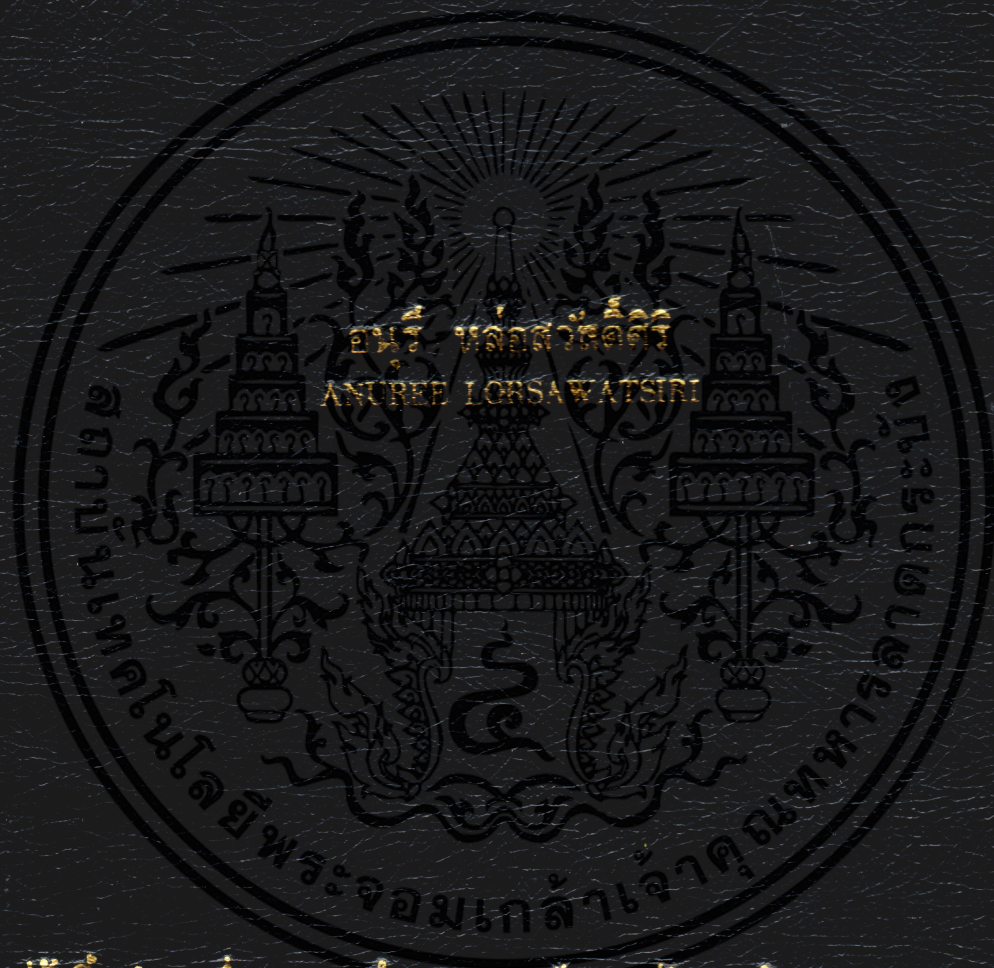


วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE ALL-PASS FILTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดมหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

ตึกสำนักเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-168-1

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE ALL-PASS FILTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

ISBN 974-648-168-1

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 39635
วัน, เดือน, ปี 19 ส.ย. 2544

b.....

เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อการแก้ไขทั้งส่วน อีกทั้งที่ให้มีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRONICALLY TUNABLE ALL-PASS FILTER



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

2001

ISBN 974-648-168-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก้นำไปใช้



COPYRIGHT 2001

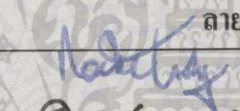
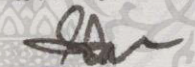

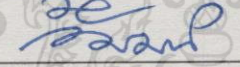
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
ELECTRONICALLY TUNABLE ALL - PASS FILTER
ชื่อนักศึกษา นางสาวอนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ
รหัสประจำตัว 40061094
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาดเขียน	เป็ทิมทง วาดเขียน
รศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์	
ผศ.วิภา	แสงพิสิทธิ์	
ศ.ดร.วิวัฒน์	กิรานนท์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 24 เมษายน 2544 เวลา 12.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว



(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัทธู)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 17 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
นักศึกษา	นางสาวอนุรี หล่อสวัสดิ์ศิริ
รหัสประจำตัว	40061094
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในโหมมกระแสที่ปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอนี้สร้างขึ้นจากวงจรสายพานกระแส รุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) เพียงหนึ่งตัวร่วมกับตัวเก็บประจุอีกหนึ่งตัวเท่านั้น การปรับค่าการเลื่อนเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรสามารถทำได้โดยง่ายด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII เมื่อทำการตรวจสอบการทำงานของวงจรโดยการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการต่อวงจรจริงก็ได้ผลเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี การประยุกต์ใช้งานวงจรกรองผ่านทุกความถี่นี้ อย่างหนึ่งคือการนำวงจรไปสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่สามารถปรับค่าความถี่ของการออสซิลเลตได้ด้วยการปรับกระแส ได้แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ พร้อมทั้งผลการทดลองต่อวงจรจริงซึ่งได้ผลตรงตามหลักการ จากผลการทดลองทั้งหมดยืนยันได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถประยุกต์ใช้งานได้จริง และนอกจากวงจรจะมีข้อเด่นที่น่าสนใจที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว วงจรก็ยังมีโครงสร้างที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน

Thesis Title	Electronically tunable all-pass filter
Student	Ms. Anuree Lorsawatsiri
Student ID.	40061094
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Professor Dr. Wiwat Kiranon

ABSTRACT

This thesis presents a current-mode first-order all-pass filter with electronically tunable phase feature. The proposed circuit consists of only a second generation current controlled conveyor (CCCII) and one capacitor. The phase characteristics of the transfer function can be easily adjusted with the bias current of the CCCII. It is shown from the simulation as well as the experiment that the result agrees well with the theoretical analysis. For verification, the proposed circuit has also been successfully employed in a design of a current controlled quadrature oscillator. The outstanding features of both circuits are that the significant parameter of each circuit can be electronically tuned. Furthermore, these circuits also have less complicated topologies.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำสั่งสอนและคำแนะนำในด้านวิชาการ จาก ศาสตราจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ นอกจากนี้อาจารย์ยังให้ความเมตตา กรุณาอบรมสั่งสอนทั้งในด้านการงาน และแนวความคิดในการดำเนินชีวิต ศิษย์รู้สึกซาบซึ้งในความรักและความเมตตาจากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน ผศ.ดร.จริยา เลิศจรสอร่ามดี ผศ.วิภา แสงพิสิทธิ์ และ อ.วินัย ศีลารวม ที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำที่ดีและเป็นประโยชน์อย่างมากต่อการวิจัย

ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ พี่ ๆ และน้อง ๆ ทุกคนที่มีส่วนช่วยเหลือและให้กำลังใจ

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ที่เอื้อเฟื้อเครื่องมือในการทดลอง

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาที่เป็นกำลังใจ ให้ความรักและห่วงใยเสมอมา คุณค่า และประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 แนวคิด และทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบแอกทีฟอันดับหนึ่ง.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	3
2.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่บางวงจรที่มีผู้เสนอมาแล้ว.....	8
2.3.1 ฟังก์ชันการถ่ายโอนเชิงแรงดัน.....	8
2.3.2 ฟังก์ชันการถ่ายโอนเชิงกระแส.....	11
บทที่ 3 วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	13
3.1 กล่าวนำ.....	13
3.2 วงจรสายพานกระแส.....	13
3.3 วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง.....	15
3.4 วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	16
3.5 หลักการทรานสลิเนียร์.....	18
3.6 วงจรสะท้อนกระแส.....	22
3.6.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว.....	22
3.6.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	24
3.7 การวิเคราะห์วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	26

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.7.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต x	26
3.7.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร CCCII.....	29
บทที่ 4 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....	34
4.1 กล่าวนำ.....	34
4.2 หลักการออกแบบวงจร.....	34
4.3 ผลกระทบในกรณีที่วงจร CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	36
4.3.1 กรณีที่ 1 เมื่อ $K_v \neq 1$	37
4.3.2 กรณีที่ 2 เมื่อ $K_i \neq 1$	38
4.4 การชดเชยอณูหภูมิของวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	40
4.5 การจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	43
4.6 การทดลองการทำงานของวงจรจริง.....	48
บทที่ 5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส.....	52
5.1 กล่าวนำ.....	52
5.2 หลักการเบื้องต้น และเงื่อนไขการออสซิลเลต.....	52
5.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์บางวงจรที่มีผู้เสนอมานแล้ว.....	55
5.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส.....	57
5.5 การจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ด้วยโปรแกรม คอมพิวเตอร์.....	61
5.6 การทดลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์.....	63
บทที่ 6 สรุป.....	68
เอกสารอ้างอิง.....	70
ภาคผนวก.....	73
ภาคผนวก ก. ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	73

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข. รายละเอียดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลองต่อวงจรจริง.....	74
ภาคผนวก ข. บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ และได้รับการตีพิมพ์.....	79
ประวัติผู้เขียน.....	86



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 เวกเตอร์ของซีโรและโพลในระนาบเอส.....	4
2.2 เวกเตอร์ของซีโรสองตัวที่สมมาตรกัน.....	5
2.3 ตัวอย่างตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรรองผ่านทุกความถี่.....	5
2.4 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง.....	7
2.5 การคาดเดาของวงจรรองผ่านทุกความถี่ กับวงจรโครงข่ายใด ๆ.....	7
2.6 วงจรรองผ่านทุกความถี่ [14]	9
2.7 วงจรรองผ่านทุกความถี่ [3]	9
2.8 วงจรรองผ่านทุกความถี่ [16]	10
2.9 วงจรรองผ่านทุกความถี่ [18]	10
2.10 วงจรรองผ่านทุกความถี่ [19]	11
2.11 วงจรรองผ่านทุกความถี่ [17]	12
3.1 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส.....	13
3.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งแบบพื้นฐาน.....	14
3.3 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	15
3.4 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII.....	16
3.5 โครงสร้างของวงจร CCCII แบบบวก (CCCII+).....	17
3.6 โครงสร้างของวงจร CCCII แบบลบ (CCCII-).....	17
3.7 ทรานสลิเนียร์ลูป (translinear loop)	19
3.8 วงจรทรานสลิเนียร์ที่ประกอบในวงจร CCCII	21
3.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว.....	22
3.10 วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายเอาต์พุต.....	24
3.11 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	24
3.12 วงปิดแบบทรานสลิเนียร์.....	26
3.13 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก.....	29
3.14 วงจรเทียบเท่าของวงจร CCCII+.....	31
3.15 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ (CCCII-).....	32
4.1 วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบใหม่.....	34
4.2 โครงสร้างของวงจรรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ.....	35

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่กรณีที่มี $\varepsilon_r = 0.02$	39
4.4 วงจรชดเชยอูณหภูมิจริง.....	40
4.5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ทำการชดเชยอูณหภูมิจริง.....	41
4.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อ $I_o = 50\mu A$	43
4.7 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อใช้กระแสไบอัสค่าต่างๆ.....	44
4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส และค่าการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่...	44
4.9 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเมื่อไม่มีการชดเชยผลจากอูณหภูมิจริง.....	45
4.10 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบวิไลสัน.....	46
4.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรเมื่อใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบต่าง ๆ.....	46
4.12 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเมื่อชดเชยผลจากอูณหภูมิจริง.....	47
4.13 ผลการทดลองการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ความถี่ $10kHz$	49
4.14 ผลการทดลองการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ความถี่ $23kHz$	49
4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	50
4.16 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่เมื่อกระแสไบอัสมีค่าต่างๆ.....	50
5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	53
5.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเครเจอร์ [12].....	55
5.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [12].....	56
5.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเครเจอร์ [13].....	57
5.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเครเจอร์.....	57
5.6 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเครเจอร์ที่นำเสนอ.....	58
5.7 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์.....	61
5.8 สัญญาณเอาต์พุตในสภาวะคงตัว.....	62
5.9 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อกระแสไบอัสมีค่าต่างกัน.....	62
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสกับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต.....	63
5.11 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	64
5.12 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อ $I_o = 80\mu A$	64
5.13 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณเอาต์พุต I_{out1} ในรูปที่ 5.12.....	65
5.14 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อ $I_o = 110\mu A$	66

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต.....	66
5.16 ค่า THD ของสัญญาณ I_{out1} ขณะเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส.....	67



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (all-pass filter) หรือเรียกอีกชื่อว่า วงจรเลื่อนเฟส เป็นวงจรที่มีประโยชน์การใช้งานได้หลากหลาย ทั้งในงานด้านไฟฟ้าสื่อสาร งานด้านอิเล็กทรอนิกส์ และงานด้านอื่น ๆ [1-4] วงจรกรองผ่านทุกความถี่สามารถนำมาคาสเคด (cascade) กัน เพื่อใช้ชดเชยเฟส หรือช่วยปรับคุณสมบัติทางเฟสของระบบต่าง ๆ ให้เป็นไปตามต้องการ [5-7] หรืออาจใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ประกอบกับวงจรรวมสัญญาณ (adder) และบัฟเฟอร์ (buffer) ที่เหมาะสม เพื่อสร้างเป็นวงจรกรอง (filter) ชนิดอื่น ๆ ก็ได้ [8-9] และเมื่อนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่มาใช้เป็นส่วนป้อนกลับของวงจรขยายสัญญาณอย่างเหมาะสม ก็สามารถทำให้เกิดการออสซิลเลต (oscillate) เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ [10-13] วงจรกรองผ่านทุกความถี่จึงมีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นส่วนกำหนดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์ได้ จากประโยชน์หลาย ๆ ประการของวงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นเหตุให้มีบทความจำนวนมากที่นำเสนอโครงสร้างของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปแบบต่าง ๆ เช่น ได้มีการนำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟ ขึ้นในปี ค.ศ. 1968 โดย R. Genin [14] แต่วงจรของ R. Genin นั้นใช้ ออปแอมป์ (operational amplifier) เป็นอุปกรณ์แอกทิฟ จึงทำให้มีข้อจำกัดทางด้านความถี่ อันเนื่องมาจากเกนแบนด์วิดท์ (gain bandwidth) ของออปแอมป์ [15] ดังนั้นต่อมาเมื่อวงจรสายพานกระแสได้รับความนิยมนิ่ง จึงได้มีบทความที่นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้วงจรสายพานกระแสเป็นอุปกรณ์พื้นฐานขึ้นอีกหลายบทความ [2,16-19] ทั้งนี้เพราะข้อดีของวงจรสายพานกระแสที่ทำงานในโหมดกระแส คือมีย่านการตอบสนองความถี่ที่กว้างกว่าออปแอมป์ เกี่ยวกับเรื่องนี้ A.M. Soliman [16] ก็ได้เสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองขึ้นในปี ค.ศ. 1972 แต่โครงสร้างของวงจรยังมีความซับซ้อนอยู่ ดังนั้นต่อมา M. Higaskimura และ Y. Fukui [17] จึงได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟอีกถึง 4 ตัว แต่วงจรมีแนวโน้มจะเอนไซในการกำหนดค่าอัตราส่วนของอุปกรณ์พาสซีฟเป็นเงื่อนไขซึ่งทำให้เป็นข้อจำกัดของวงจร เพราะฉะนั้นปัญหาเรื่องนี้จึงเป็นที่น่าสนใจปรับปรุงวงจรอยู่ในปัจจุบัน

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์

ด้วยเหตุดังกล่าวมาในหัวข้อที่แล้วนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาและวิจัยการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบแอกทิฟโหมดกระแส โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor : CCCII) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นอุปกรณ์หลัก โดยมุ่งความสนใจไปยังการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ที่มีโครงสร้างเรียบง่ายโดยวงจรสามารถสร้างขึ้นโดยไม่จำเป็นต้องใช้เงื่อนไขเกี่ยวกับการกำหนดค่าอัตราส่วนของอุปกรณ์พาสซีฟเข้ามาเป็นเงื่อนไขของการสร้างวงจร และที่สำคัญคือต้องการให้สามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ยังมีอีกวัตถุประสงค์หนึ่งคือ การศึกษาถึงการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอไปประยุกต์สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

1.3 ทฤษฎี หรือแนวคิดที่ใช้ในการทำวิจัย

วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่ทำงานในโหมดกระแส มีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจร CCII แต่วงจร CCCII จะมีค่าความต้านทานภายในที่แฝงอยู่ที่พอร์ต x ของวงจร ซึ่งสามารถควบคุมค่าได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร [20-21] ดังนั้นเมื่อนำตัวต้านทานภายในนี้มาร่วมพิจารณาประกอบในการสังเคราะห์วงจรกรองผ่านทุกความถี่จึงส่งผลให้พารามิเตอร์ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น ทำได้โดยการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่มาคาสเคดกัน (cascade) ประกอบในลักษณะการป้อนกลับแบบบวกของวงจรขยายกระแส แล้วกำหนดเงื่อนไขตามเกณฑ์ของบาร์คยูเซนก็จะเกิดการออสซิลเลตในวงจรได้ และหากมีการกำหนดเงื่อนไขที่เหมาะสมก็สามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตแบบควอดเรเจอร์ได้

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในโหมดกระแสโดยอาศัยตัว CCCII เพียงตัวเดียวประกอบร่วมกับตัวเก็บประจุเพียงหนึ่งตัวเท่านั้น แต่ทว่ายังได้ทำการประยุกต์ใช้งานวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอให้เป็นประโยชน์โดยการนำมาสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์ (quadrature oscillator) ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้มีประโยชน์ใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบโทรคมนาคม เช่นในระบบควอดเรเจอร์มัลติเพลกซ์เป็นต้น โดยวงจรประกอบขึ้นอย่างง่ายจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่จำนวนสองวงจรต่อร่วมกับวงจรขยายแบบกลับเฟสจำนวนหนึ่งวงจร ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ ของแต่ละวงจรจะได้กล่าวถึงต่อไป

บทที่ 2

วงจรรองผ่านทุกความถี่แบบแอกทีฟอันดับหนึ่ง

2.1 กล่าวนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นที่จะนำเสนอวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบแอกทีฟอันดับหนึ่ง ดังที่ได้อธิบายมาบ้างแล้วในบทที่ 1 ดังนั้นในบทที่ 2 นี้จะกล่าวถึงเรื่องที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบแอกทีฟพอเป็นสังเขป ซึ่งประกอบด้วยฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองผ่านทุกความถี่ วงจรที่มีผู้นำเสนอมาแล้ว ตลอดจนข้อดี และข้อเสียของแต่ละวงจรด้วย ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองผ่านทุกความถี่ [22]

หากกล่าวถึงวงจรรอง (filter) โดยทั่วไปมักจะนึกถึงวงจรรองที่ใช้แยกแยะความถี่ยอมให้สัญญาณในช่วงความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้โดยไม่ถูกลดทอน และลดทอนสัญญาณที่อยู่ในช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการ หรือกล่าวได้ว่า ผลตอบสนองทางขนาดเป็นสิ่งที่สำคัญในการพิจารณา เช่น สำหรับวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (lowpass filter) นั้นสัญญาณที่มีช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัด (cutoff frequency) ของวงจรจะสามารถผ่านวงจรไปได้โดยไม่ถูกลดทอน แต่ส่วนสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ตัดขึ้นไปจะถูกลดทอนไปอย่างมากเมื่อผ่านวงจร ดังนี้เป็นต้น

สำหรับวงจรรองผ่านทุกความถี่ (all-pass filter) นั้น สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านวงจรไปได้โดยผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ตลอดไม่ขึ้นกับความถี่ แต่สิ่งที่น่าสนใจสำหรับวงจรรูปนี้ก็คือ ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสามารถวิเคราะห์จากฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ซึ่งฟังก์ชันการถ่ายโอน (transfer function) ของวงจรทั่วไปที่มีรูปสมการดังสมการที่ (2.1) เป็น

$$H(s) = \frac{K(s-z_1)(s-z_2)\dots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)} = \frac{KP(s)}{Q(s)} \quad (2.1)$$

โดยที่ K เป็นค่าคงที่ z_i เป็น ซีโร (zero) ตัวที่ i เมื่อ $i = 1, 2, \dots, m$ และ p_i เป็น โพล (pole) ตัวที่ i เมื่อ $i = 1, 2, \dots, n$ ถ้าแทน $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (2.1) จะได้ว่า

$$H(j\omega) = \frac{KM_1M_2\dots M_m}{N_1N_2\dots N_n} e^{j(\alpha_1+\alpha_2+\dots+\alpha_m-\beta_1-\beta_2-\dots-\beta_n)} \quad (2.2)$$

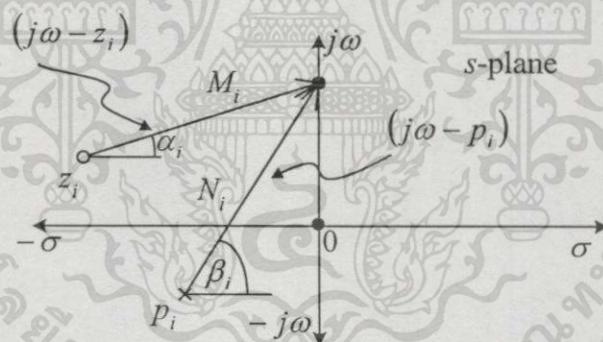
โดยในที่นี้เรากำหนดให้ $(j\omega - z_i) = M_i e^{j\alpha_i}$ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, m$ และกำหนดให้ $(j\omega - p_i) = N_i e^{j\beta_i}$ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, n$

จากสมการที่ (2.2) อาจเขียนแยกผลตอบสนองทางขนาด $|H(j\omega)|$ และผลตอบสนองทางเฟส $\phi(\omega)$ ออกได้เป็นดังสมการที่ (2.3) และสมการที่ (2.4) ตามลำดับ

$$|H(j\omega)| = \frac{KM_1 M_2 \dots M_m}{N_1 N_2 \dots N_n} \quad (2.3)$$

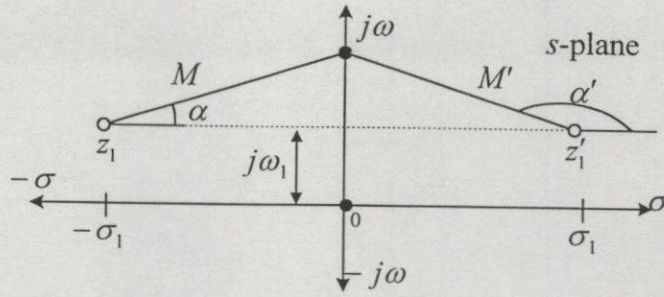
$$\phi(\omega) = \angle H(j\omega) = \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_m - \beta_1 - \beta_2 - \dots - \beta_n \quad (2.4)$$

เมื่อแทน $(j\omega - z_i)$ ด้วยเวกเตอร์จาก z_i ไปยัง $j\omega$ ในระนาบเอส (s-plane) จะพบว่าความยาวของเวกเตอร์ $(j\omega - z_i)$ ก็คือขนาดของ M_i และทิศทางของเวกเตอร์จะแสดงเฟส α_i ในทำนองเดียวกันเมื่อ $(j\omega - p_i)$ แทนด้วยเวกเตอร์จาก p_i ไปยัง $j\omega$ ก็จะได้ขนาดและเฟสดังแสดงในรูปที่ 2.1 ดังนั้นหากแทน $(j\omega - z_i)$ และ $(j\omega - p_i)$ ของ $H(j\omega)$ ด้วยเวกเตอร์ก็จะสามารถหา $|H(j\omega)|$ และ $\phi(\omega)$ ได้จากสมการที่ (2.3) และ (2.4)



รูปที่ 2.1 เวกเตอร์ของซีโรและโพลในระนาบเอส

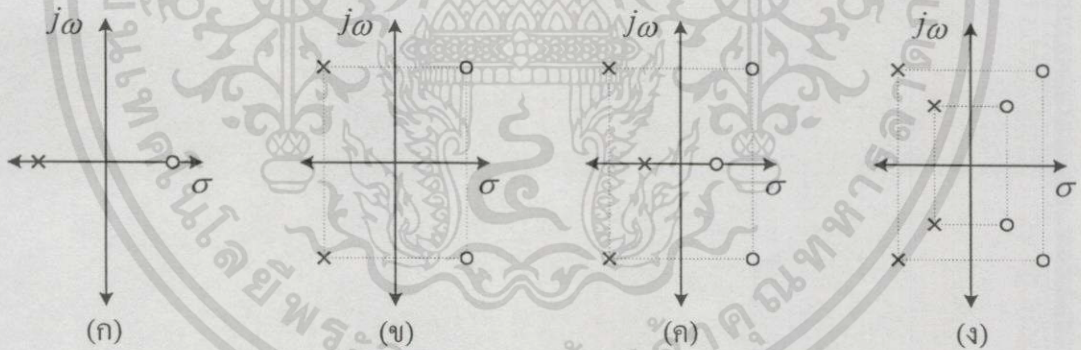
ในกรณีที่มีซีโรสองตัว โดยตัวแรกอยู่ทางซ้ายมือของระนาบเอส $z_1 = -\sigma_1 + j\omega_1$ และซีโรอีกตัวนั้นสมมาตรกับซีโรตัวแรกเมื่อเทียบกับแกนจินตภาพ โดยซีโรอีกตัวหนึ่งนี้อยู่ทางด้านขวามือของระนาบเอส $z_1' = \sigma_1 + j\omega_1$ ดังรูปที่ 2.2 จะพบว่าขนาดของเวกเตอร์ทั้งสองมีค่าเท่ากัน $M = M'$ จะต่างกันแต่เพียงที่เฟสจะแตกต่างกัน



รูปที่ 2.2 เวกเตอร์ของซีโรสองตัวที่สมมาตรกัน

ฉะนั้นหากฟังก์ชันการถ่ายโอน $H(s)$ มีโพลอยู่ทางซ้ายมือของระนาบเอส แต่มีซีโรจำนวนเท่ากันอยู่ทางด้านขวามือของระนาบเอส ในลักษณะที่ซีโรและโพลสมมาตรกันเป็นคู่ ๆ เมื่อเทียบแกนจินตภาพ ดังตัวอย่างตำแหน่งโพล-ซีโรในรูปที่ 2.3 แล้ว จะทำให้ขนาดของเวกเตอร์แต่ละคู่เท่ากันพอดีที่ทุก ๆ ความถี่ ดังนั้นในกรณีนี้จะได้ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนคงที่ดังสมการที่ (2.5) เป็น

$$|H(j\omega)| = K \tag{2.5}$$



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรรองผ่านทุกความถี่

ดังนั้นสรุปได้ว่าฟังก์ชันการถ่ายโอนในรูปแบบทั่วไปของวงจรรองผ่านทุกความถี่จึงควรมีโพล และซีโรจำนวนเท่ากัน อยู่ที่ตำแหน่งที่สมมาตรกันเมื่อเทียบกับแกนจินตภาพ หรือเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ คือ

$$H(s) = \frac{KQ(-s)}{Q(s)} \tag{2.6}$$

เนื่องจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ฉะนั้นรายละเอียดต่อไปจึงจะกล่าวเฉพาะวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งเท่านั้น

จากรูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (2.6) ในกรณีที่เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ($n=1$) สมการทั่วไปจะมีรูปสมการดังสมการที่ (2.7) คือ

$$H(s) = \frac{K(-s + \sigma_1)}{(s + \sigma_1)} \quad (2.7)$$

เมื่อ σ_1 เป็นจำนวนจริงบวก ซึ่งตำแหน่งของโพล และซีโรของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งบนระนาบเอสมีลักษณะดังรูปที่ 2.3ก เมื่อแทน $s = j\omega$ ในสมการที่ (2.7) จะได้ขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น

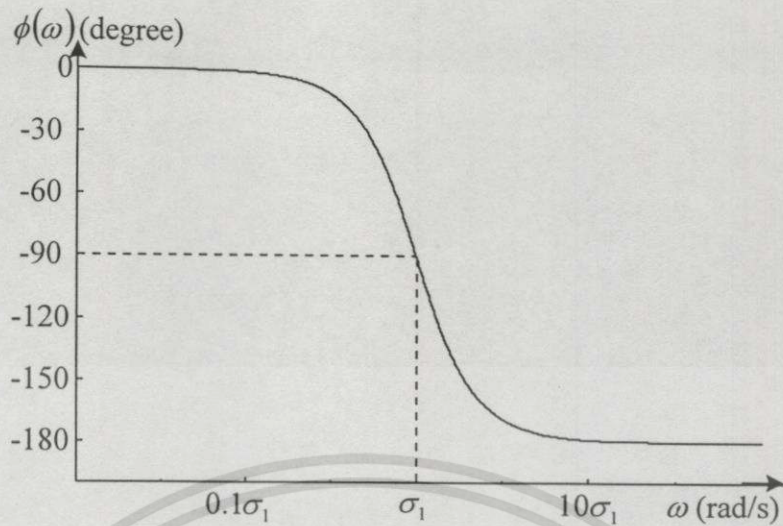
$$\begin{aligned} |H(j\omega)| &= \frac{K|(-j\omega + \sigma_1)|}{|(j\omega + \sigma_1)|} \\ &= \frac{K\sqrt{\omega^2 + (-\sigma_1)^2}}{\sqrt{\omega^2 + (\sigma_1)^2}} \\ &= K \end{aligned} \quad (2.8)$$

จากสมการแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่า ไม่ว่า ณ ความถี่ใด ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่จะมีค่าคงที่ตลอด

ส่วนผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่จะได้ดังสมการที่ (2.9)

$$\begin{aligned} \phi(\omega) &= \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\sigma_1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \\ &= -2 \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) แสดงให้เห็นว่าการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นฟังก์ชันของความถี่ โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการเลื่อนเฟสกับความถี่ได้ดังกราฟในรูปที่ 2.4 ค่าการเลื่อนเฟสนี้จะเริ่มต้นที่ 0 องศา ณ ความถี่เท่ากับศูนย์เฮิรตซ์ และมีค่าลดลงเรื่อย ๆ เมื่อความถี่สูงขึ้น โดยมีค่าการเลื่อนเฟสเท่ากับ -90 องศาที่ความถี่ $\omega = \sigma_1$ ซึ่งความถี่ค่านี้เรียกว่า ความถี่หักมุม (corner frequency) ของวงจร



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง



รูปที่ 2.5 การคาสเตคของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ กับวงจรโคจรข่ายใด ๆ

ในกรณีที่วงจรกรองผ่านทุกความถี่ $H_A(s)$ คอสเตคอยู่กับวงจรใด ๆ $H_1(s)$ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 นั้น เมื่อสมมติว่าวงจรโคจรข่ายมีฟังก์ชันการถ่ายโอนคังสมการที่ (2.10)

$$H_1(j\omega) = |H_1(j\omega)|e^{j\phi_1(\omega)} \quad (2.10)$$

และวงจรกรองผ่านทุกความถี่มีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น

$$H_A(j\omega) = 1e^{j\phi_A(\omega)} \quad (2.11)$$

เมื่อนำวงจรทั้งสองมาคาสเตคกันจะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบคังสมการที่ (2.12)

$$H_1(j\omega)H_A(j\omega) = |H_1(j\omega)|e^{j(\phi_1(\omega)+\phi_A(\omega))} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (2.12) จะเห็นว่าเมื่อนำวงจรโครงข่ายใด ๆ มาคาดเคลื่อนกับวงจรกรองผ่านทุกความถี่แล้ว ผลตอบสนองทางขนาดของระบบจะเหมือนผลตอบสนองทางขนาดของวงจรโครงข่ายเดิม แต่ผลตอบสนองทางเฟสของระบบจะเป็นผลตอบสนองของวงจรทั้งสองรวมกัน แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่สามารถปรับคุณสมบัติทางเฟสของระบบได้ด้วยการเพิ่มวงจรกรองผ่านทุกความถี่เข้าไปต่อคาดเคลื่อนกับวงจรนั้น

2.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่บางวงจรที่มีผู้เสนอมาแล้ว

เมื่ออาศัยฟังก์ชันการถ่ายโอนตามสมการที่ (2.7) สามารถแบ่งประเภทของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเอกที่พีทีได้มีผู้เสนอมาแล้วได้เป็น 2 รูปแบบด้วยกัน คือ

2.3.1 ฟังก์ชันการถ่ายโอนเชิงแรงดัน (voltage transfer function)

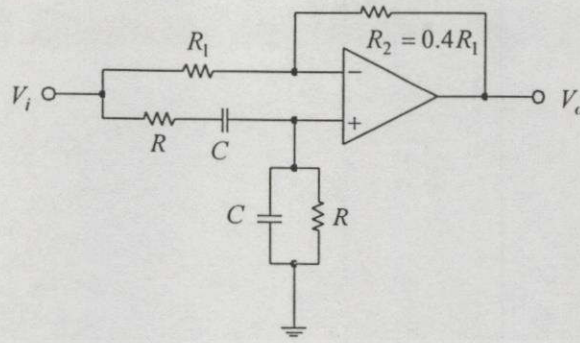
จากสมการที่ (2.7) วงจรกรองผ่านทุกความถี่รูปแบบนี้จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = K \left(\frac{-s + \sigma_1}{s + \sigma_1} \right) \quad (2.13)$$

โดยที่ $V_o(s)$ และ $V_i(s)$ เป็นแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอินพุตของวงจรตามลำดับ วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบนี้เป็นวงจรที่มีการพัฒนาขึ้นมาก โดยเริ่มจากในปี ค.ศ. 1968 R. Genin ได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.6 [14] โดยมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น

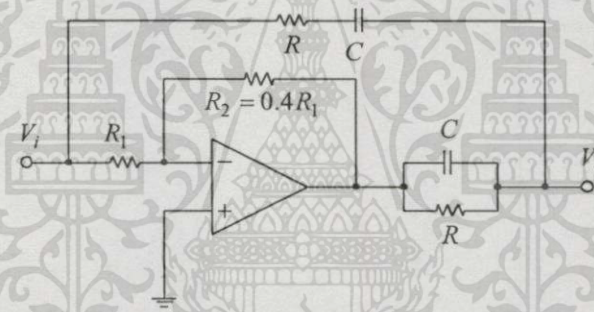
$$H(\omega) = \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} = \frac{1}{5} \left(\frac{1 - j\frac{x}{3}}{1 + j\frac{x}{3}} \right) \quad (2.14)$$

โดยที่ $x = RC\omega - (RC\omega)^{-1}$ เมื่อเทียบกับสมการที่ (2.8) และสมการที่ (2.9) แล้วพบว่า $|H(\omega)| = \frac{1}{5}$ และ $\phi(\omega) = -2 \tan^{-1} \left(\frac{x}{3} \right)$ จะเห็นว่าวงจรตามรูปที่ 2.6 นี้มีความยุ่งยากในการปรับค่าการเลื่อนเฟส เนื่องจากต้องปรับ R และ C พร้อมกันทั้งสองตัว และต้องต่อตัวบัพเฟอร์ที่อินพุตและเอาต์พุต เพื่อทำให้ที่อินพุตมีค่าอิมพีแดนซ์สูงและที่เอาต์พุตมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ นอกจากนี้ยังมีขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนค้ำคือ $K = \frac{1}{5}$ อีกด้วย



รูปที่ 2.6 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [14]

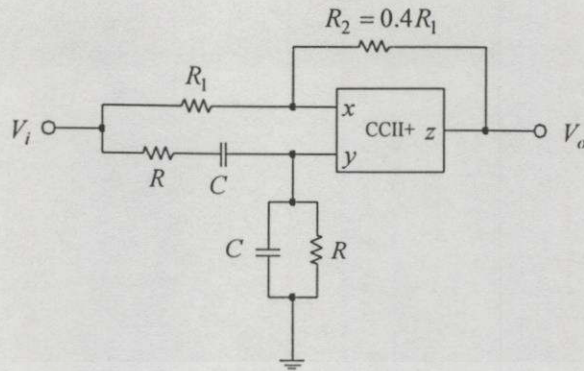
ต่อมาในปี ค.ศ. 1969 B. B. Bhattacharyya ได้อาศัยฟังก์ชันการถ่ายโอนตามสมการที่ (2.14) นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่อีกรูปแบบหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.7 [3]



รูปที่ 2.7 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [3]

ซึ่งวงจรนี้ก็มีความยุ่งยากในการปรับค่าการเลื่อนเฟส โดยต้องปรับค่าอุปกรณ์พาสซีฟอย่างน้อยสองตัวพร้อมกัน

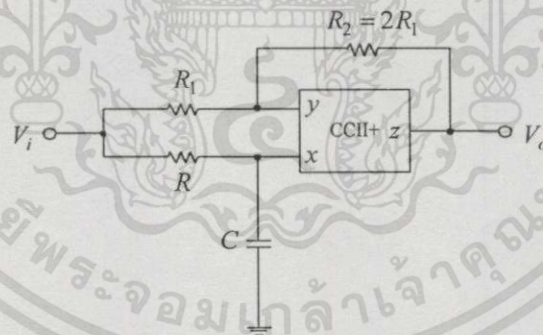
เนื่องจากออปแอมป์มีข้อด้อยคือ มีความถี่ใช้งานค่อนข้างต่ำ จึงทำให้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ถูกจำกัดความถี่ใช้งานไปด้วย เพื่อลดข้อด้อยนี้ ดังนั้นในปี ค.ศ. 1972 A. M. Soliman จึงได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่อีกรูปแบบหนึ่งโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ดังแสดงในรูปที่ 2.8 [16]



รูปที่ 2.8 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [16]

ซึ่งมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเช่นเดียวกับสมการ (2.14) และวงจรในรูปที่ 2.8 นี้ก็มีความยุ่งยากในการปรับค่าการเลื่อนเฟสเช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.6 แต่มีย่านความถี่ใช้งานที่สูงขึ้น ต่อมาในปี ค.ศ. 1980 R. I. Salawu ได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.9 [18] ซึ่งมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น

$$\frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2.15)$$

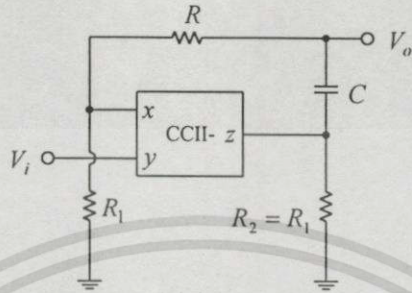


รูปที่ 2.9 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [18]

จะเห็นว่าวงจรมีข้อเด่นเหนือกว่าวงจรที่นำเสนอโดย A. M. Soliman คือลดการใช้อุปกรณ์พาสซีฟเหลือแค่ 4 ตัว และสามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสได้โดยการปรับค่า R เพียงตัวเดียวเท่านั้น นอกจากนี้ขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนมีค่าสูงขึ้นคือ $K=1$ อย่างไรก็ตาม วงจรกรองผ่านทุกความถี่ทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น ยังมีค่าอิมพีแดนซ์ที่อินพุตค่อนข้างต่ำซึ่งจะทำให้เกิดความยุ่งยากในการนำไปต่อкасцепใช้งานร่วมกับวงจรอื่น ซึ่งในปี ค.ศ. 1988 M. Higashimura และ Y. Fukui

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่เพื่อลดข้อด้อยดังกล่าว มีวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.10 [19] โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส เราสามารถวิเคราะห์ได้ว่าฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นไปตามสมการที่ 2.9



รูปที่ 2.10 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [19]

2.3.2 ฟังก์ชันการถ่ายโอนเชิงกระแส (current transfer function)

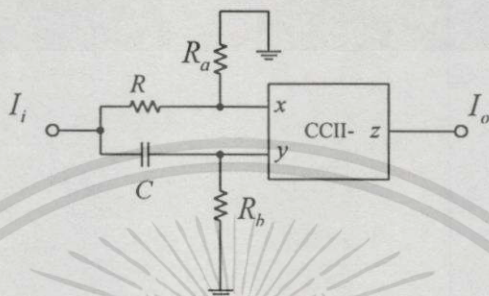
วงจรกรองผ่านทุกความถี่รูปแบบนี้มีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นไปตามสมการที่ (2.7) กล่าวคือ

$$H(s) = \frac{I_o(s)}{I_i(s)} = K \left(\frac{-s + \sigma_1}{s + \sigma_1} \right) \tag{2.16}$$

โดยที่ $I_o(s)$ และ $I_i(s)$ เป็นกระแสเอาต์พุต และกระแสอินพุตของวงจรตามลำดับ วงจรกรองผ่านทุกความถี่รูปแบบนี้ถูกพัฒนาขึ้นมาเนื่องจากในปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาวงจรที่ประมวลสัญญาณในโหมดกระแสกันมากขึ้น ซึ่งถ้าหากนำวงจรแบบนี้ไปใช้งานร่วมกับวงจรในโหมดแรงดัน ก็ต้องอาศัยวงจรเปลี่ยนจากกระแสเป็นแรงดัน หรือวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ทำให้วงจรมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น ในหัวข้อนี้จึงได้กล่าวถึงวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในโหมดกระแส ซึ่งได้นำเสนอในปี ค.ศ. 1990 โดย M. Higashimura และ Y. Fukui มีวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.11 [17] และมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น

$$H(s) = \frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{1 - s\alpha RC}{1 + sRC} \tag{2.17}$$

โดยในที่นี้ $\alpha = \frac{R_a}{R_b}$ ดังนั้นในกรณีที่ $\alpha = 1$ เท่านั้นจึงจะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรที่ให้รูปแบบของฟังก์ชันอยู่ในรูปแบบของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ วงจรในรูปที่ 2.11 นี้ มีข้อเด่นคือ มีย่านความถี่ใช้งานที่กว้าง และที่เอาต์พุตมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ทำให้สามารถนำไปต่อкасาดร่วมกับวงจรอื่นได้ โดยไม่ต้องอาศัยการแมตซ์อิมพีแดนซ์



รูปที่ 2.11 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [17]

จากวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบแอคทีฟที่กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่าวงจรที่ใช้ตัว CCII เป็นอุปกรณ์หลักมีข้อเด่นเหนือกว่าวงจรที่ใช้โอปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลัก ดังเหตุผลที่กล่าวมาแล้ว แต่อย่างไรก็ตาม วงจรเหล่านี้ยังต้องใช้อุปกรณ์แบบพาสซีฟโดยรวมด้วยอย่างน้อย 4 ตัว และล้วนมีเงื่อนไขในการกำหนดค่าอัตราส่วนของอุปกรณ์พาสซีฟเป็นเงื่อนไขซึ่งทำให้เกิดข้อจำกัดของวงจร นอกจากนั้นแล้วยังไม่สามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อลดข้อบกพร่องดังกล่าวนี้ จะได้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบใหม่ โดยรายละเอียดจะกล่าวถึงต่อไปในบทที่ 4

บทที่ 3

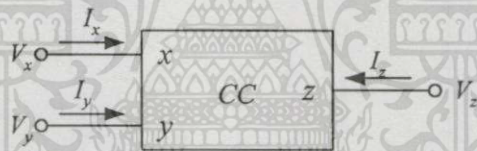
วงจรสายพานกระแสที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

3.1 กล่าวนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและการประยุกต์ใช้งานวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบแอกทีฟอันดับหนึ่ง โดยใช้วงจรสายพานกระแสที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ดังนั้นเพื่อให้ง่ายในการทำความเข้าใจในหลักการของวงจรที่จะนำเสนอต่อไป ในบทนี้จะได้กล่าวถึงโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรสายพานกระแสพอเป็นสังเขป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.2 วงจรสายพานกระแส (current conveyor)

วงจรสายพานกระแส (current conveyor) ถูกนำเสนอขึ้นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย A. Sedra และ K. C. Smith [23] ด้วยแนวคิดที่ว่ากระแสสามารถถูกถ่ายโอนระหว่างสองพอร์ตที่มีระดับอิมพีแดนซ์แตกต่างกันมาก ๆ ได้ โดยมีสัญลักษณ์ดังแสดงในรูปที่ 3.1



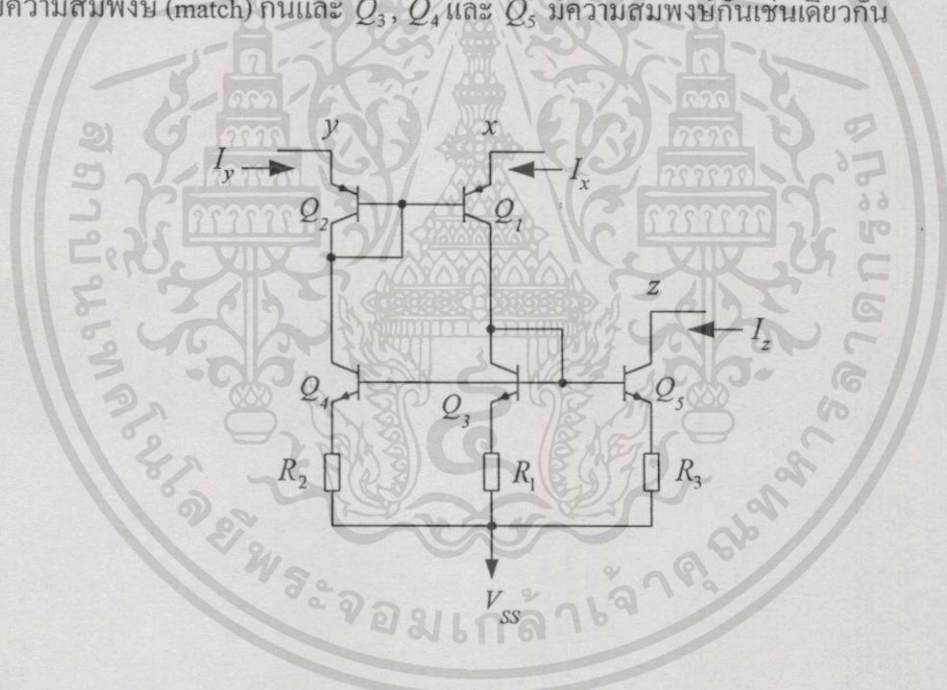
รูปที่ 3.1 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส

จะเห็นว่าวงจรสายพานกระแสเป็นอุปกรณ์ที่มี 3 พอร์ต ซึ่งมีอินพุตเป็นพอร์ต x และพอร์ต y ส่วนพอร์ต z ที่เหลือเป็นพอร์ตเอาต์พุต โดยมีคุณสมบัติที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่พอร์ตต่าง ๆ อธิบายได้ดังนี้ คือ ถ้าป้อนแรงดันให้ที่พอร์ต y จะทำให้เกิดแรงดันค่าเดียวกันที่พอร์ต x และกระแสที่ป้อนให้พอร์ต x จะทำให้เกิดกระแสค่าเดียวกันที่พอร์ต y นอกจากนี้ยังถูกถ่ายโอนไปที่พอร์ต z ซึ่งเป็นพอร์ตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาออกสูงอีกด้วย ยิ่งกว่านั้นแรงดันที่พอร์ต x ซึ่งถูกกำหนดด้วยแรงดันที่พอร์ต y จะมีความเป็นอิสระจากกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x ในทำนองเดียวกันกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต y ซึ่งถูกกำหนดด้วยกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x จะมีความเป็นอิสระจากแรงดันที่พอร์ต y ด้วย ซึ่งจากความสัมพันธ์ดังกล่าวนี้สามารถแทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ในรูปของเมตริกซ์แบบไฮบริด (hybrid) เป็น

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

โดยวงจรสายพานกระแสที่มีคุณสมบัติตามสมการที่ (3.1) นี้เรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor :CCI) ซึ่งเมื่อพารามิเตอร์ h_{32} มีเครื่องหมายบวก (+) แสดงว่ากระแสที่ไหลผ่านพอร์ต z มีทิศทางเดียวกับกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x จะเรียกวงจรสายพานกระแสแบบนี้ว่าวงจรสายพานกระแสแบบบวก แทนด้วย CCI+ และเมื่อพารามิเตอร์ h_{32} มีเครื่องหมายลบ (-) แสดงว่ากระแสที่ไหลผ่านพอร์ต z มีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x ซึ่งจะเรียกวงจรสายพานกระแสแบบนี้ว่าวงจรสายพานกระแสแบบลบ แทนด้วย CCI-

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งแบบพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 3.2 โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าอัตราขยายเบสรวมที่สูงมาก และตัวต้านทานทุกตัวมีค่าเท่ากัน เมื่อกำหนดให้ Q_1 และ Q_2 มีความสมพงษ์ (match) กันและ Q_3, Q_4 และ Q_5 มีความสมพงษ์กันเช่นเดียวกัน



รูปที่ 3.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งแบบพื้นฐาน

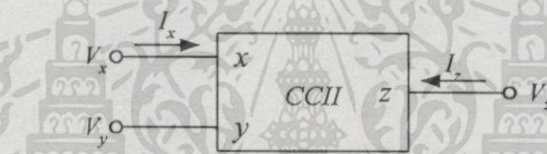
เนื่องจาก Q_3, Q_4 และ Q_5 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) ที่มีสองเอาต์พุต [11] ซึ่งจะทำให้กระแสที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากัน ส่งผลให้ Q_1 และ Q_2 มีแรงดัน V_{BE} เท่ากัน นั่นคือ กระแสที่พอร์ต x พอร์ต y และพอร์ต z มีค่าเท่ากัน และแรงดันที่พอร์ต x เท่ากับแรงดันที่พอร์ต y ด้วย

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้มากมาย เช่น ใช้เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส วงจรเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเพื่อให้เอาต์พุตเป็นกระแส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และวงจรเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์เป็นค่าลบ (negative impedance converter :NIC) เป็นต้น โดยจะพบว่าวงจรที่อาศัยวงจรสายพานกระแสนี้เป็นอุปกรณ์หลักมีข้อเด่น คือมีอัตราขยาย และแบนด์วิดท์เหนือกว่าวงจรที่ใช้ฮอปแอมป์ จากข้อเด่นดังกล่าวนี้เป็นสาเหตุทำให้เกิดการปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายมากขึ้น ดังจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

3.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor)

เพื่อเพิ่มความหลากหลายในการประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแส ในปี ค.ศ. 1970 A. Sedra และ K. C. Smith [24] จึงได้ปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งด้วยการเพิ่มเงื่อนไขไม่ให้มีกระแสไหลเข้าพอร์ต y เพิ่มเข้าไปอีก และเรียกชื่อวงจรสายพานกระแสที่ได้ปรับปรุงขึ้นมาใหม่นี้ว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง มีสัญลักษณ์ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

คุณสมบัติของวงจรมีความสัมพันธ์ที่แทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ในรูปของเมตริกซ์เป็น

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) จะเห็นว่าพอร์ต y มีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นอนันต์ ส่วนแรงดันที่พอร์ต x จะตามค่าแรงดันที่พอร์ต y นั่นคือ พอร์ต x มีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นศูนย์ นอกจากนี้กระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x จะถูกลำเลียงไปยังพอร์ต z ซึ่งเป็นพอร์ตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ขาออกสูง ในทำนองเดียวกับ CCI ในกรณีที่กระแสที่ไหลผ่านพอร์ต z มีทิศทางเดียวกับกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x จะเรียกวงจรสายพานกระแสที่ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก แทนด้วย CCII+ และในกรณีที่กระแสที่ไหลผ่านพอร์ต z มีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x จะเรียกวงจรสายพานกระแสแบบนี้ว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบลบ แทนด้วย CCII-

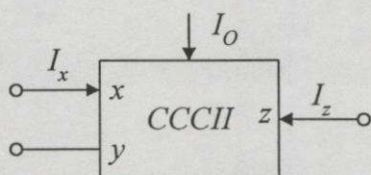
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติของ CCII ดังกล่าวข้างต้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างมากมายทั้งในโหมดแรงดันและโหมคระแสเป็นต้นว่านำไปสร้างเป็นวงจรแหล่งจ่ายแบบควบคุมได้ วงจรเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ วงจรไจเรเตอร์ วงจรขยาย วงจรกรองแบบแอกทีฟ วงจรกำเนิดสัญญาณ และวงจรประมวลผลสัญญาณทางอนาลอกต่าง ๆ [24-25]

สำหรับโครงสร้างของวงจร CCII นั้น มีผู้คิดค้นขึ้นมาหลายรูปแบบเป็นต้นว่า ในปี ค.ศ. 1971 Black และคณะ ได้นำเสนอวงจร CCII ที่ประกอบขึ้นจากกลุ่มของออปแอมป์ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์ ต่อมาในปี ค.ศ. 1978 Bakhtiar และคณะ ก็ได้นำเสนอวงจร CCII ที่ประกอบขึ้นจากกลุ่มของออปแอมป์ซึ่งต่อร่วมกับกลุ่มของตัวต้านทานที่มีความสมพียงกัน นอกจากนี้ในปี ค.ศ. 1980 Senani และ Huertas ก็ได้นำเสนอวงจร CCII ที่ประกอบขึ้นจากออปแอมป์ต่อร่วมกับ OTA (operational transconductance amplifier) และในปี ค.ศ. 1984 Wilson ได้นำเสนอวงจร CCII ที่ประกอบขึ้นจากออปแอมป์ต่อร่วมกับตัวสะท้อนกระแสโดยวงจรเหล่านี้มีข้อดีคือแบนด์วิดท์ถูกจำกัดอยู่ที่เพียงไม่กี่เมกะเฮิรตซ์เท่านั้น และมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟ และแอกทีฟจำนวนมา นอกจากนี้ยังสิ้นเปลืองกำลังอย่างมากไปกับตัวออปแอมป์อีกด้วย [25] อย่างไรก็ตามสามารถลดปัญหาเหล่านี้ได้โดยวงจร CCII ที่นำเสนอโดย A. Fabre ในปี ค.ศ. 1985 ซึ่งมีโครงสร้างของวงจรประกอบขึ้นจากวงปิดแบบทรานสลิเนียร์ (translinear loop) และวงจรสะท้อนกระแส [26] ถึงแม้ว่าวงจร CCII รูปแบบนี้จะมีข้อเด่นคือ มีแบนด์วิดท์กว้างมาก และต้องการอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟน้อย แต่มีข้อด้อยที่สำคัญคือ ในกรณีที่กระแสไบอัสมีค่าต่ำจะทำให้เกิดความต้านทานแฝง (parasitic resistance) ขึ้นระหว่างพอร์ต x และพอร์ต y ซึ่งจะมีผลทำให้วงจรทำงานผิดพลาดได้ เมื่อมีตัวต้านทานหรือตัวเก็บประจุมาต่อเป็นโหลดอยู่ที่พอร์ต x

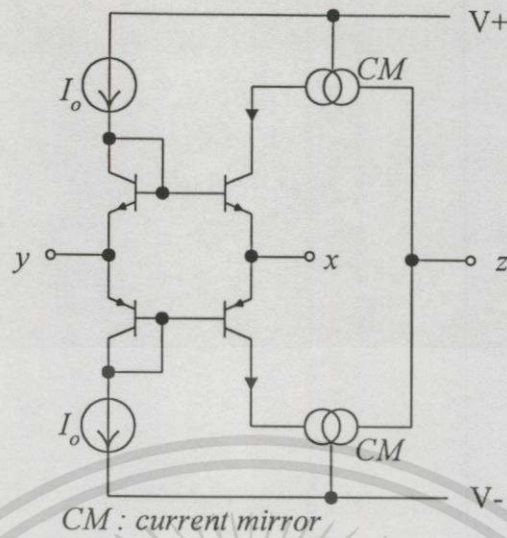
3.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor)

เมื่อ A. Fabre ได้สังเกตเห็นถึงข้อดีของความต้านทานภายในที่พอร์ต x ของวงจร translinear CCII จึงได้นำเสนอแนวความคิดนี้ โดยเรียกวงจรชนิดนี้ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) [20-21] มีสัญลักษณ์ดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยมีโครงสร้างของวงจรรูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างพอร์ตแทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ในรูปของเมตริกซ์เป็น

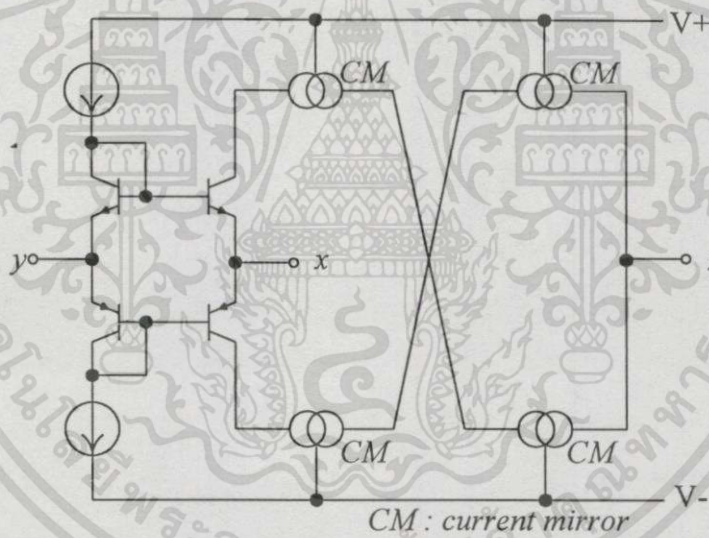


รูปที่ 3.4 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของวงจร CCCII แบบบวก (CCCII+)



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของวงจร CCCII แบบลบ (CCCII-)

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) พบว่าวงจร CCCII มีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจร CCII คือพอร์ต y มีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นอนันต์ และพอร์ต z มีอิมพีแดนซ์ขาออกสูง กระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x ถูกลำเลียงไปยังพอร์ต z ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต z นี้จะมีทิศทางเดียวกับกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่เป็นวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก (CCCII+) และมีทิศทางตรงกันข้ามกันในกรณีที่เป็นวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ (CCCII-) ส่วนคุณสมบัติที่ต่างจากวงจร CCII คือ ที่พอร์ต x ของวงจร CCCII จะมีตัวต้านทานภายในแฝงอยู่ และที่น่าสนใจคือตัวต้านทานภายในนี้มีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสของวงจร ดังรายละเอียดในหัวข้อการวิเคราะห์ห้วงจร CCCII

เพื่อเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ห้วงจร CCCII จึงต้องกล่าวถึงหลักการพื้นฐานที่เป็นส่วนสำคัญในวงจร CCCII คือ หลักการทรานสลิเนียร์ และวงจรสะท้อนกระแสก่อนการวิเคราะห์ห้วงจรที่ใช้งานจริง

3.5 หลักการทรานสลิเนียร์ [27]

คำว่า ทรานสลิเนียร์ เป็นคำย่อมาจากการที่หลักการนี้อาศัยความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่าทรานสคอนดักแตนซ์กับกระแส (transconductance linear with current) กล่าวคือ วงจรทรานสลิเนียร์เป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติของความสัมพันธ์แสดงในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (3.4)

$$G = \frac{dI}{dV} = aI \quad (3.4)$$

หรือจัดรูปสมการได้เป็น

$$\frac{1}{I} dI = a dV \quad (3.5)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตสมการที่ (3.5) จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \int \frac{1}{I} dI &= \int a dV \\ \ln I &= aV + c \\ I &= be^{aV} \end{aligned} \quad (3.6)$$

ดังนั้นอุปกรณ์ที่นำมาต่อในวงจรทรานสลิเนียร์จะต้องมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันดังสมการที่ (3.6) โดยอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวและเป็นที่ยอมรับอย่างกว้างขวางคือ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) และแรงดันที่ตกคร่อมเบส อิมิตเตอร์ (V_{BE}) เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_C = I_S (e^{V_{BE}/V_T} - 1)$$

หรือ

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} + 1 \right) \quad (3.7)$$

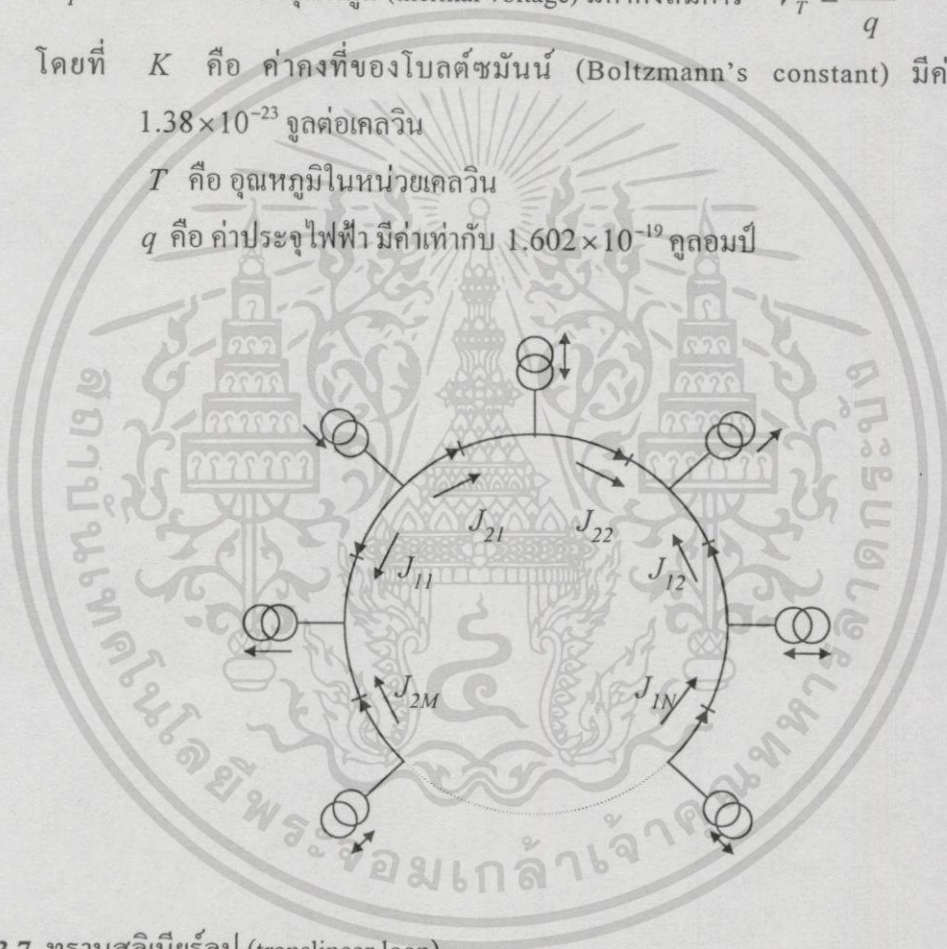
โดยที่ I_S คือ กระแสอิ่มตัว (saturation current) มีค่าคงที่ขึ้นอยู่กับพื้นที่อิมิตอร์ของทรานซิสเตอร์

V_T คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิตัว (thermal voltage) มีค่าคงที่สมการ $V_T = \frac{KT}{q}$

โดยที่ K คือ ค่าคงที่ของโบลต์ซมันน์ (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} จูลต่อเคลวิน

T คือ อุณหภูมิในหน่วยเคลวิน

q คือ ค่าประจุไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} คูตอมป์



รูปที่ 3.7 ทรานสลิเนียร์ลูป (translinear loop)

การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรทรานสลิเนียร์สามารถทำได้โดยการวิเคราะห์อุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ในลักษณะเดียวกับสมการที่ (3.5) ที่เรียงต่อกันในลักษณะลูป (loop) ที่ใช้ไดโอดเป็นอุปกรณ์ทรานสลิเนียร์โดยในลูปมีไดโอดที่มีรอยต่อพีเอ็นในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา เป็นจำนวน M และ N ตัวตามลำดับ ดังรูปที่ 3.7 สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของกระแสผ่านไดโอดคือ

$$J = J_s (e^{V/N\tau} - 1) \quad (3.8)$$

โดยที่ J คือ ความหนาแน่นกระแส และ J_s คือ ความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของไดโอดตามสมการที่ (3.8) เมื่อพิจารณาแรงดันรอบทรานสลิเนียร์รูปในรูปที่ 3.7 จะพบว่า

$$\sum_{n=1}^N V_{T1n} \ln \left(\frac{J_{1n}}{J_{S1n}} + 1 \right) - \sum_{m=1}^M V_{T2m} \ln \left(\frac{J_{2m}}{J_{S2m}} + 1 \right) = 0 \quad (3.9)$$

เมื่ออุปกรณ์ทั้งหมดถูกสร้างขึ้นจากกระบวนการเดียวกันในเวลาทีพร้อมกัน ทำงาน ณ อุณหภูมิเดียวกัน และ J_s ของอุปกรณ์มีค่าน้อยกว่า J มาก ๆ จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.9) จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N \ln \left(\frac{J_{1n}}{J_{S1n}} \right) - \sum_{m=1}^M \ln \left(\frac{J_{2m}}{J_{S2m}} \right) &= 0 \\ \frac{\prod_{n=1}^N J_{1n}}{\prod_{n=1}^N J_{S1n}} &= \frac{\prod_{m=1}^M J_{2m}}{\prod_{m=1}^M J_{S2m}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

หากอุปกรณ์ที่ต่อในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา มีจำนวนเท่ากับอุปกรณ์ที่ต่อในทิศทางตามเข็มนาฬิกา ($N = M$) ผลคูณของความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวทั้งสองข้างของสมการจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นจากสมการที่ (3.10) จะได้ว่า

$$\prod_{n=1}^N J_{1n} = \prod_{m=1}^M J_{2m} \quad (3.11)$$

หรือแสดงเป็นสมการในรูปทั่วไประหว่างกระแสกับพื้นที่ของอุปกรณ์จะแสดงได้ดังนี้

$$\prod_{n=1}^N \frac{I_{1n}}{A_{1n}} = \prod_{m=1}^M \frac{I_{2m}}{A_{2m}}$$

หรือ

$$\prod_{n=1}^N I_{1n} = \lambda \prod_{m=1}^M I_{2m} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยที่ } \lambda = \frac{\prod_{n=1}^N A_{1n}}{\prod_{m=1}^N A_{2m}}$$

จากสมการที่ (3.12) สรุปได้ว่า ผลคูณของความหนาแน่นกระแสของอุปกรณ์ในทิศทางตามเข็มนาฬิกามีค่าเท่ากับผลคูณของความหนาแน่นกระแสของอุปกรณ์ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา โดยไม่ขึ้นอยู่กับอิทธิพลของอุณหภูมิ แต่อย่างไรก็ตามหลักการทรานสลิเนียร์ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขดังต่อไปนี้

1. อุปกรณ์ที่ประกอบในรูปของวงจรทรานสลิเนียร์จะต้องมีความสัมพันธ์ดังนี้

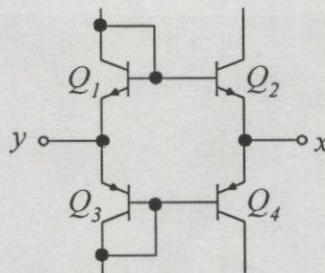
$$V = V_T \ln \left(\frac{J}{J_S} + 1 \right)$$

หรือ

$$J = J_S (e^{V/V_T} - 1)$$

2. ความหนาแน่นกระแส J จะต้องมีความมากกว่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว J_S มากๆ เพื่อที่จะสามารถละทิ้งค่า 1 ในพจน์ของลอการิทึมได้
3. ในรูปของวงจรจะต้องประกอบด้วยอุปกรณ์เป็นจำนวนคู่ โดยมีอุปกรณ์ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา และในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจำนวนเท่ากัน
4. ความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวของอุปกรณ์จะต้องมีค่าเท่ากันเป็นคู่ ๆ ระหว่างอุปกรณ์ที่ต่อในทิศตรงกันข้ามกัน
5. อุปกรณ์ทุกตัวในรูปทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน

จากหลักการนี้ เมื่อนำมาวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของวงจร CCCII ในส่วนที่เป็นวงจรทรานสลิเนียร์ ซึ่งมีลักษณะเป็นรูปดังแสดงในรูปที่ 3.8 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสตามสมการที่ (3.13)



รูปที่ 3.8 วงจรทรานสลิเนียร์ที่ประกอบในวงจร CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J_{C2}J_{C4} = J_{C1}J_{C3}$$

$$\frac{I_{C2}I_{C4}}{A_2A_4} = \frac{I_{C1}I_{C3}}{A_1A_3} \quad (3.13)$$

ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่มีพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบ NPN เท่ากับพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบ PNP ทั้งสองคู่ จะได้ว่า

$$I_{C2}I_{C4} = I_{C1}I_{C3} \quad (3.14)$$

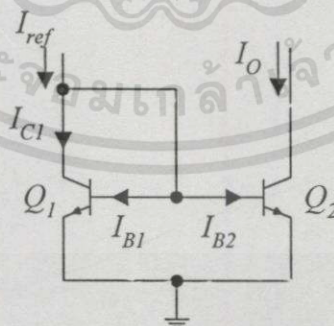
โดยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.14) นี้ จะได้นำไปใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจร CCCII ในหัวข้อ 3.7 ต่อไป

3.6 วงจรสะท้อนกระแส

สำหรับวงจรสะท้อนกระแสนั้น กระแสอ้างอิงในสาขา (branch) หนึ่งจะถูกสร้างขึ้นใหม่หรือสะท้อนไปยังสาขาอื่น ๆ โดยกระแสที่ถูกสะท้อนมาหรือกระแสเอาต์พุตจะมีความสัมพันธ์กับกระแสอินพุตอย่างคงที่ โดยไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันเอาต์พุต แหล่งจ่ายกำลังและอุณหภูมิ

ในหัวข้อนี้จะยกตัวอย่างวงจรสะท้อนกระแสสองวงจร คือ

3.6.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว หรือวงจรสะท้อนกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นแบบที่ประกอบอยู่ในวงจร CCCII ทั่วไป มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวสมพียงกัน จากสมการกระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ $I_C = I_S(e^{V_{BE}/V_T} - 1)$ เมื่อ $V_{BE1} = V_{BE2}$ จะได้ว่า

$$I_{C1} = I_{C2}$$

หรือ

$$I_O = I_{C1} \quad (3.15)$$

จากรูปที่ 3.9 พบว่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเป็น

$$I_{C1} = I_{ref} - I_{B1} - I_{B2} \quad (3.16)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.15) ลงในสมการที่ (3.16) จะได้

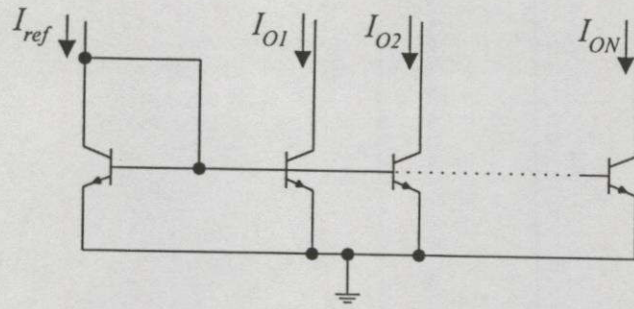
$$\begin{aligned} I_O &= I_{ref} - \frac{I_O}{\beta} - \frac{I_O}{\beta} \\ I_O &= \frac{I_{ref}}{(1 + 2/\beta)} \\ &= \left(\frac{\beta}{\beta + 2} \right) I_{ref} \end{aligned} \quad (3.17)$$

โดยที่ β คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ (I_C/I_B) ถ้า $\beta \gg 1$ จะได้ว่า

$$I_O \approx I_{ref} \quad (3.18)$$

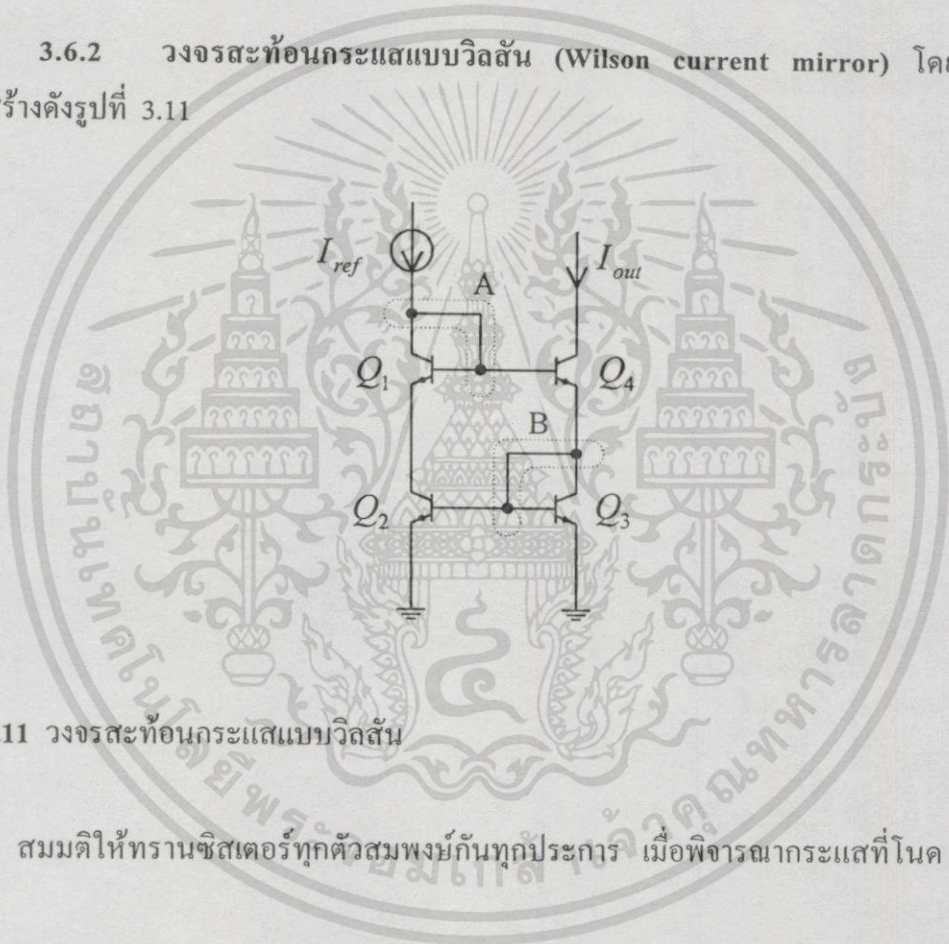
สำหรับกรณีที่ต้องการสะท้อนกระแสออกมาหลายเอาต์พุตสามารถทำได้โดยต่อวงจรดังรูปที่ 3.10 ซึ่งในกรณีนี้ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพียงกันจะได้กระแสเอาต์พุตดังนี้

$$I_{O1} = I_{O2} = \dots = I_{ON} = \frac{I_{ref}}{\left(1 + \frac{N+1}{\beta} \right)} \quad (3.19)$$



รูปที่ 3.10 วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายเอาต์พุต

3.6.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson current mirror) โดยวงจรมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กันทุกประการ เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด A จะพบว่า

$$\begin{aligned}
 I_{ref} &= I_{C1} + I_{B1} + I_{B4} \\
 &= I_{E1} + I_{B4} \\
 I_{ref} &= I_{E1} + \frac{I_{out}}{\beta}
 \end{aligned}
 \tag{3.20}$$

จากรูปที่ 3.11 พบว่า

$$I_{E1} = I_{C2}
 \tag{3.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $V_{BE3} = V_{BE2}$ จะทำให้

$$I_{C2} = I_{C3} \quad (3.22)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.21) และสมการที่ (3.22) จะได้ว่า

$$I_{E1} = I_{C3} \quad (3.23)$$

เมื่อพิจารณากระแสที่โหนด B จะพบว่า

$$\begin{aligned} I_{C3} &= I_{E4} - I_{B2} - I_{B3} \\ &= I_{E4} - \frac{I_{C2}}{\beta} - \frac{I_{C3}}{\beta} \end{aligned} \quad (3.24)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.22) และสมการที่ (3.23) ลงในสมการที่ (3.24) จะได้

$$\begin{aligned} I_{E1} &= I_{E4} - \frac{2I_{E1}}{\beta} \\ I_{E1} &= \left(\frac{\beta}{\beta+2} \right) I_{E4} \end{aligned} \quad (3.25)$$

จาก $I_{out} = I_{C4}$ ดังนั้น

$$I_{E1} = \left(\frac{\beta}{\beta+2} \right) \left(\frac{\beta+1}{\beta} \right) I_{out} \quad (3.26)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.26) ลงในสมการที่ (3.20) จะได้ผลลัพธ์คือ

$$I_{ref} = \left(\frac{\beta}{\beta+2} \right) \left(\frac{\beta+1}{\beta} \right) I_{out} + \frac{I_{out}}{\beta}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 I_{out} &= \left(\frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right) I_{ref} \\
 &= \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right) I_{ref}
 \end{aligned}
 \tag{3.27}$$

เมื่อใช้ $\beta \gg 1$ จะทำให้สามารถประมาณสมการได้เป็น

$$I_{out} \approx I_{ref} \tag{3.28}$$

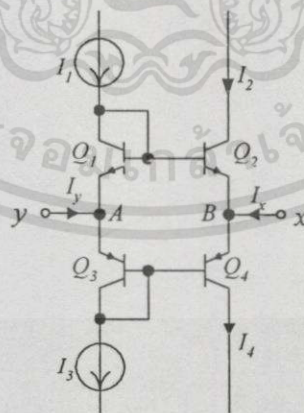
จากสมการที่ (3.17) และสมการที่ (3.27) พบว่าในกรณีที่ทรานซิสเตอร์มีค่า β เท่ากันวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันจะมีความแม่นยำมากกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว

3.7 การวิเคราะห์ห้วงจร CCCII

เพื่ออำนวยความสะดวกเข้าใจจึงได้แบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วนคือ การวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต x และการทำงานของวงจร CCCII

3.7.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต x

พิจารณาวงปิดแบบทรานสลิเนียร์ในรูปที่ 3.12 เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กัน และมีอัตราขยายกระแส $\beta \gg 1$ จากความสัมพันธ์แบบทรานสลิเนียร์ (translinear) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ดังนี้



รูปที่ 3.12 วงปิดแบบทรานสลิเนียร์

$$I_2 I_4 = I_1 I_3 \tag{3.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_3 = I_O$ จะเห็นว่า $I_y = 0$ นั้นแสดงว่าที่พอร์ต y มีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นอนันต์ และจากสมการที่ (3.29) จะได้ว่า

$$I_O^2 = I_2 I_4 \quad (3.30)$$

จัดรูปสมการที่ (3.30) ใหม่จะได้เป็น

$$I_4 = \frac{I_O^2}{I_2} \quad (3.31)$$

ที่พอร์ต x เนื่องจาก $I_x = I_4 - I_2$ จากสมการที่ (3.31) จะได้ว่า

$$I_x = \frac{I_O^2}{I_2} - I_2 \quad (3.32)$$

จากรูปที่ 3.12 พบว่ามีแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของ Q_2 เป็น

$$V_{BE2} = V_{BE1} - V_{xy} \quad (3.33)$$

จากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะได้ว่า $V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right)$ แทนค่าลงในสมการที่ (3.33) จะได้ว่า

$$V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) - V_{xy} \quad (3.34)$$

จากสมการที่ (3.34) จะได้กระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์ของ Q_2 เป็น

$$\begin{aligned} I_2 &= I_S e^{V_{BE2}/V_T} \\ &= I_S e^{\frac{V_T \ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) - V_{xy}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) - \frac{V_{xy}}{V_T}} \end{aligned}$$

นั่นคือ

$$I_{C2} = I_0 e^{-V_{xy}/V_T} \quad (3.35)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.35) แทนลงในสมการที่ (3.31) จะได้

$$\begin{aligned} I_x &= \frac{I_0^2}{I_0 e^{-V_{xy}/V_T}} - I_0 e^{-V_{xy}/V_T} \\ &= I_0 e^{V_{xy}/V_T} - I_0 e^{-V_{xy}/V_T} \\ &= 2I_0 \left(\frac{e^{V_{xy}/V_T} - e^{-V_{xy}/V_T}}{2} \right) \end{aligned}$$

นั่นคือ

$$I_x = 2I_0 \sinh\left(\frac{V_{xy}}{V_T}\right) \quad (3.36)$$

เนื่องจาก $\sinh\left(\frac{V_{xy}}{V_T}\right) \approx \frac{V_{xy}}{V_T}$ เมื่อ $V_{xy} \ll V_T$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.36) จะกลายเป็น

$$I_x = 2I_0 \frac{V_{xy}}{V_T} \quad (3.37)$$

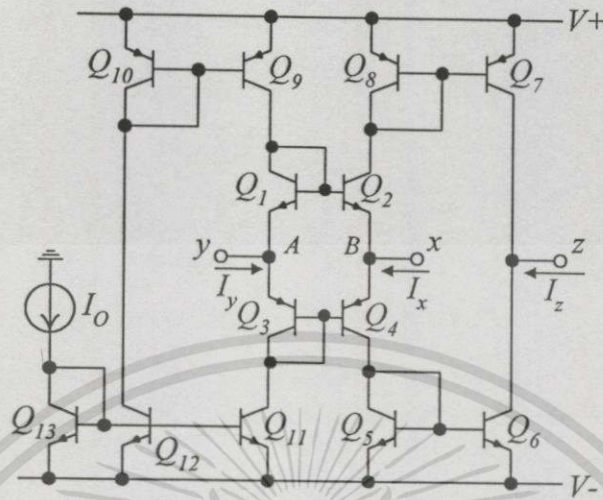
ถ้ากำหนดให้ $R_x = \frac{V_{xy}}{I_x}$ เป็นค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต x จากสมการที่ (3.37)

พบว่า

$$R_x = \frac{V_T}{2I_0} \quad (3.38)$$

จากสมการที่ (3.38) จะเห็นว่า ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต x ขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสของวงจร ซึ่งคุณสมบัตินี้เป็นข้อเด่นที่ทำให้วงจรที่ประยุกต์ใช้วงจรร CCCII สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้

3.7.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร CCCII



รูปที่ 3.13 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กัน และมีอัตราขยายกระแส $\beta \gg 1$ การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้คือ ที่จุด A มีความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$\begin{aligned} I_y &= -I_{C1} + I_{C3} \\ I_y &= -I_{C9} + I_{C11} \end{aligned} \tag{3.39}$$

เนื่องจาก $Q_9 - Q_{13}$ ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแส จะได้ว่า

$$I_{C9} = I_{C10} = I_{C11} = I_{C12} = I_o \tag{3.40}$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.40) ลงในสมการที่ (3.39) จะพบว่า

$$I_y = 0 \tag{3.41}$$

จากสมการที่ (3.41) จะเห็นว่าไม่มีกระแสไหลเข้าพอร์ต y นั่นคือ พอร์ต y มีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นอนันต์

ส่วน $Q_1 - Q_4$ ประกอบกันเป็นวงปิดแบบทรานสลิเนียร์ จากการวิเคราะห์ในหัวข้อ 3.7.1 พบว่า

$$R_x = \frac{V_{xy}}{I_x} = \frac{V_T}{2I_0}$$

ดังนั้น

$$V_x = V_y + I_x R_x \quad (3.42)$$

โดยที่ $R_x = \frac{V_T}{2I_0}$ นั่นคือ ความต้านทานที่พอร์ต x ขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส I_0

สำหรับการลำเลียงกระแสจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต z นั้น เนื่องจากที่พอร์ต x มีความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$I_{C4} = I_x + I_{C2} \quad (3.43)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.43) ในสมการที่ (3.30) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_0^2 &= (I_x + I_{C2}) I_{C2} \\ I_{C2}^2 + I_x I_{C2} - I_0^2 &= 0 \end{aligned}$$

นั่นคือ

$$I_{C2} = \frac{-I_x + \sqrt{I_x^2 + 4I_0^2}}{2} \quad (3.44)$$

เมื่อกำหนดให้ $I_x \ll 2I_0$ จากสมการที่ (3.44) จะได้

$$I_{C2} = I_0 - \frac{I_x}{2} \quad (3.45)$$

และเมื่อแทนสมการที่ (3.45) ลงในสมการที่ (3.43) จะได้ผลลัพธ์คือ

$$I_{C4} = I_0 + \frac{I_x}{2} \quad (3.46)$$

เนื่องจาก $Q_5 - Q_6$ และ $Q_7 - Q_8$ ประกอบกันเป็นวงจรสะท้อนกระแส เป็นผลให้ $I_{C6} = I_{C4}$ และ $I_{C7} = I_{C2}$ นอกจากนี้ที่พอร์ต z พบว่า

$$\begin{aligned} I_z &= I_{C6} - I_{C7} \\ &= I_{C4} - I_{C2} \end{aligned} \quad (3.47)$$

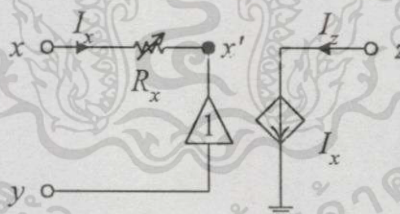
เมื่ออาศัยสมการที่ (3.45) และสมการที่ (3.46) จะได้

$$I_z = I_x \quad (3.48)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (3.41) สมการที่ (3.42) และสมการที่ (3.48) จะสามารถจัดคุณสมบัติของวงจร CCCII+ ให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์เป็น

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

ซึ่งจากสมการที่ (3.49) นี้เราสามารถแทนวงจร CCCII+ ด้วยวงจรเทียบเท่า ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรเทียบเท่าของวงจร CCCII+

จากรูปที่ 3.14 ถ้าพิจารณาคุณสมบัติของวงจร CCCII ที่จุด x' พอร์ต y และพอร์ต z จะพบว่า

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_{x'} \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_{x'} \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากสมการที่ (3.50) จะเห็นว่าคุณสมบัติดังกล่าวเป็นคุณสมบัติของวงจร CCII+ นั้นเอง

สำหรับวงจร CCCII- นั้นมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.15 ซึ่งวิเคราะห์ได้ทำนองเดียวกับวงจร CCCII+ โดยการลำเลียงกระแสจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต z แสดงได้ดังนี้

เนื่องจาก $Q_5 - Q_6, Q_7 - Q_8, Q_{14} - Q_{15}$ และ $Q_{16} - Q_{17}$ ประกอบกันเป็นวงจรสะท้อนกระแสทำให้ $I_{C16} = I_{C6} = I_{C4}$ และ $I_{C15} = I_{C7} = I_{C2}$ และที่พอร์ต z พบว่า

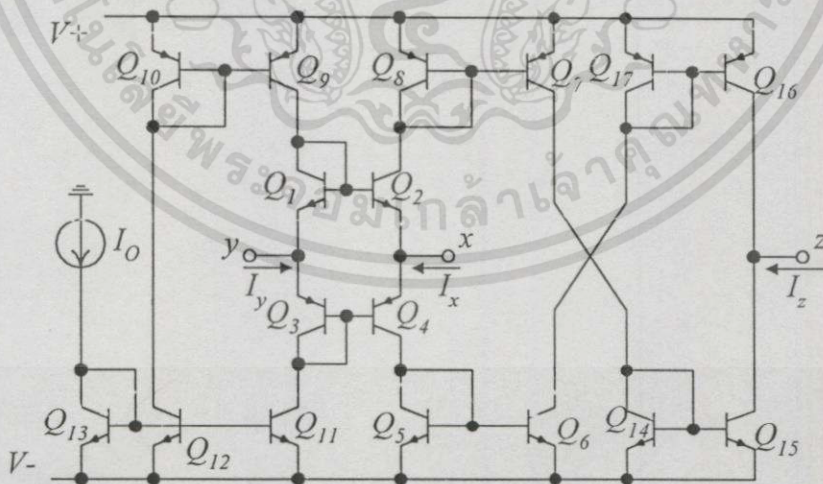
$$\begin{aligned} I_z &= I_{C15} - I_{C16} \\ &= I_{C2} - I_{C4} \end{aligned} \quad (3.51)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.45) และสมการที่ (3.46) ลงในสมการที่ (3.51) จะได้

$$I_z = -I_x \quad (3.52)$$

ดังนั้นวงจร CCCII- จะมีคุณสมบัติในรูปของเมทริกซ์ที่เขียนได้ดังสมการที่ (3.53)

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.53)$$



รูปที่ 3.15 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบลบ (CCCII-)

จากจุดเด่นของวงจร CCCII ก็สามารถปรับค่า R_x ได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจรดังกล่าวข้างต้น ดังนั้นในบทต่อไปจะนำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจร CCCII โดยนำคุณสมบัติเด่นข้อนี้มาใช้ เพื่อลดข้อด้อยของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ดังกล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ซึ่งมีรายละเอียดดังที่จะกล่าวถึงต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

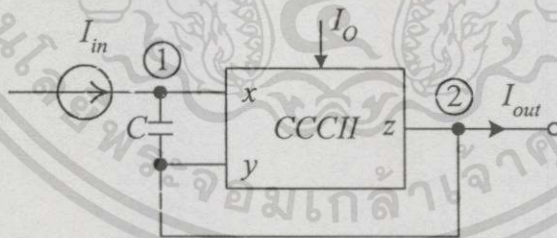
วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่สามารถปรับค่าได้ ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

4.1 กล่าวนำ

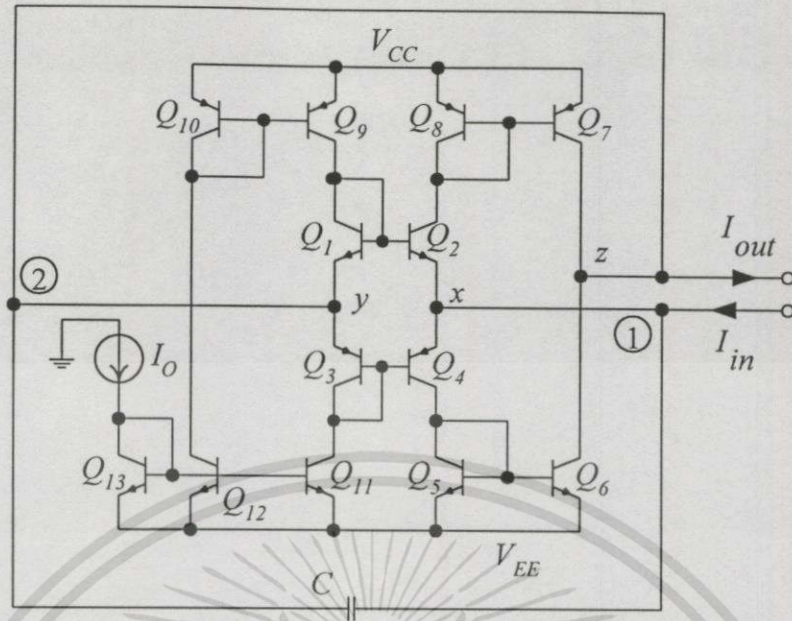
เพื่อลดข้อด้อยของวงจรกรองผ่านทุกความถี่คั้งที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ในบทนี้จึงนำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบใหม่ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยเป็นการประยุกต์ใช้วงจร CCCII เนื้อหาภายในบทประกอบด้วยหัวข้อที่สำคัญคือ หลักการออกแบบวงจร การศึกษาผลกระทบในกรณีที่วงจร CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ตัวอย่างการชดเชยอณูหภูมิ การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองวงจรจริง โดยรายละเอียดจะกล่าวต่อไป

4.2 หลักการออกแบบวงจร [28]

วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ประกอบขึ้นจากวงจร CCCII หนึ่งตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุอีกเพียงหนึ่งตัวเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 4.1 และมีโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่นำเสนอ



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ

ซึ่งจากรูปที่ 4.1 สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุต I_{in} และกระแสเอาต์พุต I_{out} ได้ ดังนี้คือ ที่ โหนด 1 จะได้ว่า

$$I_{in} = I_C + I_x \tag{4.1}$$

และ ที่ โหนด 2 จะได้ว่า

$$I_C = I_y + I_z + I_{out} \tag{4.2}$$

จากสมการนี้เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจร CCCII+ จะได้ว่า

$$I_{out} = I_C - I_x \tag{4.3}$$

เนื่องจาก $I_C = (V_x - V_y) sC$ และ $I_x = \frac{V_x - V_y}{R_x}$ เมื่อนำไปแทนในสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.3) จะได้ว่า

$$I_{in} = \left(sC + \frac{1}{R_x} \right) (V_x - V_y) \tag{4.4}$$

$$I_{out} = \left(sC - \frac{1}{R_x} \right) (V_x - V_y) \quad (4.5)$$

นั่นคือ จากสมการที่ (4.4) และสมการที่ (4.5) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบใหม่ที่น่าเสนอตามรูปที่ 4.1 เป็น

$$H(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = -\frac{1 - sCR_x}{1 + sCR_x} \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.6) เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้ว่า

$$H(\omega) = -\frac{1 - j\omega CR_x}{1 + j\omega CR_x} \quad (4.7)$$

นั่นคือ

$$|H(\omega)| = 1 \quad (4.8)$$

และ

$$\angle H(\omega) = \phi(\omega) = \pi - 2 \tan^{-1}(\omega CR_x) \quad (4.9)$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจร CCCII จากสมการที่ (4.9) จะได้ว่า

$$\phi(f) = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\pi f C V_T}{2 I_o} \right) \quad (4.10)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.8) และสมการที่ (4.10) สรุปได้ว่า วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งตามรูปที่ 4.1 ที่นำเสนอ นั้น มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง และสามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสของกระแสอินพุตได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII

4.3 ผลกระทบในกรณีที่วงจร CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นการวิเคราะห์ห้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่น่าเสนอในกรณีที่วงจร CCCII มีคุณสมบัติตามอุดมคติ ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบต่อวงจรจากกรณีที่วงจร CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยพิจารณาว่าวงจร CCCII มีความคลาดเคลื่อนไปดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ K_v & R_x & 0 \\ 0 & K_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

โดยที่ $K_v = 1 - \varepsilon_v$ และ $K_i = 1 - \varepsilon_i$ เมื่อ ε_v และ ε_i เป็นค่าความคาดเคลื่อนของการตามแรงดัน และกระแสของวงจร CCCII เพื่อความสะดวกในการพิจารณา จากสมการที่ (4.11) ได้แยกการวิเคราะห์เป็นสองกรณีคือ

4.3.1 กรณีที่ 1 เมื่อ $K_v \neq 1$ โดยที่ $K_i = 1$ จากสมการที่ (4.11) จะได้ว่า

$$I_x = \frac{(V_x - K_v V_y)}{R_x} \quad (4.12)$$

เมื่อแทนสมการที่ (4.12) ลงในสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) จะได้

$$I_{in} = (V_x - V_y) sC + \frac{(V_x - K_v V_y)}{R_x} \quad (4.13)$$

$$I_{out} = (V_x - V_y) sC - \frac{(V_x - K_v V_y)}{R_x} \quad (4.14)$$

นั่นคือ จากสมการที่ (4.13) และสมการที่ (4.14) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งวงจร CCCII มีค่าความคาดเคลื่อนกรณีที่ 1 เป็น

$$H(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(V_x - V_y) sC R_x - (V_x - K_v V_y)}{(V_x - V_y) sC R_x + (V_x - K_v V_y)} \quad (4.15)$$

เมื่อแทน $s = j\omega$ จากสมการที่ (4.15) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} |H(\omega)| &= \frac{\sqrt{((V_x - V_y)\omega C R_x)^2 + (V_x - K_v V_y)^2}}{\sqrt{((V_x - V_y)\omega C R_x)^2 + (V_x - K_v V_y)^2}} \\ &= 1 \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$\phi(\omega) = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega CR_x (V_x - V_y)}{V_x - K_v V_y} \right) \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.16) และสมการที่ (4.17) จะเห็นว่าค่าความคาดเคลื่อนจากการตามแรงดันของพอร์ต x กับพอร์ต y ไม่มีผลกระทบต่อคุณสมบัติของวงจร กล่าวคือ วงจรยังคงคุณสมบัติของวงจรองผ่านทุกความถี่อันดับไว้อย่างครบถ้วน และยังสามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสของวงจรได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII เพียงแต่ความถี่หักมุมของวงจรเลื่อนไปจากกรณีอุดมคติเล็กน้อยเท่านั้น

4.3.2 กรณีที่ 2 เมื่อ $K_i \neq 1$ โดยที่ $K_v = 1$ จากสมการที่ (4.11) จะได้ว่า

$$I_z = K_i I_x \quad (4.18)$$

เมื่อแทนสมการที่ (4.18) ลงในสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) จะได้ว่า

$$I_{in} = \left(sC + \frac{1}{R_x} \right) (V_x - V_y) \quad (4.19)$$

$$I_{out} = \left(sC - \frac{K_i}{R_x} \right) (V_x - V_y) \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.19) และสมการที่ (4.20) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งวงจร CCCII มีค่าความคาดเคลื่อนกรณีที่ 2 เป็น

$$H(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{sCR_x - K_i}{sCR_x + 1} \quad (4.21)$$

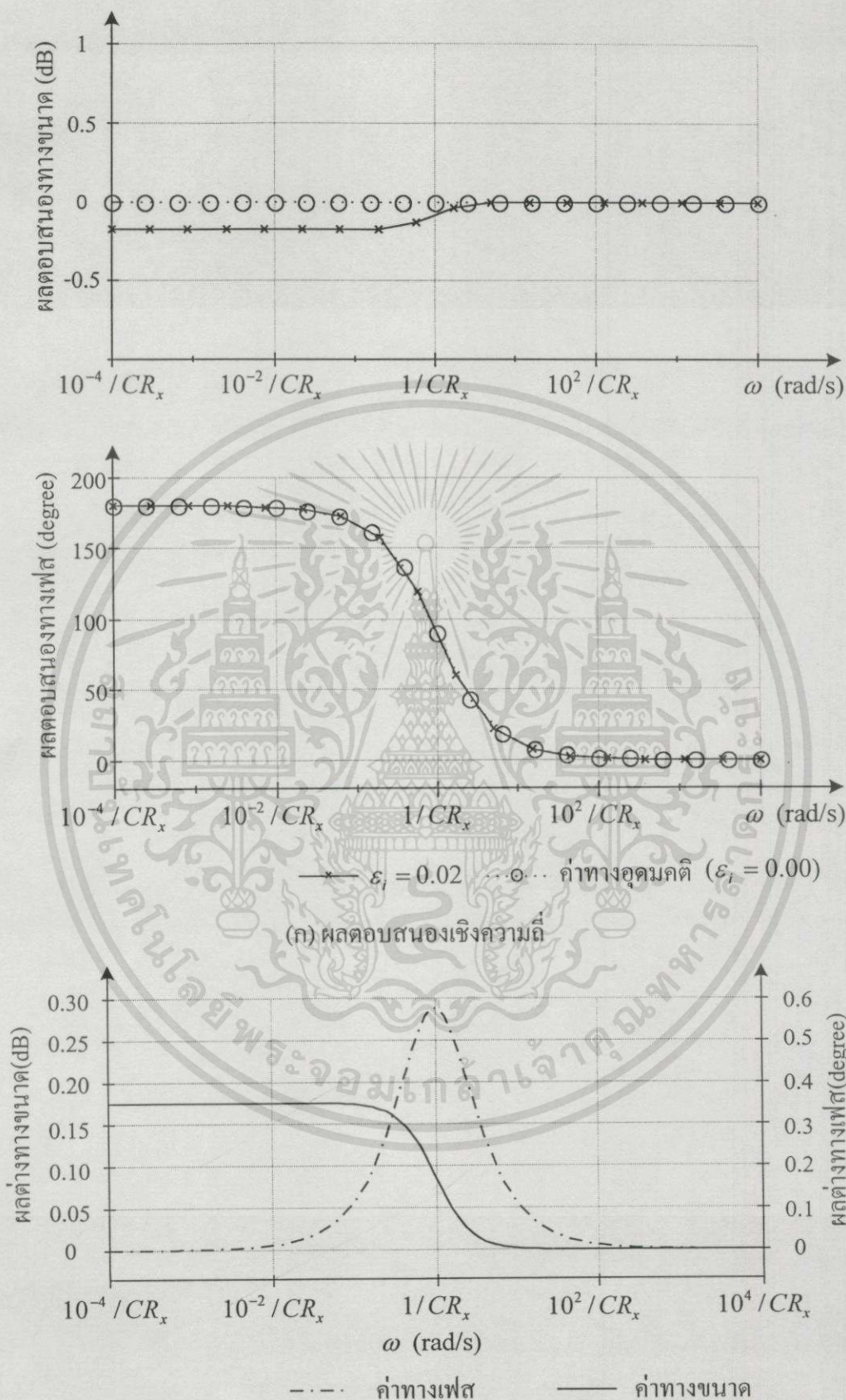
จากสมการที่ (4.21) เมื่อแทน $s = j\omega$ และ $K_i = 1 - \varepsilon_i$ จะได้ว่า

$$|H(j\omega)| = \sqrt{1 + \frac{\varepsilon_i^2 - 2\varepsilon_i}{(\omega CR_x)^2 + 1^2}} \quad (4.22)$$

และ

$$\phi(\omega) = \pi - \tan^{-1} \left(\frac{\omega CR_x}{1 - \varepsilon_i} \right) - \tan^{-1}(\omega CR_x) \quad (4.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ผลต่างระหว่างค่าของผลตอบสนอง เมื่อ $\epsilon_i = 0.00$ และเมื่อ $\epsilon_i = 0.02$

รูปที่ 4.3 ผลกระทบต่อผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อ $\epsilon_i = 0.02$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.22) และสมการที่ (4.23) จะเห็นว่า ค่าความคาดเคลื่อนจากการลำเลียงกระแสจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต z จะทำให้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ทำงานผิดเพี้ยนไป จากสมการที่ (4.22) จะเห็นว่าค่าความคาดเคลื่อนจากการลำเลียงกระแสจากพอร์ต x ไปยังพอร์ต z มีผลทำให้ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรไม่คงที่ โดยเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าความถี่ต่ำเข้าสู่ศูนย์กลางของฟังก์ชันการถ่ายโอนจะมีค่าเท่ากับ K , หรือ $1 - \varepsilon$, และเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่สูงขึ้นไปเข้าสู่ ∞ ขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนจะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ส่วนผลตอบสนองทางเฟสของวงจรที่ความถี่ต่ำจะมีค่าการเลื่อนเฟสเป็น 180 องศา และจะมีค่าลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์องศาเมื่อความถี่สูงขึ้นไป ซึ่งผลตอบสนองทางเฟสนี้มีลักษณะใกล้เคียงกับค่าทางอุดมคติ รูปที่ 4.3ก แสดงผลตอบสนองทางความถี่ตามอุดมคติเทียบกับกรณีที่มีค่าความคาดเคลื่อน $\varepsilon_1 = 0.02$ และรูปที่ 4.3ข แสดงค่าความผิดพลาดทางขนาด และเฟสในกรณีที่ค่าความคาดเคลื่อน $\varepsilon_1 = 0.02$ เมื่อเทียบกับค่าทางอุดมคติ

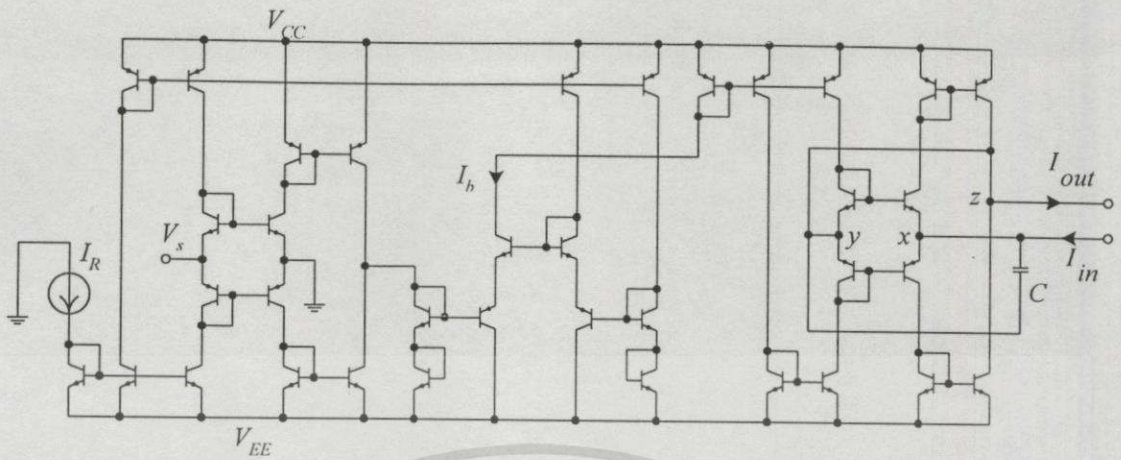
จากการวิเคราะห์วงจร CCCII ในหัวข้อ 3.7 ได้พิจารณาว่าวงจรสะท้อนกระแสที่ประกอบในวงจรมีอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง แต่เมื่อพิจารณาจากการวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสในหัวข้อ 3.6 พบว่าค่าที่ได้เป็นเพียงค่าประมาณเท่านั้น จึงเป็นสาเหตุทำให้เกิดความคาดเคลื่อนในการลำเลียงกระแสระหว่างพอร์ต x และพอร์ต z หรือกล่าวคือความคาดเคลื่อนที่กระแส $I_z \neq I_x$ แต่อย่างไรก็ตามหากเกิดความคาดเคลื่อนในลักษณะนี้ก็สามารถปรับปรุงได้ง่าย [29] ด้วยการปรับค่าอัตราส่วนของพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ในวงจรสะท้อนกระแส หรือเลือกใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบที่มีความแม่นยำมากขึ้น เช่นวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ประกอบในวงจร CCCII แทนวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว

4.4 การชดเชยอุณหภูมิของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

จากสมการที่ (4.10) จะเห็นว่าคุณสมบัติทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบใหม่ที่น่าเสนอขึ้นขึ้นอยู่กับแรงดันอุณหภูมิด้วย นั้นหมายความว่า ถ้าอุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง ก็จะทำให้ค่าการเลื่อนเฟสที่เกิดขึ้นมีความคาดเคลื่อนไป แต่ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้วงจรที่สามารถจ่ายกระแสที่แปรตามอุณหภูมิ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 [30] มาเป็นตัวช่วยสร้างกระแสไบอัสโดยทรานซิสเตอร์ $Q_1 - Q_8$ ที่ต่อร่วมกันมีโครงสร้างของวงจรเหมือนกับวงจร CCCII ในหัวข้อ 3.7 โดยพอร์ต x ลงกราวด์ นั่นคือ จากสมการที่ (3.36) จะได้กระแส I_a เป็น

$$I_a = 2I_R \sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right) \quad (4.24)$$

ถ้ากำหนดให้ $V_S \ll V_T$ จากสมการที่ (4.24) จะได้ว่า



รูปที่ 4.5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ทำการชดเชยอูณหภูมิต

ซึ่งจากสมการที่ (3.38) จะทำให้ได้ความต้านทาน R_x เป็น

$$R_x = \frac{V_T}{2I_b} \tag{4.29}$$

เมื่อแทนสมการที่ (4.28) ในสมการที่ (4.29) จะได้

$$R_x = \frac{V_s}{I_R} \tag{4.30}$$

แล้วทำการแทนสมการที่ (4.30) ลงในสมการที่ (4.6) จะทำให้ได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ตามรูปที่ 4.5 เป็น

$$H(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{sCV_s - I_R}{sCV_s + I_R} \tag{4.31}$$

จากสมการที่ (4.31) เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้ว่า

$$|H(\omega)| = 1 \tag{4.32}$$

$$\phi(\omega) = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega CV_s}{I_R} \right) \tag{4.33}$$

จากสมการที่ (4.32) และสมการที่ (4.33) แสดงว่าอูณหภูมิตไม่มีผลกระทบต่อการทำงาน
ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

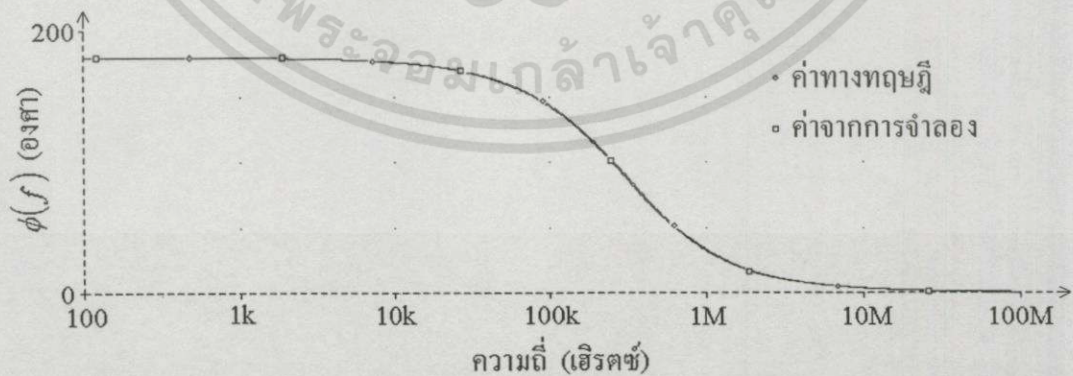
4.5 การจำลองการทำงานของวงจรรองผ่านทุกความถี่ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

เพื่อที่จะยืนยันว่า แนวความคิดที่ได้นำเสนอมาแล้วในหัวข้อ 4.2 ถึงหัวข้อ 4.4 มีความเป็นไปได้ ในหัวข้อนี้จึงได้ทำการตรวจสอบการทำงานของวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบใหม่ที่นำเสนอด้กล่าวมาแล้ว ด้วยการจำลองการทำงานของวงจรรองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยเลือกใช้พารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR200 และชนิด PNP เบอร์ PR200 [31] และกำหนดให้ไฟเลี้ยงของวงจร $V_{CC} = 2.5V$ และ $V_{EE} = -2.5V$ ซึ่งมีรายละเอียดของการจำลองการทำงานของวงจรรองต่อไปนี้ คือ

จากรูปที่ 4.2 เมื่อเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C มีค่าเท่ากับ $0.002 \mu F$ และกระแสไบอัสที่ป้อนให้กับวงจร CCCII มีค่าเท่ากับ $50 \mu A$ โดยทำการจำลองที่อุณหภูมิ $27^{\circ}C$ และกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีขนาด $100 \mu A_{p-p}$ ที่เปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ $100 Hz$ จนถึง $100 MHz$ จะได้ผลตอบสนองทางความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 โดยรูปที่ 4.6ก เป็นผลตอบสนองทางขนาด และรูปที่ 4.6ข เป็นผลตอบสนองทางเฟส



(ก) ผลตอบสนองทางขนาด

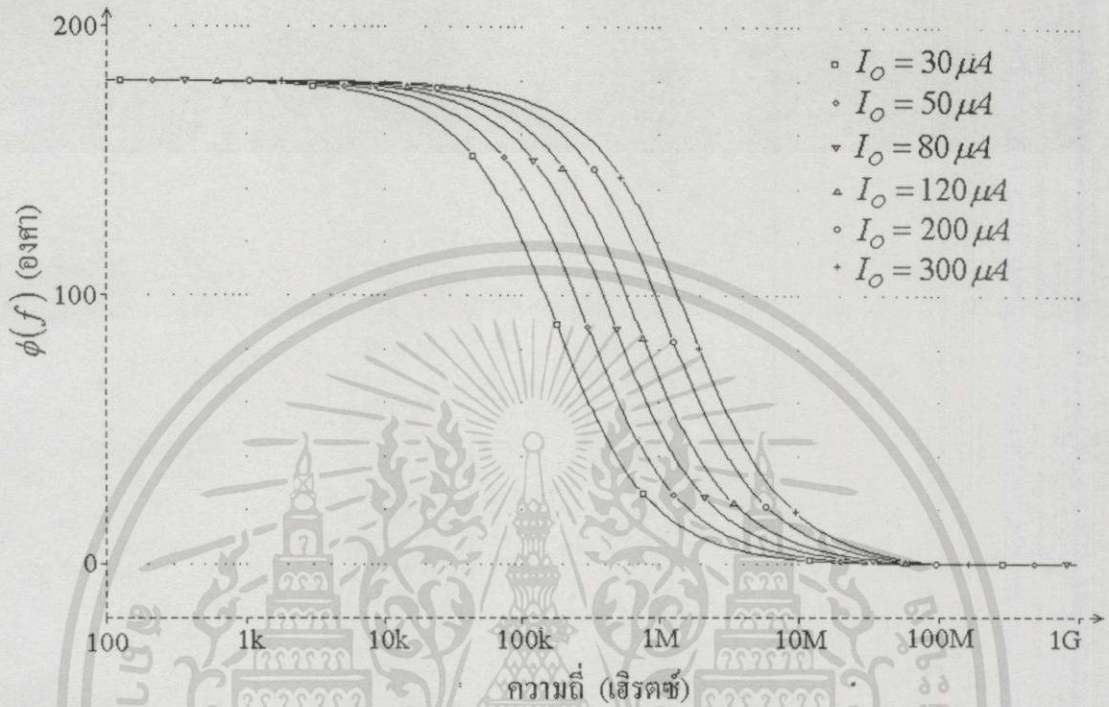


(ข) ผลตอบสนองทางเฟส

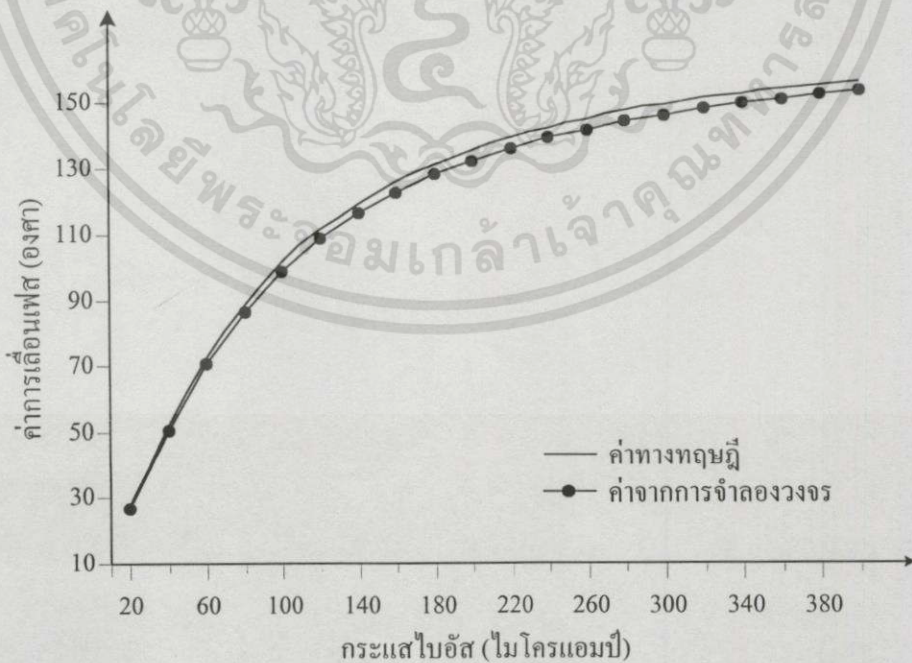
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านทุกความถี่ เมื่อ $I_O = 50 \mu A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้เมื่อทำการจำลองโดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII เป็น $30\mu A$, $50\mu A$, $80\mu A$, $120\mu A$, $200\mu A$ และ $300\mu A$ ตามลำดับ จะได้ผลตอบสนองทางเฟสดังรูปที่ 4.7 ซึ่งจะเห็นว่าค่าการเลื่อนเฟสของวงจรขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อใช้กระแสไบอัสค่าต่างๆ

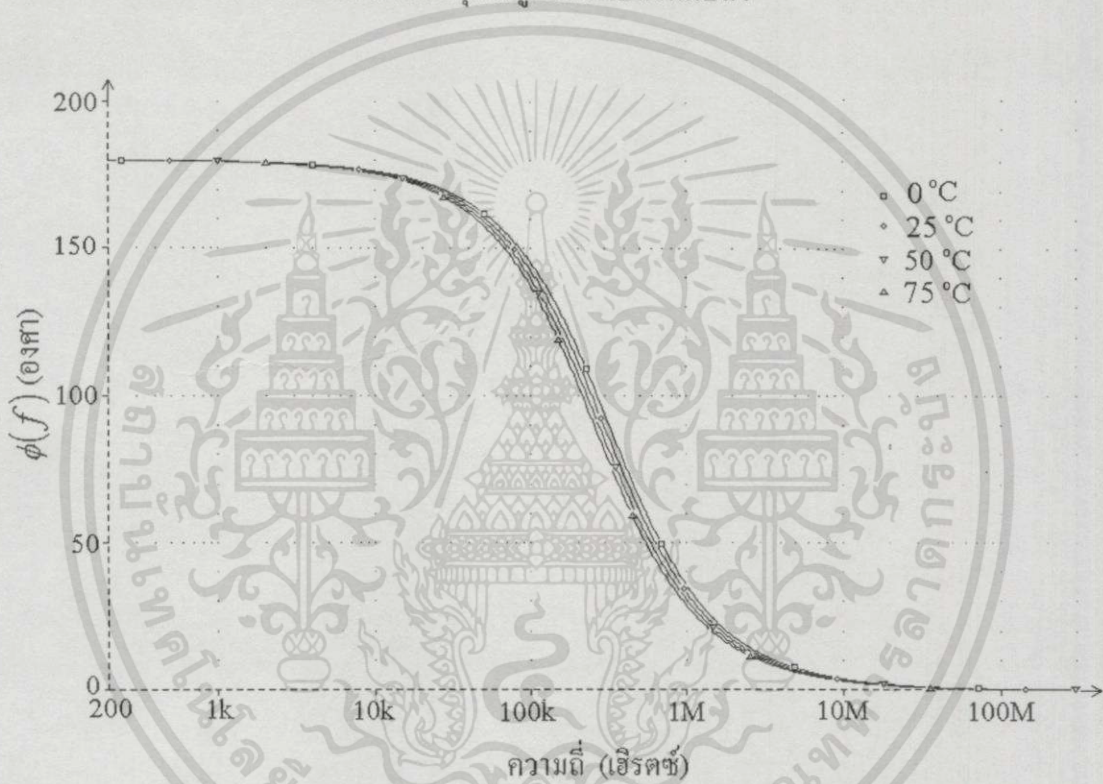


รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส และค่าการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

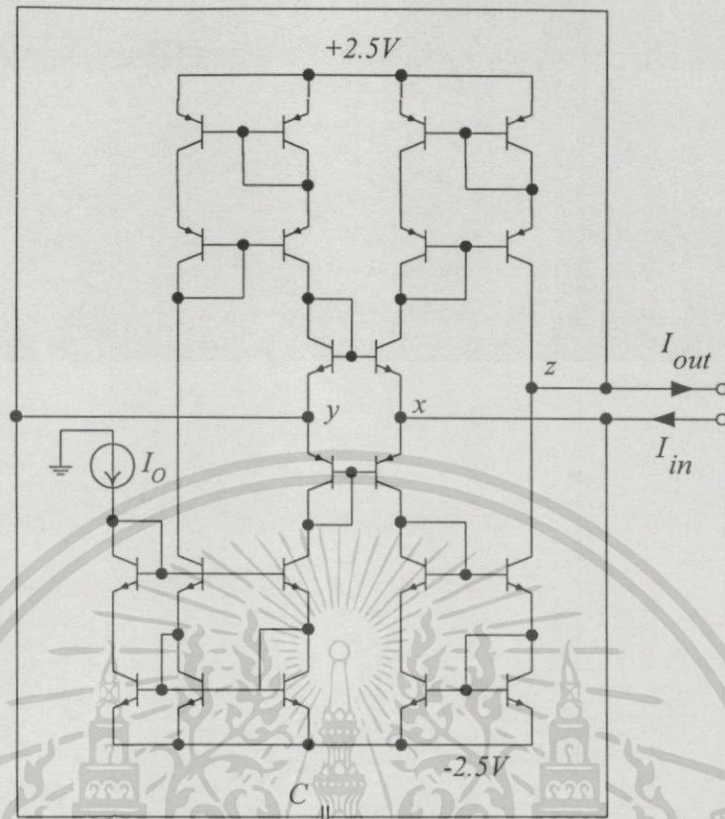
เพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการเลื่อนเฟสกับกระแสไบอัส ได้ทำการจำลองโดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาดเท่ากับ $100\mu A_{p-p}$ ที่ความถี่ $500kHz$ แล้วเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสจาก $20\mu A$ ไปทีละ $20\mu A$ จนถึง $400\mu A$ ซึ่งได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสกับค่าการเลื่อนเฟสของวงจรจากการทดลอง เทียบกับค่าทางทฤษฎี ดังรูปที่ 4.8

จากนั้นได้ทดลองป้อนกระแสไบอัสคงที่ที่ $50\mu A$ และให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $100\mu A_{p-p}$ โดยเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ $200Hz$ จนถึง $300MHz$ แล้วทำการจำลองการทำงานที่อุณหภูมิต่าง ๆ กัน พบว่าผลตอบสนองทางเฟสที่ได้จะต่างกัน ดังรูปที่ 4.9 จะเห็นว่าค่าการเลื่อนเฟสของวงจรมีค่าไม่เท่ากันเมื่ออุณหภูมิมมีการเปลี่ยนแปลง

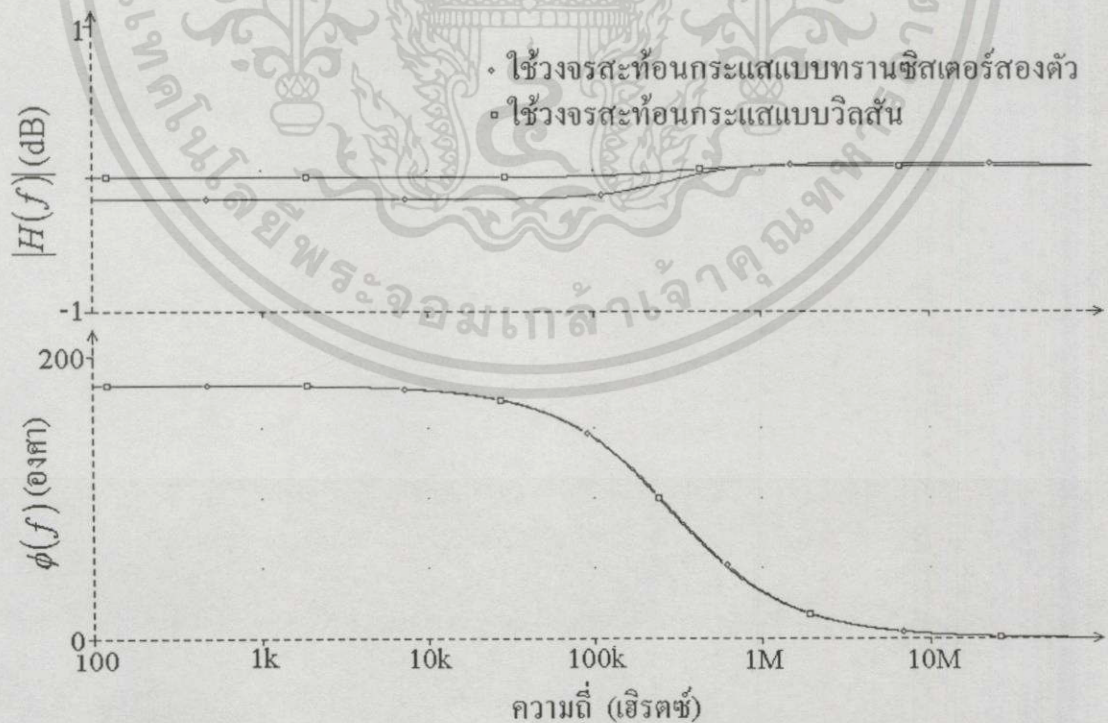


รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเมื่อไม่มีการชดเชยผลจากอุณหภูมิ

เมื่อเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร CCCII จากเดิมที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์สองตัว เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ดังรูปที่ 4.10 โดยใช้ตัวเก็บประจุ C ค่าเท่ากับ $0.002\mu F$ ป้อนกระแสไบอัสให้วงจร CCCII $50\mu A$ และให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $100\mu A_{p-p}$ โดยเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ $100Hz$ จนถึง $100MHz$ ได้ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเทียบกับผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเดิมที่กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เท่ากัน แสดงดังรูปที่ 4.11



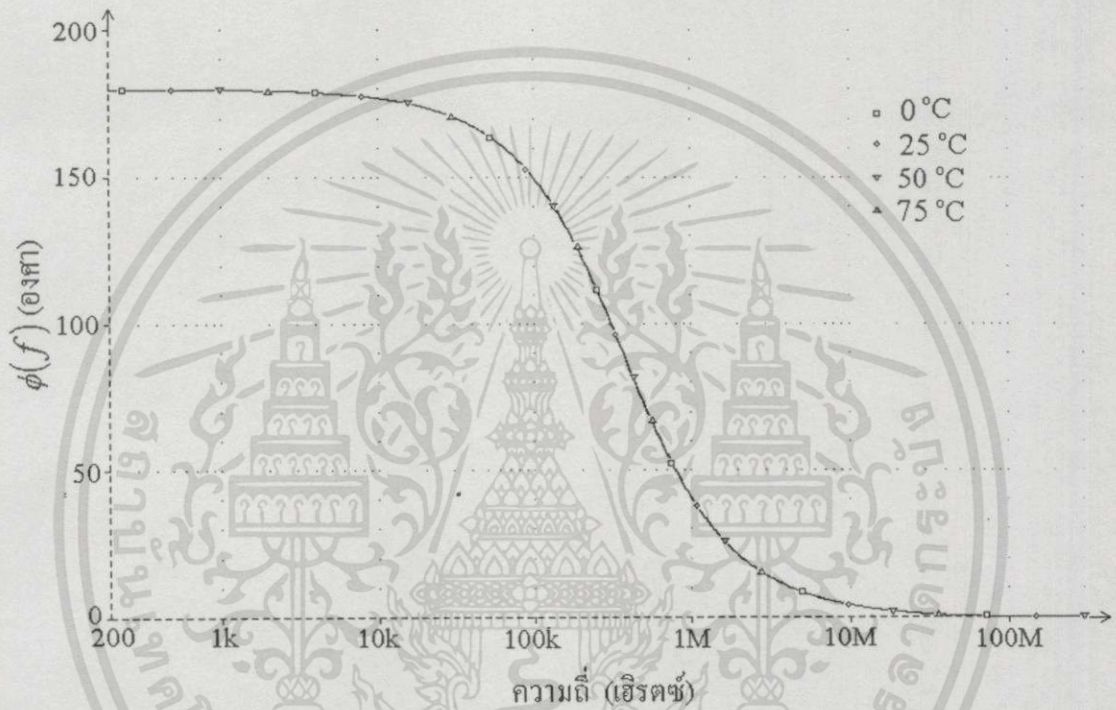
รูปที่ 4.10 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้วงจรถ่ายโอนกระแสแบบวิลสัน



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรเมื่อใช้วงจรถ่ายโอนกระแสแบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้ายได้จำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่มีการชดเชยอุณหภูมิตามโครงสร้างในรูปที่ 4.5 โดยกำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้คือ $C = 0.002 \mu F$, $V_S = 10 mV$ และ $I_R = I_c = I_d = 40 \mu A$ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $100 \mu A_{p-p}$ โดยเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ $200 Hz$ จนถึง $300 MHz$ แล้วให้วงจรทำงานที่อุณหภูมิต่างๆ ปรากฏผลตอบสนองทางเฟสที่อุณหภูมิต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.12 จะเห็นว่าผลตอบสนองทางเฟสยังคงมีค่าใกล้เคียงกันมากแม้ว่าอุณหภูมิจะเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเมื่อชดเชยผลจากอุณหภูมิ

จากผลการจำลองวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่น่าเสนอพบว่า วงจรสามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII แต่ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรในช่วงความถี่ต่ำมีค่าน้อยกว่าค่าทางทฤษฎีเล็กน้อย ส่วนผลตอบสนองทางเฟสมีความคลาดเคลื่อนจากค่าทางทฤษฎีน้อยมาก ซึ่งความคลาดเคลื่อนนี้คาดว่าจะเป็นเกิดจากความไม่แม่นยำของวงจรระลอก CCCII คือค่ากระแส I_x และ I_z ค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากความไม่แม่นยำของวงจรระลอก CCCII แต่อย่างไรก็ดีปัญหานี้สามารถลดได้ด้วยการใช้วงจรระลอก CCCII ที่มีความแม่นยำมากขึ้น ดังเช่น วงจรระลอกแบบวิลสัน แทนการใช้วงจรระลอกแบบทรานซิสเตอร์สองตัว ซึ่งพบว่าผลตอบสนองที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎีมากขึ้น

เมื่อพิจารณาผลการจำลองในรูปแบบที่ 4.9 พบว่าอุณหภูมิมีผลกระทบต่อผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ แต่ปัญหานี้ก็สามารถแก้ไขได้ง่ายด้วยวงจรชดเชยอุณหภูมิ ดังผลการจำลองในรูปแบบที่ 4.12

ดังนั้นจากผลการจำลองวงจรทั้งหมดแสดงให้เห็นชัดว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอทำงานได้สอดคล้องตามหลักการ

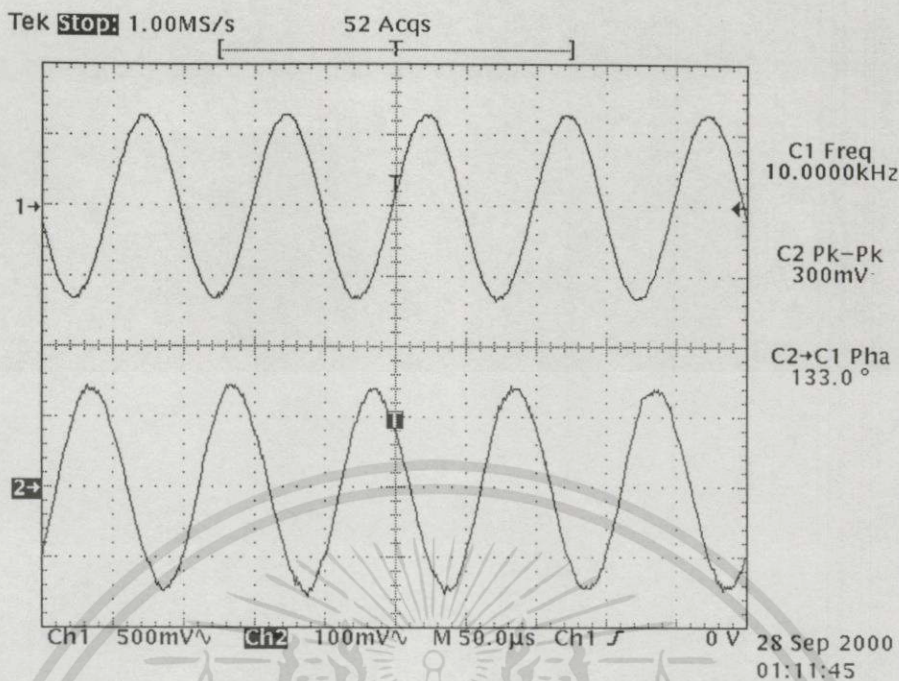
4.6 การทดลองการทำงานของวงจรจริง

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นว่า แนวความคิดที่นำเสนอมีความเป็นไปได้จึงทำการทดลองวงจรจริงเพื่อยืนยันอีกครั้ง โดยใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ เบอร์ CA3096 ประกอบเป็นวงจรตามโครงสร้างในรูปแบบที่ 4.2 ใช้ไฟเลี้ยงของวงจร $V_{CC} = 5V$ และ $V_{EE} = -5V$ ตัวเก็บประจุค่าเท่ากับ $0.1\mu F$ จากนั้นจึงทำการทดลองวงจรดังรายละเอียดต่อไปนี้

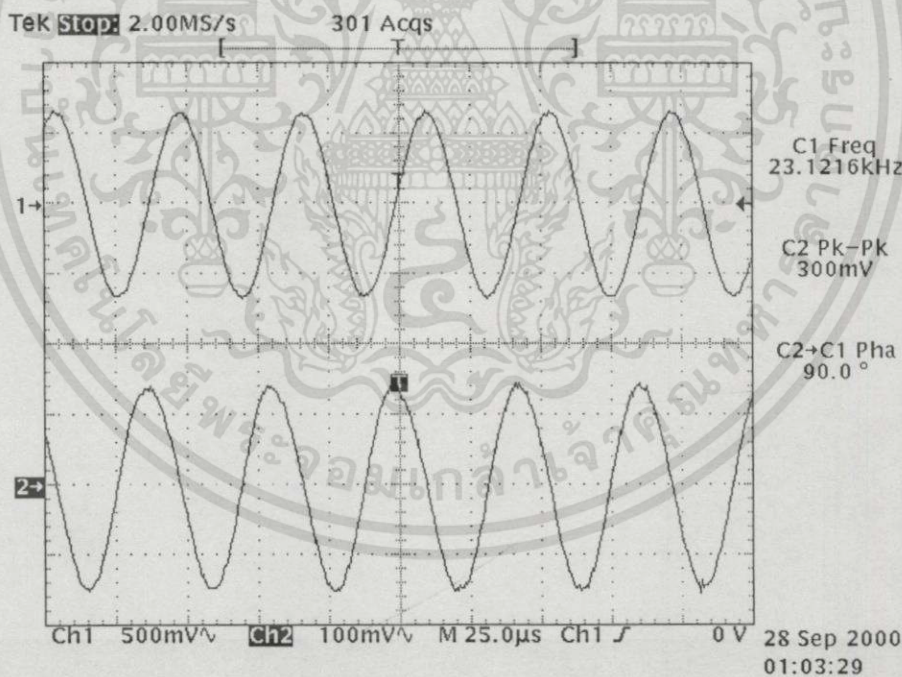
เมื่อป้อนกระแสไบอัสให้กับวงจร $CCCII$ $200\mu A$ และให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $300\mu A_{p-p}$ ที่ความถี่ $10kHz$ โดยการป้อนสัญญาณรูปไซน์ขนาด $1.5V_{p-p}$ ผ่านวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส พบว่าสัญญาณเอาต์พุตเลื่อนเฟสจากสัญญาณอินพุต 133 องศา ดังรูปที่ 4.13 โดยสัญญาณในช่องสัญญาณที่หนึ่งเป็นสัญญาณอินพุต และในช่องสัญญาณที่สองเป็นสัญญาณเอาต์พุต V_{out} ซึ่งเป็นผลมาจากกระแสเอาต์พุตไหลผ่านความต้านทานค่า $1k\Omega$ เมื่อเปลี่ยนสัญญาณอินพุตจากความถี่ $10kHz$ เป็น $23kHz$ ค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตจะเปลี่ยนไปเป็น 90 องศา ดังแสดงในรูปแบบที่ 4.14 โดยช่องสัญญาณที่หนึ่งเป็นสัญญาณอินพุตและช่องสัญญาณที่สองเป็นสัญญาณเอาต์พุตเช่นเดิม

จากนั้นได้ทดลองเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นค่าต่าง ๆ ตั้งแต่ $1kHz$ จนถึง $100kHz$ แล้วนำอัตราขยายขนาด และค่าการเลื่อนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตมาแสดงได้ดังผลดังรูปที่ 4.15

และเมื่อทำการทดลองโดยเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสเป็นค่า $50\mu A$, $80\mu A$ และ $120\mu A$ จะได้ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร ดังรูปที่ 4.16

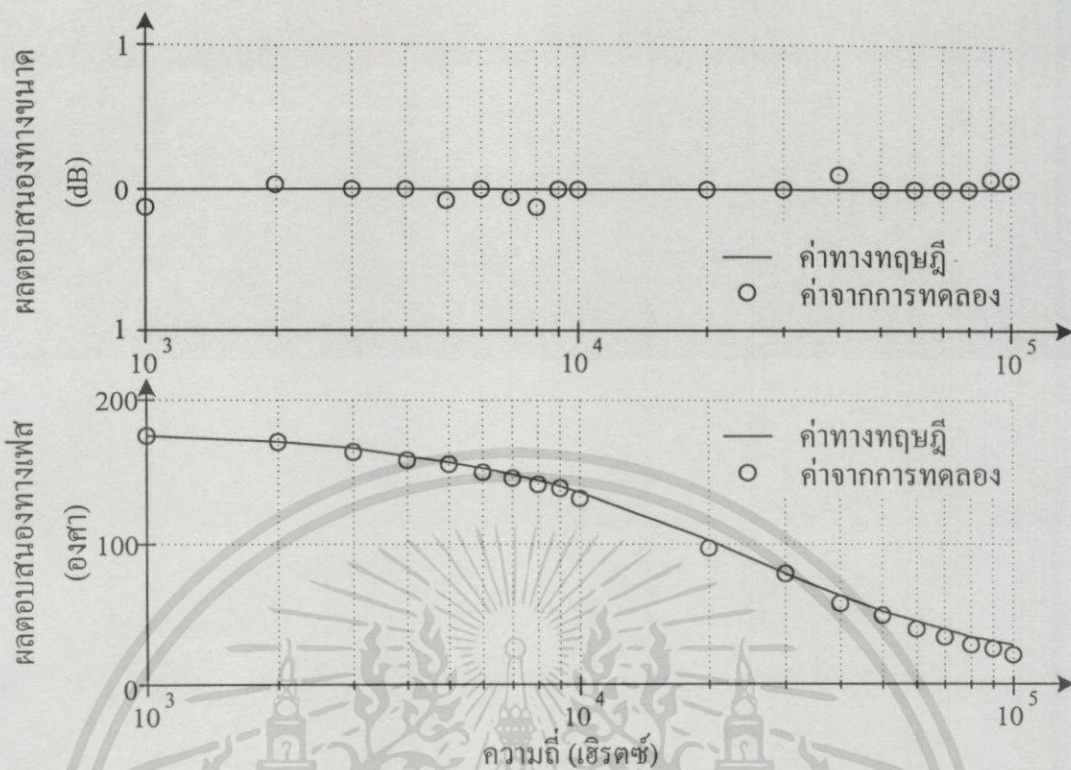


รูปที่ 4.13 ผลการทดลองการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ความถี่ 10kHz

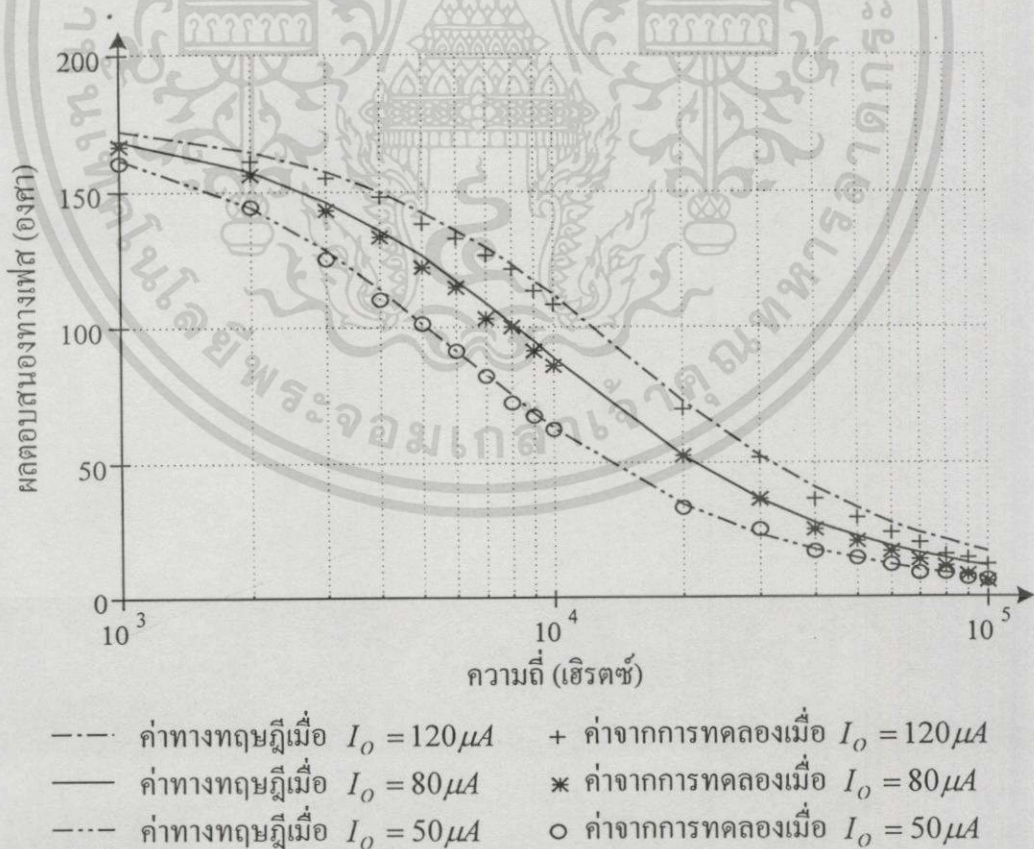


รูปที่ 4.14 ผลการทดลองการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ความถี่ 23kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

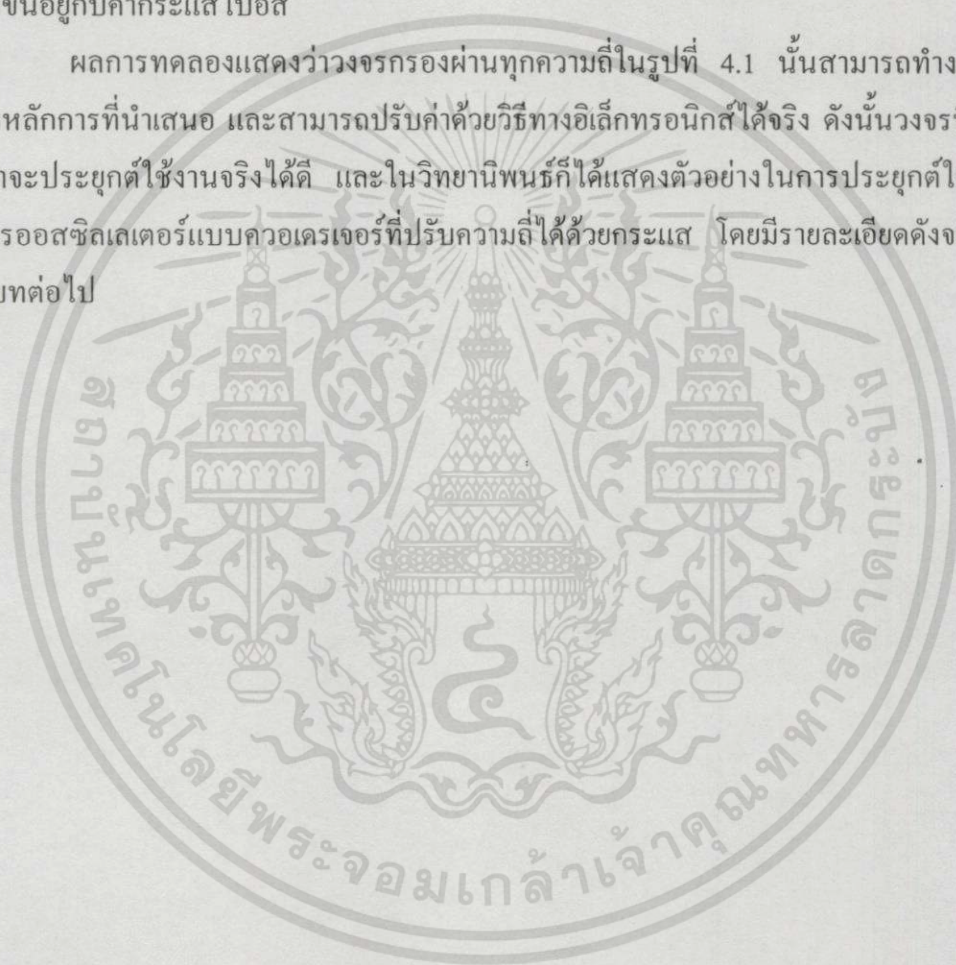


รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่เมื่อกระแสไบอัสมีค่าต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.13 พบว่าสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดเท่ากับสัญญาณอินพุต แต่มีเฟสต่างกัน 133 องศา ซึ่งค่าการเลื่อนเฟสนี้คาดเคลื่อนจากค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีคือ 135.5 องศา ผลการทดลองในรูปที่ 4.14 ก็ให้ผลในทำนองเดียวกัน โดยสัญญาณเอาต์พุตเลื่อนเฟสไปจากสัญญาณอินพุต 90 องศา ต่างจากค่าทางทฤษฎีที่คำนวณได้ 93.5 องศา และเมื่อนำผลการทดลองมาแสดงในลักษณะของผลตอบสนองทางความถี่ เทียบกับผลตอบสนองทางความถี่ทางทฤษฎี ดังรูปที่ 4.15 จะเห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้ โดยมีความคาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย ทั้งนี้คาดว่า เป็นผลมาจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII ในรูปที่ 4.16 แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางเฟส มีค่าขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส

ผลการทดลองแสดงว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปที่ 4.1 นั้นสามารถทำงานได้ตรงตามหลักการที่นำเสนอ และสามารถปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้จริง ดังนั้นวงจรที่นำเสนอ นี้ น่าจะประยุกต์ใช้งานจริงได้ดี และในวิทยานิพนธ์ก็ได้แสดงตัวอย่างในการประยุกต์ใช้งานเป็น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์ที่ปรับความถี่ได้ด้วยกระแส โดยมีรายละเอียดจะนำเสนอ ในบทต่อไป



วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส

5.1 กล่าวนำ

จากวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบใหม่ที่ได้นำเสนอไปแล้วในบทที่ 4 เป็นวงจรที่มีข้อเด่นที่สำคัญ คือมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนประกอบขึ้นจากวงจร CCCII เพียงหนึ่งตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุอีกเพียงหนึ่งตัวเท่านั้น นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อีกด้วย ซึ่งเมื่ออาศัยข้อเด่นดังกล่าวข้างต้นนี้ ในบทนี้จะแสดงให้เห็นถึงการประยุกต์ใช้งานวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบใหม่ที่น่าเสนอเป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส ซึ่งเป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณรูปไซน์สองสัญญาณที่มีขนาด และความถี่เดียวกัน แต่มีเฟสต่างกัน 90° โดยเป็นรูปแบบของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง ทั้งในงานควบคุมอัตโนมัติ งานด้านเครื่องมือนิวเคลียร์ และงานด้านโทรคมนาคม เป็นต้นว่า วงจรกำเนิดเวกเตอร์ (vector generator) วงจรสร้างสัญญาณเอสเอสบี (single side band) วงปิดของคอสแทส (Costas's loop) รวมไปถึงระบบการมัลติเพล็กซ์แบบควอเดรเจอร์ต่าง ๆ [32-34]

สำหรับเนื้อหาของวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่สร้างขึ้นโดยอาศัยวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่น่าเสนอในบทนี้ ประกอบด้วย หลักการและเงื่อนไขในการออสซิลเลต วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่สร้างจากวงจรรองผ่านทุกความถี่ที่มีผู้นำเสนอมาแล้ว หลักการและการออกแบบวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองที่ได้จากวงจรจริง ซึ่งมีรายละเอียดต่อไปนี้

5.2 หลักการเบื้องต้น และเงื่อนไขของการออสซิลเลต

วงจรรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นที่คงตัวและมีคาบเวลาที่แน่นอน โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุต รูปคลื่นของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรออสซิลเลเตอร์ อาจเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ รูปคลื่นสามเหลี่ยม รูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย ดังนั้นวงจรรออสซิลเลเตอร์จึงถูกนำไปใช้ในงานที่หลากหลาย เช่น นำไปใช้สร้างสัญญาณนาฬิกา สำหรับอ้างอิงเวลาให้กับระบบ หรือใช้สร้างสัญญาณเป็นคลื่นพาห์สำหรับการมอดูเลตสัญญาณแบบต่าง ๆ ในการสื่อสาร หรืออาจนำไปใช้สร้างสัญญาณสำหรับงานตรวจสอบระบบ

เมื่อแบ่งวงจรรออสซิลเลเตอร์ตามกลไกการเกิดการออสซิลเลตสามารถแบ่งออกได้ 2

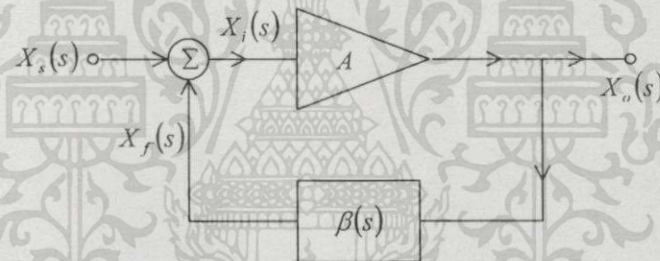
ประเภท คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบความต้านทานลบ (negative resistance oscillators) เป็นวงจรที่นำอุปกรณ์ที่ออกแบบเป็นตัวความต้านทานที่มีค่าติดลบ มาต่อหักล้างกับค่าความต้านทานบวก ของวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อให้เกิดการออสซิลเลตที่คงตัว
2. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ (feedback oscillators) เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต้องวางขยายสัญญาณในลักษณะการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ให้เป็นไปตามเกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhausen criterion)

สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ประยุกต์สร้างจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่จะนำเสนอโดยใช้วิธีการป้อนกลับแบบบวกเป็นกลไกในการเกิดการออสซิลเลต ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการ และเงื่อนไขของการเกิดการออสซิลเลตด้วยวิธีป้อนกลับแบบบวกเป็นสำคัญ

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ จะประกอบไปด้วยวงจขยายสัญญาณ (amplifier) และวงจรในส่วนป้อนกลับ (feedback network) ซึ่งเป็นส่วนที่กำหนดความถี่ในการออสซิลเลต โดยวงจรทั้งสองจะต่อกันในลักษณะของการป้อนกลับแบบบวก ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์

เมื่อพิจารณาบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.1 จะพบว่า

$$X_i(s) = X_s(s) + X_f(s) \quad (5.1)$$

$$X_f(s) = \beta(s)X_o(s) \quad (5.2)$$

และ

$$X_o(s) = AX_i(s) \quad (5.3)$$

เมื่อแทนค่า $X_f(s)$ จากสมการที่ (5.2) ลงในสมการที่ (5.1) จะได้ค่า $X_i(s)$ เป็น

$$X_i(s) = X_s(s) + \beta(s)X_o(s) \quad (5.4)$$

และเมื่อแทนค่า $X_i(s)$ จากสมการที่ (5.4) ลงในสมการที่ (5.3) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} X_o(s) &= A(X_s(s) + \beta(s)X_o(s)) \\ X_o(s) &= \frac{A}{1-L(s)} X_s(s) \end{aligned} \quad (5.5)$$

โดยที่ $L(s)$ คือ อัตราขยายวงรอบเปิด (open loop gain)

$$L(s) = A\beta(s) \quad (5.6)$$

เป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่าวงจรรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ให้สัญญาณเอาต์พุต โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุต หรือกล่าวคือ สัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ ดังนั้นหากพิจารณาสมการที่ (5.5) โดย $X_s(s) = 0$ จะพบว่าเงื่อนไขที่ทำให้ $X_o(s) \neq 0$ หรือเงื่อนไขที่ทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ ω_0 ก็คือ

$$\begin{aligned} 1 - L(j\omega_0) &= 0 \\ L(j\omega_0) &= A\beta(j\omega_0) = 1 \end{aligned} \quad (5.7)$$

จากสมการที่ 5.7 นี้ สามารถแยกพิจารณาได้สองส่วนคือ

$$|L(j\omega_0)| = 1 \quad (5.8)$$

และ

$$\angle L(j\omega_0) = 0 \quad (5.9)$$

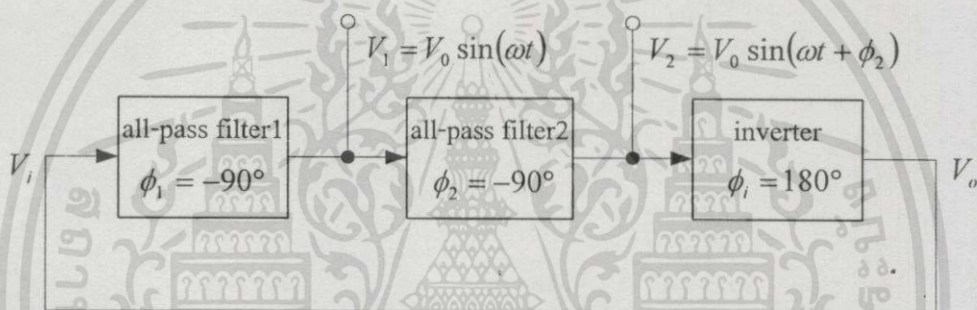
กล่าวคือ วงจรรออสซิลเลตสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ ω_0 เมื่ออัตราขยายวงรอบมีขนาดเท่ากับ 1 และ เฟสของอัตราขยายวงรอบมีค่าเท่ากับ 0 ณ ความถี่นั้น ๆ โดยเงื่อนไขนี้เป็นที่รู้จักกันในชื่อ เกณฑ์ของบาร์คฮูเซน [15] ซึ่งในหัวข้อต่อไปจะแสดงตัวอย่างวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่สร้างจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่ โดยอาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก

5.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์บางวงจรที่มีผู้เสนอมาแล้ว

ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์จากวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งนั้น นำเสนอโดย R. Holzel [12] ในปี ค.ศ. 1993 ซึ่งใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่สองวงจรและวงจรขยายแบบกลับเฟสหนึ่งวงจรมาต่อкасาดกัน ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2 โดยวงจรกรองผ่านทุกความถี่มีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น

$$H_n(s) = K_n \left(\frac{1 - s\tau_n}{1 + s\tau_n} \right); \quad n = 1, 2 \quad (5.10)$$

โดยที่ K_n เป็นอัตราขยายของวงจร และ τ_n เป็นค่าคงตัวทางเวลา



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์ [12]

ระบบในรูปที่ 5.2 มีฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบในสภาวะเปิดลูป หรืออัตราขยายวงรอบเปิด คือ

$$L(s) = \frac{V_o}{V_i} = K_i K \left(\frac{1 - s\tau_1}{1 + s\tau_1} \right) \left(\frac{1 - s\tau_2}{1 + s\tau_2} \right) \quad (5.11)$$

โดยที่ $K = K_1 K_2$ และ K_i คืออัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณ จากสมการที่ (5.11) ระบบตามรูปที่ 5.1 จะเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่ $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ ตามเกณฑ์ของบาร์คัสเซนต์ก็ต่อเมื่อ $|L(j\omega_0)| = 1$ และ $\angle L(j\omega_0) = 0$ นั่นคือ

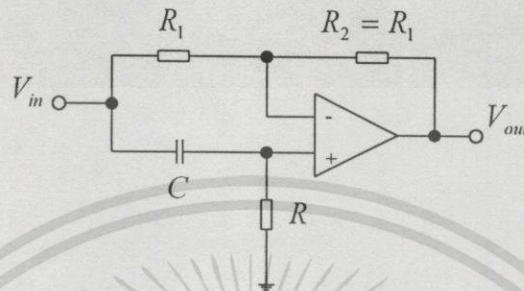
$$K_i K = -1 \quad (5.12)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}} \quad (5.13)$$

โดยมีเงื่อนไขที่ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตแบบควอเดรเจอร์ คือ $\tau_1 = \tau_2$

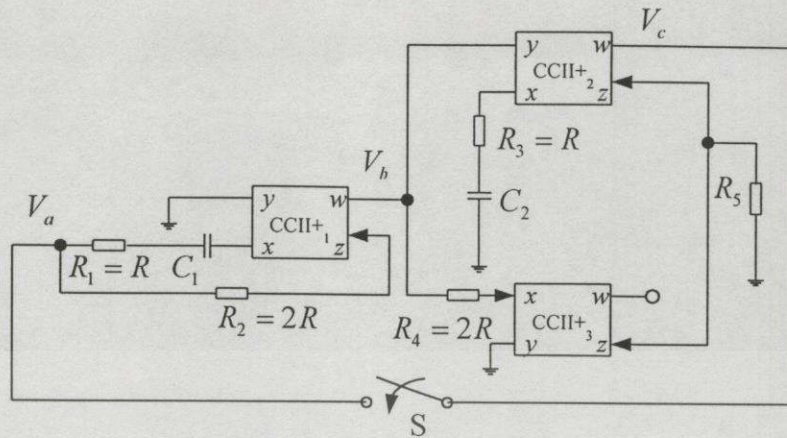


รูปที่ 5.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ [12]

ด้วยหลักการที่กล่าวมาข้างต้น จากรูปที่ 5.2 R. Holzel ได้แทนวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ด้วยวงจรในรูปที่ 5.3 และวงจรขยายแบบกลับเฟสแบบพื้นฐานที่อาศัยออปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลักลงในบล็อกไดอะแกรม โดยกำหนดให้วงจรกรองผ่านทุกความถี่มีค่าคงตัวทางเวลาเท่ากัน ซึ่งจะเกิดการอสซิลเลตที่ความถี่

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.14)$$

ในปี ค.ศ. 1996 J.V. Vosper และ M. Heima [13] ได้พบข้อดีของวงจร CCII ที่สามารถใช้งานที่ความถี่สูงได้ดีกว่าออปแอมป์ จึงนำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์โดยอาศัยหลักการเดียวกับ R. Holzel แต่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้จะอาศัยวงจร CCII เป็นอุปกรณ์หลัก แทนวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้ออปแอมป์ โดยมีโครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์ [13]

จากวงจรในรูปที่ 5.4 พบเงื่อนไขการออสซิลเลตคือ $R_5 = 2R_1$ ซึ่งจะเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่

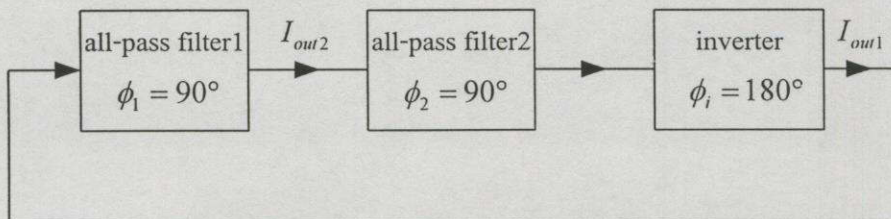
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}} \tag{5.15}$$

โดย $\tau_1 = C_1R$ และ $\tau_2 = C_2R$

จะเห็นว่าวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์ทั้งสามวงจรมีความซับซ้อนมาก และการปรับความถี่ต้องทำโดยการปรับค่าอุปกรณ์พาสซีฟอย่างน้อยสองตัวพร้อมกัน ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

5.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส

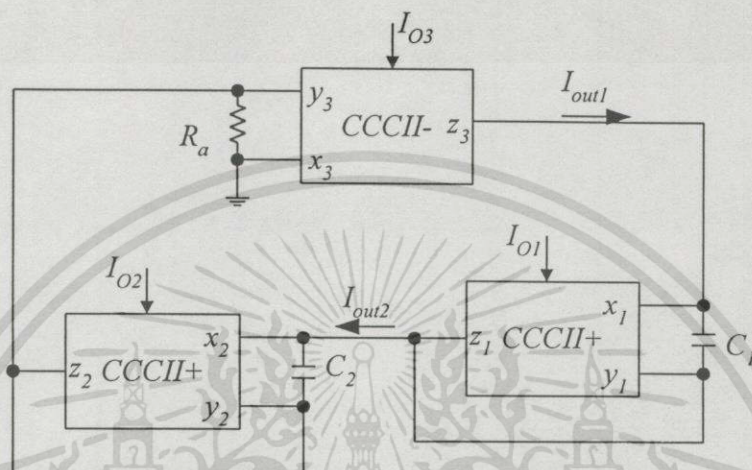
เพื่อลดข้อด้อยของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์ดังกล่าวมาแล้วในหัวข้อ 5.2 จึงได้อาศัยแนวความคิดของ R. Holzel นำเสนองจรออสซิลเลเตอร์แบบใหม่ ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอในบทที่ 4 ต่อкасцепกันสองชุดประกอบด้วย วงจรขยายกระแสแบบกลับเฟสต่อร่วมกันในลักษณะวงรอบปิด ที่มีการป้อนกลับแบบบวก จะได้ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่นำเสนอ ดังแสดงในรูปที่ 5.6 โดยสามารถวิเคราะห์หา ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 5.6 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่นำเสนอ

ในส่วนของวงจรขยายกระแสแบบกลับเฟสของวงจร CCCII ชนิดลบต่อร่วมกับตัวความต้านทาน R_a จากคุณสมบัติของวงจร CCCII- ทำให้ทราบว่ากระแสอินพุตไม่มีการแยกไหลเข้าขั้ว y ดังนั้น

$$V_{y3} = R_a I_{in} \quad (5.16)$$

เนื่องจาก $I_{out} = -I_{z3}$ ดังนั้น

$$I_{out} = I_{x3} \quad (5.17)$$

นอกจากนี้ยังพบว่า

$$V_{x3} = 0 \quad (5.18)$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจร CCCII- ที่ว่า $V_{x3} = V_{y3} + I_{x3} R_{x3}$ จากสมการที่ (5.16) และสมการที่ (5.18) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = R_a I_{in1} + R_{x3} I_{out1}$$

$$I_{out1} = -\frac{R_a}{R_{x3}} I_{in1} \quad (5.19)$$

เมื่อแทนค่า $R_{x3} = \frac{V_T}{2I_{O3}}$ จากสมการที่ (5.19) จะได้อัตราขยายกระแสของวงจรขยายกระแสแบบกลับเฟสเป็น

$$G = \frac{I_{out1}}{I_{in1}} = -\frac{R_a}{R_{x3}} = -\frac{2R_a I_{O3}}{V_T} \quad (5.20)$$

สำหรับวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ต่อคาสเซลดักสองชุดนั้น เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบใหม่ที่น่าเสนอไปแล้วในบทที่ 4 จะมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น

$$H(s) = H_1(s)H_2(s)$$

$$= \left(\frac{sC_1 R_{x1} - 1}{sC_1 R_{x1} + 1} \right) \left(\frac{sC_2 R_{x2} - 1}{sC_2 R_{x2} + 1} \right) \quad (5.21)$$

ดังนั้นจะได้อัตราขยายวงรอบเปิดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.8 เป็น

$$L(s) = GH(s) = -\frac{R_a}{R_{x3}} \left(\frac{sC_1 R_{x1} - 1}{sC_1 R_{x1} + 1} \right) \left(\frac{sC_2 R_{x2} - 1}{sC_2 R_{x2} + 1} \right) \quad (5.22)$$

จากเกณฑ์ของบาร์คัสเซินที่ได้แสดงไว้ในหัวข้อ 5.2 สามารถหาเงื่อนไขในการออสซิลเลตของวงจรได้ว่า

$$|L(j\omega_0)| = 1$$

$$\left| -\frac{R_a}{R_{x3}} \left(\frac{sC_1 R_{x1} - 1}{sC_1 R_{x1} + 1} \right) \left(\frac{sC_2 R_{x2} - 1}{sC_2 R_{x2} + 1} \right) \right| = 1 \quad (5.23)$$

นั่นคือ

$$R_{x3} = R_a \quad (5.24)$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจร CCCII จากสมการที่ (5.24) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{O3} = \frac{V_T}{2R_a} \quad (5.25)$$

ส่วนความถี่ของสัญญาณที่เกิดการออสซิลเลตหาได้จากเงื่อนไขทางเฟสของอัตรายาววงรอบ ก็จะเป็นการออสซิลเลตที่ความถี่ ω_0 เมื่อ $\angle L(j\omega_0) = 0$ ดังนั้นจากสมการที่ (5.22) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \pi + (\pi - 2 \tan^{-1}(\omega_0 C_1 R_{x1})) + (\pi - 2 \tan^{-1}(\omega_0 C_2 R_{x2})) &= 0 \\ \omega_0^2 &= \frac{1}{C_1 C_2 R_{x1} R_{x2}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_{x1} R_{x2}}} \end{aligned} \quad (5.26)$$

จากสมการที่ (5.26) เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรร CCCII จะพบว่า

$$f_0 = \frac{\sqrt{I_{O1} I_{O2}}}{\pi V_T \sqrt{C_1 C_2}} \quad (5.27)$$

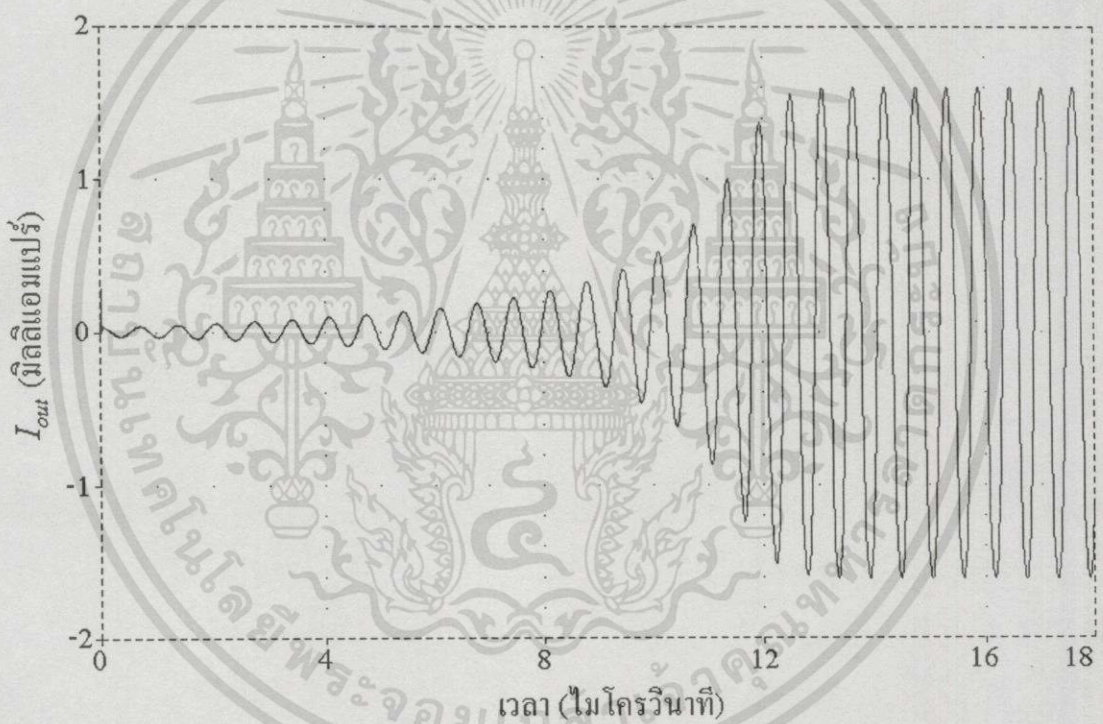
เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ และ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ สัญญาณเอาต์พุต I_{out1} และ I_{out2} จะมีเฟสต่างกัน 90° และจากสมการที่ (5.27) จะได้ความถี่ของสัญญาณที่เกิดการออสซิลเลตเป็น

$$f_0 = \frac{I_O}{\pi V_T C} \quad (5.28)$$

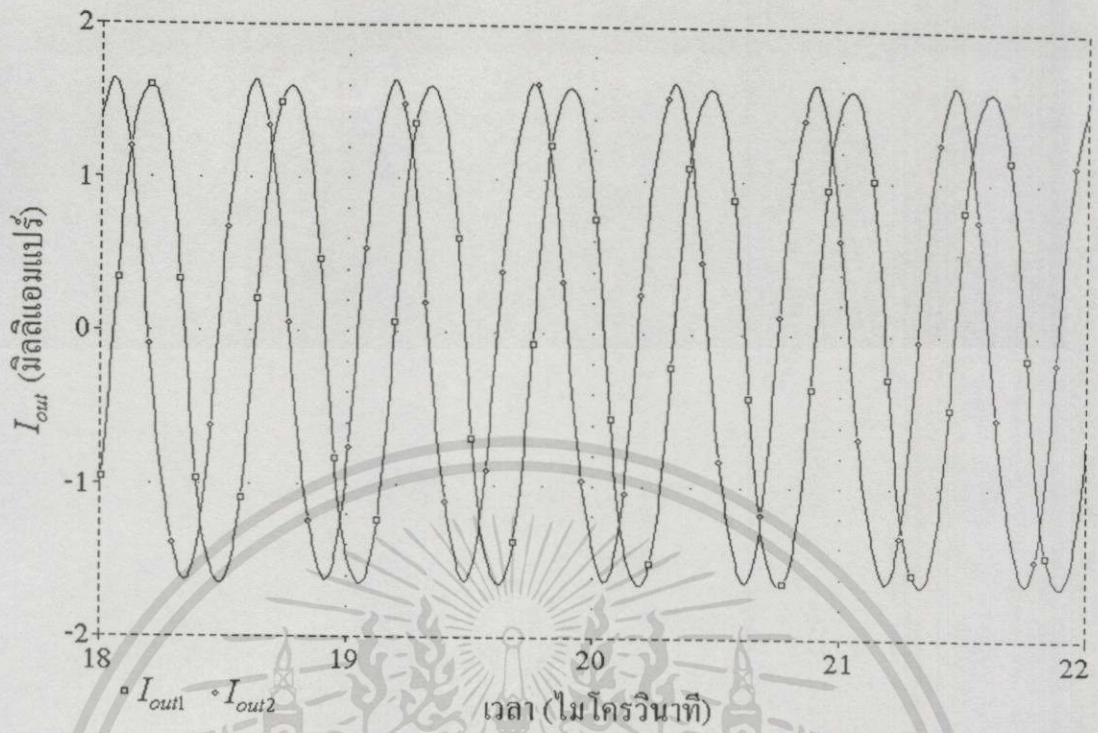
จากที่กล่าวมาข้างต้น จะเห็นว่าวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอมีเงื่อนไขในการออสซิลเลตดังสมการที่ (5.25) โดยความถี่ของสัญญาณที่ออสซิลเลตตามสมการที่ (5.27) สามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรร CCCII ตัวที่ 1 หรือค่ากระแสไบอัสของวงจรร CCCII ตัวที่ 2 โดยไม่กระทบต่อเงื่อนไขในการออสซิลเลต และในกรณีที่กำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ และ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ วงจรจะได้ I_{out1} และ I_{out2} เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เดียวกัน แต่มีเฟสต่างกัน 90° องศา จึงกล่าวได้ว่าวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอเป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส

5.5 การจำลองการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

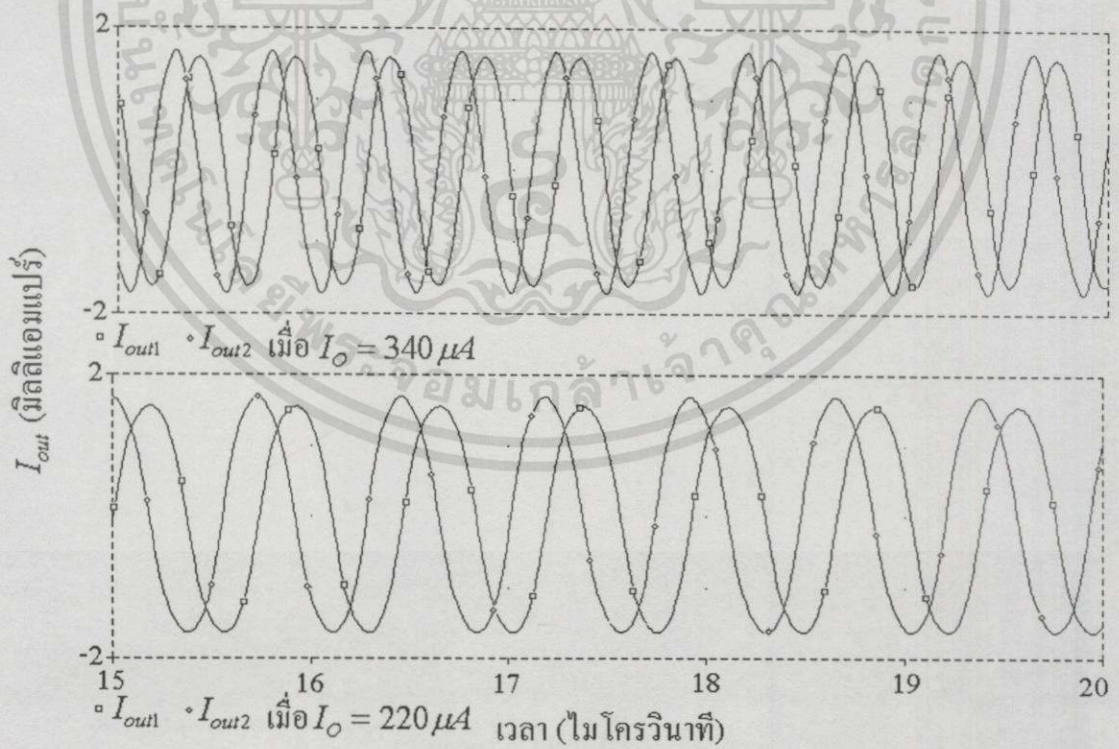
เพื่อยืนยันว่าวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่นำเสนอสามารถทำงานได้จริงตามหลักการ จึงได้ทำการตรวจสอบการทำงานของวงจร ด้วยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยเลือกใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR200 และชนิด PNP เบอร์ PR200 [31] ประกอบเป็นวงจร CCCII แล้วนำมาต่อรวมเป็นวงจรรอสซิลเลเตอร์ตามโครงสร้างในรูปที่ 5.6 เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = 0.002\mu F$ และ $I_{O1} = I_{O2} = 300\mu A$ จะเกิดการอสซิลเลตของกระแส I_{out1} ดังแสดงในรูปที่ 5.7 โดยในสภาวะคงตัวของสัญญาณ I_{out1} และ I_{out2} เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เท่ากันเท่ากับ $1.8MHz$ แต่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.7 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรอสซิลเลเตอร์



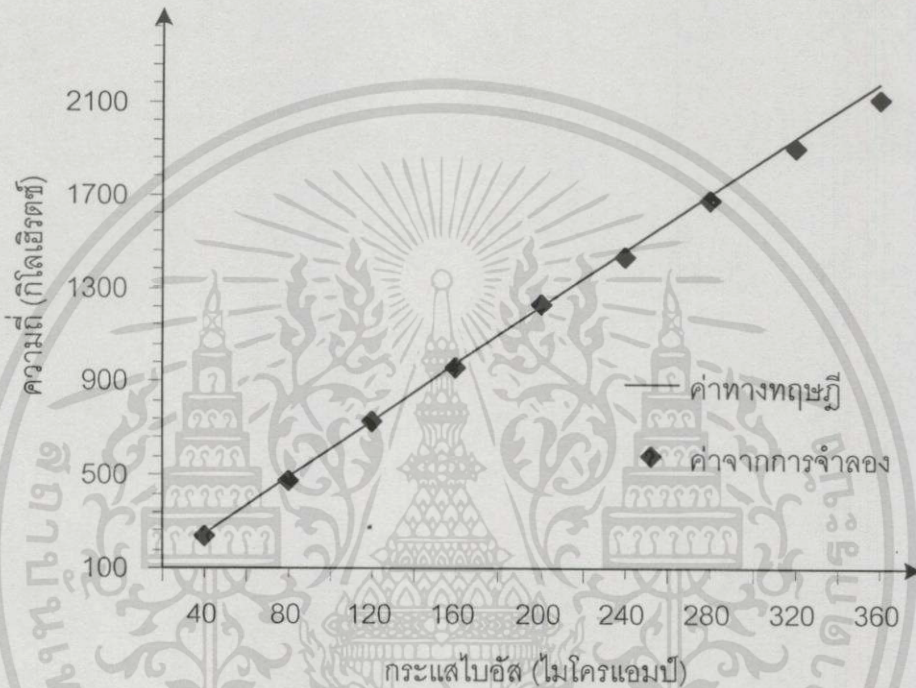
รูปที่ 5.8 สัญญาณเอาต์พุตในสภาวะคงตัว



รูปที่ 5.9 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อกระแสไบอัสมีค่าต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการจำลองวงจรโดยเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสเป็น $340\mu A$ และ $220\mu A$ จะพบว่าความถี่ของสัญญาณ I_{out1} และ I_{out2} จะเปลี่ยนเป็น $2.08MHz$ และ $1.35MHz$ ตามลำดับ แต่ยังคงมีเฟสต่างกัน 90 องศาเช่นเดิม ดังแสดงในรูปที่ 5.9 และเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสเป็นค่าอื่น ๆ ในช่วงตั้งแต่ $40-360\mu A$ พบว่าความถี่ของสัญญาณ I_{out1} และ I_{out2} ก็แปรตามค่าของกระแสไบอัส ดังแสดงในรูปที่ 5.10



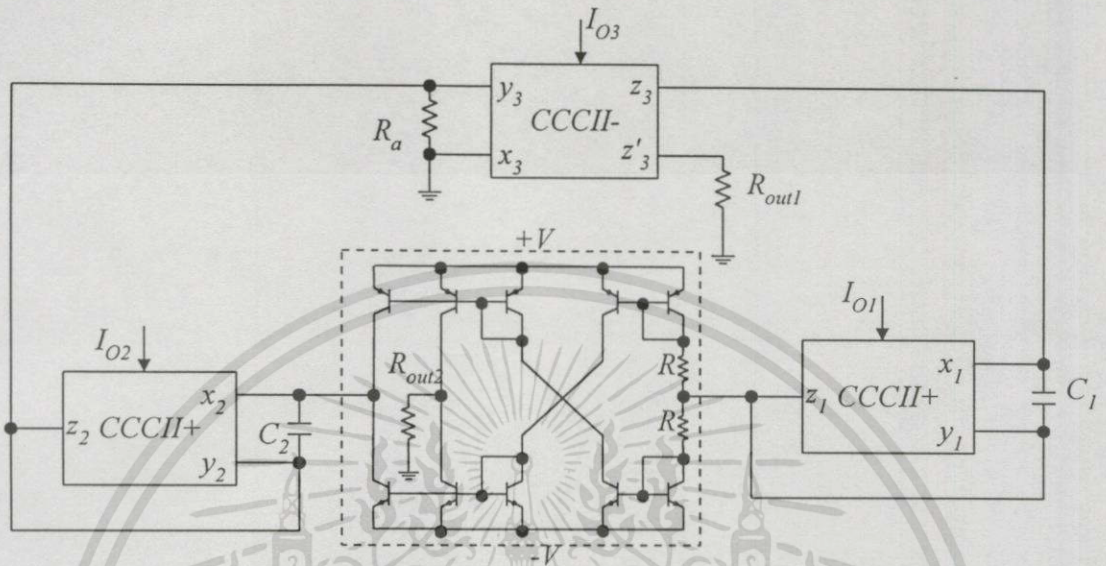
รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสกับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต

จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์ที่นำเสนอสามารถออสซิลเลตสัญญาณได้ตรงตามหลักการ นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตด้วยกระแสไบอัสของวงจร CCCII (I_0) ได้จริง และเมื่อเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีตามสมการที่ (5.28) แล้วพบว่าผลที่ได้ใกล้เคียงกัน

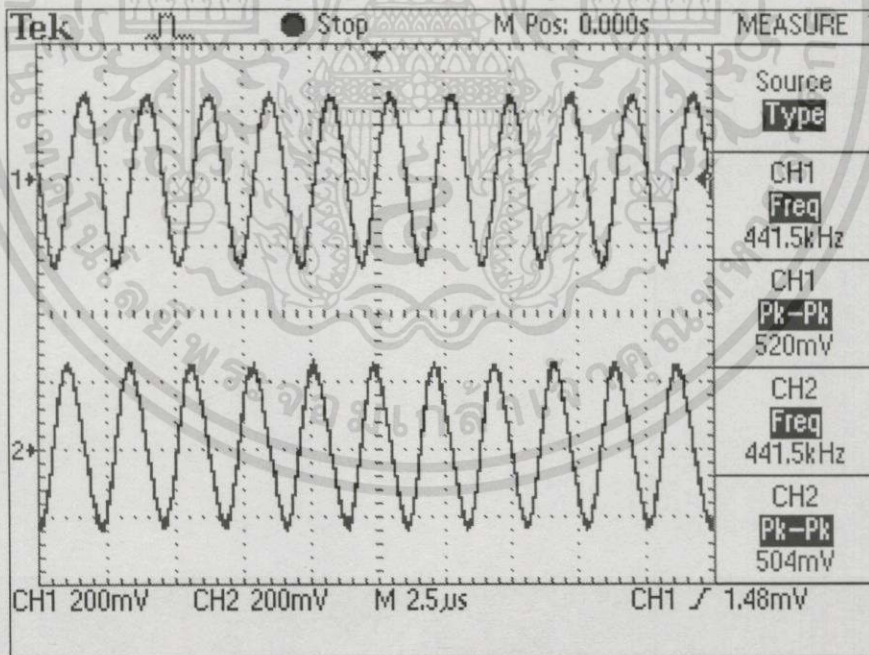
5.6 การทดลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์

จากหัวข้อ 5.5 ได้แสดงให้เห็นแล้วว่าหลักการที่นำเสนอมีความเป็นไปได้ ในหัวข้อนี้จึงได้ทำการต่อวงจรจริงโดยใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ เบอร์ CA3096 ต่อเป็นวงจร CCCII แล้วนำมาประกอบเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 5.11 โดยให้ไฟเลี้ยงของวงจร $+V = 5V$ และ $-V = -5V$ เพื่อความสะดวกในการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคป (oscilloscope) ได้สะท้อน

กระแสออกมาแล้วอาศัยตัวต้านทาน R_{out1} และ R_{out2} ทำให้เกิดแรงดันที่เป็นผลมาจาก I_{out1} และ I_{out2} ตามลำดับ



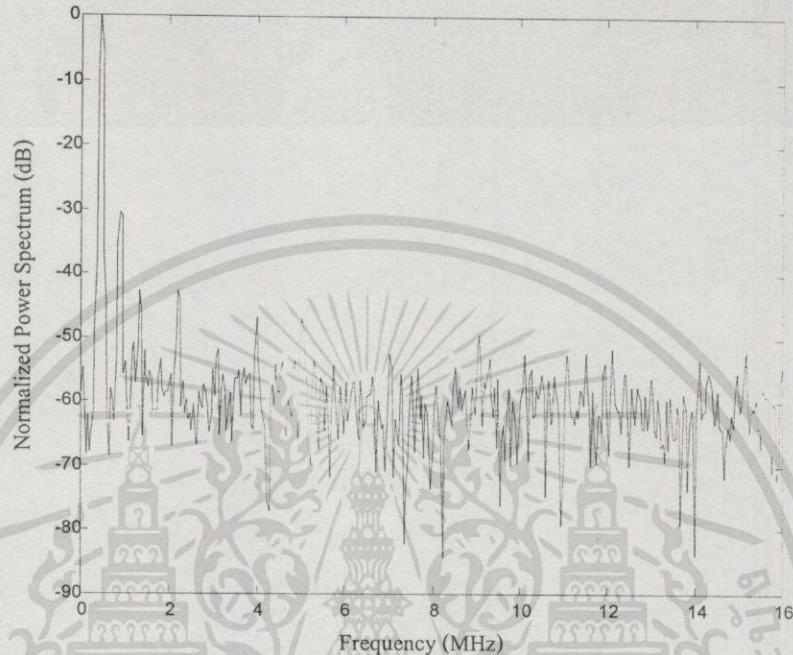
รูปที่ 5.11 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 5.12 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อ $I_O = 80\mu A$

เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = 2.2nF$ และ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ และป้อนกระแสไบอัส $I_O = 80\mu A$ วงจรจะเกิดการออสซิลเลตสัญญาณเอาต์พุต I_{out1} และสัญญาณเอาต์พุต I_{out2} ที่มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

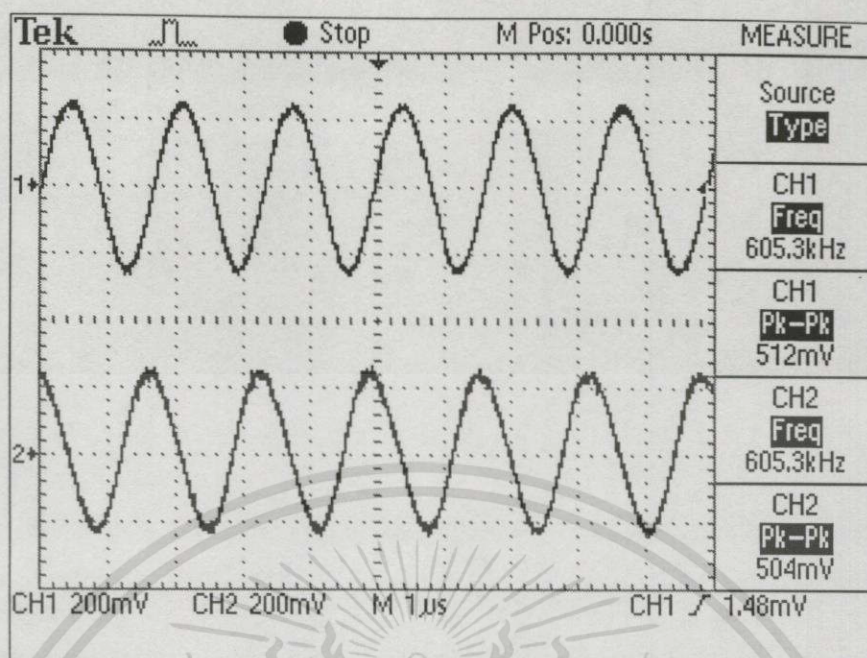
ความถี่เท่ากับ 441.5kHz แต่จะมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังในรูปที่ 5.12 โดยสัญญาณในช่องสัญญาณที่หนึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุต V_{out1} ซึ่งเป็นผลมาจาก I_{out1} และในช่องสัญญาณที่สองเป็นสัญญาณเอาต์พุต V_{out2} ซึ่งเป็นผลมาจาก I_{out2}



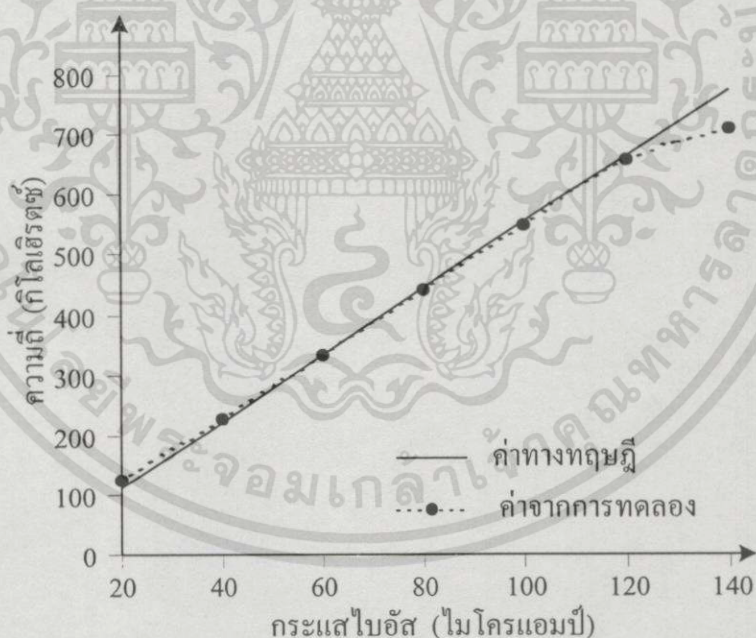
รูปที่ 5.13 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณเอาต์พุต I_{out1} ในรูปที่ 5.12

เมื่อนำข้อมูลของสัญญาณ V_{out1} จากช่องสัญญาณที่หนึ่งในรูปที่ 5.12 มาวิเคราะห์โดยโปรแกรม MATLAB สามารถแสดงสเปกตรัมของสัญญาณได้ดังรูปที่ 5.13 ซึ่งมีค่า THD (total harmonic distortion) เท่ากับ 0.097%

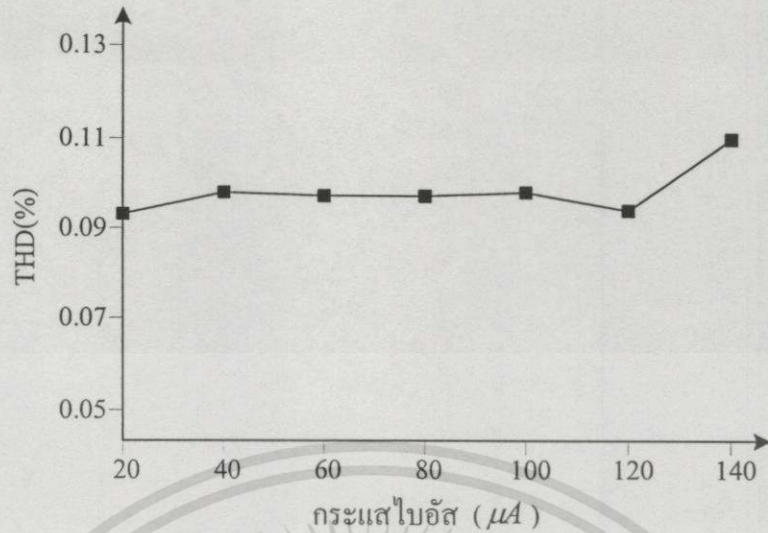
เมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสจาก $80\mu\text{A}$ เป็น $110\mu\text{A}$ พบว่าค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนจาก 441.5kHz ไปเป็น 605.3kHz โดยเฟสของ V_{out1} และ V_{out2} ยังคงต่างกัน 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 5.14 โดยสัญญาณในช่องสัญญาณที่หนึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุต V_{out1} และในช่องสัญญาณที่สองเป็นสัญญาณเอาต์พุต V_{out2} และเมื่อทดลองเปลี่ยนกระแสไบอัสเป็นค่าต่าง ๆ ในช่วง $20\mu\text{A} - 140\mu\text{A}$ แล้วนำค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาแสดงจะได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสและความถี่ ดังรูปที่ 5.15 นอกจากนี้เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาคำนวณหาค่า THD จะได้ค่าดังแสดงในรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.14 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิชิลเลเตอร์ เมื่อ $I_o = 110\mu A$



รูปที่ 5.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 5.16 ค่า THD ของสัญญาณ I_{out1} ขณะเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส

จากผลการทดลองทั้งหมดแสดงให้เห็นว่าวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์แบบใหม่ ที่นำเสนอสามารถกำเนิดสัญญาณได้ดี โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่า THD ประมาณ 0.097% การปรับค่าความถี่ด้วยกระแสไบอัสก็สามารถทำได้และให้ผลใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี

บทที่ 6

สรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและวิจัยถึงการสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอมาประกอบเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส โดยได้แสดงผลเหตุจูงใจในการศึกษาและวิจัยในเรื่องนี้ได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 ของวิทยานิพนธ์ ส่วนบทที่ 2 นั้นกล่าวถึงพื้นฐานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่บางวงจรที่มีผู้นำเสนอมาแล้วในอดีต โดยวงจรเหล่านั้นต่างก็มีข้อเด่นต่าง ๆ กันออกไป แต่อย่างไรก็ดีวงจรเหล่านั้นมีเงื่อนไขในการกำหนดค่าอัตราส่วนของอุปกรณ์พาสซีฟอยู่ เพื่อให้เกิดเงื่อนไขของการกรองทุกความถี่ นอกจากนั้นยังมีโครงสร้างที่ซับซ้อน และไม่สามารถปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ จึงนับว่าวงจรเหล่านั้นมีข้อด้อยอยู่มาก ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมได้ด้วยกระแส (CCCII) ซึ่งเป็นวงจรที่มีค่าความต้านทานภายในแฝงอยู่ที่พอร์ต x ของวงจร (R_x) ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสไบอัส I_0 และคุณสมบัตินี้เองที่ทำให้เกิดแนวคิดในการนำวงจร CCCII มาประยุกต์สร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

สำหรับบทที่ 4 นั้นเป็นเนื้อหาหลักของวิทยานิพนธ์ คือการนำเสนองจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่มีฟังก์ชันการถ่ายโอนในโหมดกระแส โครงสร้างของวงจรเรียบง่ายไม่ซับซ้อนสร้างขึ้นจากวงจร CCCII หนึ่งตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุอีกเพียงหนึ่งตัวเท่านั้น ค่าการเลื่อนเฟสของวงจรสามารถปรับได้จากการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII ตามสมการที่ (4.10) และจากสมการนี้พบว่าอุณหภูมิในรูปของแรงดันอุณหภูมิมีผลกระทบต่อค่าการเลื่อนเฟสของวงจรด้วยเช่นกัน แต่อย่างไรก็ดีในกรณีที่ไม่ต้องการให้เกิดมีผลกระทบจากอุณหภูมิก็สามารถทำได้ง่ายโดยมีบทความหลายบทความที่นำเสนอวิธีการชดเชยผลกระทบนี้ และในวิทยานิพนธ์นี้ได้ยกวิธีการชดเชยอุณหภูมิจากบทความ [30] มาแสดงประกอบไว้

เมื่อทำการตรวจสอบการทำงานของวงจรพบว่า ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ได้มีความสอดคล้องกับการวิเคราะห์วงจรทางทฤษฎี โดยผลตอบสนองทางเฟสเป็นฟังก์ชันของความถี่มีค่าตั้งแต่ 180 องศาและลดลงจนถึง 0 องศา เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่เพิ่มขึ้น ส่วนผลตอบสนองทางขนาดมีค่าคาดเคลื่อนจากค่าทางทฤษฎีเล็กน้อย ซึ่งเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสะท้อนกระแสที่ใช้เป็นเหตุให้กระแสที่ไหลผ่านพอร์ต z มีค่าไม่เท่ากับกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต x และเมื่อทำการจำลองด้วยวงจรที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันก็พบว่าได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ใกล้เคียงกับค่าในทางอุดมคติยิ่งขึ้น การจำลองการทำงานของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มีการชดเชยผลกระทบจากอุณหภูมิตามวิธีการในบทความ [30] ก็ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ และเมื่อทำการทดลองวงจรจริงก็พบว่าวงจรทำงานได้ตามหลักการ โดยมีข้อจำกัดเรื่องย่านความถี่ซึ่งเกิดจากข้อจำกัดของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่นำมาประกอบเป็นวงจร CCCII

ส่วนบทที่ 5 ของวิทยานิพนธ์เป็นการนำเสนอการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่มาสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส ด้วยการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอต่อคาสเคดกันสองวงจรประกอบร่วมกับวงจรขยายกระแสแบบกลับเฟสในลักษณะการป้อนกลับแบบบวก วงจรกรองผ่านทุกความถี่จะช่วยจัดเฟสของวงจรรวมเพื่อทำให้เกิดการออสซิลเลต สัญญาณเอาต์พุต I_{out1} และ I_{out2} ของวงจรออสซิลเลเตอร์จะมีความถี่เท่ากัน แต่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ความถี่ของสัญญาณสามารถปรับได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสของ CCCII โดยไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขในการออสซิลเลต การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และการต่อวงจรจริงก็พบว่าวงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณได้จริงตามหลักการ ค่า THD ของสัญญาณเอาต์พุตจากการทดลองจริงพบว่ามีค่าต่ำประมาณ 0.097% และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสของวงจร CCCII กับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตก็สอดคล้องกับค่าที่ได้ตามสมการที่ (5.28)

จากผลการตรวจสอบวงจรทั้งโดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองวงจรจริงสรุปได้ว่า วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอมีข้อเด่นที่สามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และมีโครงสร้างของวงจรที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อนเมื่อเทียบกับวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่มีผู้เสนอมาแล้ว นอกจากนี้เมื่อนำไปประยุกต์สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอเดรเจอร์ ก็สามารถที่จะปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตด้วยกระแสได้ ซึ่งนับว่าเป็นข้อดีของวงจรในอีกรูปแบบหนึ่งด้วย จากโครงสร้างของวงจรที่เรียบง่าย ทำให้เป็นที่หวังได้ว่าวงจรสามารถที่จะนำไปใช้ประยุกต์สร้างเป็นวงจรรวมสำหรับงานต่าง ๆ ได้อย่างดี

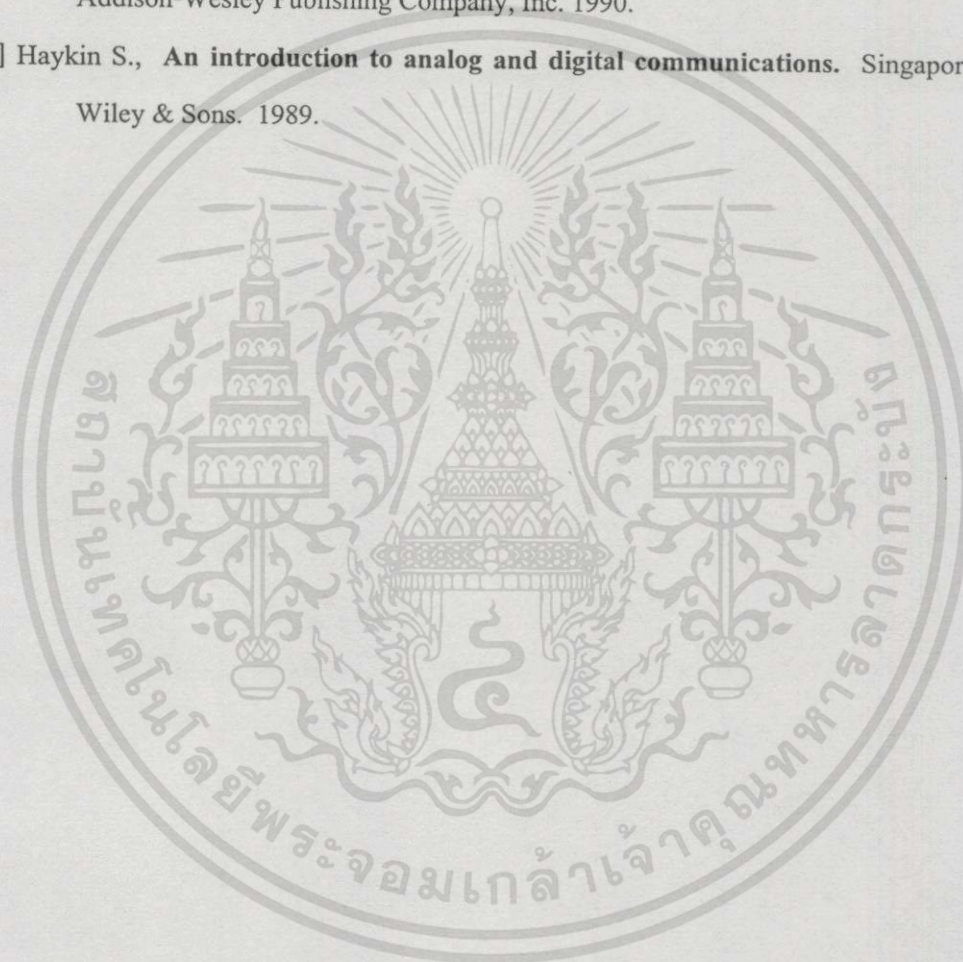
เอกสารอ้างอิง

- [1] Hou C., Shen B., "Second-generation current conveyor-based multiphase sinusoidal oscillator." *Int. J. Electron.* vol. 78, 1995. pp. 317-325.
- [2] Soliman A.M., "Generation of current conveyor-based allpass filters from op amp-based circuits." *IEEE Trans. Circuits and Syst. II.* vol. 44, no. 4, April 1997. pp. 324-330.
- [3] Bhattacharyya B. B., "Realization of an all-pass transfer function." *Proc. IEEE (Letters).* vol. 57, 1969. pp. 2092-2093.
- [4] Steve Winder., **Filter Design.** Oxford : Newnes. 1997.
- [5] Lang M., Budak A., "Design of allpass filter for phase approximation and equalization." *Proc. IEEE (Letters).* vol. 56, 1968. pp. 1764-1767.
- [6] Van Valkenburg M. E., **Analog filter design.** New York : Holt, Reine-Hart and Winston. 1982.
- [7] Zverev A.I., **Handbook of filter synthesis.** John Wiley & Sons, Inc. 1967.
- [8] Comer D. J., "High-frequency narrow-band active filter." *IEEE Trans. Circuit Theory.* vol. CAS-33, Aug. 1986. pp. 838-840.
- [9] Comer D. T., Comer D. J. and Gonzalez J. R., "A high-frequency integrable bandpass filter configuration." *IEEE Trans. Circuits and Syst. II.* vol. 44, no. 10, 1997. pp. 856-861.
- [10] Pookaiyudom S., Samotrut K., "Current-mirror phase-shifter oscillator." *Electronics Letters.* vol. 23, no. 1, 1987. pp. 21-23.
- [11] Vosper J. V., "Synthesis of first-order active-RC allpass network and their application in sinusoidal oscillator design." *Electronics Letters.* vol. 27, no. 1, 1991. pp. 53-55.
- [12] Holzel R., "A simple wide-band sine wave quadrature oscillator." *IEEE Trans. Instrumentation and measurement.* vol. 42, no. 3, June 1993. pp. 758-760.
- [13] Vosper J.V., Heima M., "CCII / CFA Active-RC oscillators on cascaded first order allpass building blocks." *Analog signal processing, IEE Third one-day Colloquium on.* 1996. pp. 1/1-1/6.
- [14] Genin R., "Realization of an allpass transfer function using operational amplifier." *Proc. IEEE (Letters).* vol. 56, 1968. pp. 1746-1747.
- [15] Sedra A. S., Smith K. C., **Microelectronic Circuit.** 4th Ed. New York : Oxford University Press, Inc. 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [16] Soliman A. M., "Inductorless Realization of an All-Pass Transfer Function Using the Current Conveyor." IEEE Trans. Circuit Theory. vol. CT-19, 1972. pp. 80-81.
- [17] Higashimura M., Fukui Y., "Realization of Current Mode All-pass networks using a current conveyor." IEEE Trans. Circuits and Systems. vol. 37, no. 5, 1990. pp. 660-661.
- [18] Salawu R. I., "Realization of an All-Pass Transfer Function Using the Second Generation Current Conveyor." Proc. IEEE (Letters). vol. 68, no. 1, 1980. pp. 183-184.
- [19] Higashimura M., Fukui Y., "Realization of all-pass networks using a current conveyor." Int. J. Electronics. vol. 65, no. 2, 1988. pp. 249-250.
- [20] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C., "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors." Electronics Letters. vol. 31, no. 20, 1995. pp. 1727-1728.
- [21] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C., "High frequency applications based on a new current controlled conveyor." IEEE Trans. Circuits and syst. I. vol. 43, no. 2, 1990. pp. 82-91.
- [22] Arthur B. Williams., **Electronic filter design handbook**. 3rd Ed. New York : McGraw-Hill, Inc. 1995.
- [23] Smith K.C., Sedra A., "The Current Conveyor – A new circuit building block." Proc. IEEE (Letters). vol. 56, 1968. pp. 1368-1369.
- [24] Sedra A., Smith K.C., "Second-generation current conveyor and its applications." IEEE Trans. Circuit Theory. vol. CT-17, 1970. pp. 132-134.
- [25] Wilson B., "Recent developments in current conveyors and current mode circuits." IEE Proc. vol. 137, pt. G, no. 2, 1990. pp. 63-77.
- [26] Fabre A., "Translinear current conveyor implementation." Int. J. Electron. vol. 59, 1985. pp. 619-623.
- [27] Seevinck E., **Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuit**. Elsevier Science Publishers B.V. 1988.
- [28] อนุรี หล่อสวัสดิ์ศิริ, จรียา เลิศจรสร่วมดี, วิภา แสงพิสิทธิ์ และ ปราโมทย์ วาดเขียน, "วงจรรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ในโหมดกระแส." วิศวกรรมลาดกระบัง. ปีที่ 16, ฉบับที่ 4, 2542. หน้าที่ 87-92.
- [29] Paul R. Gray, Robert G. Meyer., **Analysis and Design of Analog integrated circuits**. 2nd Ed. Canada : John Wiley & Sons Inc. 1984

- [30] Kiranon W., Loescharataramdee C., Kiatwarin N. and Wardkein P., "Electronically controlled negative resistance based on translinear circuits" Proc. IEEE-ISPACS, Phuket, Thailand, December, 1999. pp. 645-648.
- [31] Frey D.R., "Log-domain filter : an approach to current-mode filter." IEE Proceedings-G. vol. 140, no. 6, 1993. pp. 406-416.
- [32] วิวัฒน์ กิรานนท์. วิศวกรรมสื่อสาร. กรุงเทพฯ : อักษรสยามการพิมพ์. 2540.
- [33] Ferrel G. Stremler., **Introduction to Communication Systems.** 3rd Ed. Reading : Addison-Wesley Publishing Company, Inc. 1990.
- [34] Haykin S., **An introduction to analog and digital communications.** Singapore : John Wiley & Sons. 1989.



ภาคผนวก ก

ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ที่ใช้ในการจำลอง การทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ก.1 พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ NPN เบอร์ NR200

.MODEL NR200N NPN(RB=262.5 IRB=0 RBM=12.5 RC=25 RE=0.5

+IS=242E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5

+IKF=13.94E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=72E-16 NE=1.713

+BR=0.7258 IKR=4.396E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2

+TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.428E-12 VJE=0.5

+MJE=0.28 CJC=1.97E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.065

+CJS=1.17E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5)

ก.2 พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ PNP เบอร์ PR200

.MODEL PR200N PNP(RB=163.5 IRB=0 RBM=12.27 RC=25 RE=1.5

+IS=147E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110

+IKF=4.718E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=50.2E-16 NE=1.650

+BR=0.4745 IKR=12.96E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2

+TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.36E-12 VJE=0.5

+MJE=0.28 CJC=0.328E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.074

+CJS=1.39E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5)

ภาคผนวก ข

รายละเอียดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลองต่อวงจรจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CA3096, CA3096A, CA3096C

December 1997

NPN/PNP Transistor Arrays

Applications

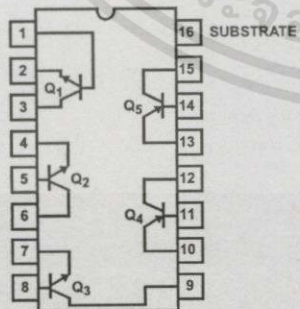
- Five-Independent Transistors
 - Three NPN and
 - Two PNP
- Differential Amplifiers
- DC Amplifiers
- Sense Amplifiers
- Level Shifters
- Timers
- Lamp and Relay Drivers
- Thyristor Firing Circuits
- Temperature Compensated Amplifiers
- Operational Amplifiers

Ordering Information

PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA3096AE	-55 to 125	16 Ld PDIP	E16.3
CA3096AM (3096A)	-55 to 125	16 Ld SOIC	M16.15
CA3096AM96 (3096A)	-55 to 125	16 Ld SOIC Tape and Reel	M16.15
CA3096CE	-55 to 125	16 Ld PDIP	E16.3
CA3096E	-55 to 125	16 Ld PDIP	E16.3
CA3096M (3096)	-55 to 125	16 Ld SOIC	M16.15
CA3096M96 (3096)	-55 to 125	16 Ld SOIC Tape and Reel	M16.15

Pinout

CA3096, CA3096A, CA3096C (PDIP, SOIC) TOP VIEW



Description

The CA3096C, CA3096, and CA3096A are general purpose high voltage silicon transistor arrays. Each array consists of five independent transistors (two PNP and three NPN types) on a common substrate, which has a separate connection. Independent connections for each transistor permit maximum flexibility in circuit design.

Types CA3096A, CA3096, and CA3096C are identical, except that the CA3096A specifications include parameter matching and greater stringency in I_{CBO} , I_{CEO} , and $V_{CE(SAT)}$. The CA3096C is a relaxed version of the CA3096.

CA3096, CA3096A, CA3096C Essential Differences

CHARACTERISTIC	CA3096A	CA3096	CA3096C
$V_{(BR)CEO}$ (V) (Min)	NPN	35	35
	PNP	-40	-40
$V_{(BR)CBO}$ (V) (Min)	NPN	45	45
	PNP	-40	-40
h_{FE} at 1mA	NPN	150-500	150-500
	PNP	20-200	20-200
h_{FE} at 100µA	PNP	40-250	40-250
			30-300
I_{CBO} (nA) (Max)	NPN	40	100
	PNP	-40	-100
I_{CEO} (nA) (Max)	NPN	100	1000
	PNP	-100	-1000
$V_{CE(SAT)}$ (V) (Max)	NPN	0.5	0.7
			0.7
$ V_{IO} $ (mV) (Max)	NPN	5	-
	PNP	5	-
$ I_{IO} $ (µA) (Max)	NPN	0.6	-
	PNP	0.25	-

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.
1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999

File Number 595.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3096, CA3096A, CA3096C

Absolute Maximum Ratings

	NPN	PNP
Collector-to-Emitter Voltage, V_{CE0}		
CA3096, CA3096A	35V	-40V
CA3096C	24V	-24V
Collector-to-Base Voltage, V_{CBO}		
CA3096, CA3096A	45V	-40V
CA3096C	30V	-24V
Collector-to-Substrate Voltage, V_{C10} (Note 1)		
CA3096, CA3096A	45V	-
CA3096C	30V	-
Emitter-to-Substrate Voltage, V_{E10}		
CA3096, CA3096A	-	-40V
CA3096C	-	-24V
Emitter-to-Base Voltage, V_{EBO}		
CA3096, CA3096A	6V	-40V
CA3096C	6V	-24V
Collector Current, I_C (All Types)	50mA	-10mA

Operating Conditions

Temperature Range -55°C to 125°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 2)	θ_{JA} (°C/W)
PDIP Package	90
SOIC Package	125
Maximum Power Dissipation (Each Transistor, Note 3)	200mW
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C
(SOIC - Lead Tips Only)	

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not intended.

NOTES:

- The collector of each transistor of the CA3096 is isolated from the substrate by an integral diode. The substrate (Terminal 16) must be connected to the most negative point in the external circuit to maintain isolation between transistors and to provide for normal transistor action.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.
- Care must be taken to avoid exceeding the maximum junction temperature. Use the total power dissipation (all transistors) and thermal resistances to calculate the junction temperature.

Electrical Specifications For Equipment Design, At $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	CA3096			CA3096A			CA3096C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
DC CHARACTERISTICS FOR EACH NPN TRANSISTOR											
I_{CBO}	$V_{CB} = 10V$, $I_E = 0$	-	0.001	100	-	0.001	40	-	0.001	100	nA
I_{CEO}	$V_{CE} = 10V$, $I_B = 0$	-	0.006	1000	-	0.006	100	-	0.006	1000	nA
$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 1mA$, $I_B = 0$	35	50	-	35	50	-	24	35	-	V
$V_{(BR)CBO}$	$I_C = 10\mu A$, $I_E = 0$	45	100	-	45	100	-	30	80	-	V
$V_{(BR)C10}$	$I_{C1} = 10\mu A$, $I_B = I_E = 0$	45	100	-	45	100	-	30	80	-	V
$V_{(BR)EBO}$	$I_E = 10\mu A$, $I_C = 0$	6	8	-	6	8	-	6	8	-	V
V_Z	$I_Z = 10\mu A$	6	7.9	9.8	6	7.9	9.8	6	7.9	9.8	V
$V_{CE SAT}$	$I_C = 10mA$, $I_B = 1mA$	-	0.24	0.7	-	0.24	0.5	-	0.24	0.7	V
V_{BE} (Note 4)	$I_C = 1mA$, $V_{CE} = 5V$	0.6	0.69	0.78	0.6	0.69	0.78	0.6	0.69	0.78	V
h_{FE} (Note 4)		150	390	500	150	390	500	100	390	670	
$ \Delta V_{BE}/\Delta T $ (Note 4)	$I_C = 1mA$, $V_{CE} = 5V$	-	1.9	-	-	1.9	-	-	1.9	-	mV/°C
DC CHARACTERISTICS FOR EACH PNP TRANSISTOR											
I_{CBO}	$V_{CB} = -10V$, $I_E = 0$	-	-0.06	-100	-	-0.006	-40	-	-0.06	-100	nA

CA3096, CA3096A, CA3096C

Electrical Specifications For Equipment Design, At $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	CA3096			CA3096A			CA3096C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I_{CEO}	$V_{CE} = -10\text{V}$, $I_B = 0$	-	-0.12	-1000	-	-0.12	-100	-	-0.12	-1000	nA
$V_{(BR)CEO}$	$I_C = -100\mu\text{A}$, $I_B = 0$	-40	-75	-	-40	-75	-	-24	-30	-	V
$V_{(BR)CBO}$	$I_C = -10\mu\text{A}$, $I_E = 0$	-40	-80	-	-40	-80	-	-24	-60	-	V
$V_{(BR)EBO}$	$I_E = -10\mu\text{A}$, $I_C = 0$	-40	-100	-	-40	-100	-	-24	-80	-	V
$V_{(BR)EIO}$	$I_{E1} = 10\mu\text{A}$, $I_B = I_C = 0$	40	100	-	40	100	-	24	80	-	V
$V_{CE\text{ SAT}}$	$I_C = -1\text{mA}$, $I_B = -100\mu\text{A}$	-	-0.16	-0.4	-	-0.16	-0.4	-	-0.16	-0.4	V
V_{BE} (Note 4)	$I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	-0.5	-0.6	-0.7	-0.5	-0.6	-0.7	-0.5	-0.6	-0.7	V
h_{FE} (Note 4)	$I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	40	85	250	40	85	250	30	85	300	
	$I_C = -1\text{mA}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	20	47	200	20	47	200	15	47	200	
$ \Delta V_{BE}/\Delta T $ (Note 4)	$I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	-	2.2	-	-	2.2	-	-	2.2	-	mV/ $^\circ\text{C}$

 I_{CBO} Collector-Cutoff Current I_{CEO} Collector-Cutoff Current $V_{(BR)CEO}$ Collector-to-Emitter Breakdown Voltage $V_{(BR)CBO}$ Collector-to-Base Breakdown Voltage $V_{(BR)CIO}$ Collector-to-Substrate Breakdown Voltage $V_{(BR)EBO}$ Emitter-to-Base Breakdown Voltage V_Z Emitter-to-Base Zener Voltage $V_{CE\text{ SAT}}$ Collector-to-Emitter Saturation Voltage V_{BE} Base-to-Emitter Voltage h_{FE} DC Forward-Current Transfer Ratio $|\Delta V_{BE}/\Delta T|$ Magnitude of Temperature Coefficient:
(for each transistor)

NOTE:

4. Actual forcing current is via the emitter for this test.

Electrical Specifications For Equipment Design At $T_A = 25^\circ\text{C}$ (CA3096A Only)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3096A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
FOR TRANSISTORS Q_1 AND Q_2 (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER)						
Absolute Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	$V_{CE} = 5\text{V}$, $I_C = 1\text{mA}$	-	0.3	5	mV
Absolute Input Offset Current	$ I_{IO} $		-	0.07	0.6	μA
Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient	$\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$		-	1.1	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
FOR TRANSISTORS Q_4 AND Q_5 (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER)						
Absolute Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	$V_{CE} = -5\text{V}$, $I_C = -100\mu\text{A}$ $R_S = 0$	-	0.15	5	mV
Absolute Input Offset Current	$ I_{IO} $		-	2	250	nA
Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient	$\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$		-	0.54	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$

CA3096, CA3096A, CA3096C

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance At $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	TYPICAL VALUES	UNITS
DYNAMIC CHARACTERISTICS FOR EACH NPN TRANSISTOR				
Noise Figure (Low Frequency)	NF	$f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}, R_S = 1\text{k}\Omega$	2.2	dB
Low-Frequency, Input Resistance	R_i	$f = 1.0\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	10	$\text{k}\Omega$
Low-Frequency Output Resistance	R_o	$f = 1.0\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	80	$\text{k}\Omega$
Admittance Characteristics				
Forward Transfer Admittance	y_{FE}	g_{FE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	7.5	mS
		b_{FE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	-j13	mS
Input Admittance	y_{IE}	g_{IE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	2.2	mS
		b_{IE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	j3.1	mS
Output Admittance	y_{OE}	g_{OE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	0.76	mS
		b_{OE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	j2.4	mS
Gain-Bandwidth Product	f_T	$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1.0\text{mA}$	280	MHz
		$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 5\text{mA}$	335	MHz
Emitter-To-Base Capacitance	C_{EB}	$V_{EB} = 3\text{V}$	0.75	pF
Collector-To-Base Capacitance	C_{CB}	$V_{CB} = 3\text{V}$	0.46	pF
Collector-To-Substrate Capacitance	C_{Cl}	$V_{Cl} = 3\text{V}$	3.2	pF
DYNAMIC CHARACTERISTICS FOR EACH PNP TRANSISTOR				
Noise Figure (Low Frequency)	NF	$f = 1\text{kHz}, I_C = 100\mu\text{A}, R_S = 1\text{k}\Omega$	3	dB
Low-Frequency Input Resistance	R_i	$f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$	27	$\text{k}\Omega$
Low-Frequency Output Resistance	R_o	$f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$	680	$\text{k}\Omega$
Gain-Bandwidth Product	f_T	$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$	6.8	MHz
Emitter-To-Base Capacitance	C_{EB}	$V_{EB} = -3\text{V}$	0.85	pF
Collector-To-Base Capacitance	C_{CB}	$V_{CB} = -3\text{V}$	2.25	pF
Base-To-Substrate Capacitance	C_{Bl}	$V_{Bl} = 3\text{V}$	3.05	pF

Typical Applications

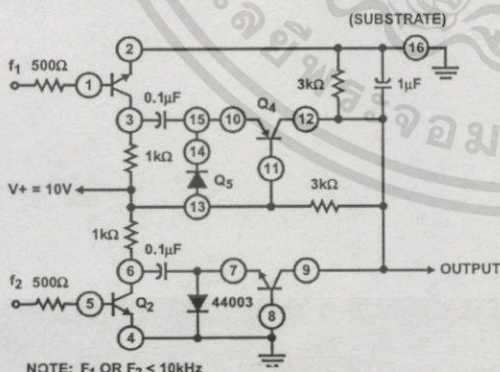


FIGURE 1. FREQUENCY COMPARATOR USING CA3096

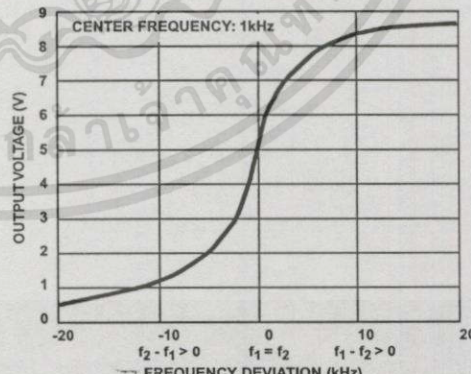


FIGURE 2. FREQUENCY COMPARATOR CHARACTERISTICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ในโหมดกระแส

Current-mode tunable allpass filter

อนุรี หล่อสวัสดิศิริ* จริญญา เลิศจรัสอร่ามศิริ** วิชา แสงพิลิตธิ* และ ปราโมทย์ วาดเขียน*

*ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม **ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรองผ่านทุกความถี่ในโหมดกระแสที่ปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอขึ้นสร้างขึ้นจากวงจรสายพจนกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) เพียงหนึ่งตัวร่วมกับตัวเก็บประจุอีกหนึ่งตัวเท่านั้น การปรับค่าการเลื่อนเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรมีค่าปรับค่าได้โดยง่ายด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของ CCCII การทดสอบการทำงานของวงจรโดยการเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรม SPICE ได้ผลตรงตามหลักการทางทฤษฎีเป็นอย่างดี นอกจากนี้แล้วยังได้แสดงการทดสอบประยุกต์ใช้งานวงจรรองผ่านทุกความถี่นี้โดยสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งใช้กระแสในการควบคุมความถี่ พร้อมทั้งแสดงผลทดสอบโดยการเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรม SPICE ซึ่งได้ผลตรงตามหลักการอย่างดี

Abstract

This paper presents a current-mode allpass filter with electronically tunable phase feature. The proposed circuit is composed of only a current controlled conveyor (CCCII) and one capacitor. The phase characteristics of the transfer function can be easily adjusted with the bias current of the CCCII. It is shown from the SPICE simulation that the result agrees well with the theoretical analysis. For verification, the proposed circuit has also been applied as a current controlled oscillator. The simulation result shows the successful application.

1. บทนำ

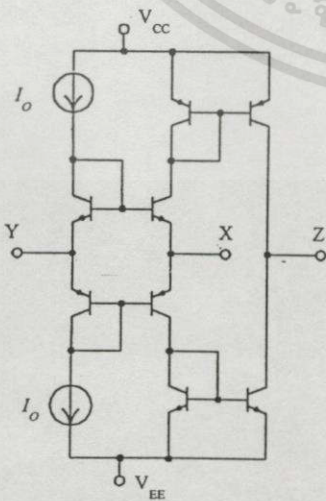
วงจรรองผ่านทุกความถี่ (allpass filter: APF) หรือที่นิยมเรียกกันอีกชื่อหนึ่งว่า วงจรเลื่อนเฟสนั้น มีความสำคัญในการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ในงานการสื่อสาร งานอิเล็กทรอนิกส์ งานควบคุมอัตโนมัติ และงานเครื่องมือวัด [1-3] วงจรรองผ่านทุกความถี่สามารถนำมาคาสเคด (cascade) กันเพื่อใช้เป็นวงจรรคเซพเฟส หรือใช้เป็นวงจรถิเลี่ยอควอไลเซอร์ (delay equalizer) ได้ [4-6] และยังสามารถนำมาใช้เป็นวงจรถูกกำหนดความถี่ของ

วงจรถูกกำหนดสัญญาณรูปไซน์ (sine wave oscillator) [7] หรือใช้เพื่อช่วยปรับคุณสมบัติทางเฟสของระบบต่างๆ ให้เป็นไปตามต้องการ [4-6] วงจรรองผ่านทุกความถี่แบบแอคทีฟ (active APF) ส่วนมากนั้นจะมีการพัฒนาขึ้นมา แต่มักจะกระทำกันในโหมดแรงดัน (voltage mode) กล่าวคือจะใช้ฟังก์ชันการถ่ายโอนที่เป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนเชิงแรงดัน (voltage transfer function) [3,8] และวงจรที่พบกันบ่อยความถี่ต่างๆ นั้นมักเป็นชนิดที่ไม่สามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ใน

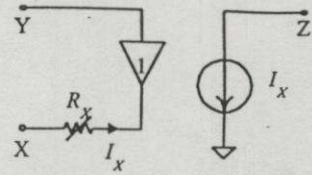
บทความนี้จะนำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในโหมดกระแส (current mode) ที่ใช้วิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์มาปรับค่าการเลื่อนเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรได้โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่เรียกว่า วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) เพียงตัวเดียวมาประกอบร่วมกับตัวเก็บประจุอีกเพียงหนึ่งตัว ดังนั้นวงจรจึงมีลักษณะที่เรียบง่ายมาก และโดยการทดสอบด้วยการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม SPICE วงจรสามารถทำงานได้ดี และเมื่อทดลองนำวงจรมาประกอบกันกับวงจรขยายกระแส เพื่อให้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) วงจรก็สามารถผลิตความถี่ออกมาได้อย่างดี และสามารถปรับค่าได้โดยการควบคุมกระแสไบอัสของ CCCII ที่ใช้ได้ตามความต้องการ

2. วงจรและหลักการ

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor: CCII) นั้นเมื่อสร้างขึ้นโดยใช้หลักการทรานสลิเนียร์ (translinear) ดังแสดงในรูปที่ 1 นั้น ถ้าใช้กระแสไบอัส I_o ค่า จะทำให้ค่าความต้านทานอินพุตของขั้ว X มีค่าที่ไม่สามารถตัดทิ้งได้ขึ้นมา โดยที่ค่า R_x จะมีค่าเท่ากับ $\frac{V_T}{2I_o}$ เมื่อ V_T คือค่าแรงดันอุณหภูมิตั้ง (thermal voltage) ทำให้วงจรเทียบเท่าของวงจรในรูปที่ 1 มีดังแสดงในรูปที่ 2 [8-10]



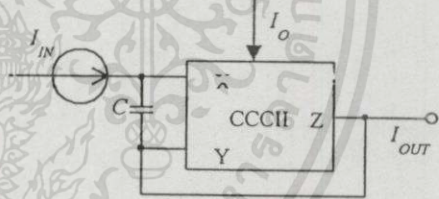
รูปที่ 1 วงจรทรานสลิเนียร์ CCCII



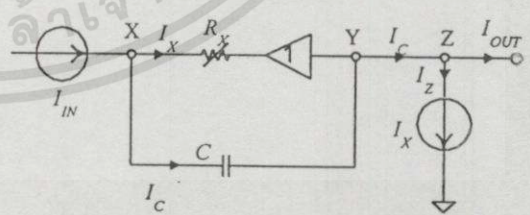
รูปที่ 2 วงจรเทียบเท่าของ CCCII ตามรูปที่ 1

และเนื่องจาก R_x มีค่าขึ้นกับ I_o ทำให้ปรากฏการณ์การส่งถ่ายกระแสจากขั้ว X ไปยังขั้ว Z ถูกควบคุมโดย I_o ด้วย จึงทำให้วงจรตามรูปนี้ได้ชื่อพิเศษเฉพาะชื่อว่า วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) [8-10] มีสัญลักษณ์ทางวงจรที่แตกต่างจาก CCII คือมีขั้ว I_o สำหรับไบอัสวงจรเพิ่มขึ้น [8-10]

เมื่อเรานำเอา CCCII นี้มาประกอบรวมกับตัวเก็บประจุ C ดังแสดงในรูปที่ 3ก จะได้วงจรเทียบเท่าของวงจรเป็นดังแสดงในรูปที่ 3ข



รูปที่ 3ก วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับ 1



รูปที่ 3ข วงจรเทียบเท่าของวงจรรูปที่ 3ก

และเมื่อเราทำการวิเคราะห์วงจรนี้ เราจะได้

$$I_{IN} = I_C + I_x = \left(sC + \frac{1}{R_x} \right) (V_x - V_Y) \quad (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$I_{out} = I_c - I_x = \left(sC - \frac{1}{R_x} \right) (V_x - V_y) \quad (2)$$

ดังนั้นเราจะได้อัตราฟังก์ชันการถ่ายโอนในโดเมน
กระแส $H(s)$ ของวงจรนี้ เป็นดังต่อไปนี้คือ

$$H(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(sCR_x - 1)}{(sCR_x + 1)} \quad (3)$$

ซึ่งเราจะพบว่ารูปแบบของสมการ $H(s)$ ตาม
สมการ (3) นี้ คือฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่าน
ทุกความถี่อันดับหนึ่งนั่นเอง ดังนั้นเราจึงกล่าวได้ว่าวงจร
ความถี่ 3ก เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในโดเมนกระแส
ชนิดอันดับหนึ่งที่มีค่าขนาด และเฟสของฟังก์ชันการ
ถ่ายโอนคือ

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (4)$$

และ

$$\angle H(j\omega) = \pi - 2 \tan^{-1}(\omega CR_x) \quad (5)$$

ถามลำดับ กล่าวคือเมื่อมีกระแสอินพุตไหลผ่านวงจร วงจร
จะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของกระแสเอาต์พุตของวงจร
แตกต่างกันไปจากเฟสของกระแสอินพุตตามค่าในสมการ (5)
ซึ่งจะเห็นได้ว่า เมื่อค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยน
จาก 0 จนกลายเป็น ∞ วงจรจะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของ
สัญญาณกระแสเอาต์พุตเริ่มจาก 180 องศาลงมา 0 องศา
ขึ้นกับค่าความถี่ของสัญญาณที่ใช้ และเราจะพบว่าค่า
เวลาคงตัวของวงจร กล่าวคือค่า CR_x นั้นสามารถควบคุม
ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_o ของวงจร CCCII ซึ่ง
มีแทนค่า R_x ในสมการ (3) จะได้

$$H(s) = \frac{sCV_T - 2I_o}{sCV_T + 2I_o} \quad (6)$$

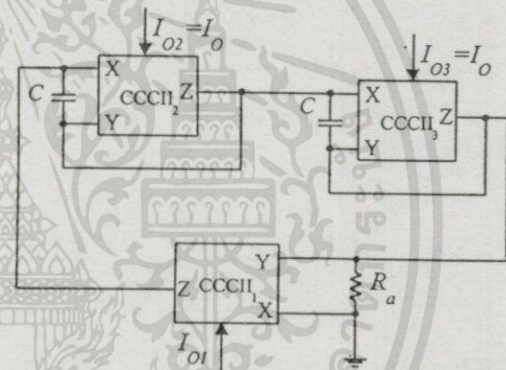
และเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอนคือ

$$\angle H(j\omega) = \pi - 2 \tan^{-1}(\omega CV_T / I_o) \quad (7)$$

จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันการถ่ายโอนในโดเมนกระแสตรงตาม
รูปที่ 3ก นั้น เกิดอยู่ในรูปฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจร
กรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการ
ทางอิเล็กทรอนิกส์ กล่าวคือโดยการปรับกระแสไบอัส I_o
ได้ตามต้องการ

3. การประยุกต์ใช้สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์

การนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่กล่าวถึงใน
หัวข้อ 2 มาประกอบรวมกับวงจรขยายกระแส ดังแสดงใน
รูปที่ 4 จะทำให้ได้วงจรออสซิลเลเตอร์ขึ้น



รูปที่ 4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่

CCCII₁ ในรูปที่ 4 นั้นเป็น CCCII ชนิดลบ
ดังนั้นเราจะพบว่าอัตราขยายกระแสของวงจรคือ G
จะเท่ากับค่าลบของอัตราส่วน R_a ต่อค่า R_{x1} [8] เมื่อใช้
CCCII₂ และ CCCII₃ มาสร้างเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่
สองชุดต่อเป็นวงจรป้อนกลับให้กับวงจรขยายกระแส
วงจรกรองผ่านทุกความถี่จะช่วยจัดเฟสของวงจรรวม เพื่อ
ทำให้เกิดการออสซิลเลชัน จะพบว่าวงจรจะเกิดออสซิลเล
ชันได้ เมื่ออัตราขยายแบบเปิดลูป (open loop gain) ของ
วงจรมีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นถ้าเราใช้ $I_{o2} = I_{o3} = I_o$ เราจะ
ได้เงื่อนไขของการออสซิลเลชันคือ [11]

$$G \left(\frac{sCV_T - 2I_o}{sCV_T + 2I_o} \right)^2 = 1 \quad (8)$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ เงื่อนไขของการออสซิลเลตที่ได้อีกคือ เราจะต้องทำให้

$$|G| = 1 \tag{9}$$

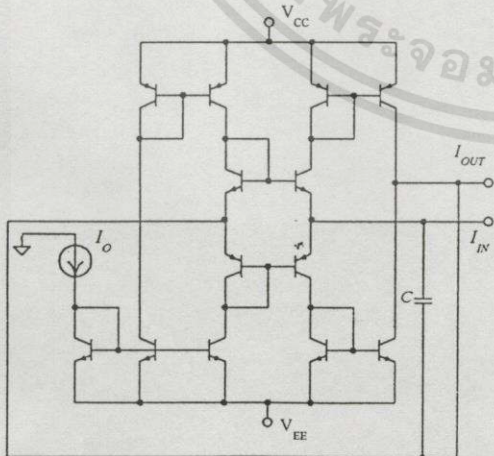
หรือ $R_o = R_{x1}$ ซึ่งจะทำให้เกิดการออสซิลเลตที่ความถี่

$$f = \frac{I_o}{\pi C V_T} \tag{10}$$

ดังนั้นวงจรตามรูปที่ 4 จึงทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ได้ตามที่เราต้องการ ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าวงจรนี้มีข้อดีคือค่าความถี่ของการออสซิลเลตแปรผันโดยตรงกับค่ากระแสไบอัส I_o จะเห็นได้ว่าวงจรที่เราได้นี้มีคุณสมบัติเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสซึ่งมีประโยชน์ในการนำไปประยุกต์ใช้งานต่างๆ ได้มาก เช่น นำไปสร้างวงจรเฟสล็อกกลูป (PLL) เป็นต้น

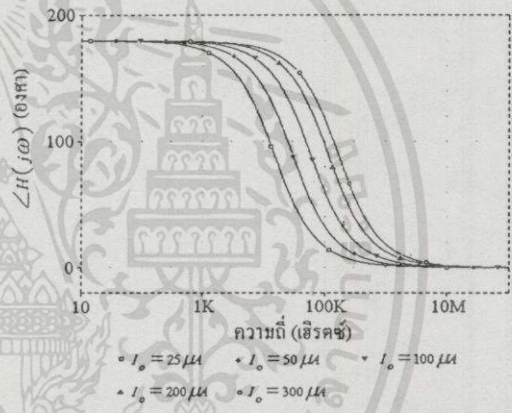
4. ผลจากการจำลองวงจร

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ เราได้ใช้ทรานซิสเตอร์ NPN เบอร์ NR200 และทรานซิสเตอร์ PNP เบอร์ PR200 [12] ในการประกอบเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ตามรูปที่ 3ก ซึ่งมียารละเอียดยของวงจรดังรูปที่ 5

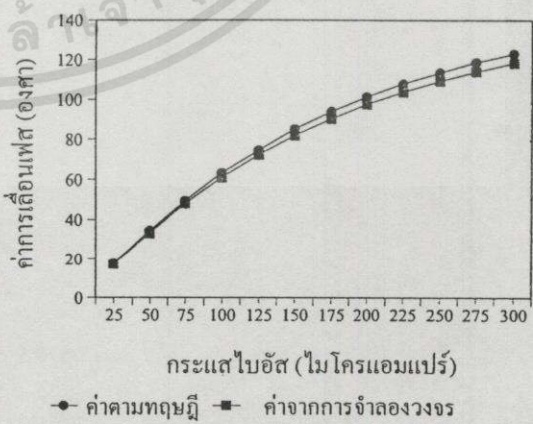


รูปที่ 5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้ในการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม SPICE

การจำลองวงจรด้วยโปรแกรม SPICE พบว่าผลการวัดผลตอบสนองเชิงความถี่ของเฟสของวงจรเมื่อใช้ $C = 0.02 \mu F$ และทดลองเปลี่ยนค่า I_o เป็นค่าต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 6 ตามรูปที่ 6 นี้แสดงให้เห็นพฤติกรรมของการเลื่อนเฟสของวงจรเป็นฟังก์ชัน arctangent ของความถี่ตามสมการ (5) ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของการเลื่อนเฟสที่ปรากฏเห็นชัดในช่วงประมาณจาก $(0.1/\pi C R_x)$ เฮิรตซ์ ถึง $(10/\pi C R_x)$ เฮิรตซ์ ซึ่งเท่ากับค่าที่ประมาณได้โดยวิธีการของโบด (Bode's plot) [13]



รูปที่ 6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของการเลื่อนเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ตามรูปที่ 5

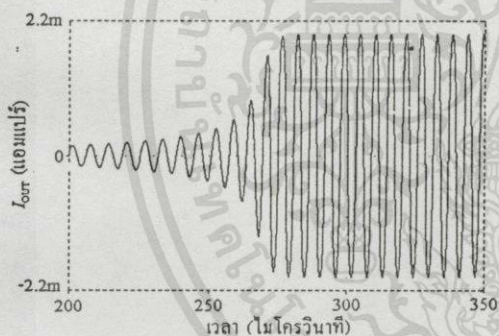


รูปที่ 7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการเลื่อนเฟสของวงจรและค่ากระแสไบอัส I_o

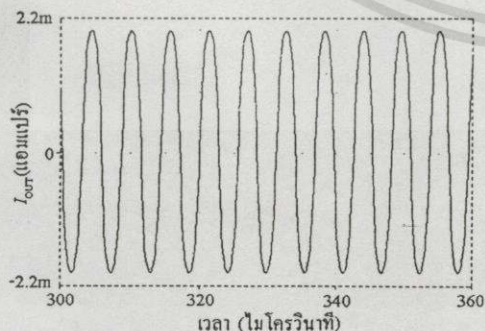
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อกำหนดความถี่ที่ 100 kHz และทดลองเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_o ไป จะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างการเลื่อนเฟสของวงจรถ่ายและค่ากระแสไบอัส I_o ดังแสดงในรูปที่ 7

จากนั้นได้ทดลองนำเอาวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่ที่ได้มาประกอบเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4 โดย วงจร CCCII ชนิดลบที่ใช้สร้างวงจรถ่ายกระแสทำขึ้นจากการนำ CCCII ชนิดบวก มาเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสไว้กับอีกคู่หนึ่งขึ้น เพื่อสร้างกระแส $-I_z$ ออกมาที่ขั้ว Z ตามวิธีการในเอกสารอ้างอิง [8] ตัวอย่างการเกิดการออสซิลเลชันของกระแส I_{z1} ของวงจรถ่าย CCCII₁ (I_{OUT}) เมื่อใช้ $C = 0.02 \mu F$ มีดังแสดงในรูปที่ 8 และค่าสัญญาณกระแส I_{OUT} นี้ในสภาวะคงตัว (steady state) จะมีดังแสดง ในรูปที่ 9

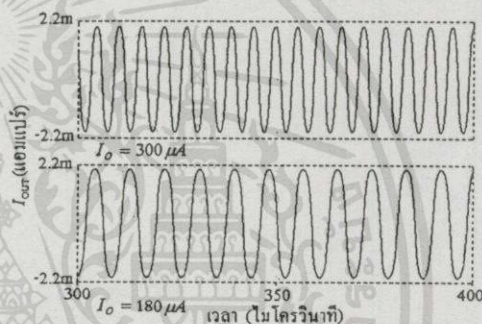


รูปที่ 8 การเกิดออสซิลเลชันของวงจรถ่ายเมื่อ $I_o = 300 \mu A$



รูปที่ 9 การออสซิลเลชันในสภาวะคงตัวของ I_{OUT} เมื่อใช้ $I_o = 300 \mu A$

เมื่อทดลองเปลี่ยนค่า I_o จาก $300 \mu A$ เป็น $180 \mu A$ พบว่าค่าความถี่ของ I_{OUT} เปลี่ยนจาก 178 kHz ไปเป็น 113 kHz ดังแสดงในรูปที่ 10 ซึ่งแสดงว่าวงจรถ่ายออสซิลเลเตอร์ตามรูปที่ 4 นี้สามารถควบคุมได้ด้วยค่ากระแสไบอัส I_o ได้ตามหลักการ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการนำเอาวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่ที่ได้มาเสนอในหัวข้อ 2 มาใช้เป็นวงจรถ่ายการเลื่อนเฟสของวงจรถ่ายออสซิลเลเตอร์ ดังแสดงในหัวข้อ 3 จะทำให้เราสามารถสร้างวงจรถ่ายออสซิลเลเตอร์ชนิดที่ปรับค่าความถี่ได้ด้วยกระแสเช่น นี้ได้ตามต้องการ



รูปที่ 10 ผลเปรียบเทียบการออสซิลเลชันของ I_{OUT} โดยสัญญาณรูปบนเกิดเมื่อ $I_o = 300 \mu A$ และสัญญาณรูปล่างเกิดเมื่อ $I_o = 180 \mu A$

5. สรุปและวิจารณ์

บทความนี้ได้เสนอวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรถ่ายได้นำเสนอนั้นใช้อุปกรณ์น้อยมาก คือใช้ CCCII และตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว การปรับค่าเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่ทำได้โดยใช้การปรับค่ากระแสไบอัส I_o ของ CCCII ที่ใช้ วงจรถ่ายสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายรูปแบบ ซึ่งในบทความนี้ได้แสดงถึงการประยุกต์ใช้มาสร้างวงจรถ่ายออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส ซึ่งมีประโยชน์มากสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป การจำลองการทำงานของวงจรถ่ายคอมพิวเตอร์นั้นให้ผลเป็นไปตามหลักการอย่างดี ข้อเสียของวงจรถ่ายนั้นมีอยู่เล็กน้อยกล่าวคือค่า R_x ของ CCCII นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิในรูปของ V_T แต่อย่างไรก็ตาม ข้อเสียนี้สามารถเอาชนะได้โดยง่าย โดยใช้วิธีการชดเชยผลของอุณหภูมิตามหลักการในเอกสารอ้างอิง [14] มาประยุกต์ใช้งานก็จะทำให้กำจัดปัญหาเรื่องอิทธิพลของอุณหภูมิลงได้อย่างดี ดังนั้นวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์นี้ จึงน่าจะอำนวยความสะดวกให้การออกแบบวงจรต่างๆ ที่เกี่ยวข้องได้เป็นอย่างดี

ข้อจำกัดในการสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่ตามที่ได้เสนอนี้ ทางปฏิบัตินั้นเราจะต้องเลือก CCCII ที่มีค่าเป็นไปตามทฤษฎีคือจะต้องมี I_Z เท่ากับ I_X ซึ่งการที่ให้ได้เงื่อนไขเช่นนี้ ในทางปฏิบัติเราจะต้องเลือกทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP ที่มีค่าอัตราขยายกระแสสูง และมีความสมพงษ์ (match) กันอย่างดี

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Hou and B. Shen, "Second-generation current conveyor-based multiphase sinusoidal oscillator," *IEEE*, Vol.78, pp.317-325, 1995.
- [2] A. M. Soliman, "Generation of current conveyor-based all-pass filter from op amp-based circuit," *IEEE Trans circuit syst. II*, Vol.44, 1997.
- [3] B. B. Bhattacharyya, "Realization of an allpass transfer function," *Proc. IEEE*, Vol.57, pp.2092-2093, 1969.
- [4] M. E. van Valkenburg, *Analog filter design*, New York:Holt, Reine-hart and Winston, 1982.
- [5] M. Lang and A. Budak, "Design of allpass filters for phase approximation and equalization," *Proc. IEEE*, Vol.56, pp.1764-1747, 1968.
- [6] A.I Zverev, *Handbook of filter synthesis*, John Wiley & Sons, Inc., 1967.
- [7] S. Pookaiyudom and K. Samotrut, "Current-mirror phase-shifter oscillator," *Electronics Lett.*, Vol.23, No.1., pp.21-23, 1987.
- [8] C. Toumazou, F.J. Lidgely and D.G. Haign, *Analogue IC design: the current-mode approach*, London:Peter Peregrinus, 1990.
- [9] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "High frequency applications based on a new current controlled conveyor," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Vol.43, No.2., pp.82-91, 1996.
- [10] W. Kiranon, J. Kesorn and P. Wardkein, "Current controlled oscillator based on translinear conveyors," *Electronics Lett.*, Vol.32, No.15., pp.1330-1331, 1996.
- [11] I. Davidse, *Analog electronic circuit design*, Prentice Hall, Chapt.10, 1991.
- [12] D.R. Frey, "Log-domain filter: an approach to current-mode filter," *IEE Proceedings-G*, Vol.140, No.6., pp.406-416, 1993.
- [13] C.R. Paul, *Analysis of linear circuit*, McGraw-Hill, chapt.7, 1989.
- [14] W. Surakampontorn, V. Riewruja, K.Kumwachara and C. Fongsamut, "Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA," *Electronics Lett.*, Vol.34, No.8., pp.707-709, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวอนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ เกิดเมื่อวันที่ 1 เมษายน 2519 ที่จังหวัดเชียงราย สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมโทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2539

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2540 – ปัจจุบัน

1. อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ, วิภา แสงพิสิทธิ, ปราโมทย์ วาดเขียน และ วิวัฒน์ กิรานนท์. “วงจรเลื่อนเฟส และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.” วารสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20. ฉบับที่ 3, ธันวาคม 2540. หน้า 796-800.
2. วิภา แสงพิสิทธิ, อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ, ปราโมทย์ วาดเขียน และ วิวัฒน์ กิรานนท์. “วงจรถอดครนซ์สอง และวงจรบวกเวกเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.” วารสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20. ฉบับที่ 3, ธันวาคม 2540. หน้า 825-830.
3. อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ, จริยา เลิศจรสอร่ามดี, วิภา แสงพิสิทธิ และ ปราโมทย์ วาดเขียน. “วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้ในโหมดกระแส.” วิศวกรรมลาดกระบัง. ปีที่ 16, ฉบับที่ 4, ธันวาคม 2542. หน้า 87-92.
4. แสงระวี ดั่งกุลบริบูรณ์, อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ, วิภา แสงพิสิทธิ และ วลัยลักษณ์ ประสงค์สุข. “วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.” วิศวกรรมลาดกระบัง. ปีที่ 17, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2543. หน้า 121-126.
5. วุฒิพร เกศวาสนา, อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ, ราชู พันธุ์ฉลาด และ กนก เจนจิระพงศ์เวช. “วงจรกรองความถี่หลายรูปแบบโดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.” วารสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23. ธันวาคม 2543. หน้า 633-636.