6
2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP	7
2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP	8
2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP	8
2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS	9
2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร AP	9
3.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแส	13
3.2 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI	14
3.3 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII	15
3.4 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII	16
3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจร CCCII	16
3.6 วงจรทรานซิเอน์ที่ประกอบอยู่ในของวงจร CCCII	18
3.7 องค์ประกอบของวงจร CCII ในส่วนของขั้ว x และขั้ว y	21
3.8 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน	25
3.9 โครงสร้างภายในของวงจร CCCII+	27
3.10 โครงสร้างภายในของวงจร CCCII-	28
3.11 คุณสมบัติของค่าความต้านทาน R_x ของวงจร CCCII	29
3.12 วงจรที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต์ y ไปยังพอร์ต์ x	30
3.13 คุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันไฟตรงจากพอร์ต์ y (V_y) ไปยังพอร์ต์ x (V_x)	30
3.14 วงจรที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงของวงจร CCCII	31
3.15 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงจากพอร์ต์ x (i_x) ไปยังพอร์ต์ $\pm z$ เมื่อ $R_{+z} = R_{-z} = 1k\Omega$	31
3.16 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงจากพอร์ต์ x (i_x) ไปยังพอร์ต์ $\pm z$ เมื่อ $R_{+z} = R_{-z} = 5k\Omega$	32
3.17 คุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันไฟสลับจากพอร์ต์ y ไปยังพอร์ต์ x	33
3.18 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟสลับจากพอร์ต์ x ไปยังพอร์ต์ $+z$	33
3.19 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟสลับจากพอร์ต์ x ไปยังพอร์ต์ $-z$	34

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมคกระแสบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII.....	37
4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP	40
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP	41
4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP	41
4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS	42
4.6 ผลตอบสนองทางอัตราขยายของวงจร AP	42
4.7 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร AP.....	43
4.8 ภาพถ่ายวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906	43
4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง.....	44
4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง	45
4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง.....	45
4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง.....	46
5.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมคกระแสบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII	48
5.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP	52
5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP	52
5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP	52
5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS	53
5.6 ผลตอบสนองทางอัตราขยายของวงจร AP	53
5.7 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร AP.....	54
5.8 ภาพถ่ายวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII ที่สังเคราะห์จากทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906.....	54
5.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง.....	55
5.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง	55
5.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง.....	56
5.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง.....	56

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกนั้น เป็นวงจรที่มีความสำคัญอีกวงจรหนึ่งในระบบอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งในด้านการสื่อสาร การประมวลผลสัญญาณ และในระบบเครื่องมือวัด ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (active element) ที่มีสมรรถนะการทำงานสูงหลากหลายชนิด เช่น วงจร OTA (operational trans-conductance amplifier) [1]-[2] , วงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) [3]-[4] , และวงจร CCII (second-generation current conveyor) [5]-[7] เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามวงจรที่ได้มีการนำเสนอในอดีตส่วนมากนั้น ยังคงใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนมาก ซึ่งต้องใช้พื้นที่วงจรมีขนาดใหญ่ และสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าปริมาณมาก จึงทำให้ไม่เหมาะสมต่อแนวทางการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (integrated circuit , IC) ในปัจจุบันการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์นั้นนอกจากจะพิจารณาถึงความสามารถโดยรวมของตัววงจรเองแล้ว ยังต้องคำนึงถึงพื้นที่ของวงจรและการใช้กำลังไฟฟ้าของวงจรเป็นสำคัญอีกด้วย ด้วยเหตุผลดังกล่าวข้างต้นทำให้แนวทางการพัฒนางจรอนาล็อกฟังก์ชันในปัจจุบัน จึงมีความพยายามที่จะสังเคราะห์และออกแบบวงจรให้ใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟ ที่มีจำนวนน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยยังคงสมรรถนะในการทำงานของวงจรเอาไว้

หลังจากที่วงจรสายพานกระแสแบบกระแสควบคุม (second-generation current-controlled current conveyor) หรือวงจร CCCII ได้มีการนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกโดย A. Fabre และคณะ [8] นับจากนั้นเป็นต้นมา การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรอนาล็อกฟังก์ชันรูปแบบต่าง ๆ โดยใช้วงจร CCCII จึงมีความน่าสนใจและได้รับการพัฒนานำเสนอมากขึ้นเป็นลำดับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรกรองสัญญาณอนุกรมประสงค์ที่ทำงานในโหมดกระแส (current-mode universal filter) [9]-[13] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก โดยพยายามทำการออกแบบโดยเลือกใช้วงจร CCCII ร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก ให้มีจำนวนน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์หลักคือ เพื่อนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งแบ่งการนำเสนอออกเป็น 2 วงจรดังนี้ คือ

1) วงจรกรองสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ซึ่งประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ (ground capacitor) จำนวน 2 ตัว [14]

2) วงจรกรองสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต ซึ่งประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ จำนวน 2 ตัว [15]

วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรมันสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชันจำกัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) ได้ที่พอร์ตเอาต์พุต ซึ่งมีความต้านทานสูงมาก โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนี้ยังสามารถแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และแบนด์วิด (BW) ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII รวมทั้งมีค่าความไว (sensitivity) ต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 นำมาสร้างเป็นวงจร CCCII ปรากฏผลที่ได้เป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

จากการติดตามงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCII ที่เคยมีการนำเสนอขึ้นในอดีต [5]-[7] , [16]-[19] พบว่า วงจรส่วนใหญ่ที่นำเสนอขึ้นยังคงนำเสนอรูปแบบของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนมาก อีกทั้งยังมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อในลักษณะลอคตัวอีกด้วย [5] , [7] , [16]-[17] ซึ่งไม่เหมาะสมอย่างยิ่งในการนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรวม [20] ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย และปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อในลักษณะลอคตัวอยู่ภายในวงจร โดยใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในการออกแบบ โดยวงจรที่ได้นำเสนอทั้งสองวงจรมันนอกจากจะมุ่งเน้นที่จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่น้อย แต่ก็ได้ละเลยถึงประสิทธิภาพของวงจร โดยวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานได้ครบทุกรูปแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ

แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และ แบบกรองผ่านทุกความถี่ โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และยังมีพอร์ตเอาต์พุตที่มีความต้านทานสูงมาก จึงเหมาะกับการนำไปต่อแบบคาสเคด (cascade) ในการทำงานโหมดกระแสหรือเพื่อนำไปสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่มีอันดับสูง (high-order filter) ต่อไป นอกจากนี้วงจรที่ได้ก็นำเสนอยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรคือ ω_0 และ BW ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทและภาคผนวกอีก 5 ภาคโดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำเพื่อกล่าวถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดเนื้อหาโดยสรุปแต่ละบท

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงหลักการทํางาน และการวิเคราะห์โครงสร้างภายในของวงจรสายพานกระแสแบบกระแสควบคุมรุ่นที่ 2 (CCCII)

บทที่ 4 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII และได้ทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรทดลองจริงโดยการใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 นำมาสร้างเป็นวงจร CCCII เพื่อนำไปใช้สร้างเป็นวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII และได้ทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรทดลองจริงโดยการใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 นำมาสร้างเป็นวงจร CCCII เพื่อนำไปใช้สร้างเป็นวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางเพื่อนำไปพัฒนาและวิจัยต่อไป

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งได้แก่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ภาคผนวก ก แสดงการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่าง ๆ วงจรสมมูลและแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

- ภาคผนวก ข โมเดลสำหรับโปรแกรม PSPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ใน
วิทยานิพนธ์
- ภาคผนวก ค การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก โหมดกระแสแบบ
สามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII
- ภาคผนวก ง การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก โหมดกระแสแบบ
สามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII
- ภาคผนวก จ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีการกรองสัญญาณ

2.1 กล่าวนำ

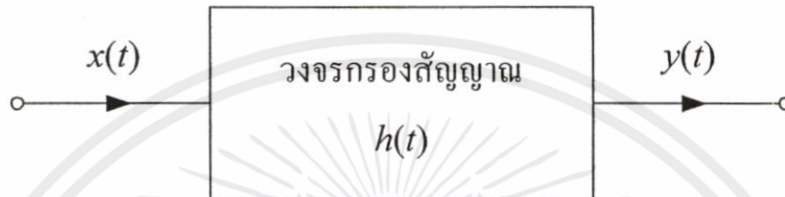
ในระบบการเลือกสัญญาณความถี่ (frequency selective system) ไม่ว่าจะเป็นในส่วนป้อนกลับ (feedback path) ของระบบควบคุม ในส่วนของวงจรปรับแต่งสภาพสัญญาณ (signal conditioner circuit) ภาครับสัญญาณอินพุตของเครื่องมือวัด หรือแม้กระทั่งในวงจรมอดูเลเตอร์ (modulator) และวงจรดีมอดูเลเตอร์ (demodulator) องค์ประกอบสำคัญส่วนหนึ่งที่จะขาดเสียมิได้เลยในระบบเหล่านี้ ก็คือ วงจรกรองสัญญาณ (filter) [21]-[24]

ในที่นี้วงจรกรองสัญญาณ หรือ วงจรฟิลเตอร์ คือวงจรซึ่งออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการ และจะทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนดไว้ วงจรกรองสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ ๆ ได้ 2 แบบ แบบแรกจะเรียกว่า วงจรกรองสัญญาณดิจิทัล (digital filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ถูกใช้กับสัญญาณดิจิทัล (digital signal) หรือสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time signal) และแบบที่สอง ก็คือ วงจรกรองสัญญาณอนาล็อก (analog filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ถูกใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (continuous-time signal) โดยวงจรกรองสัญญาณแบบอนาล็อกนั้นสามารถออกแบบและสังเคราะห์ขึ้นได้สองลักษณะ คือ วงจรกรองสัญญาณแบบพาสซีฟ (passive filter) และวงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ (active filter) โดยวงจรกรองสัญญาณแบบพาสซีฟนั้นเป็นวงจรกรองสัญญาณซึ่งออกแบบโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ประกอบด้วยตัวต้านทาน ไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า และขดลวดเหนี่ยวนำ เท่านั้น ในขณะที่วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟจะออกแบบและสังเคราะห์โดยนำอุปกรณ์จำพวกอุปกรณ์แอคทีฟ เช่นทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ มาต่อทำงานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ ซึ่งในบทนี้นั้นจะได้กล่าวเน้นเฉพาะพื้นฐานเบื้องต้นและหลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณและรูปแบบโดยทั่วไปของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกที่มีรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรเป็นฟังก์ชันไบควอดราติก (biquadratic function) เป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ

ระบบของวงจรกรองสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณอินพุต $y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุต และ $h(t)$ คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจร หากกำหนดให้วงจรกรองสัญญาณภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้น (linear) และไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant) แล้ว $y(t)$ จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 ระบบของวงจรกรองสัญญาณ

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau) x(\tau) d\tau \quad (2.1)$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ (2.1) จะได้ผลการแปลงลาปลาซคือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (2.2)$$

โดยที่ $Y(s)$ $H(s)$ และ $X(s)$ คือ ผลการแปลงลาปลาซของ $y(t)$ $h(t)$ และ $x(t)$ ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการที่ (2.2) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \quad (2.3)$$

และ

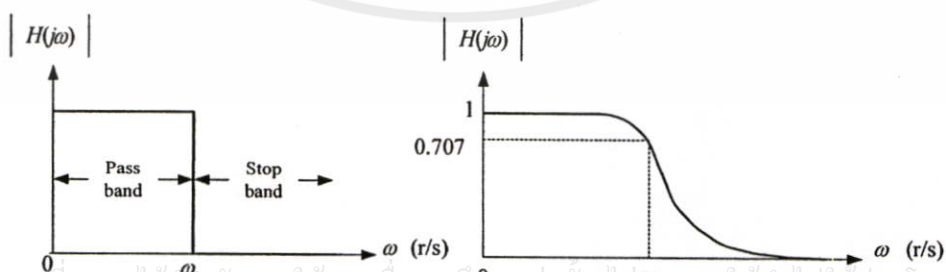
$$\Phi_{Y(j\omega)} = \Phi_{H(j\omega)} + \Phi_{X(j\omega)} \quad (2.4)$$

โดยที่ $\Phi_{Y(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $Y(j\omega)$ $\Phi_{H(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $H(j\omega)$ และ $\Phi_{X(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณ คือทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการและลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนด เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.3) เห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณอินพุตกับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองสัญญาณ ถ้าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบหยุด (stopband) และในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบผ่าน (passband) ของวงจร $H(j\omega)$ ดังนั้นจากผลการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ตามคุณลักษณะของช่วงแถบหยุดและช่วงแถบผ่าน จึงสามารถจำแนกชนิดของวงจรกรองสัญญาณได้ห้าแบบดังนี้ วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (low-pass filter, LP) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (high-pass filter, HP) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ (band-pass filter, BP) วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ (band-reject filter หรือ band-stop filter, BS) และวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (all-pass filter, AP)

รูปที่ 2.2 ถึง 2.6 แสดงให้เห็นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณทั้งห้าแบบในกรณีอุดมคติและในทางปฏิบัติ โดยในทางปฏิบัตินั้นความถี่คัทออฟ (cutoff frequency, ω_0) ก็คือ ค่าความถี่ที่ทำให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเท่ากับ 70.7% (หรือประมาณ -3dB) รูปแบบของการเปลี่ยนจากแถบผ่านไปยังแถบหยุด หรือจากแถบหยุดไปยังแถบผ่านก็คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองความถี่เรียกว่า อัตราการลดลงอย่างราบรื่น (roll-off rate หรือ fall-off rate) ถ้าทำการพล็อตความถี่บนแกนลอการิทึม วิธีการพล็อตดังกล่าวเรียกว่า การพล็อตโบด (Bode plot) และวัดความชันของเส้นกำกับ (asymptotic slope) หรืออัตราการลดลงหรือเพิ่มขึ้นเท่ากับ $\pm 20\text{ dB/decade}$ โดยที่ -20 dB/decade หมายถึงอัตราขยายลดลง 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า และ $+20\text{ dB/decade}$ หมายถึงอัตราขยายเพิ่มขึ้น 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า



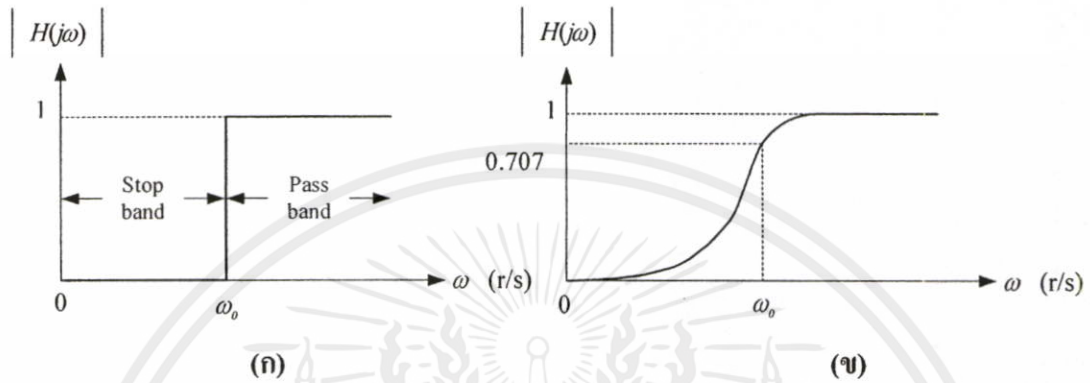
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามนำไปตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP

(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

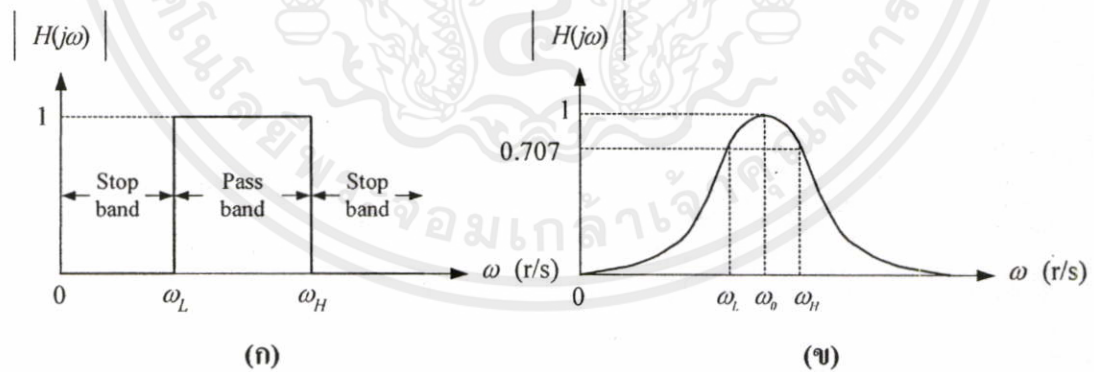
รูปที่ 2.2 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงแถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าเบนคัตวิดของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_0



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP

(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

รูปที่ 2.3 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ต่ำระหว่าง 0 จนถึงความถี่คัทออฟ ω_0 ในขณะที่วงจรจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านวงจรไปได้

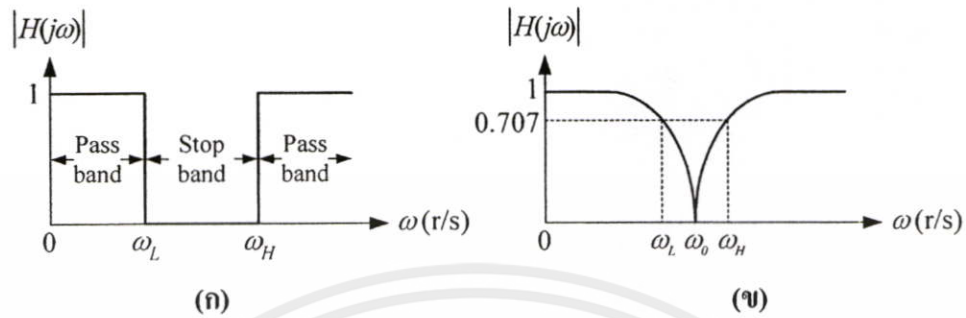


รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP

(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

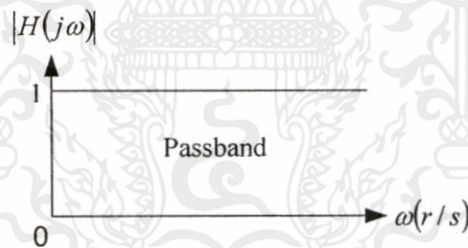
รูปที่ 2.4 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_L (low cutoff frequency) และ ω_H (high cutoff frequency)

ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_H



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS
(ก) ในทางอุดมคติ (ข) ในทางปฏิบัติ

รูปที่ 2.5 แสดงการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบหยุดในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_L และ ω_H ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_H



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร AP

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ยอมให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ โดยพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ในส่วนของการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในทางปฏิบัตินั้นมีลักษณะไม่แตกต่างกัน โดยวงจรกรองสัญญาณแบบกรองทุกผ่านความถี่นั้นมีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟส (phase shifter) ให้สัญญาณเอาต์พุตมีมุมเฟสที่แตกต่างจากสัญญาณอินพุตตามที่ผู้ออกแบบกำหนด

2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก

สมการแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดราติก (biquadratic function) ของการกรองสัญญาณนั้นจะมีรูปแบบมาตรฐานดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{k_2 s^2 + k_1 \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + k_0 \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

โดยที่ ω_0 คือ ความถี่คัทออฟหรือ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular) Q คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor) K คือ อัตราขยายสัญญาณไฟตรง (dc gain) และ k_0, k_1, k_2 คือ ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ ± 1 หรือ 0

จากสมการที่ (2.5) จะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ k_0, k_1 และ k_2 คือ เงื่อนไขในการกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งสามารถกำหนดได้ทั้งหมดห้ารูปแบบดังนี้คือ วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบต่างๆ ดังกล่าวนั้นมีลำดับดังต่อไปนี้

เมื่อ $k_0 = 1$ และ $k_1 = k_2 = 0$ จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{\omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

เมื่อ $k_2 = 1$ และ $k_0 = k_1 = 0$ จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) s + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานูภาคให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $k_1 = 1$ และ $k_0 = k_2 = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.8)$$

เมื่อ $k_1 = 0$ และ $k_0 = k_2 = 1$ จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.9)$$

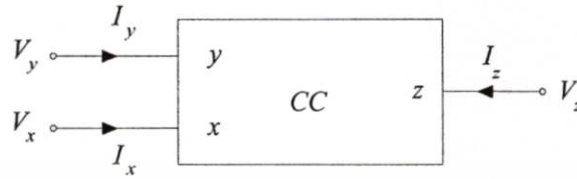
เมื่อ $k_1 = -1$ และ $k_0 = k_2 = 1$ สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราติกของวงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (2.10)$$

2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการโดยทั่วไปของวงจรรองสัญญาณและรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองสัญญาณแบบอนาลอกที่มีรูปแบบของฟังก์ชันเป็นแบบไบควอดราติก ประกอบด้วยฟังก์ชันกรองสัญญาณชนิดต่าง ๆ คือ วงจรรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้นำหลักการพื้นฐานดังกล่าว ไปออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรรองสัญญาณที่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้พร้อมกัน โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจรโดยใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งมีรายละเอียดดังจะได้กล่าวในบทถัดไป

งาน 3 พอร์ต โดยที่พอร์ต x และ y เป็นพอร์ตของจุดสัญญาณทางด้านอินพุต ส่วน พอร์ต z เป็นพอร์ตของจุดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor, CCI) [25] ได้ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1968 โดย Smith K.C. และ Sedra A. โดยในการนำวงจร CCI ไปใช้งานไม่ค่อยได้รับความสนใจเท่าที่ควร ซึ่งต่อมาบุคคลทั้งสองก็ได้มีการปรับปรุงคุณสมบัติของวงจร CCI ขึ้นมาใหม่ และจึงได้นำเสนอขึ้นมาเป็นหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor, CCII) [26] ขึ้นในปี ค.ศ. 1970 โดยวงจร CCII นี้จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างและมีความคล่องตัวในการใช้งานมากกว่าวงจร CCI จึงทำให้วงจร CCII ได้รับความสนใจในการนำไปประยุกต์ใช้เป็นอุปกรณ์แอกทีฟเบื้องต้นของงานวิจัยต่าง ๆ เป็นจำนวนมากในเวลาต่อมา นอกจากนี้ก็ยังมีกรวิจัยและพัฒนาวงจร CCII ให้มีคุณสมบัติพิเศษบางประการขึ้นตามอีกหลายรูปแบบ ดังเช่น ในปี ค.ศ. 1988 Surakamponorn W. และคณะ ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable current conveyor, ECCII) [34] ต่อมาในปี ค.ศ. 1994 Fabre A. และ Mineche N. ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับอัตราขยายกระแสได้ (second generation current conveyor with control conveyor, ECCII) [35] ขึ้น โดยมีคุณสมบัติเด่นคือสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสระหว่างพอร์ตของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต z และพอร์ตของสัญญาณทางด้านอินพุต x ได้ โดยที่ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสนี้สามารถปรับค่าได้จากการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนของค่ากระแสไบอัสของวงจร หลังจากนั้นในปี ค.ศ. 1995 Fabre A. และคณะได้ทำการวิเคราะห์วงจรทรานลิเนียร์ที่เป็นภาคอินพุทของวงจรสายพานกระแสแบบทรานลิเนียร์ (translinear conveyor) [36] แล้วพบว่าวงจรสายพานกระแสแบบทรานลิเนียร์นี้จะมีความต้านทานแฝงปรากฏขึ้นที่พอร์ต x อีกทั้งค่าความต้านทานแฝงนี้ยังสามารถที่จะควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจรทรานลิเนียร์ด้วย ดังนั้น Fabre A. จึงได้กำหนดนิยามของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบกระแสควบคุม (second generation current controlled conveyor, CCCII) [37]-[38] โดยวงจร CCCII นี้ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ประกอบเป็นวงจรต่าง ๆ ในงานวิจัยที่ผ่านมาเป็นจำนวนมาก ซึ่งวงจรที่สร้างขึ้นโดยอาศัยวงจร CCCII เป็นส่วนประกอบนั้น จะมีข้อดีที่ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานในการนำมา

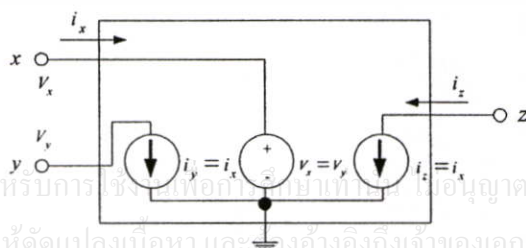
ประกอบเป็นวงจร เนื่องจากอาศัยคุณสมบัติความต้านทานแฝงของวงจร CCCII มาใช้งานเป็นตัวต้านทานแทนการต่อตัวต้านทานพาสซีฟเข้าไปในวงจรนั่นเอง ดังนั้นวงจรสายพานกระแสแต่ละแบบก็จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งในที่นี้จะขอกกล่าวถึงพื้นฐานเบื้องต้นของวงจรสายพานกระแสแต่ละรุ่นพอสังเขปโดยจะเน้นที่วงจร CCCII ที่ได้นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นหลัก

3.3 วงจร CCI

หลักการทํางานพื้นฐานของวงจร CCI ก็คือ ถ้ามีแรงดันไฟฟ้า (v) ตกคร่อมจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่พอร์ต y แล้วจะปรากฏให้มีแรงดันไฟฟ้าค่าเท่ากันที่พอร์ต x ในขณะเดียวกันถ้ามีกระแสไฟฟ้า (i_x) ไหลผ่านจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่พอร์ต x ก็จะปรากฏให้มีกระแสไฟฟ้าค่าเท่ากันไหลที่พอร์ต y และกระแสค่าเดียวกันนี้จะถูกนำไปเป็นกระแส ณ จุดสัญญาณขาออกที่พอร์ต z ซึ่งเป็นพอร์ตของอุปกรณ์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ (impedance) สูงคํวย นอกจากนี้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏขึ้นที่พอร์ต x (ซึ่งถูกกำหนดโดยเก็ยวเนื่องกับแรงดันไฟฟ้าทางด้านพอร์ต y) นั้นจะไม่ขึ้นกับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต x และค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านพอร์ต y (ซึ่งถูกกำหนดโดยค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านพอร์ต x) นั่นก็จะไม่ขึ้นกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่พอร์ต y เช่นเดียวกัน จากความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ ดังกล่าวสามารถแสดงในรูปของความสัมพันธ์ทางเมตริกซ์ได้ดังสมการเมตริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

จากคุณสมบัติตามสมการที่ (3.1) นี้สามารถที่จะนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.2



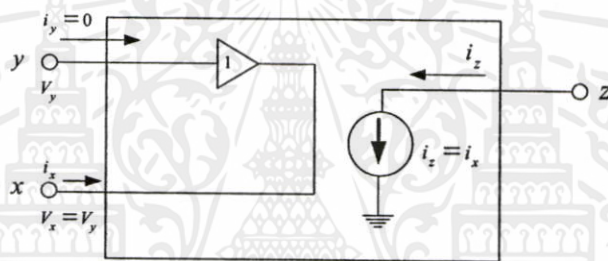
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCI

3.4 วงจร CCII

คุณสมบัติของวงจร CCII สามารถแสดงได้ตามความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) สามารถที่จะนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII ได้ดังรูปที่ 3.3



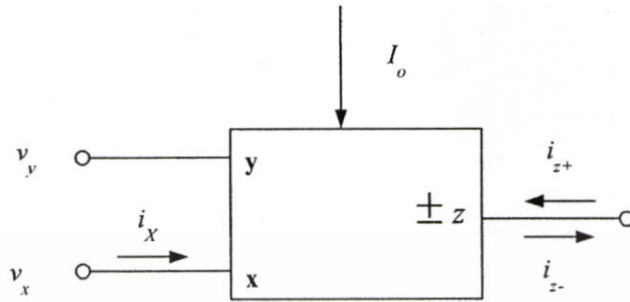
รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCII

3.5 วงจร CCCII

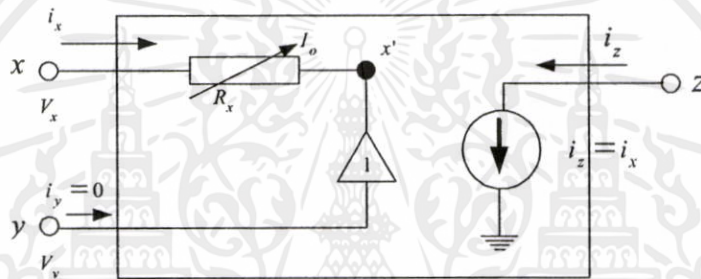
คุณสมบัติพื้นฐานโดยทั่วไปของวงจร CCCII นั้นก็จะมีคล้ายคลึงกันกับวงจร CCII แต่สำหรับวงจร CCCII จะมีค่าความต้านทานภายในทางด้านพอร์ต x ซึ่งค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นนี้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร กล่าวคือ วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์ประเภท 3 พอร์ต ได้แก่พอร์ต x , y และ z โดยที่พอร์ต x จะเป็นพอร์ตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต (input impedance) ขึ้นกับกระแสไบอัส I_o พอร์ต y จะเป็นพอร์ตที่มีอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตสูงมาก และพอร์ต z จะเป็นพอร์ตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตสูง ซึ่งสัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 และ 3.5 ตามลำดับ

วงจร CCCII จะมีกระแสทางด้านพอร์ต z คือ i_z เท่ากับกระแสทางด้านพอร์ต x (i_x) ถ้าทิศทางของกระแส i_x และ i_z มีทิศทางเดียวกันนั่นคือไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCCII แบบบวก (positive CCCII) และ ใช้สัญลักษณ์ตัวอักษรย่อว่า CCCII+ ส่วนใน

กรณีทีกระแสทั้งสอองกลับทิศทงกันวงจรจะถูกจัดเป็น CCCII แบบลบ (negative CCCII) และเขียนแทนด้วยอักษรย่อว่า CCCII-



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII



รูปที่ 3.5 บล็อกโคอะแกรมของวงจร CCCII

จากรูปที่ 3.5 จะเขียนแสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของวงจร CCCII ได้ดังนี้คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

โดยที่ค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นที่พอร์ต x จะใช้สัญลักษณ์แทนด้วย R_x ซึ่งความต้านทานดังกล่าวจะมีค่าเปลี่ยนแปลงขึ้นกับกระแสไบอัส I_o ของวงจร

โครงสร้างของวงจร CCCII นั้นเป็นวงจรที่สร้างขึ้นมาจากวงจรทรานซิสเตอร์ที่ประกอบ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุยวดให้ไป ใ้ประ โยชน์ด้านการค้า
 ขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (bipolar transistor) ที่ต่ออยู่ในลักษณะรูป ประกอบร่วมกับ
 ไม่ว่ากรณ ใ้ค่าพ้งสน อักพ้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และดั่งองงอกลงใ้เจ้าของเอกสารที่กรังทมการนำ ไปใ้
 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror, CM) ดังนั้นเพื่อประโยชน์ในการวิเคราะห์โครงสร้างของ
 วงจร CCCII ในหัวข้อต่อไปจะได้กล่าวถึง ประวัตติและหลักการเบื้องต้นของวงจรดังกล่าว

รวมถึงการวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต x (R_x) ของวงจร CCCII ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการนำไปออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณในบทต่อไป

3.5.1 วงจรทรานลิเนียร์

หลักการทรานลิเนียร์ (translinear principle) เป็นหลักการทางานที่เป็นหัวใจสำคัญของวงจร CCCII ซึ่งถูกค้นพบและนำเสนอโดย B. Gilbert ในปี ค.ศ. 1975 [42] จากการค้นพบคุณสมบัติความสัมพันธ์ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นกันระหว่างค่าทรานคอนดักแตนซ์ (transconductance) กับกระแสในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (translinear ย่อมาจาก transconductance linear with collector current) ซึ่งจะสอดคล้องกันกับความสัมพันธ์แบบเอกโปเนนเชียลระหว่างกระแสกับแรงดัน ความสัมพันธ์ดังกล่าวอธิบายได้ตามสมการต่อไปนี้

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \tag{3.4}$$

เมื่อ g คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ และ a คือค่าคงที่ ดังนั้นเมื่อทำการอินทิเกรตสมการที่ (3.4) จะได้

$$\int \frac{dI}{dV} = \int aI$$

$$\int \frac{1}{I} dI = a \int dV$$

$$\ln I = aV + c$$

$$I = be^{(aV)} \tag{3.5}$$

โดยที่ b คือค่าคงที่ จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.5) ได้นำไปสู่เงื่อนไขของวงจรทรานลิเนียร์ คือ วงจรทรานลิเนียร์เป็นวงจรที่มีการต่อกันในลักษณะลูปโดยรูปแบบของอุปกรณ์จะต้องมีความสัมพันธ์แบบเอกซ์โปเนนเชียลดังสมการที่ (3.5) ซึ่งจะเห็นว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ (I_c) กับแรงดันตกคร่อมเบสเอมิเตอร์ (V_{BE}) [ภาคผนวก ก.] เป็นไปตามสมการดังกล่าวเช่นกัน กล่าวคือ

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (3.6)$$

หรือ
$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (3.7)$$

เมื่อ I_S คือ กระแสอิ่มตัว (saturation current) ซึ่งมีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

V_T คือ แรงดันอุณหภูมิตัว (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ $\frac{KT}{q}$ ซึ่งจะพบว่า มีค่าประมาณ 26mV ที่

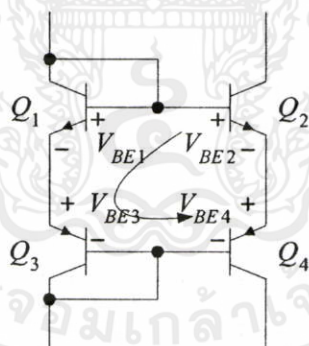
อุณหภูมิ $27^\circ C$

K คือ ค่าคงที่โบลท์ซแมนน์ (Boltzman) $= 1.38 \times 10^{-23}$ จูลต่อองศาเคลวิน (Kelvin)

T คือ ค่าอุณหภูมิตัวในหน่วยองศาเคลวิน

q คือ ค่าประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} คูโลมบ์

วงจรทรานสิเนียร์ที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจร CCCII นั้น จะมีลักษณะแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งสามารถวิเคราะห์พฤติกรรมความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ของวงจร CCCII ได้ดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 3.6 วงจรทรานสิเนียร์ที่ประกอบอยู่ในของวงจร CCCII

จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4}$ โดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (3.8) การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{T1} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) + V_{T3} \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}}\right) = V_{T2} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) + V_{T4} \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}}\right) \quad (3.9)$$

หรือแสดงในรูปความหนาแน่นของกระแส (J) จะได้ความสัมพันธ์คือ

$$V_{T1} \ln\left(\frac{J_{C1}}{J_{S1}}\right) + V_{T3} \ln\left(\frac{J_{C3}}{J_{S3}}\right) = V_{T2} \ln\left(\frac{J_{C2}}{J_{S2}}\right) + V_{T4} \ln\left(\frac{J_{C4}}{J_{S4}}\right) \quad (3.10)$$

เมื่อสมมติว่าให้ Q_1 - Q_4 ถูกสร้างขึ้นจากกระบวนการเดียวกัน และทำงานที่อุณหภูมิเท่ากัน ซึ่งจะทำให้ได้ $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$ และ $J_{S1} = J_{S2} = J_{S3} = J_{S4} = J_S$ ดังนั้นจะเห็นว่า V_T และ J_S จากสมการจะถูกขจัดออกไป ทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$\ln J_{C2} + \ln J_{C4} = \ln J_{C1} + \ln J_{C3} \quad (3.11)$$

หรือจัดรูปสมการใหม่จะได้เป็น

$$J_{C2} J_{C4} = J_{C1} J_{C3} \quad (3.12)$$

ซึ่งเมื่อเขียนแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับพื้นที่ของอิมิตเตอร์ (A) จะได้

$$\frac{I_{C2} I_{C4}}{A_2 A_4} = \frac{I_{C1} I_{C3}}{A_1 A_3} \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.13) จะเห็นได้ว่าวงจรถานลิเนียร์มีการทำงานของวงจรมีความแน่นอน โดยปราศจากผลกระทบเนื่องจากอิทธิพลของอุณหภูมิรอบข้าง ดังนั้นจากคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้นจึงสามารถสรุปเงื่อนไขของหลักการทรานสิเนียร์ได้ดังต่อไปนี้ คือ

1. อุปกรณ์ที่ประกอบร่วมกันในลักษณะรูปของวงจรถานลิเนียร์นั้น จะต้องมีความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าเป็นไปตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V = V_T \ln\left(\frac{J}{J_S} + 1\right) \quad (3.14)$$

หรือ
$$J = J_S e^{\left(\frac{V}{V_T} - 1\right)} \quad (3.15)$$

2. ความหนาแน่นกระแส J ต้องมีค่ามากกว่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว J_S มาก ๆ จึงจะทำให้สามารถละทิ้งค่า 1 ในพจน์ของลอการิทึมได้โดยไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดที่สามารถสังเกตได้

3. ในทรานสิเอียร์รูป จะต้องประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มีเงื่อนไขตามข้อที่ 1. เป็นจำนวนคู่ โดยจะมีอุปกรณ์ดังกล่าวจำนวนเท่า ๆ กันต่ออยู่ในทิศทางที่สวนกันภายในรูป

4. คู่ของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ในทิศทางตรงกันข้ามกันจะต้องใช้เป็นอุปกรณ์ที่มีค่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวเท่ากัน

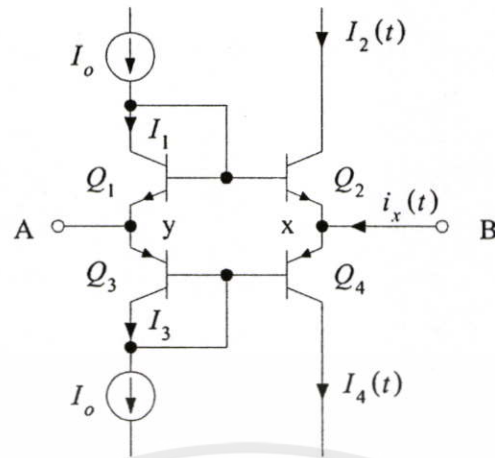
5. อุปกรณ์ภายในรูปทุกตัวทำงานที่ระดับอุณหภูมิเดียวกัน

จากเงื่อนไขดังกล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์หลักการของทรานสิเอียร์นั้น ค่าพารามิเตอร์ J_S และ V_T ซึ่งเป็นตัวแปรที่มีค่าขึ้นกับอุณหภูมิและกระบวนการในการสร้างอุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำ (semiconductor) จะถูกจัดออกไปจากความสัมพันธ์ของกระแสที่ต้องการซึ่งทำได้โดยการกำหนดให้พารามิเตอร์ที่เกี่ยวกับอุณหภูมิของอุปกรณ์แต่ละตัวมีค่าเท่ากันและอุปกรณ์ภายในรูปทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของอุปกรณ์ภายในรูปเป็นไปดังสมการที่ (3.13) โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นความสัมพันธ์ที่มีความแม่นยำโดยไม่ถูกระทบกระเทือนจากอิทธิพลของอุณหภูมิ เพราะฉะนั้นหลักการทรานสิเอียร์นี้จึงเป็นหลักการที่เหมาะสมสำหรับใช้กับเทคโนโลยีการสร้างวงจรรวมเป็นอย่างยิ่ง

3.5.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต x ของวงจรร CCCII

ในหัวข้อย่อยนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต x ของวงจรร CCCII ซึ่งมีความสัมพันธ์กับวงจรรทรานสิเอียร์ที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 3.5.1 โดยจากรูปวงจรรทรานสิเอียร์รูปที่ 3.6 เมื่อทำการประยุกต์โดยเพิ่มพอร์ต A และพอร์ต B เข้าไปที่จุด y และ x ตามลำดับดังรูปที่ 3.7 จะส่งผลให้เกิดค่าความต้านทานแฝง (R_x) ที่สามารถควบคุมได้ขึ้นที่พอร์ต B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 องค์ประกอบของวงจร CCCII ในส่วนของขั้ว x และขั้ว y

จากการวิเคราะห์หลักการทรานซิสเตอร์ในหัวข้อ 3.5.1 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_2 , Q_3 และ Q_4 ดังนี้คือ

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (3.16)$$

แต่

$$I_1 = I_3 \approx I_o$$

$$I_o^2 = I_2 I_4 \quad (3.17)$$

จากรูปที่ 3.7 เมื่อพิจารณาถึงผลต่างของแรงดันระหว่างจุด A และ B คือ

$$V_{xy} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$= V_T \ln \frac{I_1}{I_S} - V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_S}$$

$$= V_T \ln \frac{I_o}{I_S} - V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_S}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= V_T \ln \frac{I_o}{I_2(t)}$$

$$= -V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_o} \quad (3.18)$$

และ $I_4(t) = I_2(t) + i_x(t)$ เมื่อนำไปแทนค่าลงในสมการที่ (3.17) จะได้

$$\begin{aligned} I_o^2 &= I_2(t)[I_2(t) + i_x(t)] \\ &= I_2^2(t) + I_2(t)i_x(t) \\ 0 &= I_2^2(t) + I_2(t)i_x(t) - I_o^2 \\ I_2(t) &= \frac{-i_x(t) \pm \left(i_x^2(t) + 4I_o^2\right)^{1/2}}{2} \\ I_2(t) &= \frac{1}{2} \left(\left(i_x^2(t) + 4I_o^2\right)^{1/2} - i_x(t) \right), \quad (I_2(t) > 0) \end{aligned} \quad (3.19)$$

และในทำนองเดียวกัน เมื่อนำ $I_2(t) = I_4(t) - i_x(t)$ แทนค่าลงในสมการที่ (3.17) จะได้

$$\begin{aligned} I_o^2 &= I_4(t)(I_4(t) - i_x(t)) \\ &= I_4^2(t) - I_4(t)i_x(t) \\ 0 &= I_4^2(t) - I_4(t)i_x(t) - I_o^2 \\ I_4(t) &= \frac{i_x(t) \pm \left(i_x^2(t) + 4I_o^2\right)^{1/2}}{2} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานวิจัยหรือการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีข้อตกลงเงื่อนไขและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_4(t) = \frac{1}{2} \left(\left(i_x^2(t) + 4I_o^2\right)^{1/2} + i_x(t) \right), \quad (I_4(t) > 0) \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.19) เมื่อกำหนดเงื่อนไขให้ขนาดของกระแส $i_x(t)$ น้อยกว่า $2I_o$ มาก ๆ หรือ $i_x(t) \ll 2I_o$ จะได้ว่า

$$I_2(t) = \frac{1}{2}(2I_o - i_x(t)) \quad (3.21)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.16) จะได้

$$\begin{aligned} V_{xy} &= -V_T \ln \left(\frac{2I_o - i_x(t)}{2I_o} \right) \\ &= -V_T \ln \left(1 - \frac{i_x(t)}{2I_o} \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

โดยการนำอนุกรมของ $\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots$ มาประยุกต์ใช้ จะได้

$$\ln \left(1 - \frac{i_x(t)}{2I_o} \right) = -\frac{i_x(t)}{2I_o} - \frac{1}{2} \left(\frac{i_x(t)}{2I_o} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{i_x(t)}{2I_o} \right)^3 - \frac{1}{4} \left(\frac{i_x(t)}{2I_o} \right)^4 + \dots$$

และเพราะสมมติฐาน $\frac{i_x(t)}{2I_o} \ll 1$ จะทำให้สามารถละทิ้งพจน์ที่มีกำลังมากกว่าหนึ่งได้ ดังนั้นจะสามารถประมาณสมการเงื่อนไขได้ ดังนี้

$$\ln \left(1 - \frac{i_x(t)}{2I_o} \right) \approx -\frac{i_x(t)}{2I_o} \quad (3.23)$$

โดยการแทนค่าสมการที่ (3.23) ลงในสมการที่ (3.22) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $i_x(t)$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อหารตลอดสมการที่ (3.24) ด้วย $i_x(t)$ จะเป็นผลให้ได้

$$R_x \approx \frac{V_{xy}}{i_x(t)} \approx \frac{V_T}{2I_o} \quad (3.25)$$

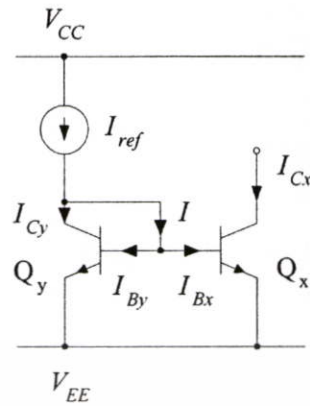
สมการที่ (3.25) แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าความต้านทานอินพุตของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) นั้น จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสไบอัสของวงจรซึ่งค่าความต้านทานดังกล่าวนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านวงจรที่มีการปรับค่าในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ได้ ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวจะถูกนำไปใช้เป็นส่วนประกอบหลักสำหรับออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมคกระแส นำเสนอต่อไป

3.5.3 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)

วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์นั้น มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญคือจะให้ความต้านทานทางอินพุตต่ำและมีความต้านทานเอาต์พุตสูงซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายแบบ ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวหรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ (diode transistor current mirror) ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่มีใช้กันมากเพื่อทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือดึงกระแสในวงจรรวมแบบอนาล็อก (analog integrated circuit) อัตราขยายกระแสของวงจรชนิดนี้จะมีค่าน้อยกว่าหนึ่งเล็กน้อยเนื่องจากผลของเบส-วิดท์ มอดูเลชัน (base-width modulation) ดังนั้นต่อมาจึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 3 ตัวหรือแบบวิลสัน (wilson) เพื่อต้องการให้ผลของเบส-วิดท์ มอดูเลชันของวงจรลดลง ทำให้มีอัตราขยายกระแสใกล้เคียงหนึ่งมากขึ้นและให้ค่าความต้านทานเอาต์พุตสูงกว่าวงจรแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุงเป็นวงจรซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เพื่อลดผลของเบส-วิดท์ มอดูเลชันที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานซึ่งวงจรจะให้อัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งได้แม่นยำมากยิ่งขึ้น

อย่างไรก็ตาม สำหรับวงจรสะท้อนกระแสที่ประกอบด้วยวงจรทรานซิสตีย์อยู่ในวงจร CCCII ที่นำเสนอโดย A. Fabre และคณะ จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานนั้น ทั้งนี้เพื่อประโยชน์ในการลดความซับซ้อนของวงจรลงเพราะใช้อุปกรณ์น้อย ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงขอกกล่าวเพียงรายละเอียดของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

รูปที่ 3.8 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานเมื่อพิจารณาคุณสมบัติทางกระแสไฟตรงของวงจรจะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q_y ถูกต่ออยู่ในลักษณะของไดโอดโดยการต่อขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์เข้าด้วยกัน ทำให้แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์เบส (V_{CB}) มีค่าเป็นศูนย์ แต่อย่างไรก็ดี ทรานซิสเตอร์ Q_y นี้ก็ยังมีการทำงานที่อยู่ในช่วงของการทำงานในย่านแอคทีฟ (active region) เพราะแรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์ (V_{CE}) ที่มีค่าเพียง V_{BE} อย่างเดียวก็เพียงพอที่จะทำให้ ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านการทำงานแบบแอคทีฟ

หากกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ Q_x และ Q_y มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้วจากสมการที่ (3.7) จะได้ว่า

$$V_{BEx} = V_{Tx} \ln \left(\frac{I_{Cx}}{I_{Sx}} \right) \quad (3.26)$$

และ

$$V_{BEy} = V_{Ty} \ln \left(\frac{I_{Cy}}{I_{Sy}} \right) \quad (3.27)$$

เนื่องจากการต่อขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองร่วมกันจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าแรงดันเบสอิมิตเตอร์เท่ากัน ดังนั้นเมื่อการเทียบสมการที่ (3.26) กับสมการที่ (3.27) จะ

ได้ความสัมพันธ์ที่สำคัญระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Cx} = I_{Cy} \quad (3.28)$$

และเมื่อพิจารณากระแสไฟตรงที่ขาคอลเลกเตอร์ของ Q_y จะพบว่า

$$I_{ref} - I_{Cy} - I = 0 \quad (3.29)$$

ซึ่ง I ในที่นี้คือผลรวมของกระแสเบส I_{Bx} และ I_{By} และ β_F คืออัตราขยายกระแสไฟตรง $\left(\frac{I_C}{I_B} \right)$ ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่า β_F เท่ากันแล้วจะได้

$$I_{ref} - I_{Cy} - 2 \frac{I_{Cy}}{\beta_F} = 0 \quad (3.30)$$

เมื่อจัดเทอมใหม่จะได้ว่า

$$I_{Cy} = \frac{I_{ref}}{1 + 2/\beta_F} = I_{Cx} \quad (3.31)$$

หรือ
$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{Cx}}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + 2/\beta_F} = 1 - \frac{2}{2 + \beta_F} \quad (3.32)$$

ถ้า β_F มีค่าสูงมาก (โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 200) จะทำให้กระแสเอาต์พุต (I_{Cx}) มีค่าโดยประมาณเท่ากับกระแสอินพุต (I_{ref})

จากการวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสดังกล่าวนี้ จะเห็นว่ากรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_x และ Q_y มีคุณสมบัติเหมือนกันจะได้อัตราขยายกระแสของวงจรประมาณหนึ่ง หากทรานซิสเตอร์ Q_x และ Q_y มีคุณสมบัติต่างกันก็จะทำให้วงจรสะท้อนกระแสมีค่าอัตราขยายกระแสแตกต่างจากหนึ่งมาก โดยจากสมการที่ (3.7) ถ้าหากพื้นที่อิมิตเตอร์ของ Q_x และ Q_y แตกต่างกันซึ่งทำให้พจน์ของ I_S ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต่างกัน แต่มีค่า V_{BE} เท่ากันเป็นผลให้อัตราขยายกระแสแปรผันตามอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง นอกจากนี้แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์ของ Q_x และ Q_y ที่แตกต่างกัน จะทำให้อัตราขยายกระแสที่คลาดเคลื่อนออกไปเนื่องจากผลของเบส-วิดท์มอดูเลชัน ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงไปซึ่งในกรณีนี้กระแสคอลเลกเตอร์จะเกี่ยวพันอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในรูปสมการดังนี้ [43]

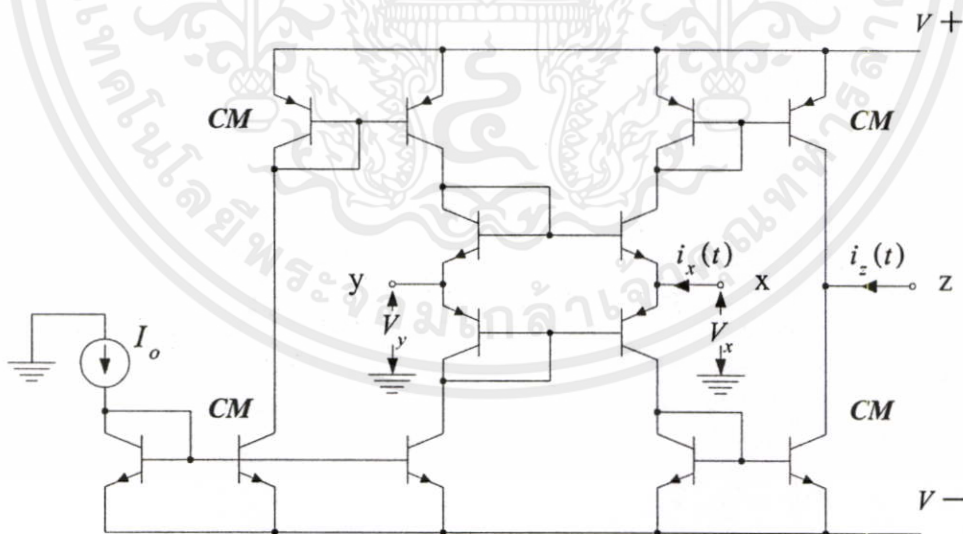
$$I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (3.33)$$

เมื่อ V_A คือ ค่าแรงดันเออร์ลี่ (Early voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 50-100 โวลต์

จากที่ได้ทำการวิเคราะห์โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรทรานซิสเตอร์และวงจรสะท้อนกระแสในหัวข้อที่ 3.5.1 และ 3.5.3 ไปแล้วนั้น เมื่อนำวงจรทั้งสองมาประกอบขึ้นดังรูปที่ 3.9 และ รูปที่ 3.10 จะสามารถสังเคราะห์เป็นวงจร CCCII ได้ โดยรูปที่ 3.9 เป็นโครงสร้างของ CCCII+ และรูปที่ 3.10 เป็นโครงสร้างของวงจร CCCII- ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจรเป็นดังสมการที่ (3.34)

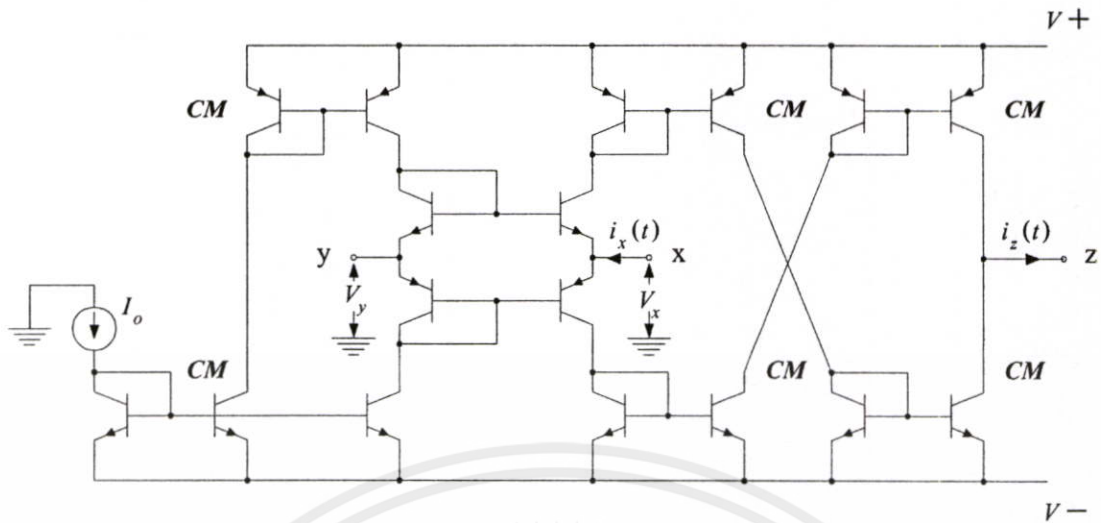
$$i_y = 0, v_x = v_y + i_x R_x, i_z = \pm i_x \quad (3.34)$$

โดยที่เครื่องหมาย \pm แสดงถึงทิศทางของกระแส ถ้าทิศทางของกระแส i_x และ i_z มีทิศทางเดียวกัน นั่นคือไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCCII+ แต่ในกรณีที่กระแสทั้งสองกลับทิศทางกันจะจัดเป็นวงจร CCCII-



รูปที่ 3.9 โครงสร้างภายในของวงจร CCCII+

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



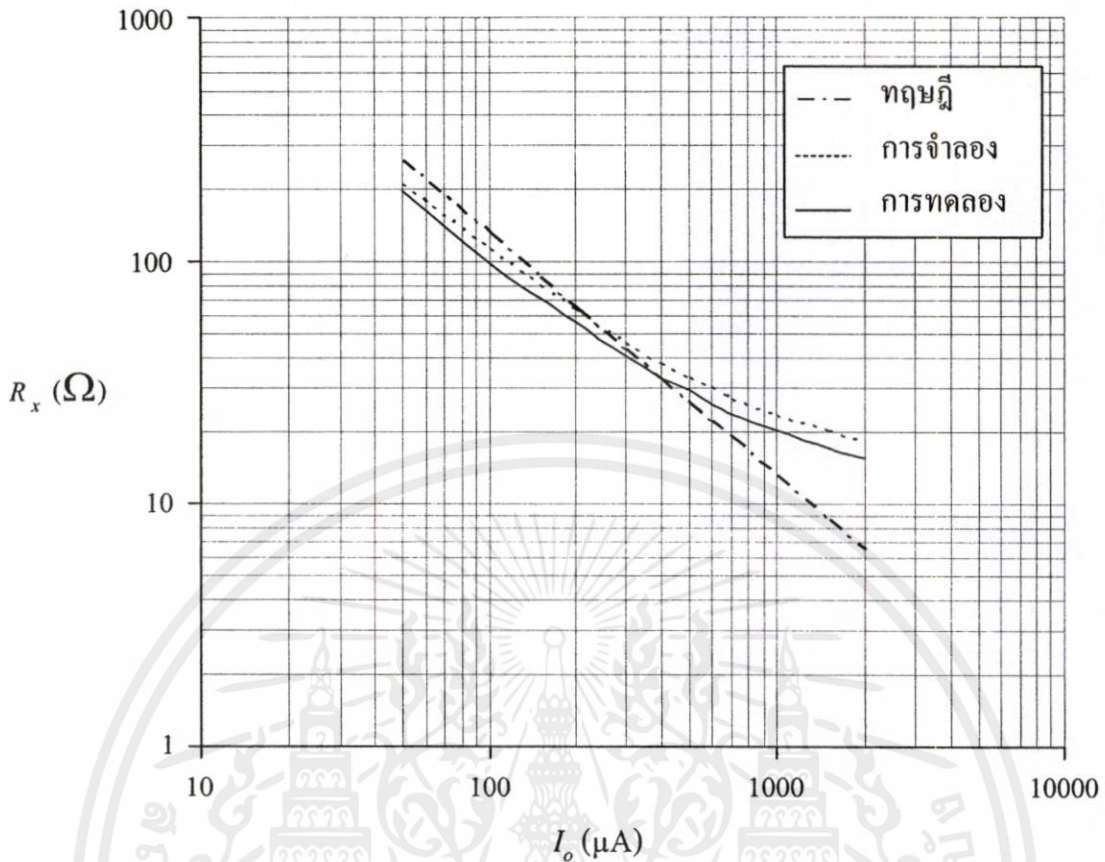
รูปที่ 3.10 โครงสร้างภายในของวงจร CCCII-

3.5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร CCCII และผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการยืนยันคุณสมบัติในการทำงานทางทฤษฎีของวงจร CCCII ที่ได้กล่าวถึงในบทนี้ ในที่นี้ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการทดลองโดยต่อวงจรจริงทดสอบ ซึ่งในการจำลองการทำงานและการต่อวงจรจริงนั้นต่างใช้องค์ประกอบในการสังเคราะห์วงจร CCCII เหมือนกันโดยใช้ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เบอร์ 2N3904 สำหรับชนิด NPN และเบอร์ 2N3906 สำหรับ PNP [ภาคผนวก ข] โดยเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 2V$

3.5.4.1 คุณสมบัติค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต x ของวงจร CCCII

การทดสอบคุณสมบัติของค่าความต้านทานแฝงภายในพอร์ต x (R_x) ของวงจร CCCII นั้นสามารถทำได้โดยจัดให้พอร์ต y และพอร์ต $\pm z$ ต่อกับกราวด์ จากนั้นทำการจ่ายกระแสเข้าที่พอร์ต x เพื่อวัดค่าแรงดันที่พอร์ต x เพื่อนำมาคำนวณหาค่า R_x โดยแปรค่ากระแสไบอัส (I_o) ของวงจรจาก $50 \mu A$ จนถึง $2000 \mu A$ รูปที่ 3.11 แสดงผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรจริงเมื่อเปรียบเทียบค่าที่คำนวณได้จากทางทฤษฎีตามสมการที่ (3.25) ซึ่งพบว่าในช่วง I_o มีค่าน้อยกว่า $500 \mu A$ นั้น ค่าความผิดพลาดของ R_x จะมีค่าน้อยกว่า $\pm 15\%$ แต่ค่าความผิดพลาดของ R_x จะมีค่าเพิ่มมากขึ้นเมื่อ I_o มีค่ามากกว่า $500 \mu A$ ซึ่งเกิดจากผลต่างระหว่างกระแส I_o กับกระแสคอลเลกเตอร์ I_c ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ดังรูปที่ 3.7 อันเป็นผลเนื่องจากการลดลงของอัตราขยายกระแส (β) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 เมื่อขนาดของกระแส I_c มีค่ามากขึ้น [44]

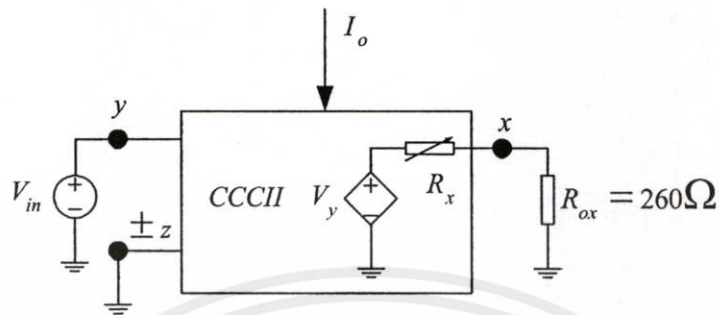


รูปที่ 3.11 คุณสมบัติของค่าความต้านทาน R_x ของวงจร CCCII

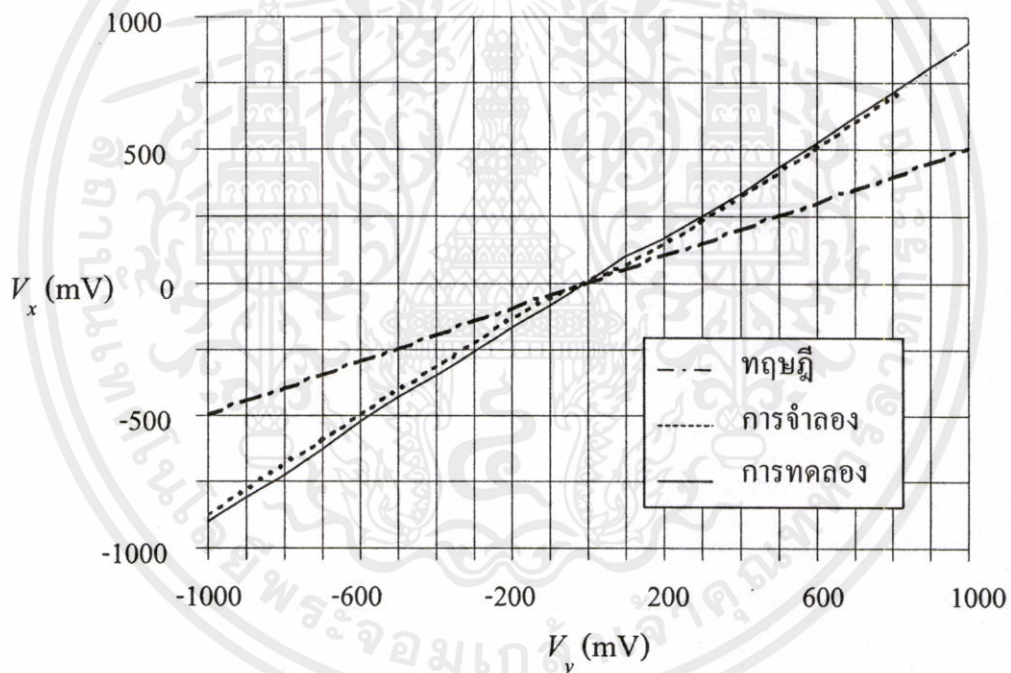
3.5.4.2 คุณสมบัติทางสัญญาณไฟตรงของวงจร CCCII

การทดสอบคุณสมบัติทางสัญญาณไฟตรงของวงจร CCCII นั้น แบ่งออกเป็นสองส่วนคือ การส่งผ่านแรงดันไฟตรง และการส่งผ่านกระแสไฟตรง โดยการส่งผ่านแรงดันไฟตรงนั้นสามารถทำการทดลองได้โดยการต่อวงจรทดลองดังรูปที่ 3.12 โดยทำการต่อตัวต้านทาน $R_{ox} = 260 \Omega$ อนุกรมกับพอร์ต x และป้อนกระแสไบอัส $I_o = 50 \mu A$ เพื่อให้ได้ $R_x = 260 \Omega$ ตามสมการที่ (3.25) จากนั้นทำการแปรค่าแรงดันไฟตรงที่พอร์ต y (V_y) ให้มีขนาดตั้งแต่ -1000 mV จนถึง 1000 mV และทำการวัดค่าแรงดันที่เกิดขึ้นที่พอร์ต x (V_x) รูปที่ 3.13 แสดงผลการทดลองในการส่งผ่านแรงดันไฟฟ้าตรง (DC voltage transfer) จากพอร์ต y (V_y) ไปยังพอร์ต x (V_x) เปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีตามสมการที่ (3.34) โดยที่แรงดัน $V_x = 0.5V_y$ เสมอ จะเห็นว่าค่าที่ได้จากผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรทดลองจริงมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน แต่มีความแตกต่างจากค่าทางทฤษฎี ทั้งนี้อาจเป็นผลเนื่องจากความไม่แม่นยำซึ่งกันของทรานซิสเตอร์ที่นำมาประกอบเป็นวงจรทรานซิสเตอร์เพื่อใช้ในการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต y ไปยังพอร์ต x ทำให้

เกิดความผิดพลาดขึ้นในการส่งผ่านแรงดัน ซึ่งสามารถลดความผิดพลาดได้โดยการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่สร้างขึ้นในกระบวนการและช่วงเวลาเดียวกันมาใช้ในส่วนของวงจรทรานซิสเตอร์



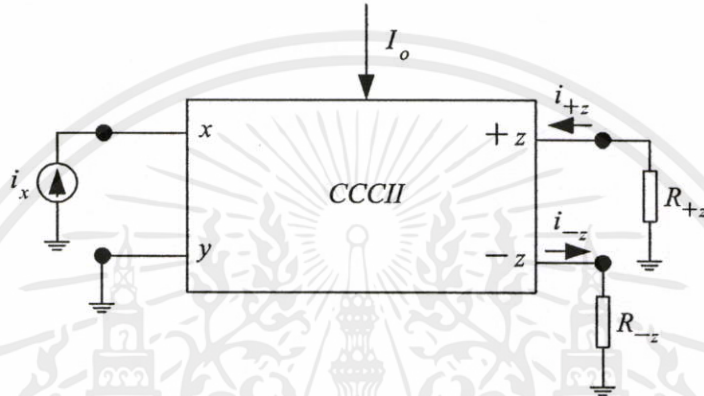
รูปที่ 3.12 วงจรที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต y ไปยังพอร์ต x



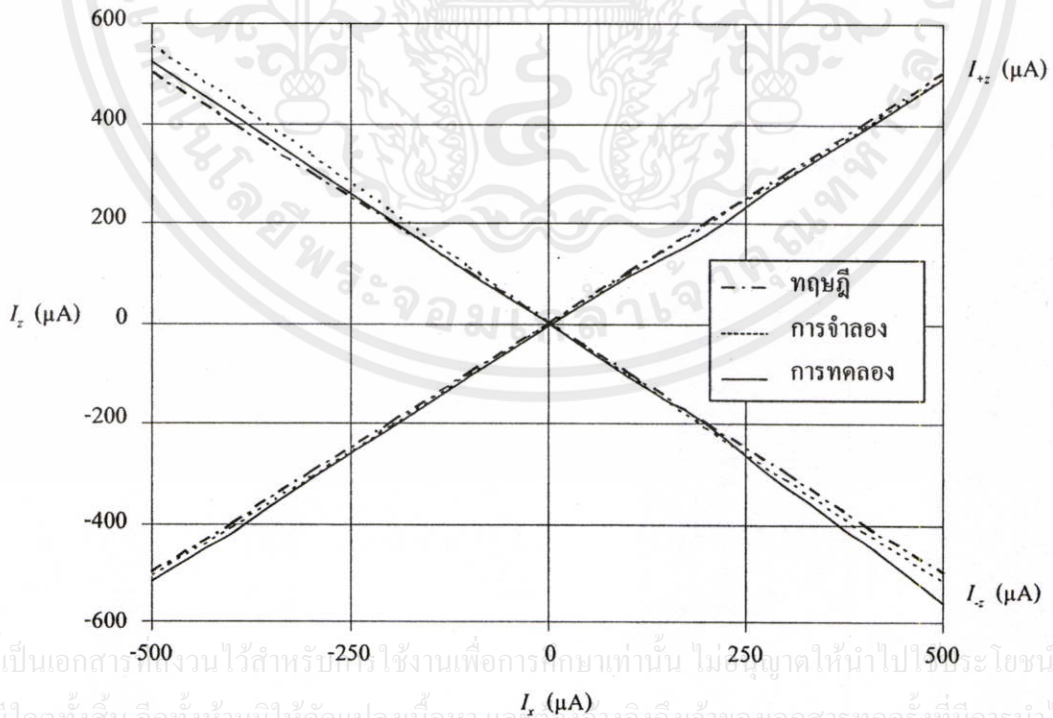
รูปที่ 3.13 คุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันไฟตรงจากพอร์ต y (V_y) ไปยังพอร์ต x (V_x)

สำหรับการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงจากพอร์ต x (i_x) ไปยังพอร์ต +z (i_{+z}) และพอร์ต -z (i_{-z}) สามารถทำได้โดยการต่อวงจรทดลองดังรูปที่ 3.14 โดยทำการป้อนกระแสไฟตรง i_x ที่มีขนาดตั้งแต่ -500 μA จนถึง 500 μA และทำการวัดขนาดของสัญญาณกระแสเอาท์พุท i_{+z} และ i_{-z} รูปที่ 3.15 และ 3.16 แสดงคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรง (DC current transfer) ของวงจร CCCII เมื่อกำหนดให้ตัวต้านทาน $R_{+z} = R_{-z} = 1 \text{ k}\Omega$ ในขณะที่รูปที่ 3.16 กำหนดให้ $R_{+z} =$

$R_z = 5\text{ k}\Omega$ ซึ่งจากผลการทดลองจะพบว่าขนาดและทิศทางของกระแสที่ส่งผ่านจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต z มีความใกล้เคียงกันตามความสัมพันธ์ของพอร์ตของวงจร CCCII ตามสมการที่ (3.34) โดยมีความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต +z ประมาณ $\pm 4\%$ และมีความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต -z มีค่าประมาณ $\pm 7\%$ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าขนาดของค่าตัวต้านทานเอาต์พุตที่นำมาต่ออนุกรมกับพอร์ต $\pm z$ มีผลกระทบต่อ การส่งผ่านกระแสจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต $\pm z$ ค่อนข้างน้อย

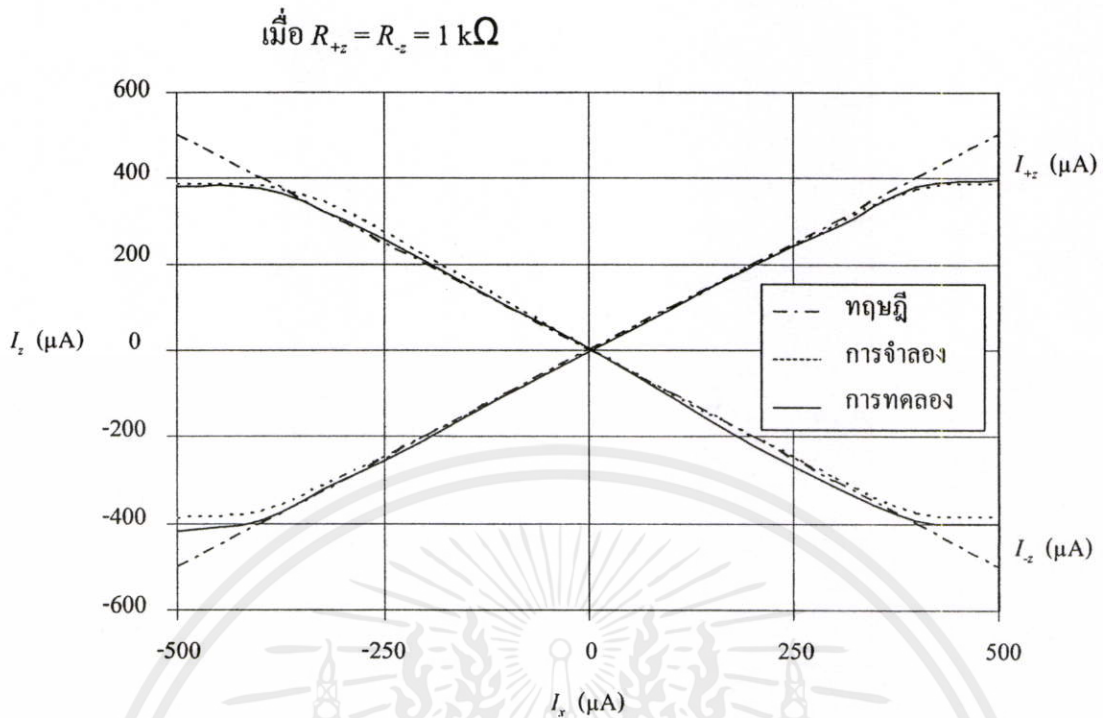


รูปที่ 3.14 วงจรที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงของวงจร CCCII



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.15 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงจากพอร์ต x (i_x) ไปยังพอร์ต $\pm z$

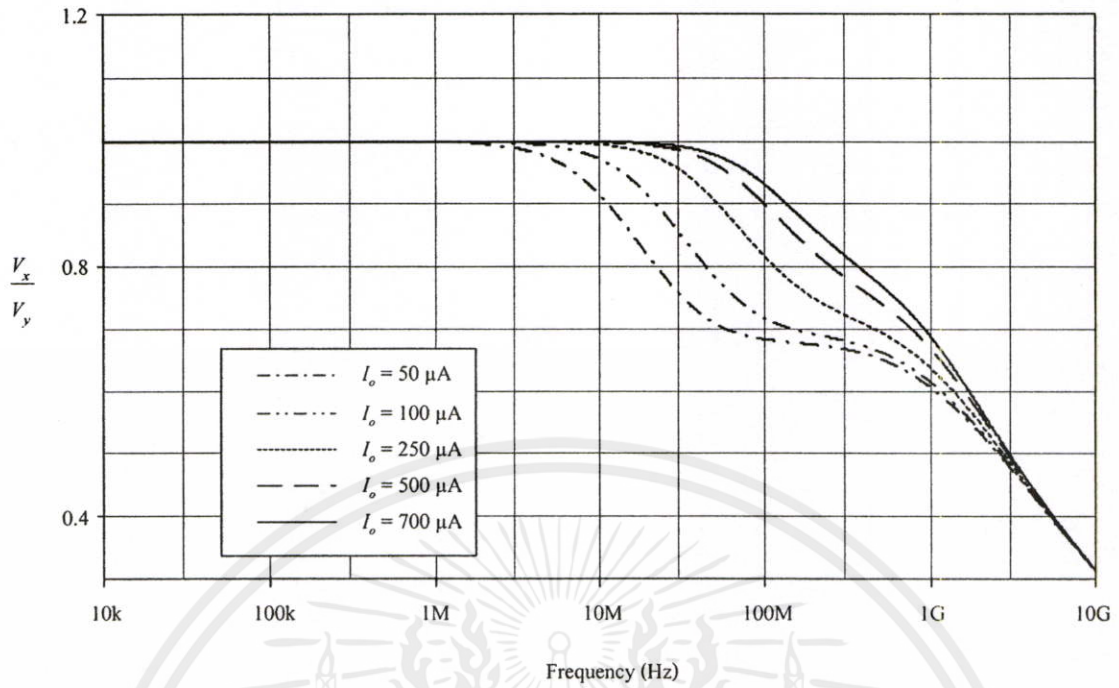


รูปที่ 3.16 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงจากพอร์ต x (i_x) ไปยังพอร์ต $\pm z$
เมื่อ $R_{+z} = R_{-z} = 5 \text{ k}\Omega$

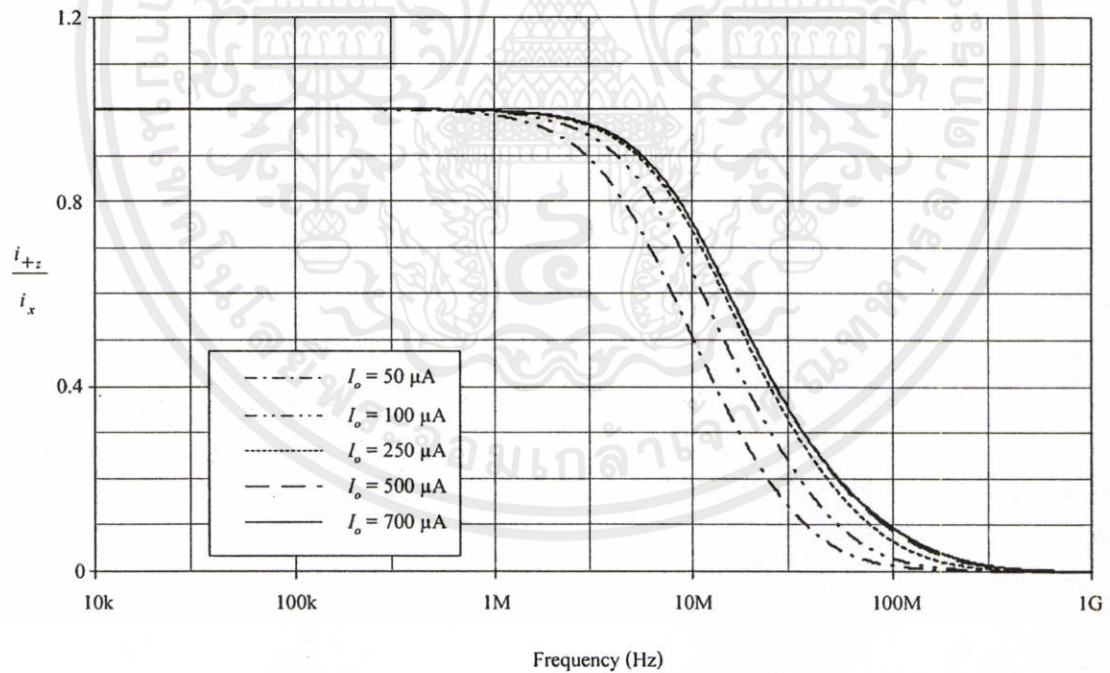
3.5.4.3 คุณสมบัติทางสัญญาณไฟสลับของวงจร CCCII

รูปที่ 3.17 แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันไฟสลับ (AC voltage transfer) จากพอร์ต y ไปยัง พอร์ต x เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_0 โดยค่าความถี่คัทออฟของวงจร CCCII สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.1 ส่วนรูปที่ 3.18 และ 3.19 แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟสลับจากพอร์ต x ไปยัง พอร์ต $+z$ และ $-z$ ตามลำดับ ซึ่งจะได้อ่า f_0 ของวงจร CCCII ดังตารางที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

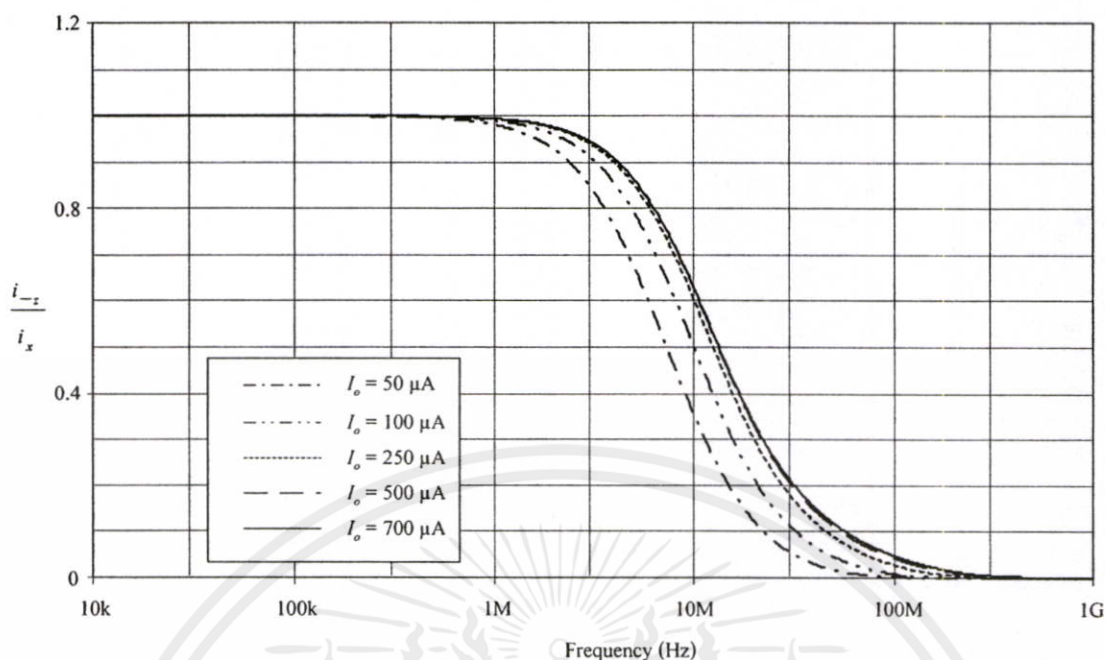


รูปที่ 3.17 คุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันไฟสลับจากพอร์ต y ไปยังพอร์ต x



รูปที่ 3.18 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟสลับจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต +z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟสถับจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต -z

จากตารางที่ 3.1 และตารางที่ 3.2 พบว่าเมื่อ $I_o > 500 \mu\text{A}$ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร CCCII จะมีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างต่ำ ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII มีค่าค่อนข้างสูงแล้ว R_x ของวงจร CCCII มีค่าเปลี่ยนแปลงในระดับหน่วยโอห์ม ดังสมการที่ (3.25) ดังนั้นจึงทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร CCCII ในกรณีดังกล่าวไม่แตกต่างกันมากนัก

ตารางที่ 3.1 ค่า f_o ในการส่งผ่านแรงดันไฟสถับจากพอร์ต y ไปยังพอร์ต x ของวงจร CCCII เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_o

I_o (μA)	f_o (MHz)
50	18.4
100	36.6
250	93.3
500	195
700	281

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ค่า f_0 ในการส่งผ่านกระแสไฟสลับจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต $\pm z$ ของวงจร CCCII เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส I_0

I_0 (μA)	f_0 (MHz)	
	พอร์ต +z	พอร์ต -z
50	4.3	3.7
100	6.1	5
250	7.6	6.2
500	7.7	6.4
700	7.9	6.4

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงรายละเอียดเกี่ยวกับประวัติความเป็นมาและคุณสมบัติพื้นฐานของวงจร CCI วงจร CCII และวงจร CCCII ตามลำดับ โดยมุ่งเน้นไปที่ วงจร CCCII เป็นหลัก โดยได้มีการวิเคราะห์วงจรทรานซิสเตอร์ และวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งเป็นวงจรย่อยที่สำคัญในโครงสร้างของวงจร CCCII ทั้งแบบบวกและลบ รวมทั้งได้มีการวิเคราะห์ค่า R_x ที่พอร์ต x ของวงจร CCCII ด้วย ทั้งนี้เพื่อประโยชน์ในการนำไปใช้ประกอบความเข้าใจในหลักการดำเนินงานพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่สามารถควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบ

สามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII

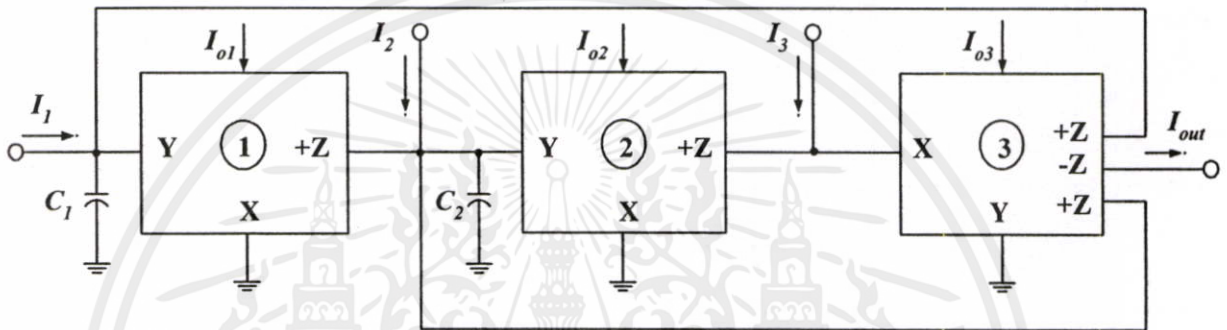
4.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันวงจร CCCII มีประโยชน์อย่างมากในการนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรรองสัญญาณเนื่องจากเป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่ทำงานในโหมดกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง และมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างกว่าอุปกรณ์ที่ทำงานในโหมดแรงดัน ดังจะเห็นได้จากการตีพิมพ์บทความวิจัยที่เกี่ยวกับการออกแบบและสังเคราะห์วงจรรองสัญญาณทำงานโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักที่ได้มีการพัฒนาและนำเสนอออกมาเป็นจำนวนมาก [9]-[13] แต่อย่างไรก็ตามจากการศึกษางานวิจัยดังกล่าวข้างต้นนั้นพบว่ายังมีข้อด้อยของวงจรอีกหลายประการ เช่น ไม่สามารถปรับแต่งค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนมาก มีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อในลักษณะลอยตัว (floating) และพอร์ตเอาต์พุตมีค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ต่ำ ทำให้ไม่สามารถนำไปต่อкасเคด (cascade) กับวงจรภาคถัดไปได้โดยตรงเป็นต้น จากข้อด้อยดังกล่าวทำให้เกิดความไม่สะดวกในการนำวงจรรองสัญญาณมาสังเคราะห์เป็นวงจรรวม (IC) เนื่องจากแนวทางการสร้างวงจรรวมนั้นต้องการจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟที่น้อยและไม่ควรมีอุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อในลักษณะลอยตัวอีกด้วย นอกจากนี้เพื่อความเหมาะสมในการนำมาต่อкасเคดกับวงจรภาคอื่นวงจรรองสัญญาณโหมดกระแสที่ดีควรมีค่าความต้านทานเอาต์พุตที่สูงมาก

ดังนั้นในบทนี้ได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณอนเนกประสงค์แบบไบควอดราติกที่ทำงานในโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยวงจรรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันจำกัดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ได้ที่พอร์ตเอาต์พุต ซึ่งมีความต้านทานสูง โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร (component matching condition) นอกจากนี้ยังสามารถแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และแบนด์วิดท์ของวงจร (bandwidth, BW) ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงทดลองโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ปรากฏผลที่ได้เป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

4.2 วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII ที่นำเสนอ

วงจรกรองความถี่แบบไบควอดราติกที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีโครงสร้างเป็นแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักจำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟคือ ตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นว่าอุปกรณ์พาสซีฟทั้งสองตัวนั้นต่ออยู่ในลักษณะเทียบกราวด์ (grounded) จึงทำให้รูปแบบของวงจรที่นำเสนอขึ้นนี้มี ความเหมาะสมต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ วงจร CCCII

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CCCII ดังสมการที่ (3.34) ในบทที่ 3 จะได้สมการกระแสเอาต์พุตของวงจรดังนี้ [ภาคผนวก ก.1]

$$I_{out} = \frac{I_3 s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + I_2 s R_{x1} C_1 + I_1}{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1)} \quad (4.1)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.1) แล้วจะพบว่าหากเลือกจ่ายกระแสอินพุตให้กับวงจรอย่างเหมาะสมแล้ว วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอจะสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยมีเงื่อนไขดังนี้

- 1) ฟังก์ชัน LP เมื่อกำหนดให้ $I_1 =$ กระแสอินพุต (I_{in})
- 2) ฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $I_2 = I_{in}$
- 3) ฟังก์ชัน HP เมื่อกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$
- 4) ฟังก์ชัน BS เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_3 = I_{in}$
- 5) ฟังก์ชัน AP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_3 = I_{in}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีที่ติดแบงก์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชันโดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร เมื่อเทียบกับสมการคุณลักษณะ (characteristic equation) ของสมการไบควอดราติกที่มีรูปแบบทั่วไปดังสมการที่ (2.5) พบว่าค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และแบนวิดท์ BW ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (4.2)$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_{X2} C_2} \quad (4.3)$$

สมการที่ (4.2) แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่ ω_0 ของวงจรมานั้นสามารถปรับค่าได้โดยการแปรค่าความต้านทาน R_{X1} และ R_{X2} ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัส I_{o1} และ I_{o2} วงจร CCCII₁ และ CCCII₂ ดังสมการที่ (3.25) ตามลำดับ

สำหรับค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟของวงจรมานั้นสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [ภาคผนวก ก.2]

$$S_{R_{X1}}^{\omega_0} = S_{R_{X2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (4.4)$$

$$S_{R_{X1}}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = 0 \quad (4.5)$$

$$S_{R_{X2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = -1 \quad (4.6)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้มีค่าความไวต่อองค์ประกอบอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ ยกตัวอย่างเช่น จากสมการที่ (4.4) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์พาสซีฟภายในวงจรเพิ่มขึ้น 10% จะทำให้ค่า ω_0 เกิดการเปลี่ยนแปลงโดยมีค่าลดลง 5% เป็นต้น

4.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากการไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII ที่มีต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรแล้ว ดังนั้นคุณสมบัติของวงจร CCCII กรณีไม่เป็นอุดมคติ สามารถเขียนอธิบายได้เป็น

$$i_y = 0, v_x = v_y + \alpha i_x R_x, i_{z+} = +\beta_p i_x, i_{z-} = -\beta_n i_x \quad (4.7)$$

เมื่อ $\alpha = (1 - \mathcal{E}_v)$ และ \mathcal{E}_v ($|\mathcal{E}_v| \ll 1$) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว y ไปยังขั้ว x และ $\beta_p = (1 - \mathcal{E}_p)$ และ \mathcal{E}_p ($|\mathcal{E}_p| \ll 1$) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว +z และ $\beta_n = (1 - \mathcal{E}_n)$ และ \mathcal{E}_n ($|\mathcal{E}_n| \ll 1$) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว -z ของ วงจร CCCII ตามลำดับ ดังนั้นหากอาศัยความสัมพันธ์ดังกล่าวที่ (4.7) ในการวิเคราะห์วงจรในรูปแบบ ที่ 4.1 อีกครั้ง พบว่าสมการกระแสเอาต์พุตของวงจรในกรณีนี้จะกลายเป็น [ภาคผนวก ค.3]

$$I_{out} = \frac{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 \beta_{n3} I_3 + s R_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n3} I_2 + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{n3} I_1}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{p3} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3}} \quad (4.8)$$

โดยที่ β_{pi} , β_{ni} และ α_i คือค่าพารามิเตอร์ β และ α ของวงจร CCCII ตัวที่ i ตามลำดับ จาก สมการที่ (4.8) ค่าของ ω_0 และ BW ในกรณีนี้ จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \left(\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3}}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (4.9)$$

$$BW = \frac{\alpha_2 \beta_{p2} \beta_{p3}}{R_{x2} C_2} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.9) และ (4.10) ค่าความไวของวงจรมีค่าดังนี้ [ภาคผนวก ค.4]

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = S_{R_{x2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (4.11)$$

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0}, S_{\alpha_2}^{\omega_0}, S_{\beta_{p1}}^{\omega_0}, S_{\beta_{p2}}^{\omega_0}, S_{\beta_{p3}}^{\omega_0} = 1/2 \quad (4.12)$$

$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = -1 \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

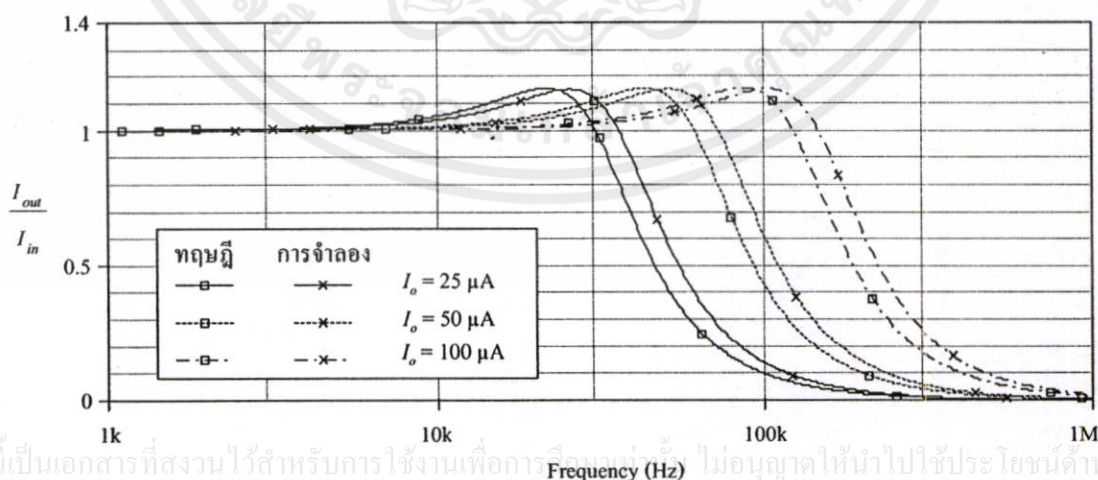
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ $S_{\alpha_2}^{BW}, S_{\beta_{p2}}^{BW}, S_{\beta_{p3}}^{BW} = 1$ อย่างยิ่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ (4.14)

จากสมการที่ (4.11) และ (4.12) พบว่าเมื่อค่าพารามิเตอร์ของความไม่เป็นอุดมคติเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยมีค่าเพิ่มขึ้น 0.5% จะส่งผลให้ค่า ω_0 มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นเพียงเท่านั้น แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อองค์ประกอบอุปกรณ์ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติยังคงมีค่าที่ต่ำ

4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร และผลการทดลองต่อวงจรจริง

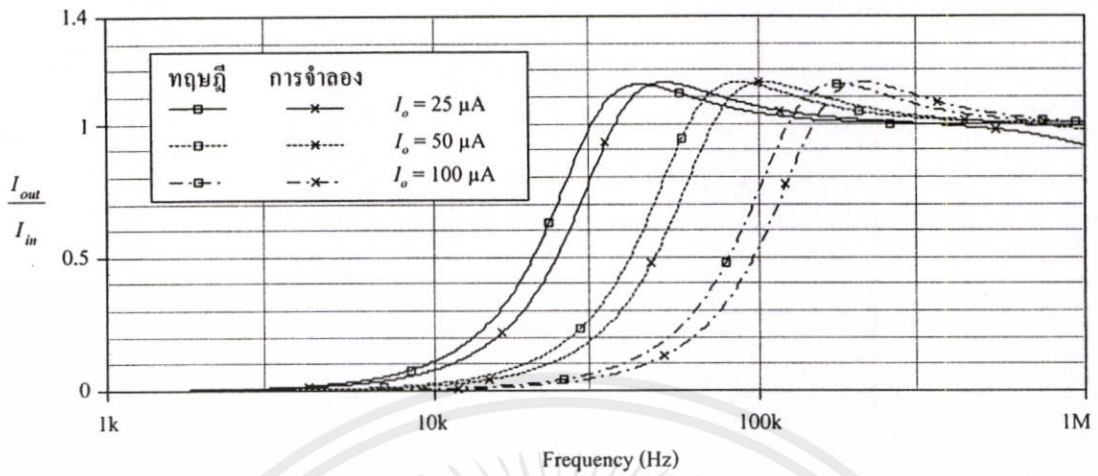
เพื่อเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติกที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 ในที่นี้ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้วงจร CCCII ดังรูปที่ 3.9 และ 3.10 ในบทที่ 3 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งในการจำลองการทำงานและการต่อวงจรจริงนั้นต่างใช้องค์ประกอบในการสังเคราะห์วงจร CCCII เหมือนกันดังนี้คือ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เบอร์ 2N3904 สำหรับชนิด NPN และเบอร์ 2N3906 สำหรับ PNP โดยเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าเท่ากับ ± 2 V และตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 10$ nF โดยเลือกออกแบบให้ f_0 ของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามการแปรค่าของกระแสไบอัส I_o (R_x) ดังสมการที่ (3.25) ซึ่งในที่นี้ได้ทำการแปรค่า $I_o = I_{oi}$ ($i = 1, 2, 3$) เป็น $25 \mu\text{A}$, $50 \mu\text{A}$ และ $100 \mu\text{A}$ ตามลำดับ ทำให้ได้ R_x มีค่าเท่ากับ 520Ω , 260Ω และ 130Ω และจะทำให้ f_0 ของวงจรกรองสัญญาณมีค่าเท่ากับ 30.61 kHz, 61.2 kHz และ 122.4 kHz ตามลำดับ

รูปที่ 4.2 ถึงรูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร เมื่อกำหนดให้วงจรทำงานแบบ LP HP BP และ BS ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานกับผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี ซึ่งพบว่ามีค่าใกล้เคียงกันโดยมีความผิดพลาดสูงสุดของ f_0 มีค่าน้อยกว่า $\pm 20\%$

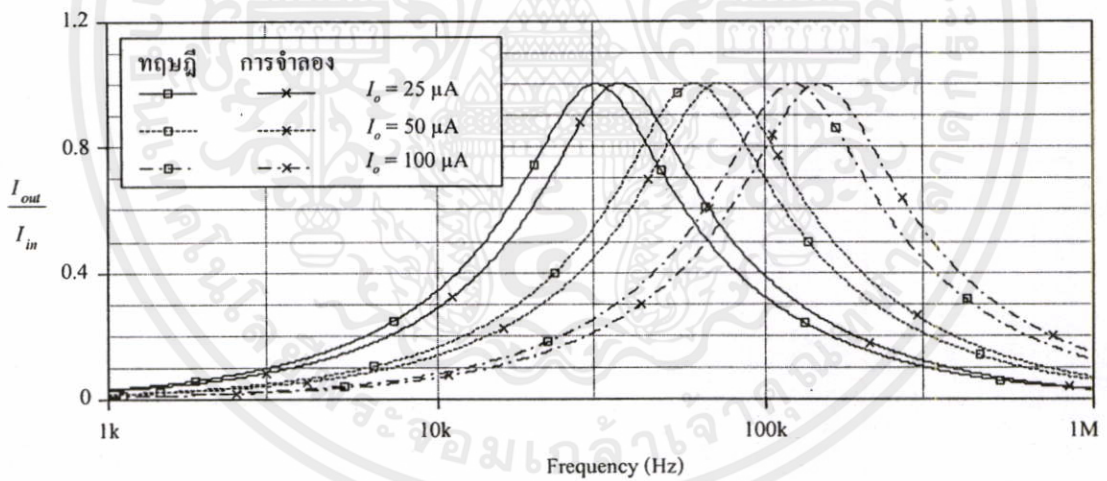


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP

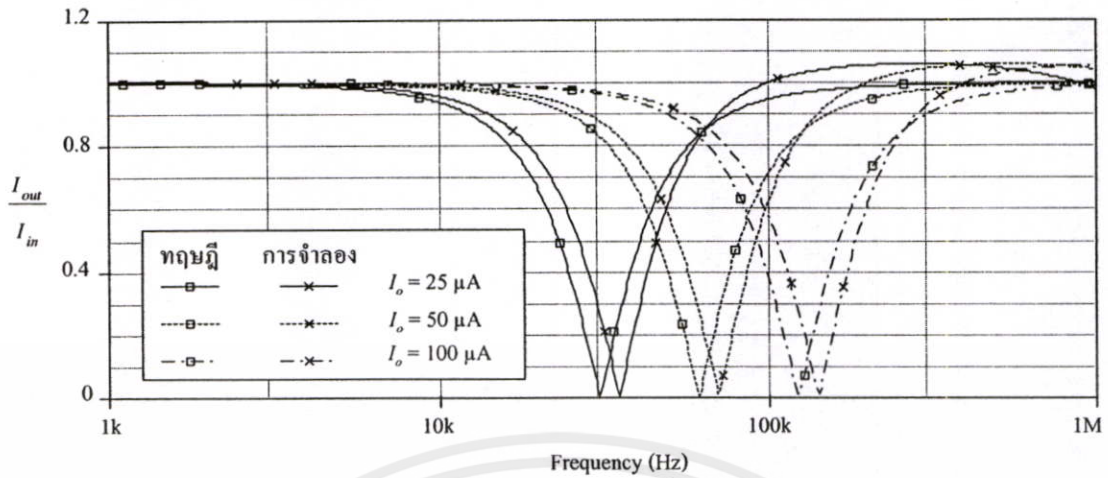


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP

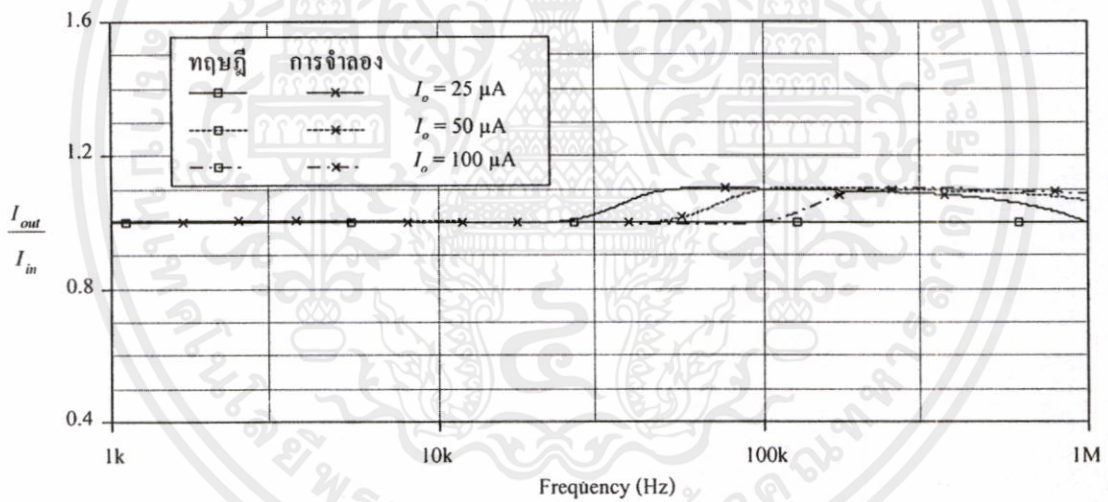


รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

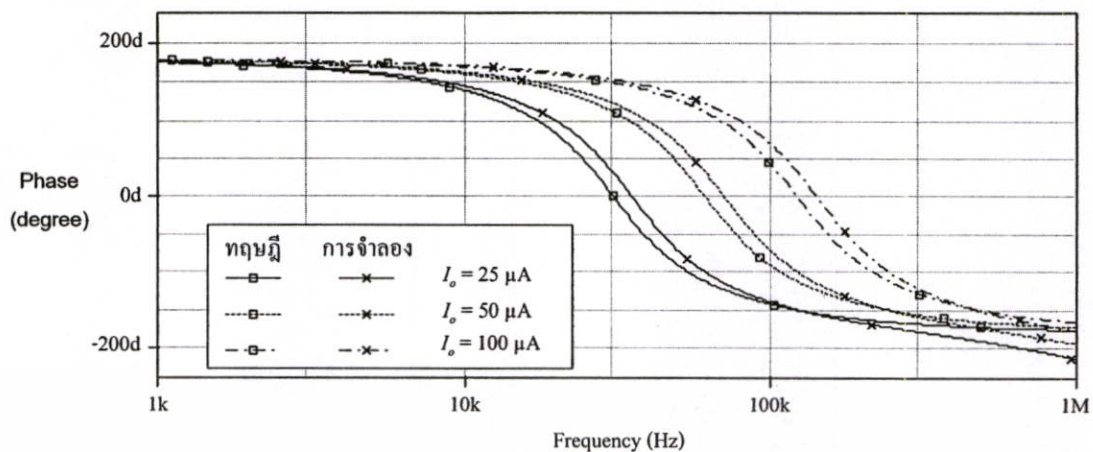


รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS

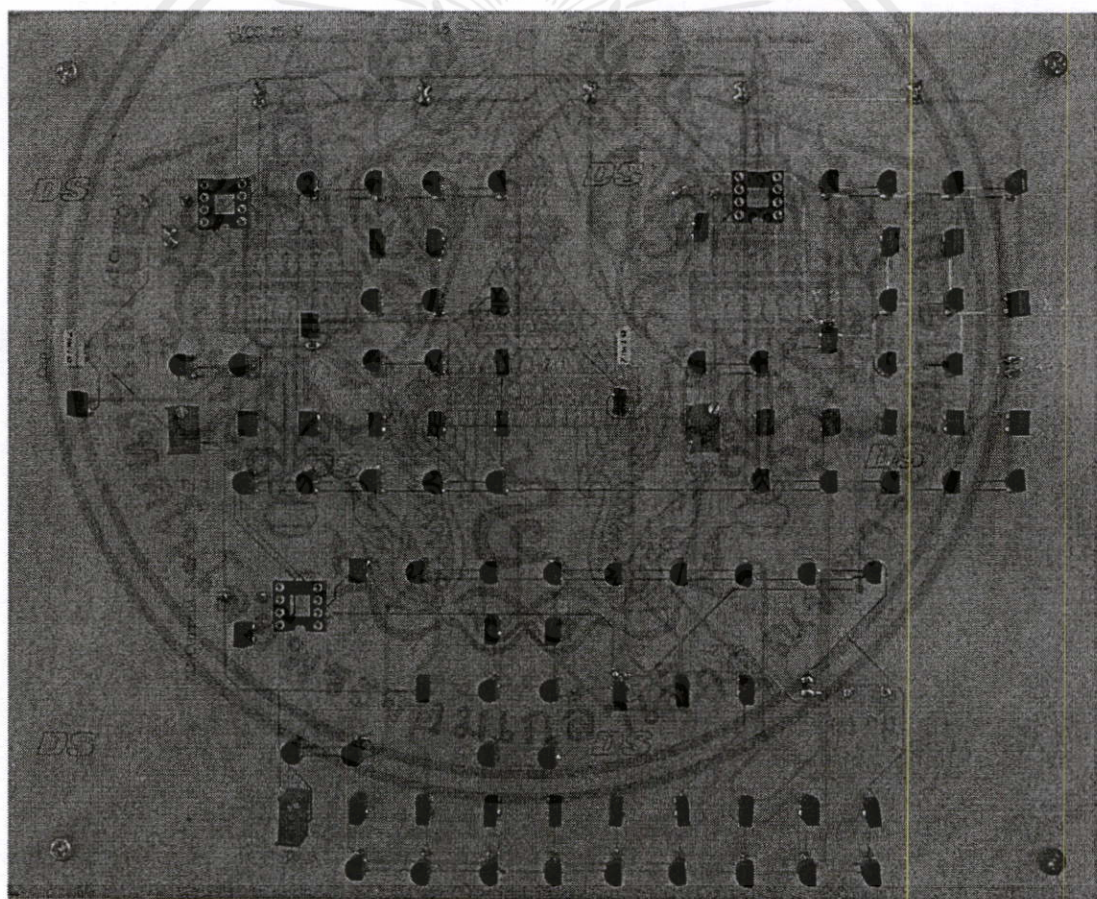


รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางอัตราขยายของวงจร AP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร AP

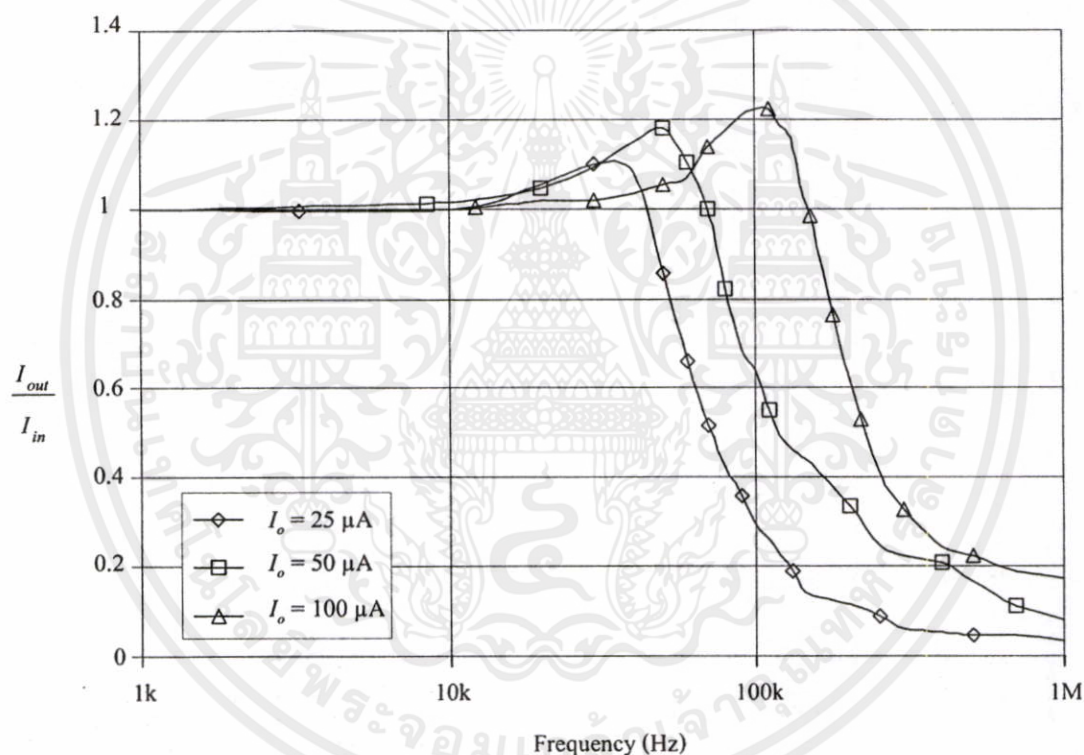


รูปที่ 4.8 ภาพถ่ายวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์

2N3904 และ 2N3906

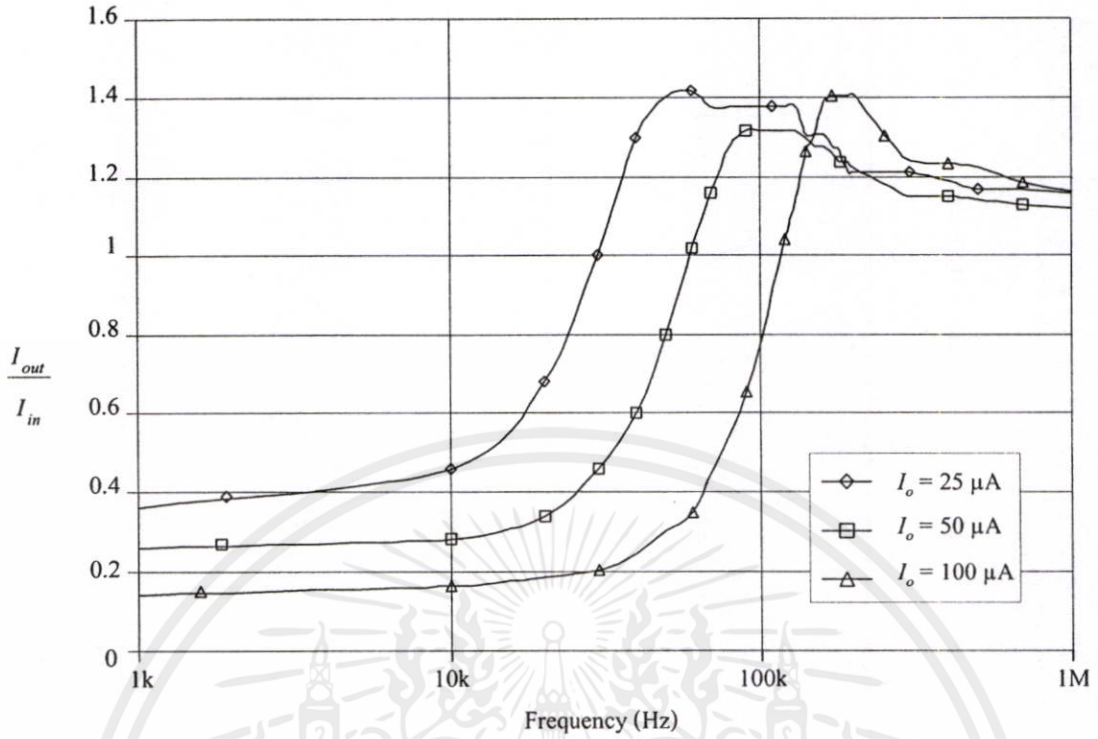
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.8 แสดงภาพถ่ายวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 สังกะเรห้เป็นวงจร CCCII เพื่อใช้ในการต่อทดลองจริง รูปที่ 4.9 ถึงรูปที่ 4.12 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อทำการต่อวงจรจริงทดสอบโดยกำหนดให้วงจรทำงานเป็นวงจร LP HP BP และ BS ตามลำดับ ซึ่งจากผลการทดลองพบที่มีความสอดคล้องเป็นไปตามทฤษฎี แต่อาจมีข้อผิดพลาดในส่วนแถบหยุด (stopband) ของการกรองสัญญาณแบบต่าง ๆ ซึ่งมีค่าไม่เป็นศูนย์ตามค่าทางทฤษฎี ทั้งนี้อาจเนื่องจากค่าความผิดพลาดของอุปกรณ์ที่นำมาสร้างเป็นวงจร CCCII ทำให้เกิดค่าออฟเซตของสัญญาณไฟตรงขึ้น (dc offset) ในช่วงแถบหยุดของความถี่ทำให้มีค่าไม่เป็นศูนย์ตามค่าทางทฤษฎีนั่นเอง

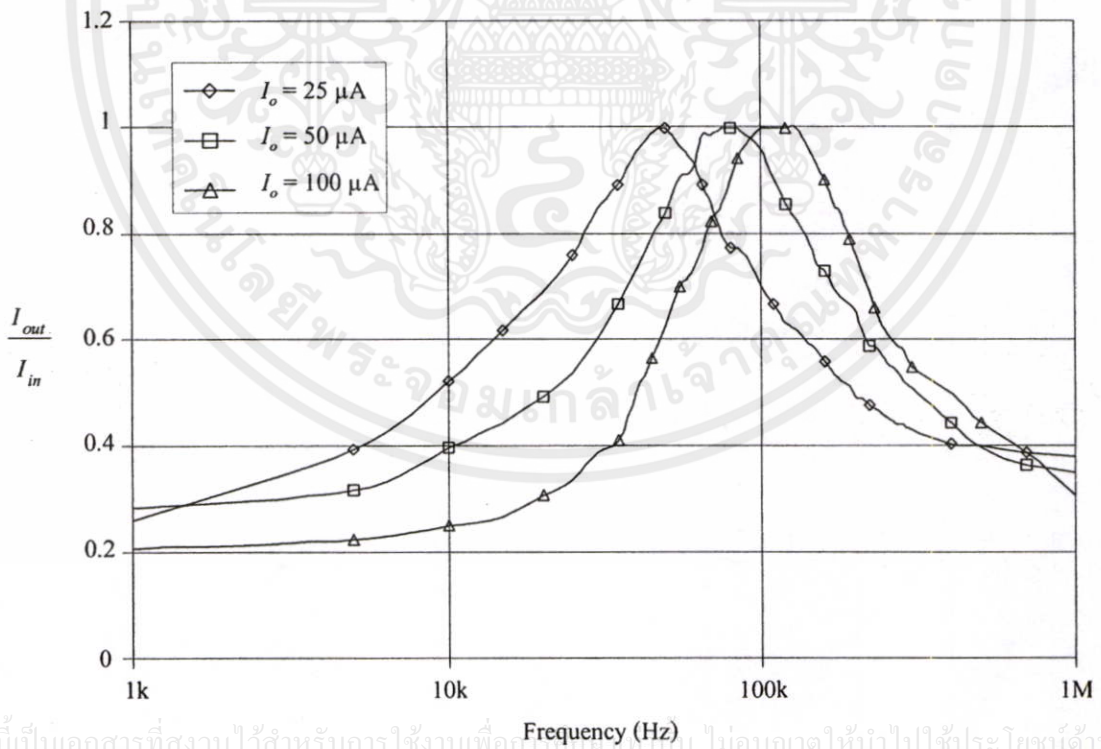


รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

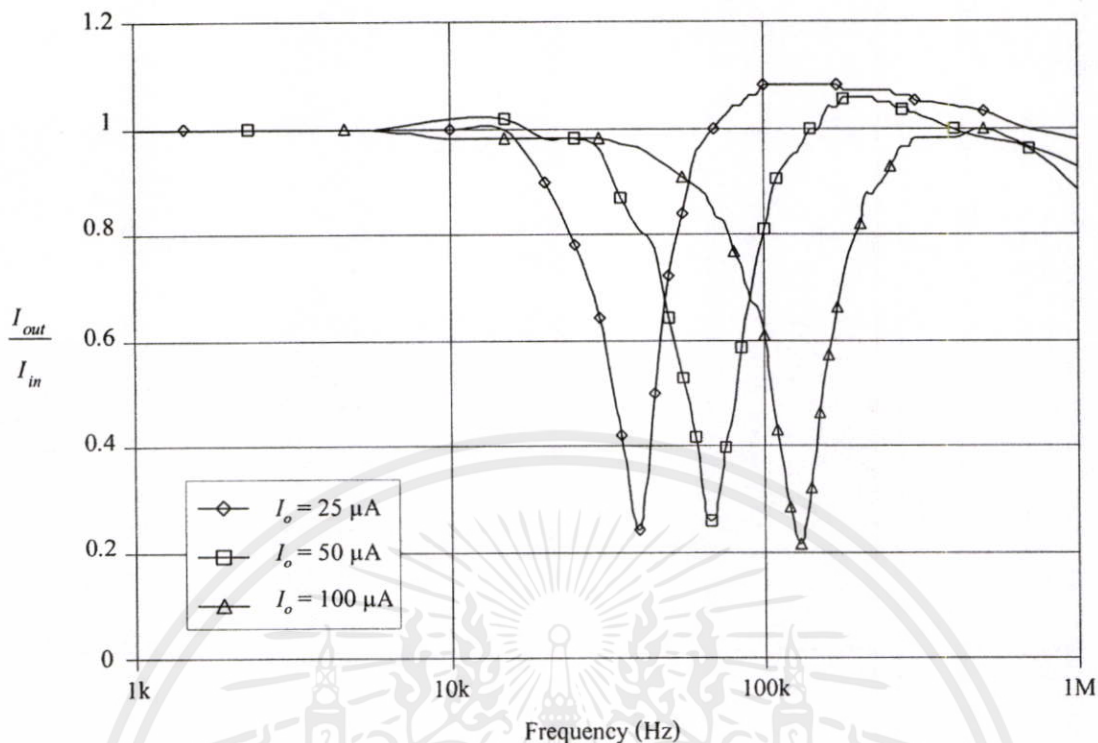


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณอนแอกประสงค์แบบไบควอดราติกที่ทำงานในโหมดกระแสที่มีโครงสร้างเป็นแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน คือ LP HP BP BS และ AP ได้ที่พอร์ตเอาต์พุต ซึ่งมีความต้านทานสูง โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนี้ยังสามารถแปรค่า ω_0 และ BW ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_o ของวงจร CCCII รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบ

สามอินพุต สองเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII

5.1 กล่าวนำ

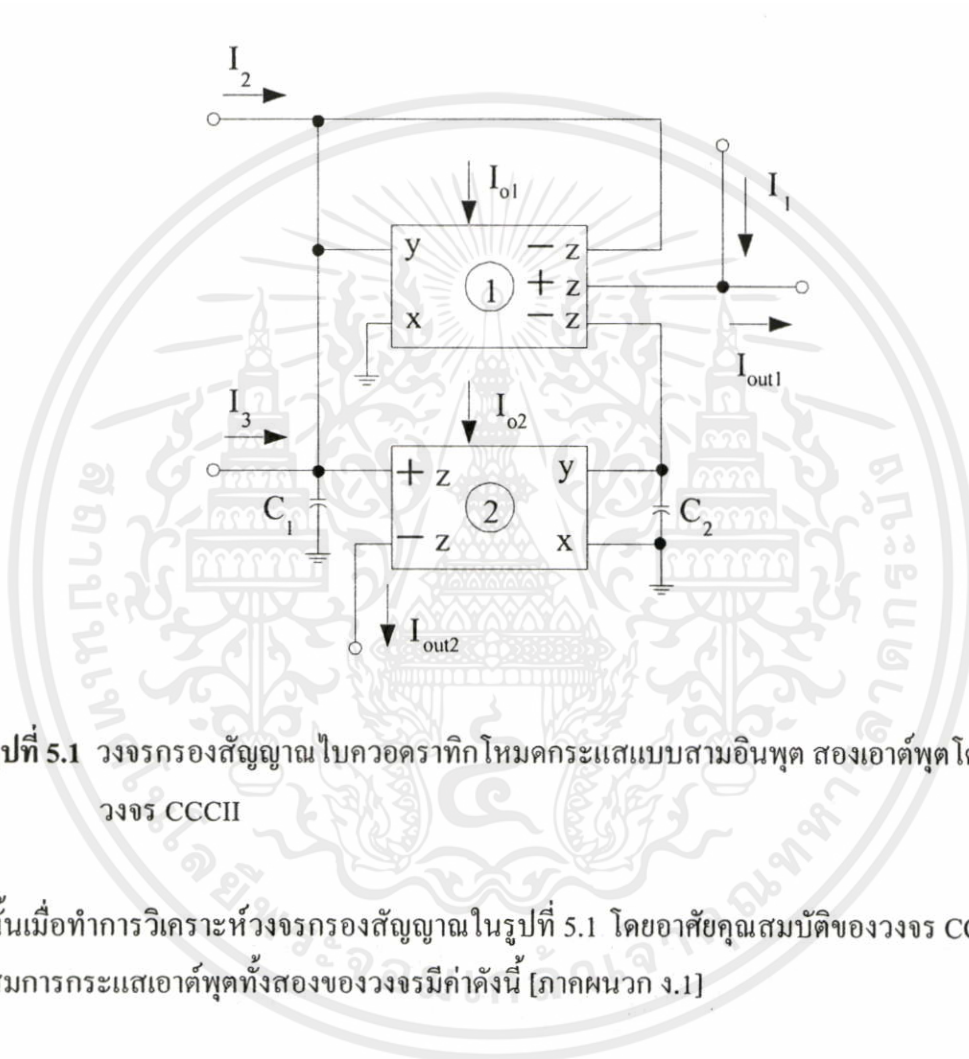
หลังจากที่วงจร CCCII ได้มีการนำเสนอขึ้นโดย A. Fabre และคณะ [8] นับจากนั้นเป็นต้นมาการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองสัญญาณฟังก์ชันรูปแบบต่าง ๆ โดยใช้วงจร CCCII จึงได้มีการพัฒนาและนำเสนอขึ้นมากเป็นลำดับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรรองสัญญาณอเนกประสงค์ที่ทำงานในโหมดกระแส (current-mode universal filter) [9] , [6] , [11]-[13] แต่อย่างไรก็ตามรูปแบบของวงจรรองสัญญาณมักออกแบบในรูปแบบหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุต (single-input multiple-output, SIMO) เป็นหลัก ถึงแม้ว่าจะมีการนำเสนอวงจรรองสัญญาณอเนกประสงค์ในรูปแบบหลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (multiple-input single output, MISO) อยู่บ้าง แต่โครงสร้างของวงจรมันยังคงใช้อุปกรณ์แอกทิฟและพาสซีฟจำนวนมากอยู่ นอกจากนี้ยังมีรูปแบบของวงจรรองสัญญาณอเนกประสงค์อีกรูปแบบหนึ่งคือ แบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุต (multiple-input multiple-output, MIMO) ซึ่งมีข้อดี คือ ใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทิฟที่น้อย และสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน

ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณอเนกประสงค์โหมดกระแสแบบ MIMO ที่มีสามอินพุตและสองเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวนสองตัวและตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวด์เพียงสองตัวเท่านั้น ซึ่งเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม [20] โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติกได้ครบทุกรูปแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ โดยไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขความเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรและไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าแบนด์วิด (BW) ของวงจรยังสามารถปรับแต่งได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจร CCCII นอกจากนี้ยังมีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอกทิฟและพาสซีฟในวงจรที่ต่ำอีกด้วย สมรรถนะในการทำงานของวงจรที่นำเสนอขึ้นได้ถูกทดสอบด้วยผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลอง

เอกสารนี้เผยแพร่โดยสำนักพิมพ์วิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ไม่ว่าการเป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

5.2 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII ที่นำเสนอ

รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณแบบไบควอดราติกแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบด้วยวงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว



รูปที่ 5.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII

ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 5.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CCCII จะได้สมการกระแสเอาต์พุตทั้งสองของวงจรมีค่าดังนี้ [ภาคผนวก ง.1]

$$I_{out1} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1) I_1 + s R_{x2} C_2 (I_2 + I_3)}{D(s)} \quad (5.1)$$

และ

$$I_{out2} = \frac{I_2 + I_3}{D(s)} \quad (5.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$D(s) = s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1 \quad (5.3)$$

สมการที่ (5.1) และ (5.2) แสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการเลือกจ่ายกระแสอินพุตให้วงจรอย่างเหมาะสมแล้ว วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้นสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยมีเงื่อนไขดังนี้

- 1) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP เมื่อกำหนดให้ I_2 คือ กระแสอินพุต (I_{in}) และ I_{o2} คือ กระแสเอาต์พุต (I_{out}) หรือกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$
- 2) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP เมื่อกำหนดให้ $I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$ หรือกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$
- 3) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$ หรือกำหนดให้ $I_1 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$
- 4) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$ หรือกำหนดให้ $I_1 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$
- 5) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$

จากคุณสมบัติข้างต้น สามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชันโดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยมีค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และแบนด์วิดท์ (BW) ของวงจรเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (5.4)$$

และ

$$BW = \frac{1}{R_{x1}C_1} \quad (5.5)$$

จากสมการที่ (5.4) และ (5.5) แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่ ω_0 ของวงจรที่นำเสนอ นั้นสามารถแปรค่าได้โดยปราศจากผลกระทบต่อ BW โดยการควบคุมค่า R_{x2} หรือ C_2

สำหรับค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟของวงจร นั้นสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง.2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (5.6) การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{R_{x1}}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = -1 \quad (5.7)$$

และ
$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (5.8)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้มีค่าความไวต่อองค์ประกอบอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ

5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII

เมื่อคำนึงถึงคุณสมบัติในการทำงานของวงจร CCCII ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ ดังสมการที่ (4.7) ที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.1 โดยทำการวิเคราะห์ห้วงจรดังกล่าวอีกครั้ง จะได้กระแสเอาต์พุตทั้งสองของวงจรในกรณีนี้ เป็น [ภาคผนวก ง.3]

$$I_{out1} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{p2}) I_1 + s R_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{p1} (I_2 + I_3)}{D_n(s)} \quad (5.9)$$

และ
$$I_{out2} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{n2} (I_2 + I_3)}{D_n(s)} \quad (5.10)$$

เมื่อ
$$D_n(s) = s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{p2} \quad (5.11)$$

โดยที่ β_{pi} , β_{ni} และ α_i คือค่าพารามิเตอร์ β และ α ของวงจร CCCII ตัวที่ i ($i = 1, 2$) ตามลำดับ กรณีนี้พบว่าค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ BW ของวงจรจะกลายเป็น

$$\omega_o = \left(\frac{\beta_{n1} \beta_{p2} \alpha_1 \alpha_2}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5.12)$$

และ
$$BW = \frac{\beta_{n1} \alpha_1}{R_{x1} C_1} \quad (5.13)$$

เอกสารนี้จากสมการที่ (5.12) และ (5.13) ค่าความไวของวงจรมีค่าดังนี้ [ภาคผนวก ง.4] ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = S_{R_{x2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (5.14)$$

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\beta_{n1}}^{\omega_0} = S_{\beta_{n2}}^{\omega_0} = 1/2 \quad (5.15)$$

$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (5.16)$$

$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = -1 \quad (5.17)$$

และ
$$S_{\alpha_1}^{BW} = S_{\beta_{n1}}^{BW} = 1 \quad (5.18)$$

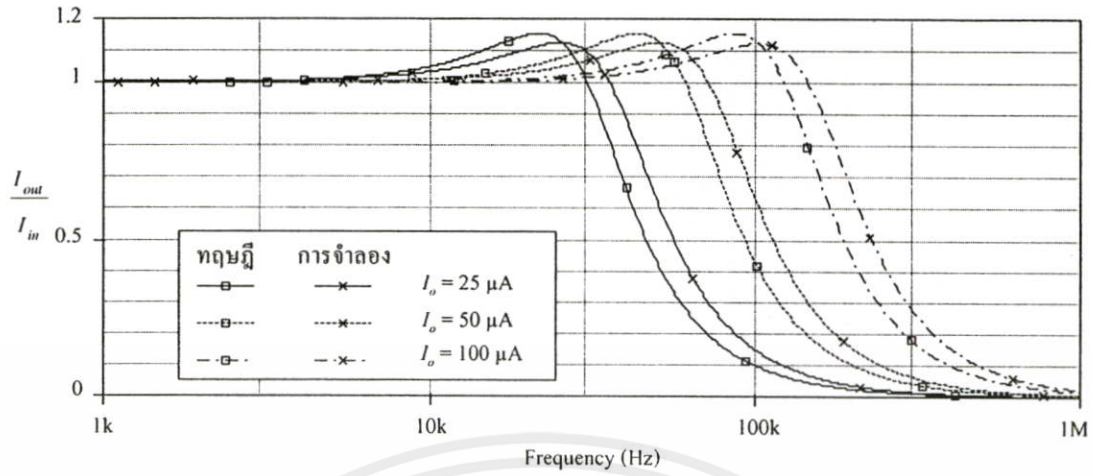
สมการที่ (5.14) ถึงสมการที่ (5.18) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรต่อองค์ประกอบอุปกรณ์ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติยังคงมีค่าที่ต่ำ

5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรและผลการทดลองต่อวงจรจริง

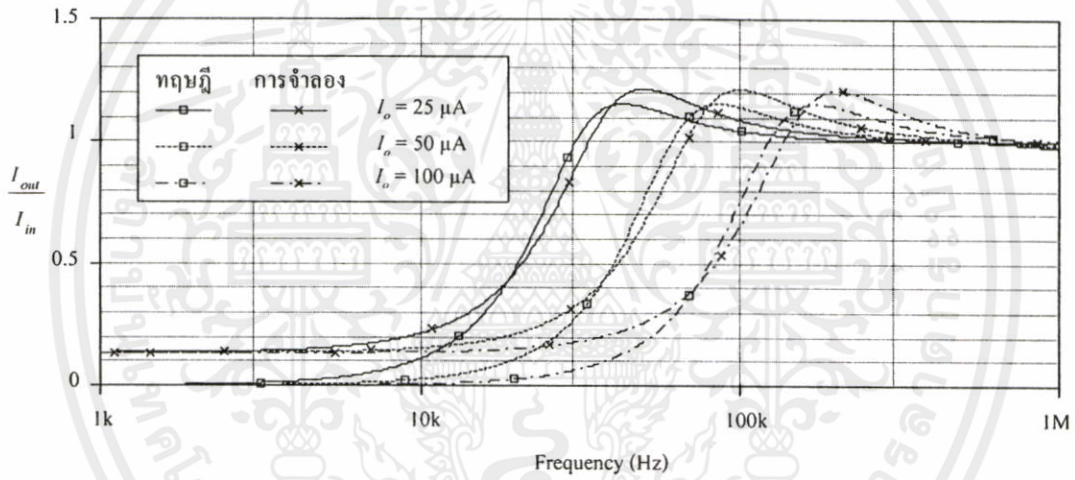
เพื่อเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณโหมคกระแสแบบไบควอดราติกที่นำเสนอในรูปแบบที่ 5.1 ในที่นี้ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงทดสอบเมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้กับการคำนวณค่าในทางทฤษฎี ในการจำลองการทำงานและการต่อวงจรจริงนั้นได้ใช้องค์ประกอบต่าง ๆ ในวงจรเหมือนกันคือ วงจร CCCII ตั้งคราะห์จากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เบอร์ 2N3904 และเบอร์ 2N3906 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 2V$ และ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ โดยทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_o = I_{oi} (i = 1, 2, 3)$ ให้มีค่าเป็น $25 \mu A$, $50 \mu A$ และ $100 \mu A$ เพื่อทำให้ได้ $R_x = R_{xi}$ มีค่าเท่ากับ 520Ω , 260Ω และ 130Ω ตามลำดับ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้ค่า f_o ของวงจรค่าเท่ากับ 30.61 kHz , 61.2 kHz และ 122.4 kHz ตามลำดับ

รูปที่ 5.2 ถึงรูปที่ 5.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบ LP HP BP และ BS ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองการทำงานกับผลที่ได้จากทางทฤษฎี ซึ่งพบว่ามีค่าความผิดพลาดของ f_o ประมาณ $\pm 16\%$

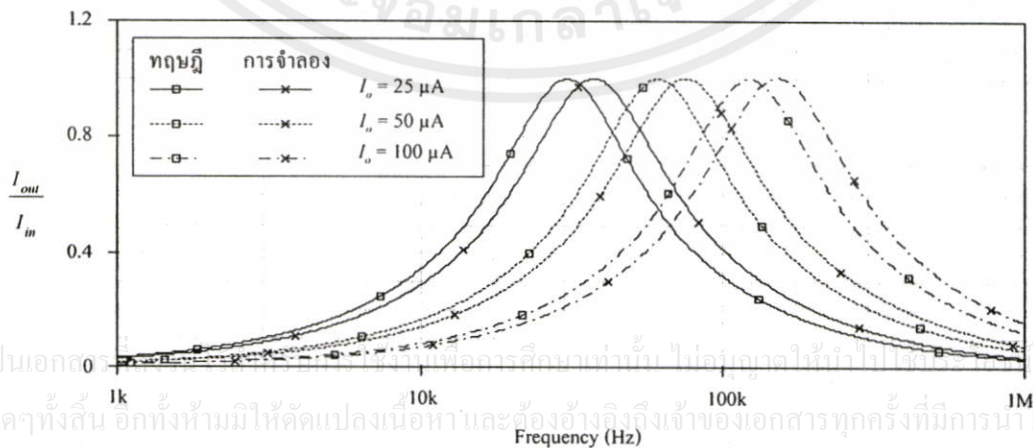
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP

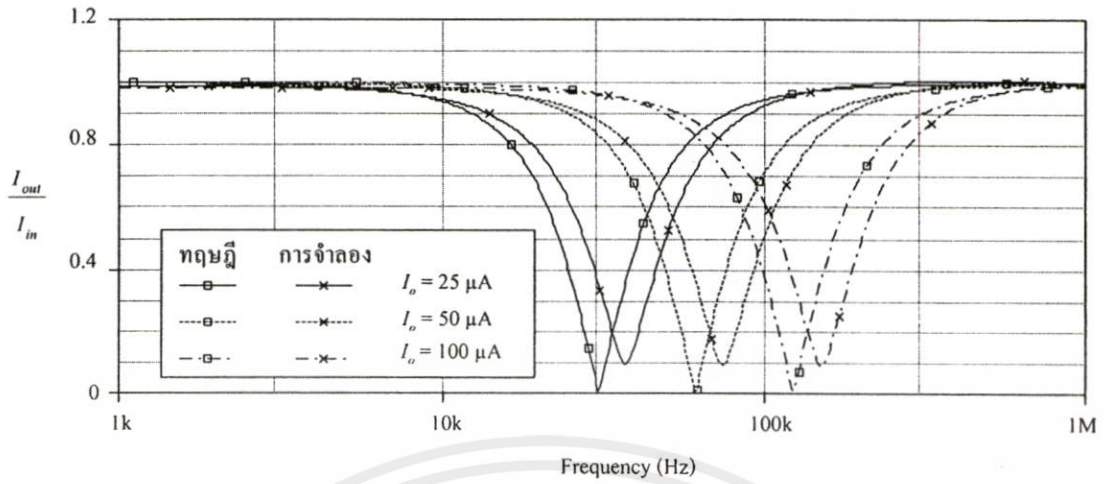


รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP

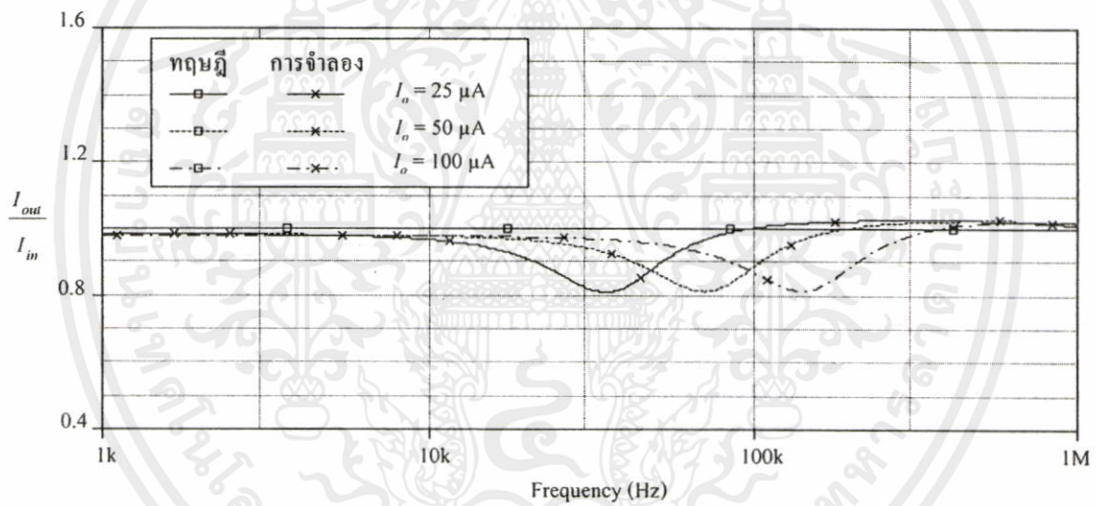


รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการคัดลอกทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

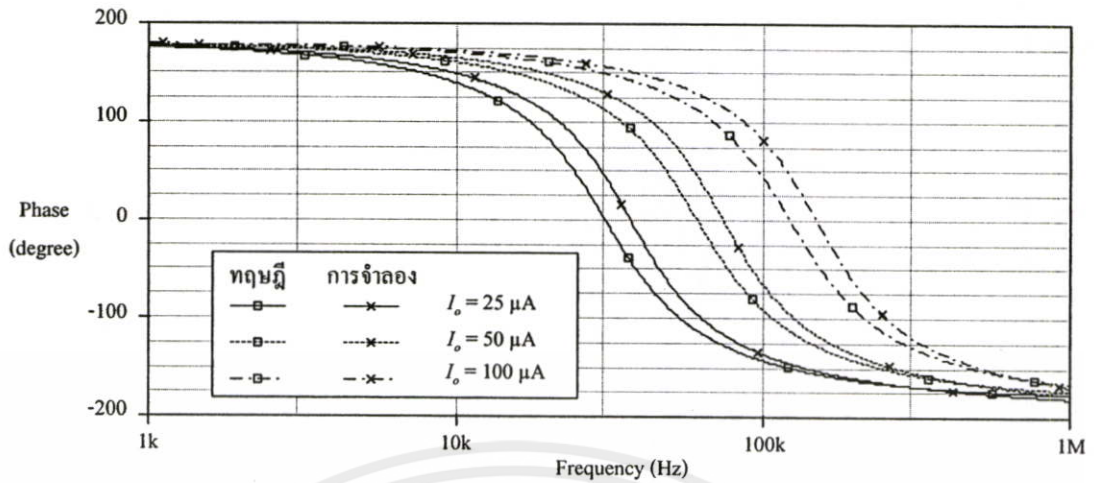


รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS



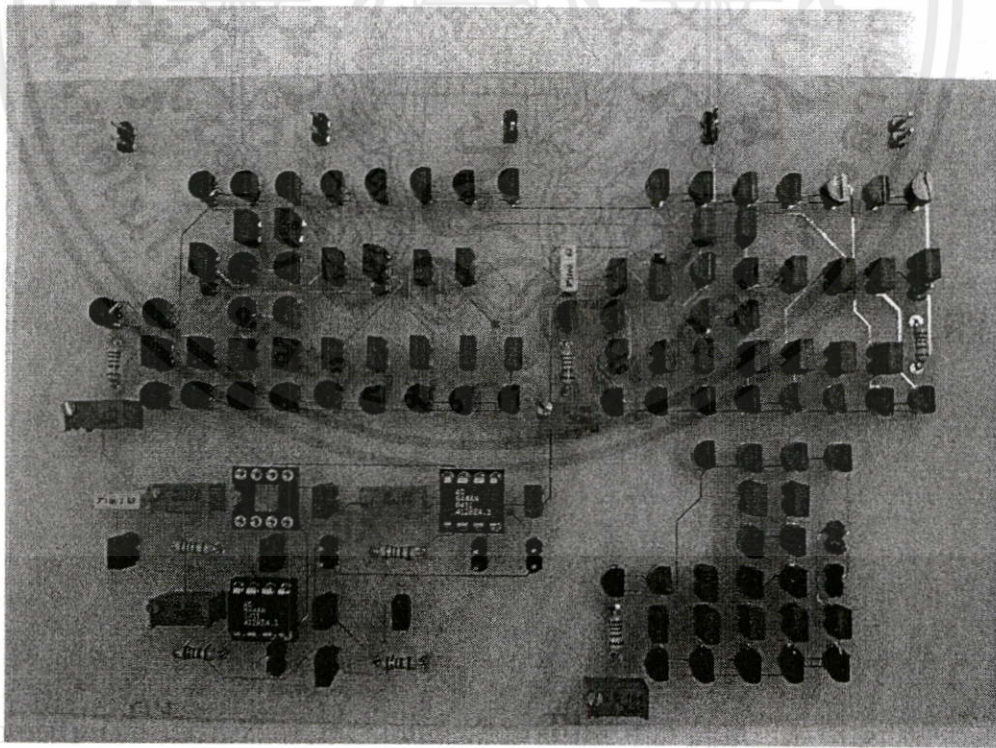
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองทางอัตรายขยายของวงจร AP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

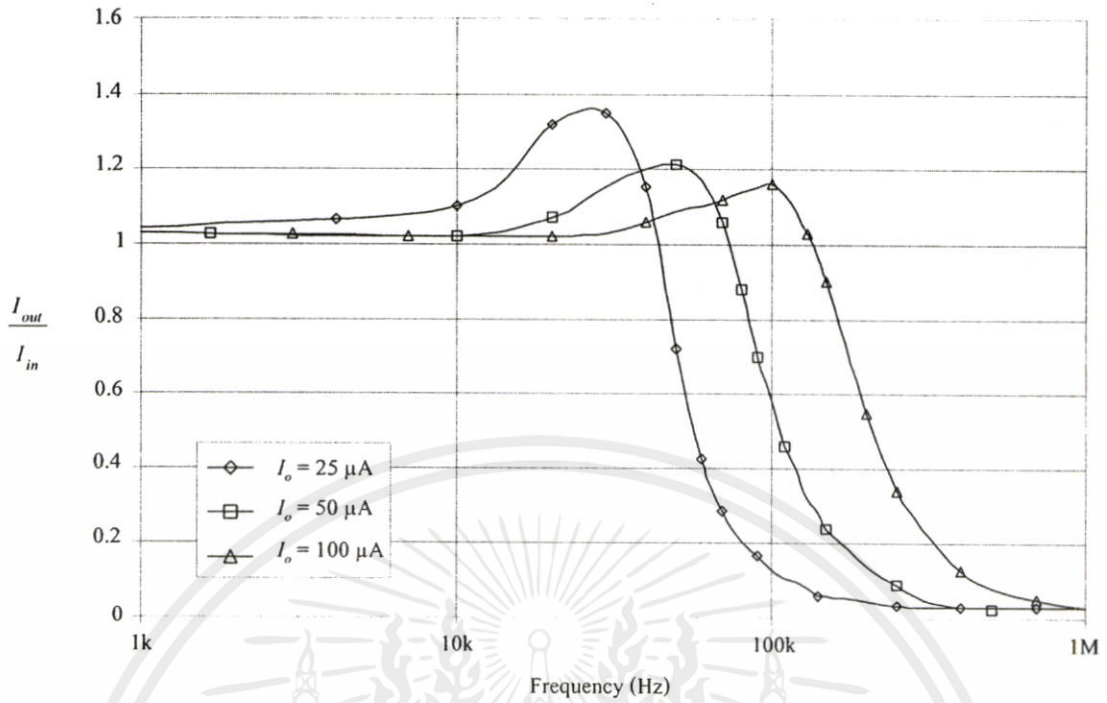


รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร AP

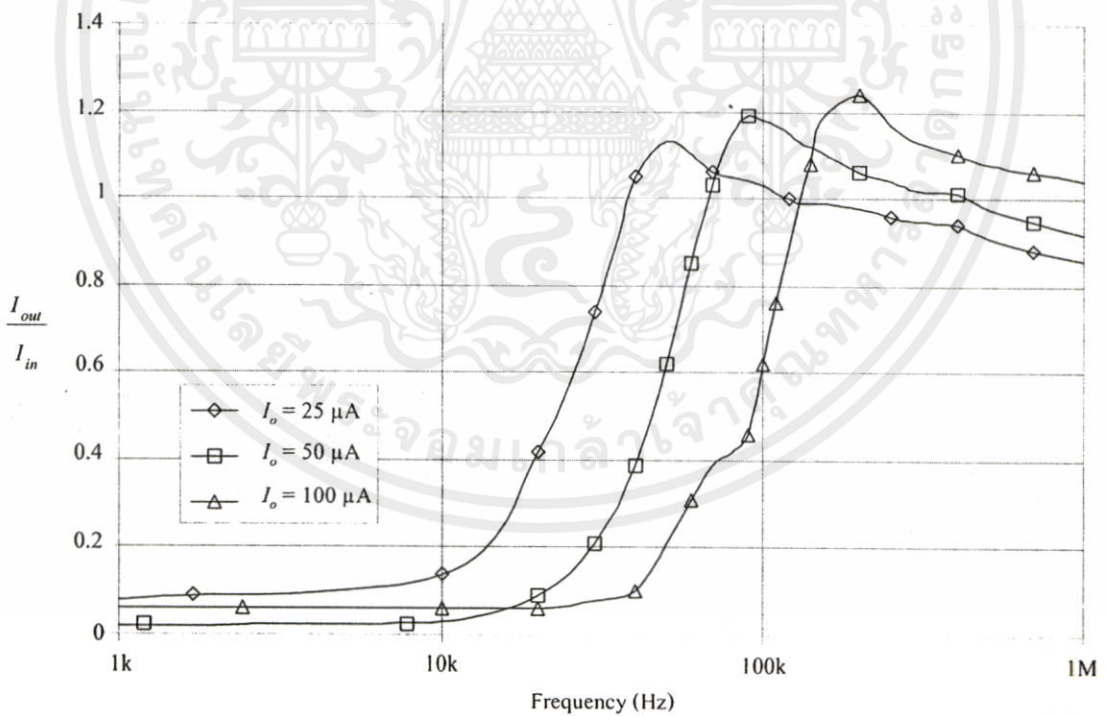
รูปที่ 5.8 แสดงภาพถ่ายวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 สังเคราะห์เป็นวงจร CCCII รูปที่ 5.9 จนถึงรูปที่ 5.12 แสดงผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอแบบ LP HP BP และ BS ตามลำดับ ซึ่งจากผลการทดลองพบว่ามีคุณสมบัติตรงไปตรงมาตามค่าที่คำนวณทางทฤษฎี



รูปที่ 5.8 ภาพถ่ายวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจร CCCII ที่สังเคราะห์จากทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906

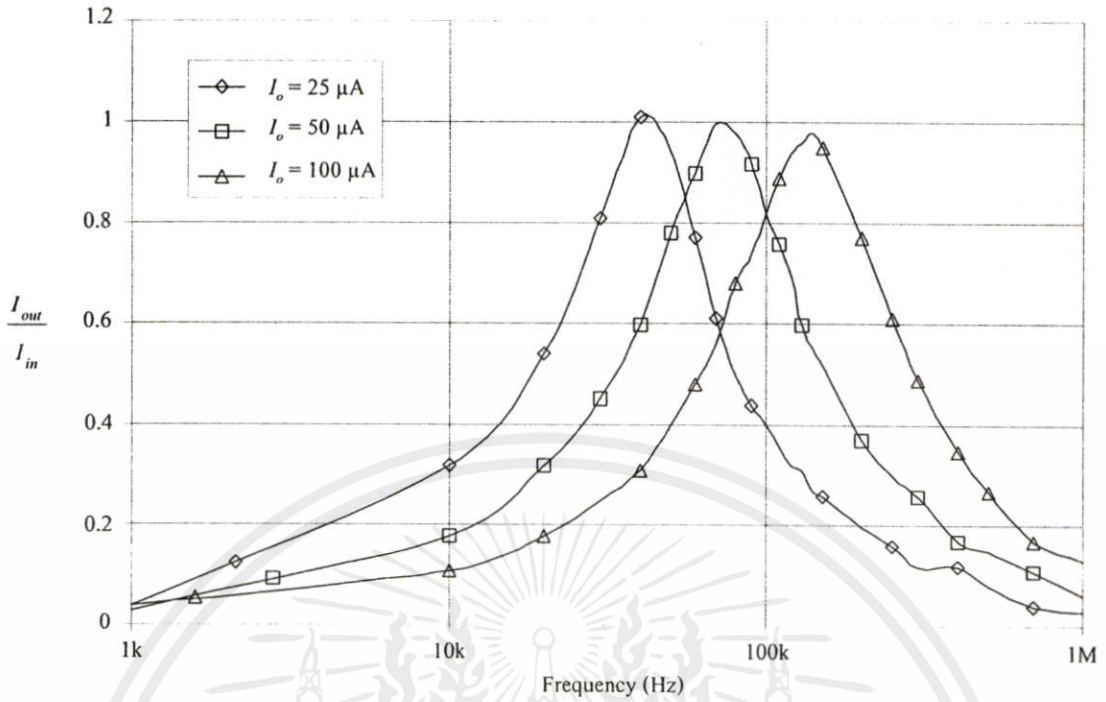


รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร LP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง

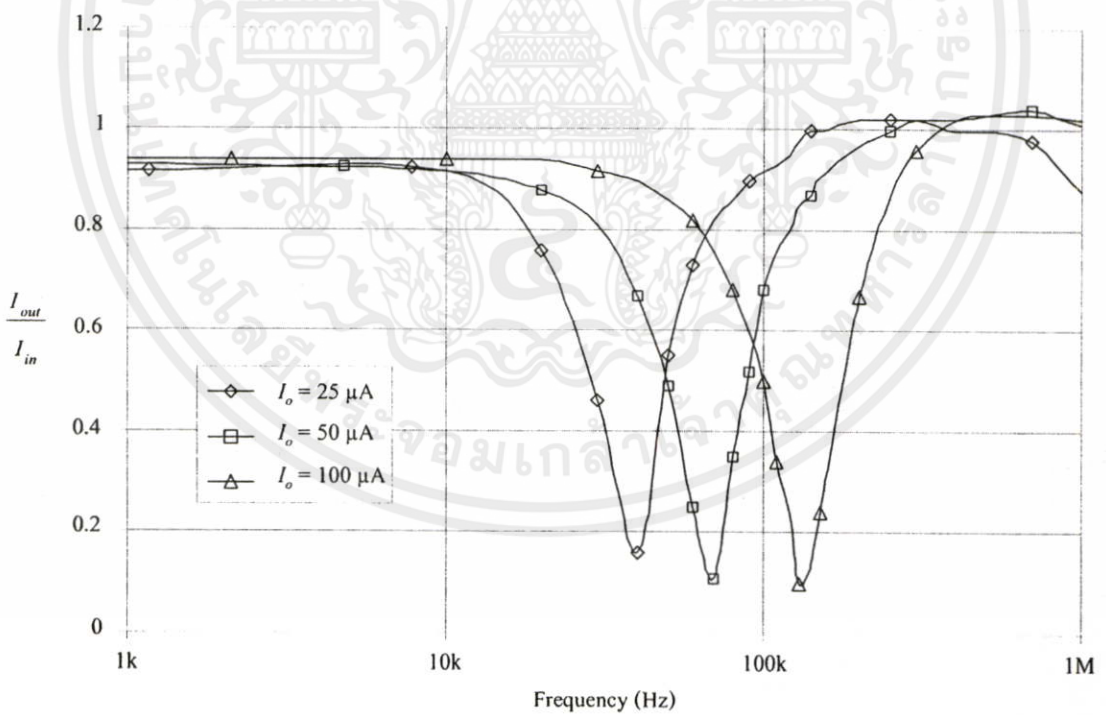


รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร HP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง



รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BS เมื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี จะถือว่าผิดกฎหมาย และต้องรับผิดชอบต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกที่ทำงานในโหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชันได้ที่พอร์ตเอาต์พุต ซึ่งมีความต้านทานสูง โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร นอกจากนี้ยังสามารถแปรค่า ω_0 และ BW ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_0 ของวงจร CCCII รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำอีกด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาหลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก โดยแบ่งการนำเสนอออกเป็นสองวงจร คือ วงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว และวงจรกรองสัญญาณแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต ซึ่งประกอบด้วยวงจร CCCII จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ จำนวน 2 ตัว โดยวงจรที่ได้นำเสนอทั้งสองวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นการออกแบบโดยใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่น้อย แต่ยังคงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่ดีไว้อย่างครบถ้วน โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานได้ครบทุกรูปแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่แบบจำกัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ โดยปราศจากเงื่อนไขค่าเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และยังมีพอร์ตเอาต์พุตที่มีความต้านทานสูง จึงเหมาะกับการนำไปต่อแบบแคสเคด (cascade) ในการทำงานโหมดกระแส หรือเพื่อนำไปสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณที่มีอันดับสูง (high-order filter) ต่อไป นอกจากนี้วงจรที่ได้นำเสนอยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรคือ ω_0 และ BW ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_0 ของวงจร CCCII รวมทั้งมีค่าความไวต่อการแปรค่าของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ

สมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองต่อวงจรจริงซึ่งให้ผลที่สอดคล้องและเป็นไปในแนวทางเดียวกันเป็นที่น่าพอใจ ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการพิจารณาเข้าร่วมในงานประชุมวิชาการต่าง ๆ ดังนี้คือ

- ในการประชุมทางวิชาการนานาชาติ SICE-ICCAS International Joint Conference 2006 ซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 18-21 ตุลาคม 2549 ณ ประเทศเกาหลี [14]
- ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29 (EECON-29) ซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 9-10 พ.ย. 2549 จ.ชลบุรี [15]
- ในการประชุมทางวิชาการนานาชาติ ITC-CSCC ซึ่งจัดขึ้นระหว่าง วันที่ 10-13 ก.ค. 2549 จ.เชียงใหม่ [45]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีข้อจำกัดเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาร่วมด้วย

โดยรายละเอียดของบทความทั้งสามได้ถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวก จ ของวิทยานิพนธ์นี้

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยในหัวข้อนี้พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปทำวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อยู่ 2 ประการ ได้แก่

1) ประการแรก เนื่องจากการออกแบบและพัฒนาวงจรในการวิจัยหัวข้อนี้ได้มุ่งเน้นที่จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย ดังนั้นจากการทำวิจัยพบว่าวงจรทั้งสองที่ได้แนะนำอนั้นมีข้อจำกัดคือ ไม่สามารถที่จะทำการปรับค่า ω_0 และค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) ได้อย่างอิสระต่อกัน ดังนั้นแนวทางการวิจัยต่อที่น่าสนใจก็คือ การพัฒนาประสิทธิภาพของวงจรกรองสัญญาณให้สามารถปรับค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระต่อกัน โดยอาจทำการเพิ่มจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟหรือพาสซีฟ รวมทั้งการปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจรให้เหมาะสม

2) ประการที่สอง จากการทดลองต่อวงจรจริงโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และเบอร์ 2N3906 พบว่าผลการทดลองมีค่าความผิดพลาดของ f_0 เมื่อเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีมีค่าค่อนข้างสูง ซึ่งเหตุผลหนึ่งเนื่องจากทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการต่อวงจรทดลองนั้นมิได้ถูกสร้างขึ้นในกระบวนการและช่วงเวลาเดียวกันทำให้เกิดผลกระทบต่อยุทธศาสตร์ภายในของวงจร CCCII คือวงจรสะท้อนกระแสและวงจรทรานสลิเนียร์ ส่งผลให้สมการความสัมพันธ์ของพอร์ตต่าง ๆ ของวงจร CCCII เบี่ยงเบนออกจากค่าทางอุดมคติ ดังนั้นแนวทางการพัฒนาวงจรอีกแนวทางหนึ่ง ก็คือเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่สร้างขึ้นในกระบวนการและช่วงเวลาเดียวกัน หรือการนำวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอไปสร้างเป็นวงจรรวม (IC) ซึ่งจะช่วยให้พื้นที่ของวงจรมีขนาดเล็กลงและสามารถลดค่าความผิดพลาดของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Mohan, "Generation of OTA-C filter structures from active RC filter structures", **IEEE Transaction on Circuit and System**. Vol. 37, No.5, 1990. pp.656-660.
- [2] M. Taher, A. Atti and A. Bentrchia. "New universal current-mode multiple-input multiple-output OTA-C filter". **Proceedings of The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuit and Systems**. Tainan, Taiwan, December 6-9, 2004. pp.1037-1040.
- [3] S. Ozoguz, A. Toker and C. Acar. "Current mode continuous-time fully integrated universal filter using CDBAs". **Electronics Letters**. Vol. 35, No.2, 1999. pp.97-98.
- [4] W. Tangsrirat, and W. Surakamponorn. "Cascadable multiple-input single-output current-mode universal filter based on current differencing buffered amplifiers", **Journal of RF Engineering and Telecommunications**. Vol.60, No.18, 2006. pp.152-154.
- [5] C. M. Chang. "Universal active current filters using single second-generation current conveyor". **Electronics Letters**. Vol.27, No.18, 1991. pp.1614-1617.
- [6] A. M. Soliman. "Current mode universal filter". **Electronics Letters**. Vol.31, No.17, 1995. pp.1420-1421.
- [7] S. Özoguz and E. O. Gunes. "Universal filter with three inputs using CCII+". **Electronics Letters**. Vol.32, No.23, 1996. pp.2134-2135.
- [8] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron. "Current controllable bandpass filter based on translinear conveyors". **Electronics Letters**. Vol.31, No.20, 1995. pp.1727-1728.
- [9] E. O. Gunes and F. Anday "Realization of current-mode universal filter using CFCCIIs". **Electronics Letters**. Vol.32, No.12, 1996. pp.1081-1082.
- [10] A. M. Soliman. "New current-mode biquad filters using current conveyors". **International Journal of Electronics and Communication (AEU)**. Vol.51, No.5, 1997. pp.275-278.
- [11] A. Toker and S. Ozoguz. "Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components". **Electronics Letters**. Vol.33, No.11, 1997. pp.948-949.
- [12] J. W. Horng, R. M. Weng, M. H. Lee and C. W. Chang. "Universal active current filter using two multiple current output OTAs and one CCII", **International Journal of Electronics**. Vol.82, No.3, 1997. pp.241-247.

เอกสารนี้เป็นเอกสารทศงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแบบลงเนื้อหาในสื่อต่างๆโดยเด็ดขาด

- [13] S. Minaei, and S. Turkoz. "New current-mode current-controlled universal filter with single input and three outputs". **International Journal of Electronics**. Vol.88, No.3, 2001. pp.333-337.
- [14] N. Jangsamsi, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat. "CCCII-base high-output impedance current-mode universal filter employing only grounded capacitors", **Proceedings of SICE-ICCAS International Joint Conference 2006**. Busan Korea, 2006. pp. 5695-5698.
- [15] นิวัฒน์ แจ็งสามสี, ทศยา ปุคคละนันท์, วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "วงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์โหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรร MO-CCCII", **การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29**. 2549. หน้า 605-608
- [16] C. M. Chang. "Universal active current filter with three inputs and one output using plus-type CCIs". **Electronics Letters**, Vol.33, No.14, 1997. pp.1207-1208.
- [17] S. Özoguz, A. Toker, and O. Çiçekoglu. "New current-mode universal filters using only four (CCII+)s". **Microelectronics Journal**. Vol.30, No.3, 1999. pp.255-258.
- [18] M. T. Abuelma'atti, and N. A. Tasadduq. "A novel three inputs and one output universal current-mode filter using plus-type CCIs". **Microelectronics Journal**. Vol.30, No.3, 1999. pp.287-292 .
- [19] D. R. Bhaskar, V. K. Sharma, M. Monis and S.M.I. Rizvi. "New current-mode universal biquad filter". **Microelectronics Journal**. Vol.30, No.9, 1999. pp.837-839.
- [20] M. Bhusan and R.W. Newcomb. "Grounding of capacitors in integrated circuits". **Electronics Letters**. Vol.3, 1967. pp.148-149.
- [21] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้า (Network Theory)". **คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**. 2544
- [22] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก". **สำนักพิมพ์บริษัท ว. เพ็ชรสกุล จำกัด**. 2545
- [23] เจษฎาพร สถานทรัพย์. "การออกแบบวงจรรองหลายฟังก์ชัน โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก". **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**. 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [24] วสันต์ ตันเจริญ. “การออกแบบวงจร CDTA และการประยุกต์ใช้งาน”, วิทยานิพนธ์
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2550
- [25] K. C. Smith and A. S. Sedra. “The Current Conveyor – A New Circuit Building Block.”. **Proceedings of the IEEE**. Vol. 56, 1968. pp.1368-1369.
- [26] A. S.Sedra and K. C. Smith. “A Second Generation Current Conveyor and Its Applicaton.”. **IEEE Transactions on Circuit Theory**. Vol. CT-17, 1970. pp.132-134.
- [27] B.Wilson. “recent Developments in Current Conveyor and Current Mode.”. **Proceedings of the IEE Part G**. Vol.137, 1990. pp.63-77.
- [28] A.Sedra, G.Reberts and F.Gohn. “The Current Conveyor : History , Progress and New Result.”. **Proceedings of the IEE Part G**. Vol.137, 1990. pp. 78-87.
- [29] D.C. Wadsworth. “Accurate Current Conveyor Topology and Monolithic Implementation.”. **Proceedings of the IEE Part G**. Vol.137, 1990. pp. 88-94.
- [30] C. Toumasou, J. Lidgely and D. G. Haigh. “Analogue IC Design : The Current-Mode Approach.”, **London : Peter Peregrinus Ltd**. 1990.
- [31] Analog Devices Inc. “AD844 Current Feedback Op-Amp Data Sheet.”. Norwood, MA. 1990.
- [32] S. Ozogus, A. Toker and O. Cicekoglu. “High output Impedance Current-Mode Multifunction Filter with Minimum Number of Active and Reduced Number of Passive Elements.”. **Electronics Letters**. Vol. 34 ,No.19, 1998. pp.1807-1809.
- [33] C. Chang and M. Lee. “Voltage Mode Multifunction Filter with Single Input and Three Outputs using Two Compound Current Conveyor.”. **IEEE Transaction on Circuit and System**. Vol. 46, 1999. pp. 1364-1365.
- [34] W. Surakamponorn and P. Thijimajshima. “Integrable Electronically Tunable Current Conveyor.”. **Proceedings of the IEE Part G**. Vol. 135, No. 2, 1988. pp. 71-77.
- [35] A. Fabre and N. Mimeche. “Class A/AB Second Generation Current Conveyor with Controlled Current Gain.”. **Electronics Letters**. Vol. 30, No.16, 1994. pp. 1267-1269.
- [36] O. Saaid and A. Fabre. “Class AB Current Control Resistor for High Performance Current-Mode Applications.”. **Electronics Letters**. Vol. 31, No. 1, 1996. pp. 4-5.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [37] A. Fabre, O. Saaid, Wiest F. and Boucheron C., "Current Control Bandpass Filter Based on Translinear Conveyor.", *Electronics Letters*, Vol. 31, No. 20, pp. 1727-1728, Sept. 1995.
- [38] A. Fabre, O. Saaid, F.Wiest and H. Barthelemy. "On the Frequency Limitations of the Circuits Based on Second Generation Current Conveyors.". **Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Kluwer Academic Publishers.** Vol. 7, 1995. pp. 113-129.
- [39] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron. "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor." **IEEE Transaction on Circuit and System.** Vol. 43, No.2, 1996. pp. 82-91.
- [40] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron. "High Frequency High-Q BiCMOS Current-Mode Bandpass Filter and Mobile Communication Application.". **IEEE Journal of Solid-State Circuit.** Vol. 33, No.2, 1998. pp. 614-623.
- [41] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and K. Dejhan. "Accurated CMOS Based on Current Conveyor.". **IEEE Transactions on Instrument Measurement.** Vol. 43, No. 2, 1996. pp. 82-91.
- [42] B. Gilbert. "Translinear Circuit : a Proposed Classification.". **Electronics Letters.** Vol. 11, 1975. pp. 14-16.
- [43] A. Sedra and K. Smith. "Microelectronic Circuits". 4th ed. New York : Oxford University Press. 1998.
- [44] A. Fabre. "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor". **IEEE Transactions on Circuit and Systems.** Vol.43, No. 2, 1996.
- [45] N. Jangsamsi, T. Pukkalanun, W. Tangsrirat. "Current-Mode Multifunction Filter with Minimum Number of Active and Passive Components using MO-CCCIIs ". **Proceedings of ITC-CSCC 2006.** Chiang Mai, Thailand, 2006. pp. 5695-5698.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

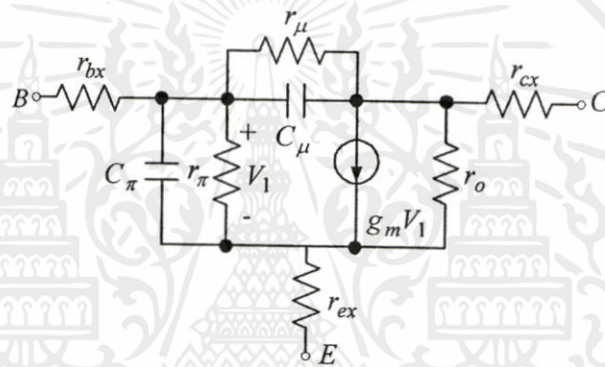


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและ แบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

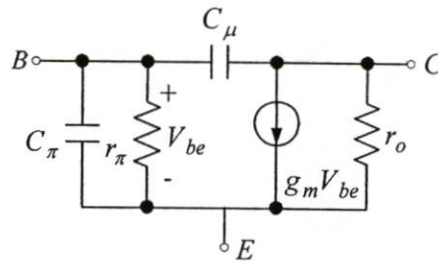
การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นหรือทำงานในช่วงแอกทีฟ โดยรอยต่อของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสตรง (forward bias) ส่วนรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ (reverse bias) ซึ่งวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูป ก.1



รูปที่ ก.1 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ นั้นจะประกอบด้วย r_{bx} , r_{cx} และ r_{ex} เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำ กับสายที่เชื่อมต่อสู่จุดต่อภายนอกซึ่งจะมีค่าน้อยมากและสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน r_{μ} และ r_o คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ และขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ความต้านทาน r_{μ} จะมีค่าสูงมากเสมือนกับการเปิดวงจรจึงสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน r_{π} คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และในการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้า (capacitance) ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ C_{μ} และ C_{π} คือความจุไฟฟ้าที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) โดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (common Emitter) สามารถเขียนได้ดังรูปที่ ก.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ก.2 วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

ทฤษฎีการทำงานและสมการ โดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้มีการนำเสนอแพร่หลายเป็นที่รู้จักมากพอสมควรแล้ว ดังนั้นจะขอก้าวถึงเฉพาะสมการสำคัญที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์และอ้างผลของวงจรเท่านั้น โดยคุณลักษณะทางไฟฟ้าสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal) ของค่ากระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (ก.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} e^{\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)} \quad (\text{ก.1})$$

จากสมการที่ (ก.1) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{kT}\right)} \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่

$$I_S = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_E} = J A_E$$

และ

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 q = ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (electron charge) มีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} (Coulomb, C)
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำใบใช้

D_B = ค่าสัมพันธการแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส (Square centimeter per second, cm^2 / s)

n_i = ค่าความหนาแน่นประจุพาหะชนิดหนึ่งชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทรีนซิก (Cubic centimeter, cm^{-3})

A_E = ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (Square centimeter, cm^2)

Q_B = ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือปนในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ (cm^{-3})

V_{be} = ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ (Volt, V)

k = ค่าคงที่ของ Boltzmann's constant มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-32} (Joule per kelvin, J / K)

T = ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (Kelvin, K)

I_S = ค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) (Ampere, A)

J = ค่าความหนาแน่นของกระแส (Ampere per square centimeter, A / cm^2)

V_T = ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ (V)

จากสมการที่ (ก.2) พบว่าค่ากระแส I_C จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_T โดยที่ค่าของ V_T มีค่าประมาณ 25.8 mV ที่อุณหภูมิ $27^\circ C$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสมการของกระแส I_C มีคุณลักษณะเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล (exponential) จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส I_C คงที่เทียบค่าแรงดัน V_{CE} เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทางปฏิบัติเมื่อค่าแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่ากระแส I_C เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากผลของ base-width modulation ทำให้ค่ากระแส I_C เป็นดังสมการ (ก.3)

$$I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อ V_A คือ ค่าแรงดันเออร์ลี่ (early voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ จากสมการที่ (ก.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BE} กับกระแส I_C ได้ เป็น

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (ก.4)$$

จากวงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ก.2 สามารถหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่ (ก.2) จะหาค่าอัตราการส่งผ่านความนำ g_m ได้จากความสัมพันธ์ของอัตรา การเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{BE} ซึ่งจะเป็นดังสมการที่ (ก.5)

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_C}{dV_{be}} \right|_{v_{be}=0} \\ &= \frac{I_C}{V_T} \end{aligned} \quad (ก.5)$$

เห็นได้ว่าอัตราการส่งผ่านความนำ g_m จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง V_T และจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยแปรตามค่ากระแสไบอัสที่ขาคอลเล็กเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_B เทียบกับค่าแรงดัน V_{be} จะได้ว่า

$$\begin{aligned} g_\pi &= \left. \frac{dI_b}{dV_{BE}} \right|_{v_{BE}=0} \\ &= \frac{1}{\beta_F} \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{g_m}{\beta_F} \end{aligned} \quad (ก.6)$$

เมื่อ

β_F คือ ค่าอัตราขยายกระแสวงจรมิตเตอร์ร่วม

g_π คือ ค่าอัตราการส่งผ่านความนำที่ขาเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะตีพิมพ์หรือดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน r_π ได้ดังสมการที่ (ก.7)

$$r_{\pi} = \frac{1}{g_{\pi}}$$

$$= \frac{\beta_F}{g_m} \tag{ก.7}$$

ส่วนความต้านทานขาออก r_o หาได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} โดยจากสมการที่ (ก.3) จะได้

$$\frac{1}{r_o} = g_o = \left. \frac{dI_C}{dV_{CE}} \right|_{V_{CE}=0}$$

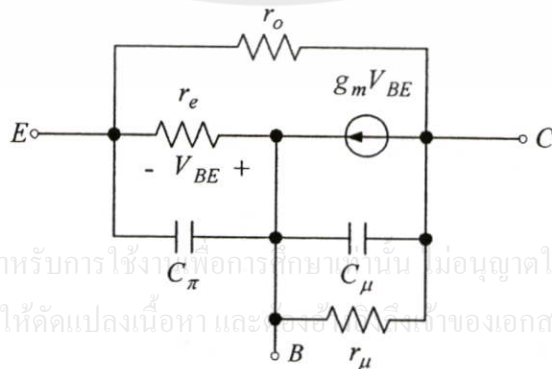
$$= \frac{I_S}{V_A} e^{\left(\frac{V_{CE}}{V_T}\right)}$$

$$= \frac{I_C}{V_A} \tag{ก.8}$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \tag{ก.9}$$

จากวงจรสมมูลที่ใช้ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสามารถเขียนวงจรสมมูลให้อยู่ในวงจรเบสร่วม (common base) ได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและองค์ประกอบของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ r_e ของวงจรเบสรวมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$r_e = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}}$$

$$= \frac{1}{g_m(1 + 1/\beta_F)}$$

$$= \frac{\alpha_F}{g_m}$$

$$\cong \frac{V_T}{I_C}$$

เมื่อ α_F คืออัตราขยายกระแสของวงจรเบสรวมนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

แบบจำลองสำหรับโปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ใน วิทยานิพนธ์

- ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906

model Q2N3904 NPN

+ Is = 6.734f	Xti = 3	Eg = 1.11	Vaf = 74.03	Bf = 416.4
+ Ne = 1.259	Ise = 6.734f	Ikf = 66.78m	Xtb = 1.5	Br = .7371
+ Nc = 2	Isc = 0	Ikr = 0	Rc = 1	Cjc = 3.638p
+ Mjc = .3085	Vjc = .75	Fc = .5	Cje = 4.493p	Mje = .2593
+ Vje = .75	Tr = 239.5n	Tf = 301.2p	Itf = .4	Vtf = 4
+ Xtf = 2	Rb = 10			

model Q2N3906 PNP

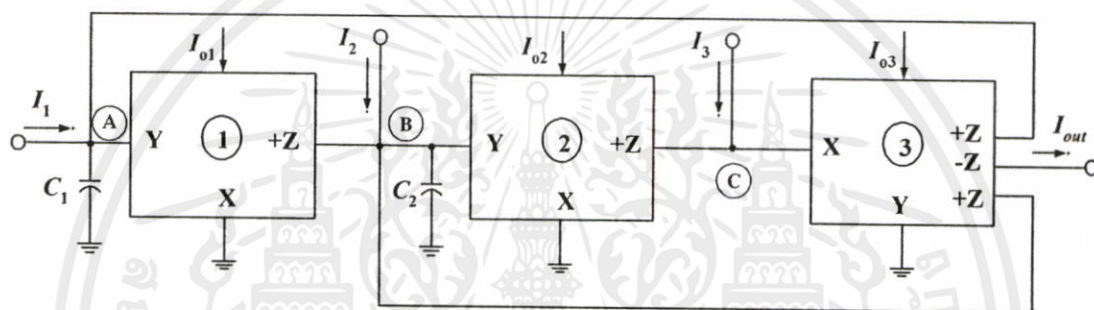
+ Is = 1.41f	Xti = 3	Eg = 1.11	Vaf = 18.7	Bf = 180.7
+ Ne = 1.5	Ise = 0	Ikf = 80m	Xtb = 1.5	Br = 4.977
+ Nc = 2	Isc = 0	Ikr = 0	Rc = 2.5	Cjc = 9.728p
+ Mjc = .5776	Vjc = .75	Fc = .5	Cje = 8.063p	Mje = .3677
+ Vje = .75	Tr = 33.42n	Tf = 179.3p	Itf = .4	Vtf = 4
+ Xtf = 6	Rb = 10			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติก โหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII

ค.1 การวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่ง เอาต์พุต



รูปที่ ค.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสดังรูปที่ ค.1 สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรได้ดังต่อไปนี้

ผลรวมของกระแสที่โหนด A จะได้

$$I_1 = V_{y1} s C_1 + I_{z3} \quad (\text{ค1.1})$$

จากสมการความสัมพันธ์ของพอร์ตของวงจร CCCII ตามสมการที่ (3.34) เนื่องจาก $V_{x1} = 0$ ทำให้สมการที่ (ค1.1) เขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$I_{x1} = \frac{I_{z3} - I_1}{s R_{x1} C_1} \quad (\text{ค1.2})$$

และที่โหนด B จะได้

$$I_2 = I_{z1} + V_{y2} s C_2 + I_{z3} \quad (ค1.3)$$

จากสมการ (3.34) เนื่องจาก $V_{x2} = 0$ ทำให้สามารถจัดรูปสมการที่ (ค1.3) ได้เป็น

$$I_2 = I_{z1} - I_{x2} s R_{x2} C_2 + I_{z3} \quad (ค1.4)$$

ที่โหนด C จะได้ผลรวมกระแสเท่ากับ

$$I_{z2} = I_3 - I_{x3} \quad (ค1.5)$$

เนื่องจาก $I_{z1} = I_{x1}$ ดังนั้นสามารถแทนค่าสมการที่ (ค1.2) ลงในสมการที่ (ค1.3) ได้เป็น

$$I_2 = \left(\frac{I_{z3} - I_1}{s R_{x1} C_1} \right) - I_{x2} s R_{x2} C_2 + I_{z3} \quad (ค1.6)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (ค1.6) ใหม่จะกลายเป็น

$$s R_{x1} C_1 I_2 = (s R_{x1} C_1 + 1) I_{z3} - I_1 - s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 I_{x2} \quad (ค1.7)$$

เนื่องจาก $I_{z2} = I_{x2}$ ดังนั้นสามารถแทนสมการที่ (ค1.5) ลงในสมการที่ (ค1.7) ได้เป็น

$$s R_{x1} C_1 I_2 = (s R_{x1} C_1 + 1) I_{z3} - I_1 - s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 (I_3 - I_{x3}) \quad (ค1.8)$$

แต่เนื่องจาก $I_{z3} = I_{x3} = I_{out}$ ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการที่ (ค1.8) ได้เป็น

$$s R_{x1} C_1 I_2 = (s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1) I_{out} - I_1 - s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 I_3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$I_{out} = \frac{I_1 + s R_{x1} C_1 I_2 + s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 I_3}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1} \quad (ค1.9)$$

จากสมการที่ (ค1.9) เมื่อทำการเลือกจ่ายกระแสอินพุตให้วงจรอย่างเหมาะสม วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยมีเงื่อนไขดังนี้

- 1) ฟังก์ชัน LP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_{in}$ ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1} \quad (\text{ค1.10})$$

- 2) ฟังก์ชัน BP เมื่อกำหนดให้ $I_2 = I_{in}$ ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s R_{x1} C_1}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1} \quad (\text{ค1.11})$$

- 3) ฟังก์ชัน HP เมื่อกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$ ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1} \quad (\text{ค1.12})$$

- 4) ฟังก์ชัน BS เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_3 = I_{in}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(1 + s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2)}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1} \quad (\text{ค1.13})$$

- 5) ฟังก์ชัน AP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_3 = I_{in}$ จะได้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(1 - s R_{x1} C_1 + s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2)}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x1} C_1 + 1} \quad (\text{ค1.14})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จากสมการที่ (ค1.10) ถึงสมการที่ (ค1.7) หากทำการเปรียบเทียบกับสมการคุณลักษณะของ ฟังก์ชันไบควอดราติกที่มีรูปแบบทั่วไป ดังนี้

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) + \omega_0^2 \quad (\text{ค1.15})$$

จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและแบนด์วิธของวงจรดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right)} \quad (\text{ค1.16})$$

และ
$$BW = \frac{1}{R_{x1} C_1} \quad (\text{ค1.17})$$

ค.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟ

ในการพิจารณาค่าความไว (sensitivity, S) ของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x สามารถกำหนดได้จากความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\frac{\% \text{ change in } Y}{\% \text{ change in } x} = \frac{(\Delta Y / Y) \times 100\%}{(\Delta x / x) \times 100\%} \quad (\text{ค2.1})$$

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่คืนั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ (ค2.1) ต้องมีค่าต่ำๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้ S_x^Y แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x ดังนั้นสมการที่ (ค2.1) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

$$S_x^Y = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta x / x} = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (\text{ค2.2})$$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ค.1 ซึ่งมีค่า ω_0 และ BW ของวงจรดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (ค2.3) ด้านการคำนวณค่า $\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right)}$ ไม่ว่าจะผิดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW = \frac{1}{R_{x1}C_1} \quad (ค2.4)$$

จึงเป็นการพิจารณาค่าความไว ω_0 และ BW ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทีฟ R_i และ C_i ในวงจรโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เช่น การหาค่าความไวของ R_{x1} ต่อค่า ω_0

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = \frac{R_{x1}}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_{x1}} \quad (ค2.5)$$

แทนค่า ω_0 จากสมการที่ (ค2.3) จะได้

$$\begin{aligned} S_{R_{x1}}^{\omega_0} &= R_{x1} \left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2} \right)^{-1/2} \frac{\partial \left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2} \right)^{1/2}}{\partial R_{x1}} \\ &= R_{x1} \left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2} \right)^{-1/2} \left(\frac{1}{R_{x2}C_1C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial R_{x1}^{-1/2}}{\partial R_{x1}} \\ &= R_{x1} (R_{x1})^{1/2} \left(-\frac{1}{2} \right) (R_{x1})^{-3/2} \\ &= -\frac{1}{2} \end{aligned}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = S_{R_{x2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (ค2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = -1 \quad (ค2.8)$$

ค.3 การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณใบบควอดราติกโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII ที่มีต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรแล้ว ดังนั้นคุณสมบัติของวงจร CCCII กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ สามารถเขียนอธิบายได้เป็น

$$i_Y = 0, v_X = v_Y + \alpha i_X R_X, i_{z+} = +\beta_p i_X, i_{z-} = -\beta_n i_X \quad (ค3.1)$$

เมื่อ $\alpha = (1 - \mathcal{E}_v)$ และ $\mathcal{E}_v (|\mathcal{E}_v| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว y ไปยังขั้ว x และ $\beta_p = (1 - \mathcal{E}_p)$ และ $\mathcal{E}_p (|\mathcal{E}_p| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว +z และ $\beta_n = (1 - \mathcal{E}_n)$ และ $\mathcal{E}_n (|\mathcal{E}_n| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว -z ของวงจร CCCII ดังนั้นหากอาศัยความสัมพันธ์ดังสมการที่ (ค3.1) ทำการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ ค.1 อีกครั้ง จะได้ลำดับขั้นตอนการหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรดังต่อไปนี้

จากรูปที่ ค.1 ที่โหนด A จะได้

$$I_1 = V_{y1} sC_1 + I_{z3+} \quad (ค3.2)$$

เนื่องจาก $V_{x1} = 0$ ทำให้สามารถจัดรูปสมการที่ (ค3.2) ได้เป็น

$$I_1 = \frac{-I_{x1}}{\alpha_1} sR_{x1} C_1 + I_{z3+} \quad (ค3.3)$$

$$I_{x1} = (I_{z3+} - I_1) \left(\frac{\alpha_1}{sR_{x1} C_1} \right) \quad (ค3.4)$$

และที่โหนด B ของวงจรจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้ง $I_2 = I_{z1+} + V_{y2} sC_2 + I_{z3+}$ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่ใช้เอกสารนำไปใช้ (ค3.5)

เนื่องจาก $V_{x2} = 0$ ทำให้สามารถจัดรูปสมการที่ (ค3.5) ได้เป็น

$$I_2 = I_{z1+} - \frac{I_{x2} sR_{x2} C_2}{\alpha_2} + I_{z3+} \quad (\text{ค3.6})$$

สำหรับ โหนด C พบว่าผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$I_{z2+} = I_3 - I_{x3} \quad (\text{ค3.7})$$

เนื่องจาก $I_{z1+} = \beta_{p1} I_{x1}$ แทนค่าลงในสมการที่ (ค3.6) จะได้

$$I_2 = \beta_{p1} I_{x1} - \frac{I_{x2} sR_{x2} C_2}{\alpha_2} + I_{z3+} \quad (\text{ค3.8})$$

แทนค่าสมการที่ (ค3.4) ลงในสมการที่ (ค3.8) ได้เป็น

$$I_2 = \beta_{p1} (I_{z3+} - I_1) \left(\frac{\alpha_1}{sR_{x1} C_1} \right) - \frac{I_{x2} sR_{x2} C_2}{\alpha_2} + I_{z3+} \quad (\text{ค3.9})$$

หรือ

$$sR_{x1} C_1 \alpha_2 I_2 = -\beta_{p1} \alpha_1 \alpha_2 I_1 + (\beta_{p1} \alpha_1 \alpha_2 + sR_{x1} C_1 \alpha_2) I_{z3+} - I_{x2} s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 \quad (\text{ค3.10})$$

เนื่องจาก $I_{z2+} = \beta_{p2} I_{x2}$ แทนค่าลงในสมการที่ (ค3.7) จะได้

$$I_{x2} = \frac{I_3 - I_{x3}}{\beta_{p2}} \quad (\text{ค3.11})$$

แทนค่าสมการที่ (ค3.11) ลงในสมการที่ (ค3.10) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารทศงาน วิชาสำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$sR_{x1} C_1 \alpha_2 I_2 = -\beta_{p1} \alpha_1 \alpha_2 I_1 + (\beta_{p1} \alpha_1 \alpha_2 + sR_{x1} C_1 \alpha_2) I_{z3+}$$

$$-s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 \left(\frac{I_3 - I_{x3}}{\beta_{p2}} \right) \quad (ค3.12)$$

$$\text{หรือ } sR_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2} I_2 = -\beta_{p1} \beta_{p2} \alpha_1 \alpha_2 I_1 + (\beta_{p1} \beta_{p2} \alpha_1 \alpha_2 + sR_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2}) I_{z3+} - s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 (I_3 - I_{x3}) \quad (ค3.13)$$

เนื่องจาก $I_{z3-} = I_{out}$, $I_{x3} = \frac{I_{out}}{\beta_{n3}}$ และ $I_{z3+} = \frac{\beta_{p3}}{\beta_{n3}} I_{out}$ แทนค่าลงในสมการที่ (ค3.13) ได้
เป็น

$$sR_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2} I_2 = -\beta_{p1} \beta_{p2} \alpha_1 \alpha_2 I_1 + (\beta_{p1} \beta_{p2} \alpha_1 \alpha_2 + sR_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2}) \left(\frac{\beta_{p3}}{\beta_{n3}} \right) I_{out} - s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 \left(I_3 - \frac{I_{out}}{\beta_{n3}} \right) \quad (ค3.14)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ (ค3.14) จะได้สมการเอาต์พุตกระแสของวงจรงอสัญญาณที่นำเสนอในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติเป็นดังนี้

$$I_{out} = \frac{-(\beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{n3} \alpha_1 \alpha_2) I_1 + (sR_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n3}) I_2 + (s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 \beta_{n3}) I_3}{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x1} C_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{p3} + \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3} \alpha_1 \alpha_2)} \quad (ค3.15)$$

ค.4 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรงอสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ค.1 กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ซึ่งมีค่า ω_0 และ BW ของวงจรถัดนี้

$$\omega_0 = \left[\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3}}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right]^{1/2} \quad (ท4.1)$$

และ

$$BW = \left[\frac{\alpha_2 \beta_{p2} \beta_{p3}}{R_{x2} C_2} \right] \quad (ท4.2)$$

โดยการหาค่าความไวของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟโดยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ค.2 ก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนี้

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = S_{R_{x2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (ท4.3)$$

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\beta_{p1}}^{\omega_0} = S_{\beta_{p2}}^{\omega_0} = S_{\beta_{p3}}^{\omega_0} = 1/2 \quad (ท4.4)$$

$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = -1 \quad (ท4.5)$$

และ

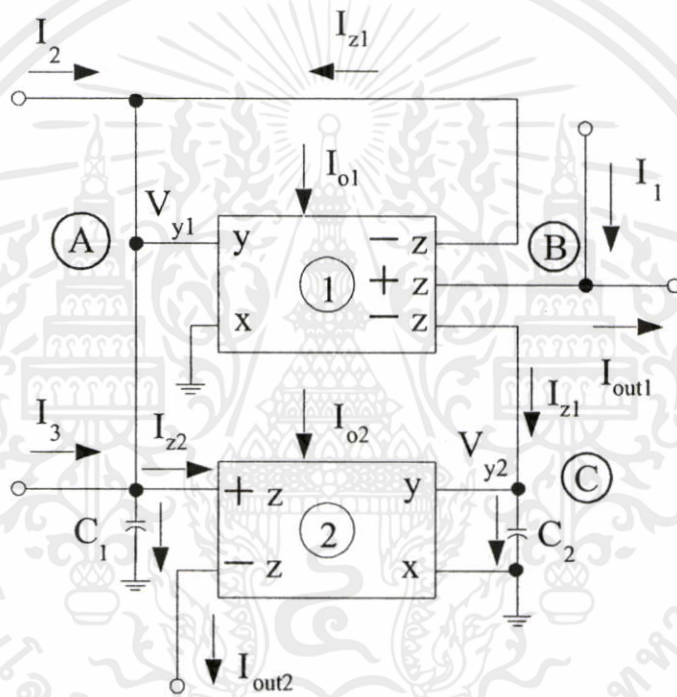
$$S_{\alpha_2}^{BW} = S_{\beta_{p2}}^{BW} = S_{\beta_{p3}}^{BW} = 1 \quad (ท4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณใบบรอดราทิก
โหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCII

ง.1 การวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณใบบรอดราทิกโหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต



รูปที่ ง.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองสัญญาณใบบรอดราทิกแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต

จากวงจรกรองสัญญาณใบบรอดราทิกโหมดกระแสดังรูปที่ ง.1 การวิเคราะห์หาสมการเอาต์พุตกระแสของวงจรสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

ผลรวมกระแสที่โหนด A จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาแต่อย่างใดถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีให้นำไปใช้

$$I_2 + I_3 + I_{z1} = I_{z2} + V_{y1} s C_1 \quad (ง1.1)$$

$$I_2 + I_3 + I_{z1} = I_{z2} - sR_{x1}C_1I_{x1} \quad (ง1.2)$$

และที่โหนด B จะได้

$$I_{z1} = I_1 - I_{out1} \quad (ง1.3)$$

ที่โหนด C จะได้

$$I_{z1} = V_{y2}sC_2 \quad (ง1.4)$$

$$I_{z1} = -sR_{x2}C_2I_{x2} \quad (ง1.5)$$

หรือ

$$I_{x2} = -\frac{I_{z1}}{sR_{x2}C_2} \quad (ง1.6)$$

แต่เนื่องจาก $I_{x2} = I_{z2}$ และ $I_{x1} = I_{z1}$ ดังนั้นสามารถแทนค่าสมการที่ (ง.6) ลงในสมการที่ (ง.2) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 = -\frac{I_{z1}}{sR_{x2}C_2} - sR_{x1}C_1I_{z1} - I_{z1} \quad (ง1.7)$$

หรือ

$$sR_{x2}C_2(I_2 + I_3) = -(s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x2}C_2 + 1)I_{z1} \quad (ง1.8)$$

แทนค่าสมการที่ (ง1.3) ลงในสมการที่ (ง1.8) ได้เป็น

$$sR_{x2}C_2(I_2 + I_3) = -(s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x2}C_2 + 1)(I_1 - I_{out1}) \quad (ง1.9)$$

หรือ

$$I_{out1} = \frac{(s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x2}C_2 + 1)I_1 + sR_{x2}C_2(I_2 + I_3)}{(s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x2}C_2 + 1)} \quad (ง1.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก $I_{x1} = I_{z1}$ ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการที่ (ง.2) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 + (1 + sR_{x1}C_1)I_{z1} = I_{z2} \quad (ง1.11)$$

แทนค่าสมการที่ (ง.5) ลงในสมการที่ (ง.11) จะได้

$$I_2 + I_3 - (1 + sR_{x1}C_1)sR_{x2}C_2I_{x2} = I_{z2} \quad (ง1.12)$$

เนื่องจาก $I_{x2} = I_{z2} = I_{out2}$ ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการที่ (ง.12) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 = (s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2}C_2 + 1)I_{out2}$$

หรือ

$$I_{out2} = \frac{I_2 + I_3}{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2}C_2 + 1)} \quad (ง1.13)$$

โดยจากสมการที่ (ง1.10) และสมการที่ (ง1.13) จะเห็นว่าหากเลือกจ่ายกระแสอินพุตและเลือกกระแสเอาต์พุตของวงจรอย่างเหมาะสม วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอนี้สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยมีเงื่อนไขดังนี้

- 1) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP เมื่อกำหนดให้ I_2 คือ กระแสอินพุต (I_{in}) และ I_{o2} คือ กระแสเอาต์พุต (I_{out}) หรือกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$ และ $I_{out2} = I_{out}$ ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2}C_2 + 1} \quad (ง1.14)$$

- 2) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP เมื่อกำหนดให้ $I_2 = I_{in}$ และ $I_{out1} = I_{out}$ หรือกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$ และ $I_{out1} = I_{out}$ ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง (ง1.15) ไปใช้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(sR_{x2}C_2)}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2}C_2 + 1}$$

- 3) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{out1} + I_{out2} = I_{out}$ หรือ กำหนดให้ $I_1 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{out1} + I_{out2} = I_{out}$ จะได้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2)}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1} \quad (ง1.16)$$

- 4) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{out1} = I_{out}$ หรือ กำหนดให้ $I_1 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{out1} = I_{out}$ จะได้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + 1)}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1} \quad (ง1.17)$$

- 5) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{out1} = I_{out}$

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 - s R_{x1} C_1 + 1)}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1} \quad (ง1.18)$$

จากสมการ (ง1.14) ถึง สมการ (ง1.18) จะได้ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ BW ของวงจรดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right)} \quad (ง1.19)$$

$$BW = \frac{1}{R_{x1} C_1} \quad (ง1.20)$$

ง.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ง.1 ซึ่งมี ω_0 และค่า BW ของวงจรดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลง/เอามา และต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right)} \quad (ง2.1)$$

$$BW = \frac{1}{R_{x1}C_1} \quad (จ2.2)$$

จึงเป็นการพิจารณาค่าความไว ω_0 และ BW ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอคทีฟ C_i และ R_i ในวงจร โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เช่น การหาค่าความไวของ R_{x1} ต่อค่า ω_0

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = \frac{R_{x1}}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_{x1}} \quad (จ2.3)$$

แทนค่า ω_0 จากสมการที่ (จ2.1) จะได้

$$\begin{aligned} S_{R_{x1}}^{\omega_0} &= R_{x1} \left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2} \right)^{-1/2} \frac{\partial \left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2} \right)^{1/2}}{\partial R_{x1}} \\ &= R_{x1} \left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2} \right)^{-1/2} \left(\frac{1}{R_{x2}C_1C_2} \right)^{1/2} \frac{\partial R_{x1}^{-1/2}}{\partial R_{x1}} \\ &= R_{x1} (R_{x1})^{1/2} \left(-\frac{1}{2} \right) (R_{x1})^{-3/2} \\ &= -\frac{1}{2} \end{aligned}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = S_{R_{x2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (จ2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เพื่อการค้า (จ2.5)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (จ2.6)$$

ง.3 การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณใบบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII ที่มีต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรหากอาศัยความสัมพันธ์ดังสมการที่ (ง3.1) ในการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ ง.1 อีกครั้ง ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรณีนี้สามารถคำนวณได้ดังนี้

จากรูปที่ ง.1 ที่โหนด A จะได้

$$I_2 + I_3 + I_{z1-} = I_{z2+} + V_{y1} s C_1 \quad (ง3.1)$$

เนื่องจาก $V_{x1} = 0$ ทำให้สามารถจัดรูปสมการที่ (ง3.1) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 + I_{z1-} = I_{z2+} - \frac{sR_{x1} C_1 I_{x1}}{\alpha_1} \quad (ง3.2)$$

และที่โหนด B ของวงจรจะได้

$$I_1 = I_{z1+} + I_{out1} \quad (ง3.3)$$

หรือ

$$I_{z1+} = I_1 - I_{out1} \quad (ง3.4)$$

สำหรับโหนด C พบว่าผลรวมกระแสมีค่าเท่ากับ

$$I_{z1-} = V_{y2} s C_2 \quad (ง3.5)$$

แต่เนื่องจาก $V_{x1} = 0$ ทำให้สามารถจัดรูปสมการที่ (ง3.5) ได้เป็น

$$I_{z1-} = -\frac{sR_{x2} C_2 I_{x2}}{\alpha_2} \quad (ง3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$I_{x2} = -\frac{\alpha_2 I_{z1-}}{sR_{x2} C_2} \quad (ง3.7)$$

และเนื่องจาก $I_{z2+} = \beta_{p2} I_{x2}$ ดังนั้นจะสามารถเปลี่ยนสมการที่ (ง3.7) ได้เป็น

$$I_{z2+} = -\frac{\alpha_2 \beta_{p2} I_{z1-}}{sR_{x2} C_2} \quad (ง3.8)$$

แทนค่าสมการที่ (ง3.8) ลงในสมการที่ (ง3.2) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 + I_{z1-} = -\frac{\alpha_2 \beta_{p2}}{sR_{x2} C_2} I_{z1-} - \frac{sR_{x1} C_1}{\alpha_1} I_{x1} \quad (ง3.9)$$

เนื่องจาก $I_{x1} = \frac{I_{z1-}}{\beta_{n1}}$ และ $I_{z1-} = \frac{\beta_{n1}}{\beta_{p1}} I_{z1+}$ ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการ (ง3.9) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 + \frac{\beta_{n1}}{\beta_{p1}} I_{z1+} = -\frac{\alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1}}{sR_{x2} C_2 \beta_{p1}} I_{z1+} - \frac{sR_{x1} C_1}{\alpha_1 \beta_{p1}} I_{z1+} \quad (ง3.10)$$

หรือ

$$sR_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{p1} (I_2 + I_3) = -\left(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1} \right) I_{z1+} \quad (ง3.11)$$

แทนค่าสมการที่ (ง3.4) ลงในสมการที่ (ง3.11) จะได้เป็น

$$sR_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{p1} (I_2 + I_3) = -\left(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1} \right) \times (I_1 - I_{out1}) \quad (ง3.12)$$

หรือ

$$I_{out1} = \frac{\left(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1} \right) I_1 + sR_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{p1} (I_2 + I_3)}{\left(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + sR_{x2} C_2 \alpha_1 \beta_{n1} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n1} \right)} \quad (ง3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

เนื่องจาก $I_{x1} = \frac{I_{z1-}}{\beta_{n1}}$ ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการที่ (ง3.2) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 + I_{z1-} = I_{z2+} - \frac{sR_{x1}C_1}{\alpha_1\beta_{n1}} I_{z1-} \quad (ง3.14)$$

หรือ

$$I_2 + I_3 + \left(1 + \frac{sR_{x1}C_1}{\alpha_1\beta_{n1}}\right) I_{z1-} = I_{z2+} \quad (ง3.15)$$

แทนค่าสมการที่ (ง3.6) ลงในสมการที่ (ง3.15) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 + \left(1 + \frac{sR_{x1}C_1}{\alpha_1\beta_{n1}}\right) \left(-\frac{sR_{x2}C_2}{\alpha_2}\right) I_{x2} = I_{z2+} \quad (ง3.16)$$

เนื่องจาก $I_{x2} = \frac{I_{out2}}{\beta_{n2}}$ และ $I_{z2+} = \frac{\beta_{p2}}{\beta_{n2}} I_{out2}$ ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการที่ (ง3.16) ได้เป็น

$$I_2 + I_3 + \left(1 + \frac{sR_{x1}C_1}{\alpha_1\beta_{n1}}\right) \left(-\frac{sR_{x2}C_2}{\alpha_2}\right) \frac{I_{out2}}{\beta_{n2}} = \frac{\beta_{p2}}{\beta_{n2}} I_{out2} \quad (ง3.17)$$

หรือ

$$I_{out2} = \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{n1}\beta_{n2}(I_2 + I_3)}{s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x2}C_2\alpha_1\beta_{n1} + \alpha_1\alpha_2\beta_{n1}\beta_{p2}} \quad (ง3.18)$$

ง.4 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟ กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ง.1 กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติซึ่งมีค่า ω_o และ BW ของวงจรดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \left[\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{p2}}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \right]^{1/2} \quad (จ4.1)$$

$$BW = \left[\frac{\alpha_1 \beta_{n1}}{R_{x1} C_1} \right] \quad (จ4.2)$$

โดยการหาค่าความไวของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟโดยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ง.2 ก็จะได้ค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนอุปกรณ์แอคทีฟในกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนี้

$$S_{R_{x1}}^{\omega_0} = S_{R_{x2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (จ4.3)$$

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\beta_{n1}}^{\omega_0} = S_{\beta_{n2}}^{\omega_0} = 1/2 \quad (จ4.4)$$

$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 \quad (จ4.5)$$

$$S_{R_{x2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = -1 \quad (จ4.6)$$

และ $S_{\alpha_1}^{BW} = S_{\beta_{n1}}^{BW} = 1 \quad (จ4.7)$

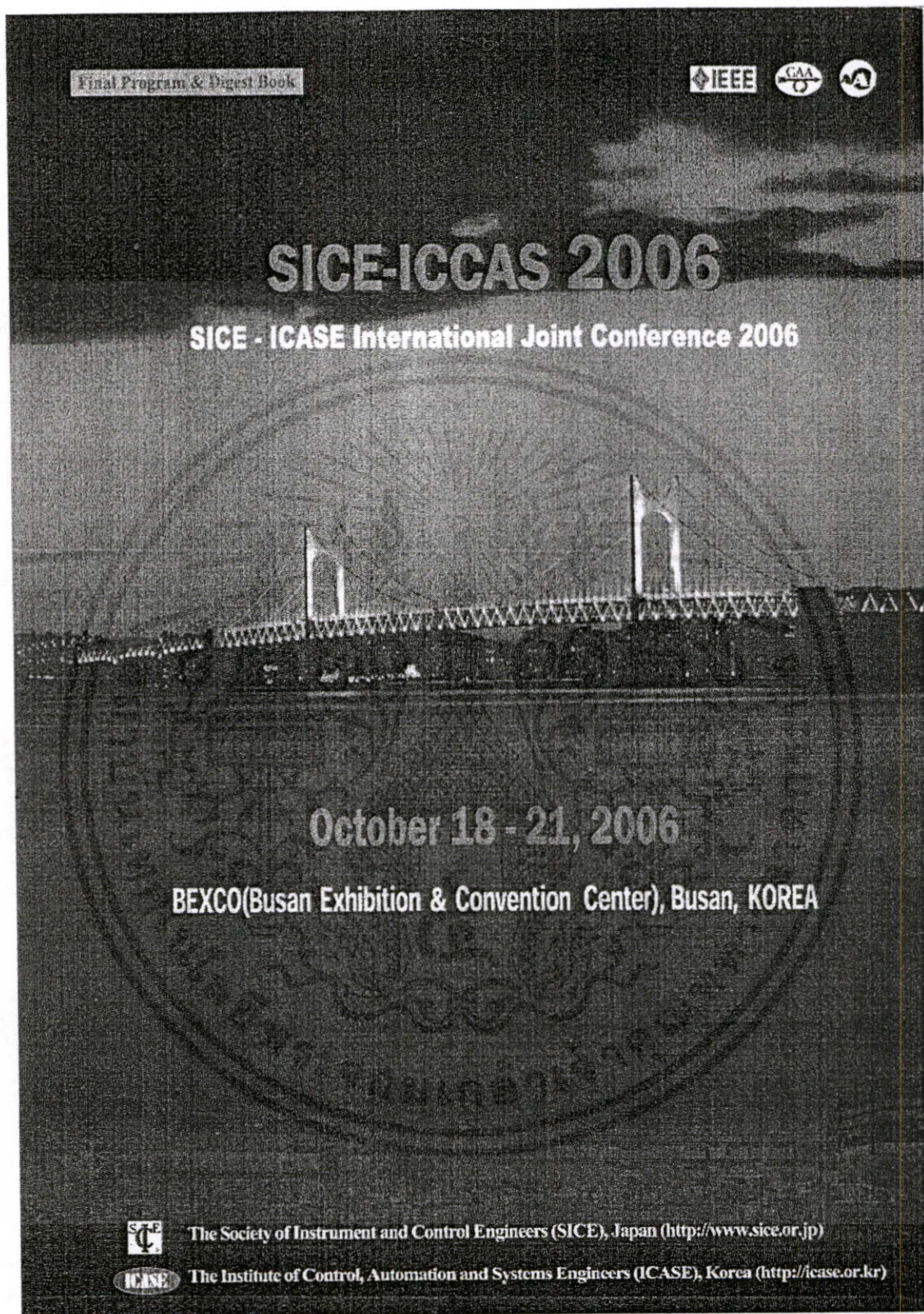
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ
บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 3
บทความดังต่อไปนี้

- [1] N. Jangsamsi, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat. "CCCII-base high-output impedance current-mode universal filter employing only grounded capacitors", **Proceedings of SICE-ICCAS International Joint Conference 2006**. Busan Korea, 2006. pp. 5695-5698.
- [2] นิวัฒน์ แจ็งสามสี, ทศยา ปุคคละนันท์, วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "วงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์โหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรมอ-CCCII", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29. 2549. หน้า 605-608
- [3] N. Jangsamsi, T. Pukkalanun, W. Tangsrirat. "Current-Mode Multifunction Filter with Minimum Number of Active and Passive Components using MO-CCCIs ". **Proceedings of ITC-CSCC 2006**. Chiang Mai, Thailand, 2006. pp. 5695-5698.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CCCII-based High-output Impedance Current-mode Universal Filter Employing Only Grounded Capacitors

Niwat Jangsamsi Tattaya Pukkalanun Worapong Tangsirat

Department of Control Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND
(E-mail: s8060553@kmitl.ac.th, ktworapo@kmitl.ac.th)

Abstract: A current-controlled current-mode universal filter with three inputs and one output using only three current-controlled current conveyors (CCCII) and two grounded capacitors is described. The proposed filter provides lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass current outputs at a high impedance terminal, which enable easy cascading. The filter also offers an independent electronic control of the natural frequency ω_0 and the parameter ω_0/Q through adjusting the bias current of the CCCII. No critical matching condition is required for realizing all the filter responses, and all the incremental parameter sensitivities are low. The performances of the proposed circuit are simulated with PSPICE to confirm the presented theory.

Keywords: current-controlled current conveyor (CCCII), universal filter, current-mode circuit

1. INTRODUCTION

Presently, second generation current conveyors (CCII) have been found very useful in filtering applications. This is due to the fact that CCII provide higher signal bandwidth, greater linearity, and larger dynamic range than their voltage-mode counterparts. Therefore, a large number of universal current mode filters based on CCII have been developed in the literature [1]-[7]. By introducing a second-generation current-controlled current conveyor (CCCII), it is found to be useful in current-mode active filter design [8]-[11]. However, all of them suffer from one or more of the following drawbacks.

1. Lack of electronic tunability [1]-[7].
2. Require several active and passive components [1]-[7], [9]-[10].
3. Require some floating passive components [1], [3]-[5], [7], [11].
4. The output terminal is not in the high-output impedance [8].

For the ease of monolithic IC fabrication processes, it is advantageous to realize an analog circuit by using only grounded capacitor. Moreover, to allow an easy cascading in current-mode, an active filter should theoretically exhibit high-output impedance.

In this paper, a new current-controlled current-mode universal biquadratic filter with three inputs and one output is proposed. The proposed circuit configuration employs only three CCCII and two grounded capacitors, which provides the advantage of an electronic tuning capability and is especially interest from the IC fabrication point of view. By proper selecting three input signals, the circuit can realize five standard biquadratic filtering functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP), all at a high impedance output which enables easy cascading in current-mode. The filter performance parameters ω_0 and ω_0/Q can be

orthogonally and electronically tuned over a wide range, through adjusting the bias current of the CCCII. For the realization of all the filter responses, no critical component matching conditions are required, and both active and passive sensitivities are low. PSPICE simulation results are used to verify the performances of the proposed circuit.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

The CCCII is a versatile active building block, which can be represented by the symbol of Fig.1. The port relations of the CCCII can be characterized by the following expression.

$$i_Y = 0, \quad v_X = v_Y + i_X R_X, \quad i_Z = \pm i_X \quad (1)$$

where the plus and minus signs of the current transfer ratio represent the positive and negative-types of the CCCII (+CCCII and -CCCII) respectively, and R_X denote the parasitic series input resistance of the conveyor that is tunable by an external bias current.

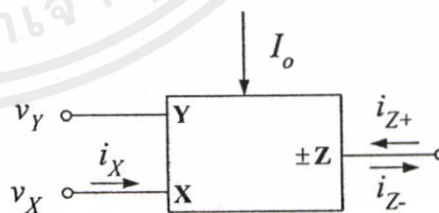


Figure 1 : Symbol of the \pm CCCII

The positive and negative-type CCCII implemented with bipolar transistor technology based on the translinear cell is shown in Fig.2 [8]. For the \pm CCCII circuit given in Fig.2, the parasitic resistance R_X can be expressed as:

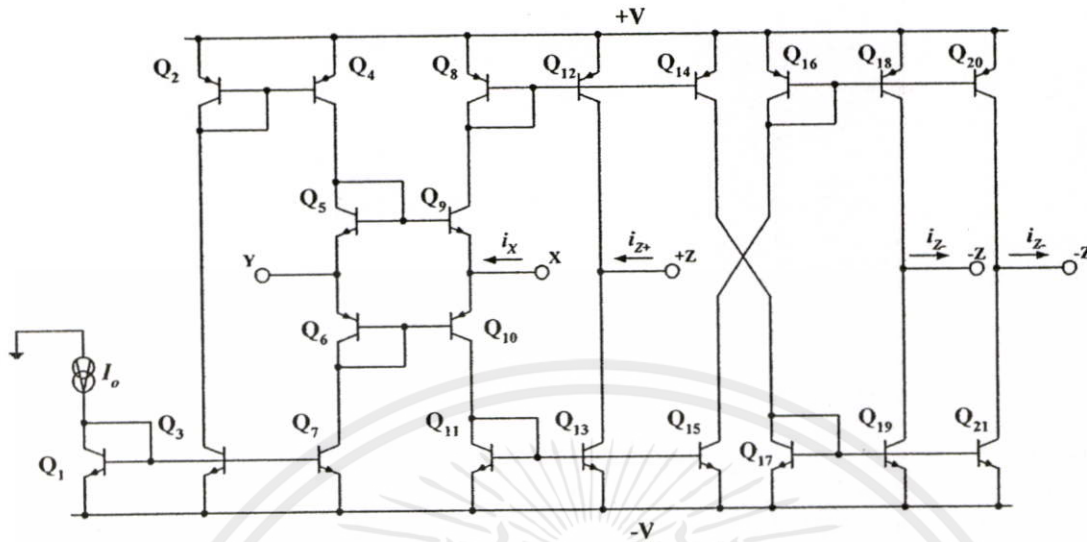


Figure 2 : Bipolar realization of the ±CCCII.

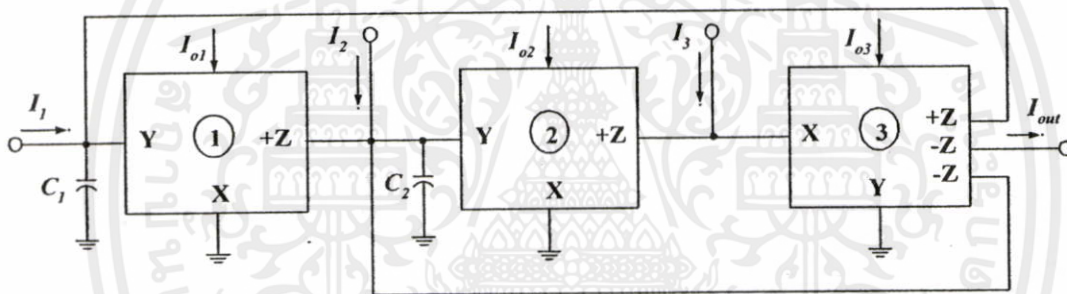


Figure 3: Proposed current-controlled current-mode biquadratic universal filter.

$$R_X = \frac{V_T}{2I_o} \quad (2)$$

where V_T is the thermal voltage, and I_o is the bias current of the CCCII as described in [8].

Fig.3 shows the proposed current-mode universal biquad with three input terminals and one output terminal. The configuration comprises only three CCCIIs and two grounded capacitors. The use of grounded passive capacitors is helpful for easing the elimination of various parasitic capacitance effects [12]-[13]. By routine circuit analysis, the current transfer function of the proposed filter can be given by :

$$I_{out} = \frac{s^2 I_3 - \left(\frac{s}{R_{X2}C_2}\right) I_2 + \left(\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2}\right) I_1}{s^2 + \left(\frac{s}{R_{X2}C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_{X1}R_{X2}C_1C_2}\right)} \quad (3)$$

following conditions are satisfied.

- 1) The LP current response with unity passband gain ($H = 1$) can be realized, if $I_2 = I_3 = 0$ and $I_1 = I_{in}$.
- 2) The BP current response with unity passband gain ($H = 1$) can be realized, if $I_1 = I_3 = 0$ and $-I_2 = I_{in}$.
- 3) The HP current response with unity passband gain ($H = 1$) can be realized, if $I_1 = I_2 = 0$ and $I_3 = I_{in}$.
- 4) The BS current response with unity passband gain ($H = 1$) can be realized, if $I_2 = 0$ and $I_1 = I_3 = I_{in}$.
- 5) The AP current response with unity passband gain ($H = 1$) can be realized, if $I_1 = I_2 = I_3 = I_{in}$.

The natural frequency ω_o and the parameter ω_o/Q of the proposed filter circuit are given by:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{X1}R_{X2}C_1C_2}} \quad (4)$$

and $\frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{R_{X2}C_2}$ (5)

It can be seen from equation (3) that the proposed circuit can realized all standard biquadratic filters, if the

The natural frequency ω_o can be controlled by adjust the bias current I_{o1} to change value of R_{X1} without disturbing the parameter ω_o/Q .

The sensitivities of the parameters ω_o and ω_o/Q are calculated as:

$$S_{R_{X1}}^{\omega_o} = S_{R_{X2}}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (6)$$

$$S_{R_{X1}}^{\omega_o/Q} = S_{C_1}^{\omega_o/Q} = 0 \quad (7)$$

and
$$S_{R_{X2}}^{\omega_o/Q} = S_{C_2}^{\omega_o/Q} = -1 \quad (8)$$

All of the parameter sensitivities are smaller than unity.

3. NON-IDEAL ANALYSIS

Consideration non-ideal effect of the CCCII on the filter characteristics, the port relations of the non-ideal CCCII given in equation (1) can be rewritten as:

$$v_X = v_Y + \alpha_X R_X, \quad i_{Z+} = +\beta_p i_X, \quad i_{Z-} = -\beta_n i_X \quad (9)$$

where $\alpha = (1-\epsilon_v)$ and ϵ_v ($|\epsilon_v| \ll 1$) is the voltage tracking error from Y to X terminals, and $\beta_p = (1-\epsilon_p)$ and ϵ_p ($|\epsilon_p| \ll 1$) is the current tracking error from X to +Z terminals, and $\beta_n = (1-\epsilon_n)$ and ϵ_n ($|\epsilon_n| \ll 1$) is the current tracking error from X to -Z terminals of the CCCII, respectively. Re-analysis the proposed configuration in Fig.3 by using equation (9), the non-ideal current transfer function can be given by:

$$I_{out} = \beta_{n3} \left[\frac{s^2 I_3 - \left(\frac{\alpha_2 \beta_{p2}}{R_{X2} C_2} s \right) I_2 + \left(\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2}}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2} \right) I_1}{s^2 + \left(\frac{\alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n3}}{R_{X2} C_2} s \right) + \left(\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{n3}}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2} \right)} \right] \quad (10)$$

The parameters ω_o and ω_o/Q for this case are :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{p1} \beta_{p2} \beta_{p3}}{R_{X1} R_{X2} C_1 C_2}} \quad (11)$$

and
$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{\alpha_2 \beta_{p2} \beta_{n3}}{R_{X2} C_2} \quad (12)$$

The active and passive sensitivities of the propose circuit are :

$$S_{\alpha_1, \alpha_2, \beta_{p1}, \beta_{p2}, \beta_{p3}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (13)$$

and
$$S_{\alpha_2, \beta_{p2}, \beta_{n3}}^{\omega_o/Q} = 1 \quad (14)$$

4. SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical prediction, the propose filter circuit in Fig.3 were simulated by PSPICE simulation program. The CCCII were performed by the schematic bipolar implementation given in Fig.2 with the transistor model of PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [14]. As an example for $I_{o1} = I_{o2} = I_{o3} = 100 \mu A$ and $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$, this setting leads to obtain $f_o \cong 122 \text{ kHz}$ at $Q = 1$. Fig.4 shows the simulation behaviors of the frequency characteristics for the proposed filter. Fig.5 shows the current gain and phase responses of the AP filter compared with the theoretical values. It has been proven that the simulation results obtained from Fig.5 are in excellent agreement with the theoretical values.

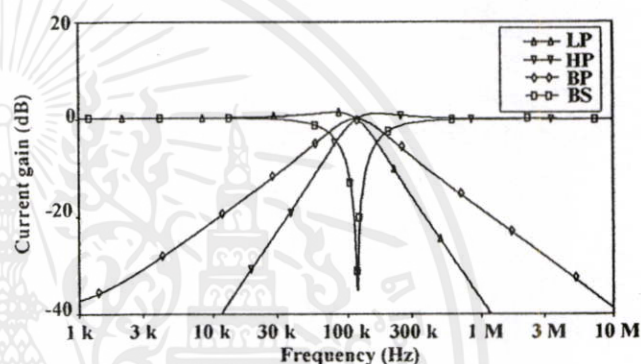


Figure 4 : Simulated frequency characteristics of the proposed filter

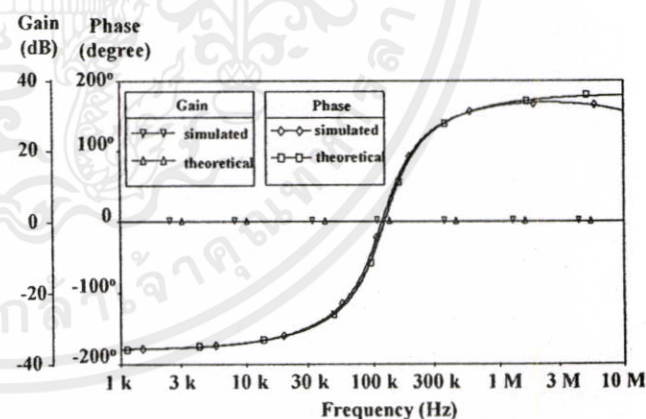


Figure 5 : Simulated responses of the AP response compared with the theoretical values

5. CONCLUSION

This paper presents a current-controlled current-mode universal biquadratic filter using only three CCCII and two grounded capacitors, which is very suitable for IC implementation. The proposed filter can realize the LP, BP, HP, BS and AP filter responses all at the high impedance output terminal, which allows easy cascading in current-mode operation.

The filter also requires no component matching conditions and has low passive and active sensitivities. An orthogonal control between the natural frequency ω_0 and the parameter ω_0/Q by electronic means is achieved.

REFERENCES

- [1] C. M. Chang, "Universal active current filters using single second-generation current conveyor", *Electronics Letters*, Vol.27, No.18, pp.1614-1617, 1991.
- [2] A. M. Soliman, "Current mode universal filter", *Electronics Letters*, Vol.31, No.17, pp.1420-1421, 1995.
- [3] S.Özoğuz, and E. O. Günes, "Universal filter with three inputs using CCII+", *Electronics Letters*, Vol.32, No.23, pp.2134-2135, 1996.
- [4] C. M. Chang, "Universal active current filter with three inputs and one output using plus-type CCIs", *Electronics Letters*, Vol.33, No.14, pp.1207-1208, 1997.
- [5] S. Özoğuz, A. Toker, and O. Çiçekoğlu, "New current-mode universal filters using only four (CCII+)s", *Microelectronics Journal*, Vol.30, No.3, pp.255-258, 1999.
- [6] M. T. Abuelma'atti, and N. A. Tasadduq, "A novel three inputs and one output universal current-mode filter using plus-type CCIs", *Microelectronics Journal*, Vol.30, No.3, pp.287-292, 1999.
- [7] D. R. Bhaskar, V. K. Sharma, M. Monis, and S.M.I. Rizvi, "New current-mode universal biquad filter", *Microelectronics Journal*, Vol.30, No.9, pp.837-839, 1999.
- [8] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors", *Electronics Letters*, Vol.31, pp.1727-1728, 1995.
- [9] M. T. Abuelma'atti, and N. A. Tasadduq, "A novel single-input multiple-output current-mode current controlled universal filter", *Microelectronics Journal*, Vol.29, No.11, pp.901-905, 1998.
- [10] S. Minaei and S. Türköz, "Current-Mode Electronically tunable universal filter using only plus-type current controlled conveyors and grounded capacitors", *ETRI Journal*, Vol.26, pp.292-296, 2004.
- [11] M. Sagbas and K. Fidanboyly, "Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements", *Electronics Letters*, Vol.40, No.1, pp.2-4, 2004.
- [12] M. Bhusan, R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics Letters*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [13] K. Pal, R. Sinh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electronics Letters*, vol.18, pp. 47, 1982.
- [14] D. R. Frey, "Log domain filtering : an approach to current-mode filtering", *IEE Proc. G, Circuits Devices and Systems*, Vol.140, pp.406-416, 1993.

The EECON-29 Conference Joins the Sixtieth Anniversary Celebration of His Majesty's Accession to the Throne

29th Electrical Engineering Conference
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ ๒๙
Volume II

- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

๙-๑๐ พฤศจิกายน ๒๕๕๙
 ณ โรงแรมแอมบาสซาเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี

Western Digital | กระทรวงศึกษาธิการ | TOT | NECTEC

คำเป็นกรโตอ | ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์โหมดกระแสแบบสามอินพุต สองเอาต์พุต โดยใช้วงจรถ่าย MO-CCCII

Three-input Two-output Current-mode Universal Filter Using MO-CCCIIs

นิวัฒน์ แจ่มสามสี

ทัตยา ปุคคะนันท์

วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาทิว เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

E-mail : s8060553@kmitl.ac.th , ktworapo@kmitl.ac.th

ABSTRACT

A current controllable current-mode universal filter with three inputs and two outputs employing multi-output current-controlled current conveyors (MO-CCCII) is described. The proposed circuit offers the following attractive features: (1) employment the minimum number of active and passive components; (2) simultaneous realization of all the standard filtering functions at a high impedance terminal; (3) independent current-control of the natural frequency (ω_0) and bandwidth (ω_0/Q); (4) no requirement of component matching conditions; (5) employment of only two grounded passive capacitors which is suitable for integrated circuit (IC) implementation; and (6) low passive and active sensitivities.

Keywords : multi-output current-controlled current conveyors (MO-CCCII), universal filter, current-mode circuit

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอวงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์โหมดกระแสที่มีสามอินพุตและสองเอาต์พุตโดยใช้วงจรถ่ายหลายเอาต์พุต (multi-output current-controlled current conveyors) หรือวงจรถ่าย MO-CCCII วงจรที่นำเสนอมีความน่าสนใจหลายประการ คือ (1) ใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนน้อย (2) สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานได้ทุกฟังก์ชันโดยที่อิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุตมีค่าสูงมาก ซึ่งทำให้เหมาะสมกับการต่อคาสเคดในโหมดกระแส (3) ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าแบนด์วิธ (ω_0/Q) ของวงจรถ่ายสามารถปรับแต่งได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (4) ปราศจากเงื่อนไขความเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรถ่าย (5) ประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอกที่เป็นตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์เพียง 2 ตัวเท่านั้น ซึ่งเหมาะสมอย่างมากกับการออกแบบวงจรรวม และ (6) ความไวต่อแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรมีค่าที่ต่ำ

คำสำคัญ : วงจรถ่ายหลายเอาต์พุตแบบกระแสควบคุมหลายเอาต์พุต วงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์ วงจรโหมดกระแส

1. บทนำ

หลังจากที่วงจรถ่ายหลายเอาต์พุตแบบกระแสควบคุม (current-controlled current conveyor) หรือวงจรถ่าย CCCII ได้มีการนำเสนอขึ้นโดย A. Fabre และคณะ [1] นับจากนั้นเป็นต้นมาการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองสัญญาณฟังก์ชันรูปแบบต่างๆ โดยใช้วงจรถ่าย CCCII จึงได้มีการพัฒนาและนำเสนอขึ้นมากเป็นลำดับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์ที่ทำงานในโหมดกระแส (current-mode universal filter) [2-6] แต่อย่างไรก็ตามรูปแบบของวงจรถ่ายดังกล่าวมักออกแบบในรูปแบบหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุต (single-input multiple-output, SIMO) เป็นหลัก ถึงแม้ว่าจะมีการนำเสนอวงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์ในรูปแบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (multiple-input single output, MISO) อยู่บ้าง [7-8] แต่โครงสร้างของวงจรถ่ายนั้นก็ยังต้องใช้อุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟจำนวนมากอยู่ นอกจากนี้ยังมีรูปแบบของวงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์อีกรูปแบบหนึ่งคือ แบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (multiple-input multiple-output, MIMO) ซึ่งมีข้อดีคือ ใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟที่น้อย และสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกฟังก์ชัน จนถึงปัจจุบันพบว่ามีการนำเสนอวงจรรองสัญญาณแบบ MIMO โดยใช้วงจรถ่ายหลายเอาต์พุตแบบกระแสควบคุมหลายเอาต์พุต (multi-output current-controlled current conveyors) หรือวงจรถ่าย MO-CCCII ค่อนข้างน้อยมาก รวมทั้งยังไม่สามารถปรับสมรรถนะของวงจรถ่ายได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

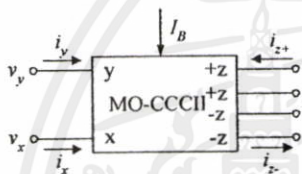
ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนอวงจรรองสัญญาณเอนกประสงค์โหมดกระแสแบบ MIMO ที่มีสามอินพุตและสองเอาต์พุต โดยใช้วงจรถ่าย MO-CCCII เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรถ่าย MO-CCCII จำนวนสองตัวและตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวด์เพียงสองตัวเท่านั้นซึ่งเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการออกแบบวงจรรวม (integrated circuit, IC) [9] โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติก (biquadratic function) ได้ครบทุกรูปแบบ คือ แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) แบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) แบบกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) แบบจำกัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และแบบกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) โดยไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขความเท่ากันของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรถ่ายและไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจรถ่าย ค่าความถี่เชิงมุม

ธรรมชาติ (ω) และค่าแบนด์วิธ (ω/Q) ของวงจรยังสามารถปรับแต่งได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจร MO-CCCII นอกจากนี้ยังมีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟในวงจรที่ต่ำอีกด้วย สมรรถนะในการทำงานของวงจรที่นำเสนอขึ้นได้ถูกทดสอบด้วยผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งปรากฏผลเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

2. วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

วงจร MO-CCCII คือ อุปกรณ์แอคทีฟชนิดหนึ่ง ซึ่งเขียนแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 1 โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร สามารถเขียนอธิบายได้ดังต่อไปนี้ [1]

$$i_y = 0, \quad v_x = v_y + i_x R_x, \quad i_{z+} = +i_x, \quad i_{z-} = -i_x \quad (1)$$



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร MO-CCCII

สำหรับวงจร MO-CCCII ที่ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 [1] ซึ่งในกรณีนี้จะได้อัตราความต้านทานแฝงภายในขั้ว x (parasitic resistance R_x) เท่ากับ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (2)$$

เมื่อ V_T คือ ค่าแรงดันความร้อน (thermal voltage) และ I_B คือ กระแสไบอัสจากภายนอกที่จ่ายให้แก่วงจร MO-CCCII

รูปที่ 3 แสดงวงจรกรองสัญญาณแอนกประสงค์โหมดกระแสแบบสามอินพุตและสองเอาต์พุตที่นำเสนอ จะเห็นว่าประกอบด้วยวงจร MO-CCCII จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว โดยปราศจากตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ดังนั้นจึงทำให้รูปแบบวงจรที่นำเสนอมีความเหมาะสมอย่างมากกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม [9] และจากการวิเคราะห์ห้วงจรโดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร MO-CCCII ในสมการที่ (1) พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร (current transfer function) มีค่าเท่ากับ

$$I_{o1} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1) I_1 + s R_{x2} C_2 (I_2 + I_3)}{D(s)} \quad (3)$$

$$\text{และ} \quad I_{o2} = \frac{I_2 + I_3}{D(s)} \quad (4)$$

$$\text{โดยที่} \quad D(s) = s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1 \quad (5)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3)-(5) จะเห็นว่า วงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราติกได้ครบทุกรูปแบบ ดังเงื่อนไขต่อไปนี้

- 1) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ LP เมื่อกำหนดให้ I_2 คือ กระแสอินพุต (I_{in}) และ I_{o2} คือ กระแสเอาต์พุต (I_{out}) หรือกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$ และ $I_{o2} = I_{out}$
- 2) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BP เมื่อกำหนดให้ $I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$ หรือกำหนดให้ $I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$
- 3) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ HP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$ หรือกำหนดให้ $I_1 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} + I_{o2} = I_{out}$
- 4) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ BS เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$ หรือกำหนดให้ $I_1 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$
- 5) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบ AP เมื่อกำหนดให้ $I_1 = -I_2 = -I_3 = I_{in}$ และ $I_{o1} = I_{out}$

กรณีนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และค่าแบนด์วิธ (ω_o/Q)

ของวงจร จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2}} \quad (6)$$

$$\text{และ} \quad \frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{R_{x1} C_1} \quad (7)$$

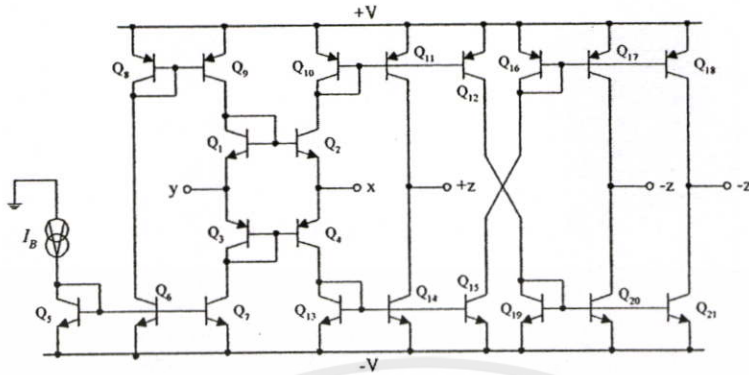
สมการที่ (6) และ (7) แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่ ω_o ของวงจรมันสามารถปรับค่าได้โดยการควบคุมค่าตัวต้านทาน R_{x2} ซึ่งมีค่าขึ้นตรงกับกระแสไบอัส I_B โดยไม่ต้องผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ ω_o/Q ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าพารามิเตอร์ ω_o และ ω_o/Q ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ สามารถควบคุมค่าได้อย่างอิสระ ปราศจากผลกระทบต่อกัน ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัสของวงจร MO-CCCII

สำหรับค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_o และ ω_o/Q ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจร สามารถคำนวณได้ ดังนี้

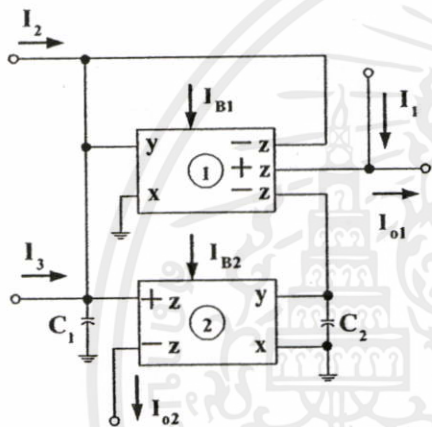
$$S_{R_{x1}}^{\omega_o} = S_{R_{x2}}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (8)$$

$$\text{และ} \quad S_{R_{x1}}^{\omega_o/Q} = S_{C_1}^{\omega_o/Q} = -1, \quad S_{R_{x2}}^{\omega_o/Q} = S_{C_2}^{\omega_o/Q} = 0 \quad (9)$$

นอกจากนี้ยังเป็นเอกสารที่ส่งให้สำนักงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความไวทั้งหมดค่านั้นมีค่าที่ต่ำ หรือมีค่าน้อยกว่าหนึ่งไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีใครนำไปใช้



รูปที่ 2 รายละเอียดของวงจร MO-CCCII ที่ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์



รูปที่ 3 วงจรกรองสัญญาณอนุกรมกระแสที่นำเสนอสู่

$$I_{o2} = \frac{sR_{x2}C_2\beta_{n1}\beta_{n2}\alpha_1\alpha_2(I_2 + I_3)}{D_n(s)} \quad (12)$$

$$D_n(s) = s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x2}C_2\beta_{n1}\alpha_1 + \beta_{n1}\beta_{p2}\alpha_1\alpha_2 \quad (13)$$

เมื่อ α_1, β_{p1} และ β_{n1} คือ พารามิเตอร์ α, β_p และ β_n ของวงจร MO-CCCII ตามลำดับ กรณีนี้จะได้อัตราพารามิเตอร์ ω_o และ ω_o/Q ของวงจรเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\beta_{n1}\beta_{p2}\alpha_1\alpha_2}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (14)$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{\beta_{n1}\alpha_1}{R_{x1}C_1} \quad (15)$$

ค่าความไวของพารามิเตอร์ ω_o และ ω_o/Q สำหรับกรณีนี้จะเท่ากับ

$$S_{\alpha_1, \alpha_2, \beta_{n1}, \beta_{p2}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \cdot S_{\beta_{p1}, \beta_{n2}}^{\omega_o} = 0 \quad (16)$$

$$S_{\alpha_1, \beta_{n1}}^{\omega_o/Q} = 1 \cdot S_{\alpha_2, \beta_{p1}, \beta_{p2}, \beta_{n2}}^{\omega_o/Q} = 0 \quad (17)$$

3. ผลกระทบจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร MO-CCCII

เมื่อคำนึงถึงผลจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร MO-CCCII จะส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร MO-CCCII เปลี่ยนแปลงเป็นดังนี้ คือ

$$i_y = 0, \quad v_x = \alpha v_y + i_x R_x, \quad i_z = +\beta i_x, \quad i_{-z} = -\beta i_x \quad (10)$$

เมื่อ $\alpha = (1 - \epsilon)$ และ $\epsilon_p (|\epsilon_p| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว y ไปยังขั้ว x และ $\beta_p = (1 - \epsilon_p)$ และ $\epsilon_n (|\epsilon_n| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว +z และ $\beta_n = (1 - \epsilon_n)$ และ $\epsilon_n (|\epsilon_n| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว -z ของวงจร MO-CCCII ดังนั้นหากอาศัยความสัมพันธ์ดังกล่าวข้างต้นในการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3 อีกครั้ง จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรณีนี้เป็น

$$I_{o1} = \frac{(s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x2}C_2\beta_{n1}\alpha_1 + \beta_{n1}\beta_{p2}\alpha_1\alpha_2)I_1 + sR_{x2}C_2\beta_{p1}\alpha_1(I_2 + I_3)}{D_n(s)} \quad (11)$$

4. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

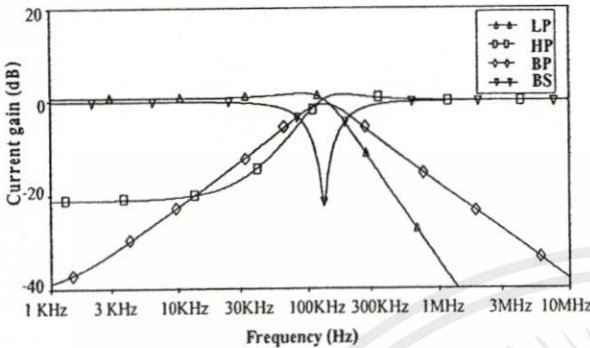
ในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่นำเสนอมันขึ้นในรูปที่ 3 โดยที่วงจร MO-CCCII ในรูปที่ 2 ได้ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ PR100N (PNP) และ NP100N (NPN) รุ่น ALA400 จากบริษัท AT&T [10] และเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง มีค่าเท่ากับ $\pm 5V$

รูปที่ 4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอมัน เมื่อเลือกใช้กระแสไบอัสมีค่าเท่ากับ

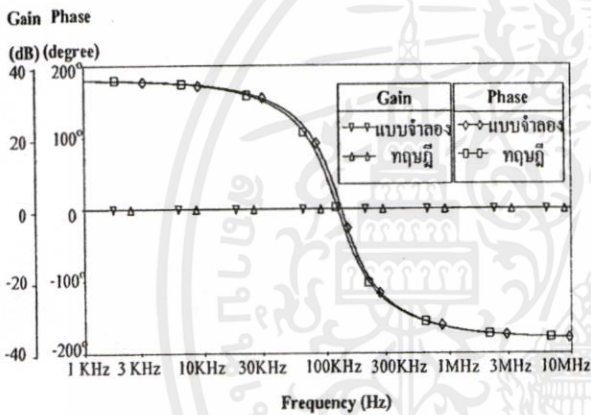
$I_{B1} = I_{B2} = 100 \mu A$ และ $C_1 = C_2 = 10 nF$ และจากการกำหนดค่าของอุปกรณ์ดังกล่าวทำให้ได้ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 122 kHz$ และ $Q = 1$ ซึ่งจากการจำลองพบว่าได้ $f_o \cong 131.82 kHz$ โดยคิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 8%

รูปที่ 5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบ AP ที่

ความถี่ $f_0 \cong 131.82$ kHz ซึ่งได้แสดงให้เห็นว่าผลการจำลองมีความสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอม



รูปที่ 5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบ AP

5. สรุป

บทความนี้ได้เสนอวงจรกรองสัญญาณแอนกประสงค์ที่มีสามอินพุตและสองเอาต์พุตทำงานในโหมดกระแส ซึ่งประกอบด้วยวงจร MO-CCII เพียง 2 ตัวและตัวเก็บประจุต่อเทียบ 2 ตัวเท่านั้น ทำให้เหมาะสมกับรูปแบบการสร้างเป็นวงจรรวม วงจรที่นำเสนอนี้สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบไบควอดได้ทุกฟังก์ชันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรและไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขความเท่ากันของค่าอุปกรณ์ในวงจรอีกด้วย นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์ ω_c และ ω_c/Q ยังสามารถแปรค่าได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งยังมีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ในวงจรที่ต่ำ

เอกสารอ้างอิง

[1] A. Fabre, O. Saaïd, F. Wiest, and C. Boucheron, "Current controllable bandpass filter based on translinear conveyors", *Electron. Lett.*, vol.31, no.20, pp.1727-1728, 1995.

[2] A. M. Soliman, "New current-mode biquad filters using current conveyors", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.51, no.5, pp.275-278, 1997.

[3] E. O. Gunes, and F. Anday, "Realization of current-mode universal filter using CFCCII's", *Electron. Lett.*, vol.32, no.12, pp.1081-1082, 1996.

[4] A. Toker, and S. Ozoguz, "Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components", *Electron. Lett.*, vol.33, no.11, pp.948-949, 1997.

[5] S. Minaei, and S. Turkoz, "New current-mode current-controlled universal filter with single input and three outputs", *Int. J. Electron.*, vol.88, no.3, pp.333-337, 2001.

[6] J. W. Horng, R. M. Weng, M. H. Lee, and C. W. Chang, "Universal active current filter using two multiple current output OTAs and one CCII", *Int. J. Electron.*, vol.82, no.3, pp.241-247, 1997.

[7] E. O. Gunes, A. Toker, and S. Ozoguz, "Insensitive current-mode universal filter with minimum components using dual-output current conveyors", *Electron. Lett.*, vol.35, no.7, pp.524-525, 1999.

[8] L. Peng, Y. He, and M. Huang, "Universal active current-mode filter with three inputs and one output using modified current conveyors", *Proc. APCCAS'2000, China*, pp.182-184, 2000.

[9] M. Bhusan, and R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electron. Lett.*, vol.3, pp.148-149, 1967.

[10] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", *IEE Proc. G, Circuits, Devices and Systems*, vol.140, pp.406-416, 1993.



นิวัฒน์ แจ่งสามดี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เมื่อปี พ.ศ.2548 ขณะนี้กำลังศึกษาในระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

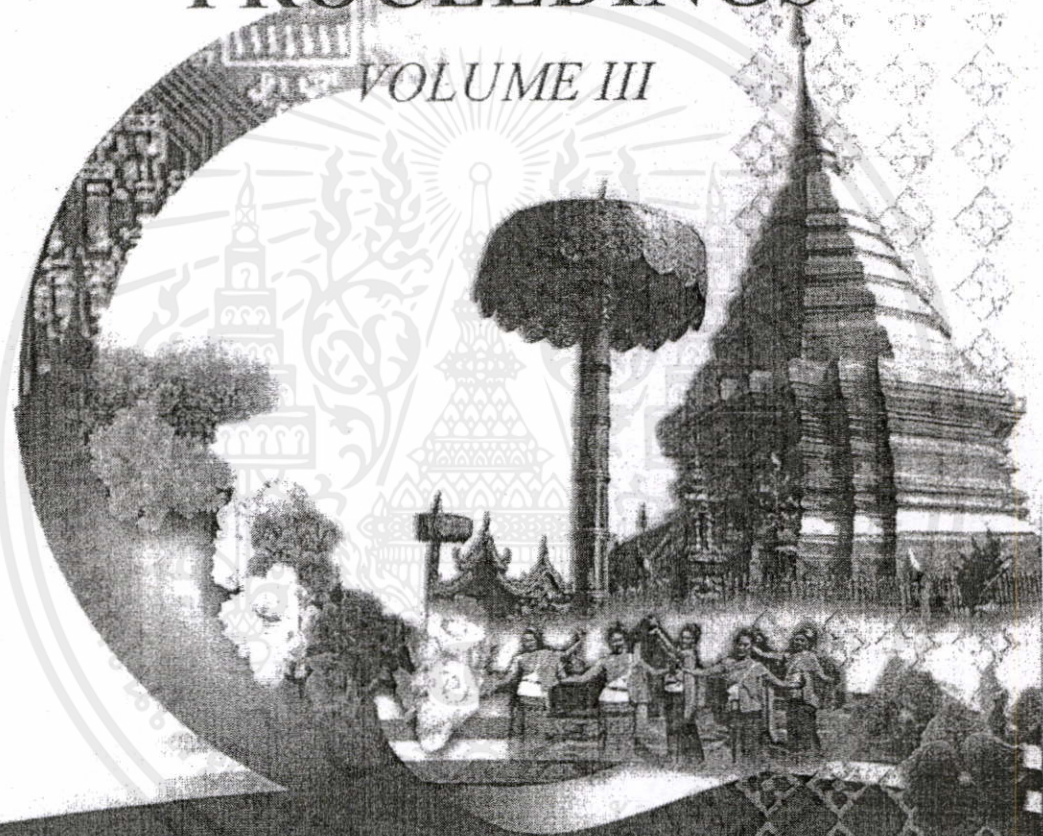
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยทางด้าน Analog Integrated Circuit Design

ITC-CSCC 2006

*The International Technical Conference on
Circuits/Systems, Computers and Communications*

PROCEEDINGS

VOLUME III



Sponsored By

THE ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION ASSOCIATION (ECTI), THAILAND

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS ENGINEERS OF KOREA (IEEK), KOREA

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS (IEICE), JAPAN
NATIONAL ELECTRONICS AND COMPUTER TECHNOLOGY CENTER, THAILAND

In association with IEEE THAILAND SECTION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CURRENT-MODE MULTIFUNCTION FILTER WITH MINIMUM NUMBER OF ACTIVE AND PASSIVE COMPONENTS USING MO-CCCIIs

Niwat Jangsamsi

Tattaya Pukkalanun

Worapong Tangsrirat

Department of Control Engineering,
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND

E-mail : s8060553@kmitl.ac.th , tattap@yahoo.com , ktworapo@kmitl.ac.th

ABSTRACT

A current controllable current-mode universal filter with four inputs and one output employing multi-output current-controlled current conveyors (MO-CCCIIs) is described. The proposed circuit offers the following attractive features: employment the minimum number of active and passive components; simultaneous realization of all the standard filtering functions; independent current-control of the parameters ω_o and ω_o/Q ; no requirement of component matching conditions; employment of only two grounded passive capacitors which is suitable for integrated circuit (IC) implementation; and low passive and active sensitivities

Keywords: current-controlled conveyor (CCCII), multifunction filter, current-mode circuit.

1. INTRODUCTION

As a result of the well-known advantages of current-mode operation, several realizations of various current-mode active filters using second-generation current conveyors (CCII) have received wide attention. Among these existing filters, a number of current-mode CCII-based universal filters also exist in the technical literature [1]-[5], where most of them have been realized in the form of the single-input multiple-output filter configuration. A little work has been developed for the multiple-input single-output current-mode universal filters. Although some current-mode CCII-based universal filters with multiple inputs and one output were recently proposed in [6]-[7], however, their structures suffer from the use of excessive numbers of active and passive components, and the lack of electronic tunability. From the point of ease of IC fabrication process, it is preferable to realize the active filters by using a minimum number of active and passive components.

Therefore, a low-component count current-controlled current-mode universal biquadratic filter with four inputs and one output is introduced. The proposed filter requires

only two MO-CCCIIs and two grounded capacitors and provides the advantage of an electronic tuning capability, which is especially interested from the IC fabrication point of view [8]. By proper selecting the input signals, the circuit can realize all the standard biquadratic filtering functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP), from the same circuit configuration. The natural angular frequency ω_o and the parameter ω_o/Q can be orthogonally and electronically tuned through adjusting the bias current of the MO-CCCII. No critical matching conditions are required, and all the incremental parameter sensitivities are low. The performances of the proposed circuit are simulated with PSPICE to confirm the theoretical analysis.

2. PROPOSED CONFIGURATION

The proposed current-mode universal filter with four input terminals and one output terminal that requires only two MO-CCCIIs and two grounded capacitors is shown in Fig.1. Since all the grounded capacitors are employed, the circuit is suitable for IC implementation [8]. A MO-CCCII can be characterized by the following relations [9].

$$i_y = 0, \quad v_x = v_y + i_x R_x, \quad i_{z+} = +i_x, \quad i_{z-} = -i_x \quad (1)$$

where $R_x (= V_T/2I_O)$ is the parasitic resistance at the terminal x , V_T is the thermal voltage, and I_O is the bias current of the conveyor, respectively. By routine circuit analysis using equation (1), the current transfer function of the proposed filter can be given by :

$$I_{out} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1) I_1 + (s R_{x2} C_2)(I_2 + I_3) + I_4}{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1)} \quad (2)$$

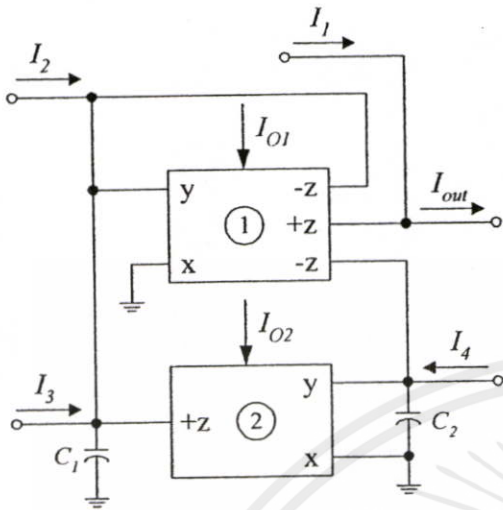


Fig.1 : Proposed current-controlled current-mode multifunction filter using MO-CCCII's

It can be seen from equation (2) that the circuit can realize five types of the biquadratic filter, which are summarized as follows:

- 1) LP: $I_1 = I_2 = I_3 = 0$ and I_4 = an input current I_{in} .
- 2) BP: $I_1 = I_2 = I_4 = 0$ and $I_3 = I_{in}$, or $I_1 = I_3 = I_4 = 0$ and $I_2 = I_{in}$.
- 3) HP: $I_2 = 0$ and $I_1 = -I_3 = -I_4 = I_{in}$, or $I_3 = 0$ and $I_1 = -I_2 = -I_4 = I_{in}$.
- 4) BS: $I_2 = I_4 = 0$ and $I_1 = -I_3 = I_{in}$, or $I_3 = I_4 = 0$ and $I_1 = -I_2 = I_{in}$.
- 5) AP: $I_4 = 0$ and $I_1 = -I_2 = -I_3 = I_{in}$.

Note that there are no critical component matching conditions in the realization of all the filter responses. The parameters ω_o and ω_o/Q of this filter are given by :

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (3)$$

and
$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{R_{x1}C_1} \quad (4)$$

It can be seen from equations (3) and (4) that the ω_o for all the filter responses can electronically be tuned by varying the resistance R_{x2} through the bias current I_{O2} without affecting the parameter ω_o/Q .

3. TRACKING ERROR ANALYSIS AND SENSITIVITY

Considering the non-ideal MO-CCCII characteristics, the port relation in equation (1) are rewritten as :

$$i_y = 0, \quad v_x = \alpha v_y + i_x R_x, \quad i_{z+} = +\beta_p i_x, \quad i_{z-} = -\beta_n i_x \quad (5)$$

where $\alpha = 1 - \epsilon_v$ and ϵ_v ($|\epsilon_v| \ll 1$) represents the voltage tracking error, and $\beta_p = 1 - \epsilon_{ip}$ and ϵ_{ip} ($|\epsilon_{ip}| \ll 1$) denotes the current tracking error from x to +z, and $\beta_n = 1 - \epsilon_{in}$ and ϵ_{in} ($|\epsilon_{in}| \ll 1$) denotes the current tracking error from x to -z of the MO-CCCII, respectively.

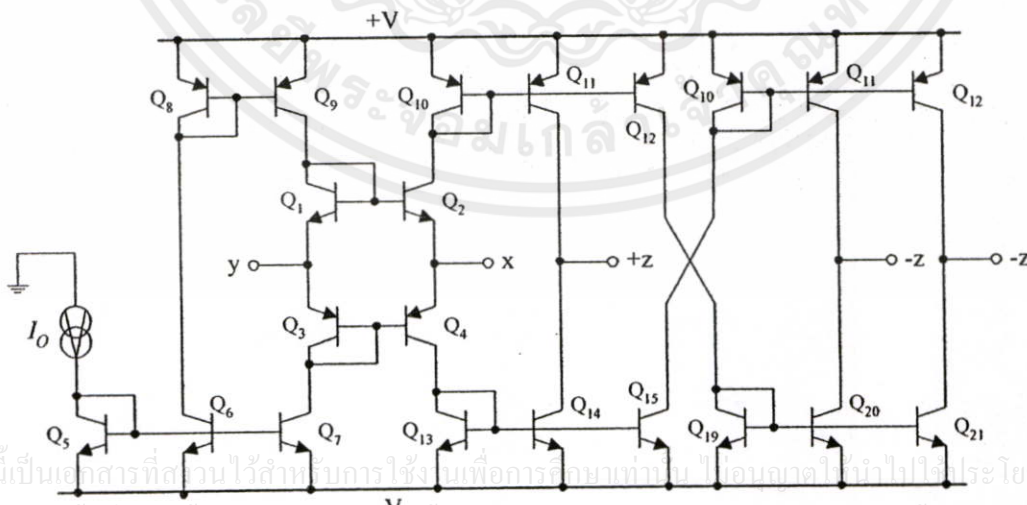


Fig.2 : Schematic bipolar implementation of the MO-CCCII

Re-analysis of Fig.1 with equation (4), the parameters ω_o and ω_o/Q for the non-ideal case are rewritten by :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_{n1} \beta_{p2}}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2}} \quad (6)$$

and
$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{\alpha_1 \beta_{n1}}{R_{x1} C_1} \quad (7)$$

In this case, the active and passive sensitivities of the proposed circuit are :

$$S_{R_{x1}, R_{x2}, C_1, C_2}^{\omega_o} = -S_{\alpha_1, \alpha_2, \beta_{n1}, \beta_{p2}}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (8)$$

$$S_{\beta_{p1}, \beta_{n2}}^{\omega_o} = 0 \quad (9)$$

$$S_{R_{x1}, C_1}^{\omega_o/Q} = -S_{\alpha_1, \beta_{n1}}^{\omega_o/Q} = -1 \quad (10)$$

and
$$S_{R_{x2}, C_2}^{\omega_o/Q} = S_{\alpha_2, \beta_{p1}, \beta_{p2}, \beta_{n2}}^{\omega_o/Q} = 0 \quad (11)$$

which are no more than unity in magnitude.

4. SIMULATION RESULTS

PSpice simulations were carried out to prove the validity of the proposed circuit of Fig.1. The MO-CCCII were performed by the schematic bipolar implementation given in Fig.2 with the transistor model of PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [10], and DC supply voltage = ±3V. The components of the filter were chosen as $I_{O1} = I_{O2} = 100 \mu A$ and $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$. This setting has been selected to obtain the filter responses with $f_o = \omega_o/2\pi \cong 127 \text{ kHz}$ and $Q = 1$. The simulation results shown in Fig.3 for the LP, BP, HP, BS and AP responses verify the presented theory.

Fig.4 shows the simulated frequency response compared with the theoretical behavior of the gain and phase characteristics of the AP filter at $f_o \cong 127 \text{ kHz}$, which agrees very well with the presented theory. It can be observed from all figures that the proposed current-mode filter performs all the standard biquadratic filtering functions well.

5. CONCLUSION

This paper describes a novel current-controlled current-mode universal filter using only two MO-CCCII and two grounded capacitors, which is easy implementation for an IC. The filter can realize LP, BP, HP, BS and AP filter

responses from the same topology. The ω_o of the proposed filter can electronically be controlled without disturbing the parameter ω_o/Q . The circuit also requires no component matching conditions, and has low passive and active sensitivities. Both its active and passive sensitivities are low.

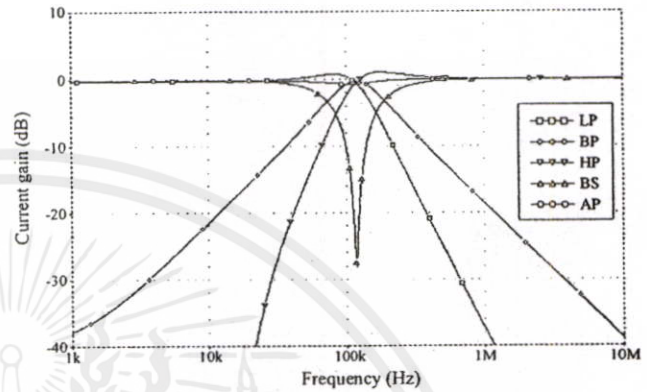


Fig.3 : Simulated frequency responses of the proposed current-mode filter

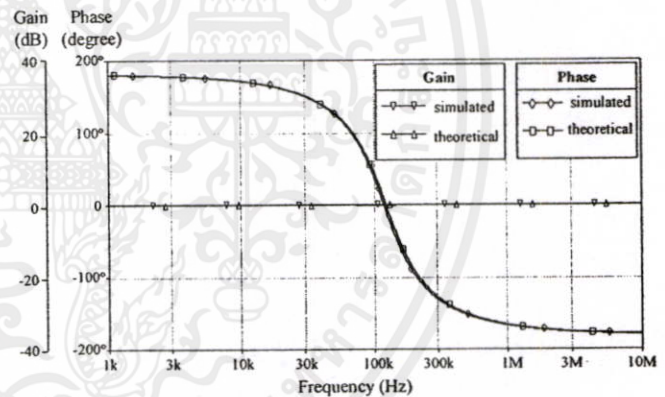


Fig.4 : Gain and phase characteristics of the AP filter

6. REFERENCES

- [1] A. M. Soliman, "New current-mode biquad filters using current conveyors", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.51, no.5, pp.275-278, 1997.
- [2] E. O. Gunes, and F. Anday, "Realization of current-mode universal filter using CFCCII's", *Electron. Lett.*, vol.32, no.12, pp.1081-1082, 1996.
- [3] A. Toker, and S. Ozoguz, "Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components", *Electron. Lett.*, vol.33, no.11, pp.948-949, 1997.
- [4] S. Minaei, and S. Turkoz, "New current-mode current-controlled universal filter with single input

- and three outputs”, *Int. J. Electron.*, vol.88, no.3, 2001, pp.333-337, 2001.
- [5] J. W. Horng, R. M. Weng, M. H. Lee, and C. W. Chang, “Universal active current filter using two multiple current output OTAs and one CCIII”, *Int. J. Electron.*, vol.82, no.3, pp.241-247, 1997.
- [6] E. O. Gunes, A. TOKER, and S. Ozoguz, “Insensitive current-mode universal filter with minimum components using dual-output current conveyors”, *Electron. Lett.*, vol.35, no.7, pp.524-525, 1999.
- [7] L. Peng, Y. He, and M. Huang, “Universal active current-mode filter with three inputs and one output using modified current conveyors”, *Proc. APCCAS'2000*, China, pp.182-184, 2000.
- [8] M. Bhusan, and R.W. Newcomb, “Grounding of capacitors in integrated circuits”, *Electron. Lett.*, vol.3, pp.148-149, 1967.
- [9] A. Fabre, O. Saaïd, F. Wiest, and C. Boucheron, “Current controllable bandpass filter based on translinear conveyors”, *Electron. Lett.*, vol.31, no.20, pp.1727-1728, 1995.
- [10] D. R. Frey, “Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering”, *IEE Proc. G, Circuits, Devices and Systems*, vol.140, pp.406-416, 1993.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นาย นิวัฒน์ แจ่มงามสี
 วัน-เดือน-ปีเกิด วันที่ 2 พฤษภาคม 2526
 ที่อยู่ 91/972 ม.11 ซ.รามอินทรา 44 ถ.รามอินทรา แขวงคลองกุ่ม ข.บึงกุ่ม
 กรุงเทพฯ 10230
 โทร. 083-7868654 , 02-5090371

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา
 วิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด จากคณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยี
 พระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือปีการศึกษา 2548 และในปีการศึกษา 2548
 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
 สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี
 พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้