

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต  
โดยใช้ CCII<sub>s</sub>

**UNIVERSAL CURRENT MODE FILTERS WITH THREE INPUTS AND  
ONE OUTPUT USING CCII<sub>s</sub>**



อักษรารวรรณ เนืองนิตย์  
ATCHARAWAN NUANGNIT

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 49596  
วัน, เดือน, ปี 25 ก.พ. 2547

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ พ.ศ.2546 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง ISBN 974-324-210-4 ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**UNIVERSAL CURRENT MODE FILTERS WITH THREE INPUTS AND ONE  
OUTPUT USING CCIIs**



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

**2003**

**ISBN 974-324-210-4**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2003**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและวงจรที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 หลักการทรานสลิเนียร์.....	4
2.3 วงจรสะท้อนกระแส.....	7
2.4 วงจรสายพานกระแส.....	9
2.4.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	10
2.4.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานสลิเนียร์.....	11
2.4.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII.....	13
2.4.4 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X.....	17
2.5 หลักการทั่วไปของวงจรรองความถี่.....	19
2.5.1 วงจรรองผ่านความถี่สูง.....	21
2.5.2 วงจรรองผ่านความถี่ต่ำ.....	21
2.5.3 วงจรรองผ่านแถบความถี่.....	22
2.5.4 วงจรรองกำจัดแถบความถี่.....	22
2.6 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่.....	23

# สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.7	วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสบางวงจรที่มีการนำเสนอมาแล้ว.....	29
บทที่ 3	วงจรรองความถี่ที่นำเสนอ.....	37
3.1	กล่าวนำ.....	37
3.2	หลักการออกแบบวงจร.....	37
3.2.1	วงจรรองความถี่ลักษณะที่หนึ่ง.....	37
3.2.2	วงจรรองความถี่ลักษณะที่สอง.....	41
3.2.3	วงจรรองความถี่ลักษณะที่สาม.....	45
3.3	ค่าความไว.....	48
3.4	ผลกระทบในกรณีที่วงจร CCI ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	49
บทที่ 4	ผลการทำงานของวงจร.....	55
4.1	กล่าวนำ.....	55
4.2	ผลการจำลองการทำงาน.....	55
4.2.1	ผลการจำลองการทำงานวงจรรองความถี่ลักษณะที่สอง.....	56
4.2.2	ผลการจำลองการทำงานวงจรรองความถี่ลักษณะที่สาม.....	60
4.3	ผลการทดลองต่อวงจรทางปฏิบัติ.....	64
4.3.1	ผลการทดลองวงจรรองความถี่ลักษณะที่สอง.....	65
4.3.2	ผลการทดลองวงจรรองความถี่ลักษณะที่สาม.....	70
4.4	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ.....	73
4.5	สรุปผลการทดลอง.....	83
บทที่ 5	บทสรุป.....	84
	เอกสารอ้างอิง.....	86
ภาคผนวก ก	ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของ วงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	88

ภาคผนวก ข บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....94

ประวัติผู้เขียน.....107



VI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ.....	48
5.1 ตารางเปรียบเทียบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอกับวงจรรองความถี่ที่มีอยู่เดิม.....	85



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ทรานสลิเนียร์รูป.....	4
2.2 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย.....	8
2.3 สัญลักษณ์ของวงจร CCI.....	9
2.4 วงจรสมมูลของวงจร CCII ในทางอุดมคติ.....	11
2.5 สัญลักษณ์ของวงจร CCII.....	11
2.6 โครงสร้างของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII.....	12
2.7 โครงสร้างที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบบวก.....	13
2.8 วงปิดทรานสลิเนียร์.....	14
2.9 โครงสร้างที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบลบ.....	16
2.10 วงปิดทรานสลิเนียร์ประกอบการวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X .....	17
2.11 วงจรสมมูลของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII กรณีมี $R_x$ เกิดขึ้น.....	19
2.12 วงจร 2 พอร์ต.....	20
2.13 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงในทางอุดมคติ.....	21
2.14 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในทางอุดมคติ.....	22
2.15 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ.....	22
2.16 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ในทางอุดมคติ.....	23
2.17 ค่าโพลและซีโรบน $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	24
2.18 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	24
2.19 ค่าโพลและซีโรบน $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	25
2.20 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	25
2.21 ค่าโพลและซีโรบน $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	26
2.22 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	26
2.23 ค่าโพลและซีโรบน $s$ -plane ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง.....	27
2.24 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง.....	27
2.25 ค่าโพลและซีโรบน $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	28
2.26 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	28

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.27 การตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	29
2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอ โดย Lin.....	29
2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอ โดย Gunes.....	30
2.30 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอ โดย Chang.....	32
2.31 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอ โดย Chang.....	33
2.32 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอ โดย Peng.....	34
2.33 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส [6].....	36
3.1 โครงสร้างตัวแปรสเตรคของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ.....	37
3.2 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่หนึ่ง.....	38
3.3 โครงสร้างตัวแปรสเตรคของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ.....	41
3.4 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง.....	42
3.3 วงจรกรองความถี่ที่ลักษณะสาม.....	45
4.1 วงจรกรองความถี่ที่ลักษณะสองที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	56
4.2 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองผ่านความถี่สูง.....	57
4.3 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองก้ำจัด แถบความถี่.....	57
4.4 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่าน ทุกความถี่.....	58
4.5 ผลการจำลองการปรับค่า $Q$ ของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบ ความถี่โดยการปรับค่า $R_3$ เป็นค่าต่างๆ.....	58
4.6 ผลการจำลองการปรับค่า $\omega_0$ ของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบ ความถี่โดยการปรับค่า $R$ เป็นค่าต่างๆ.....	59
4.7 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สามที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	60
4.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองผ่านความถี่สูง.....	61

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรอง กำจัดแถบความถี่.....	61
4.10 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่าน ทุกความถี่.....	62
4.11 ผลการจำลองการปรับค่า $Q$ ของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบ ความถี่โดยการปรับค่า $R_3$ เป็นค่าต่างๆ.....	62
4.12 ผลการจำลองการปรับค่า $\omega_0$ ของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบ ความถี่โดยการปรับค่า $R$ เป็นค่าต่างๆ.....	63
4.13 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง.....	65
4.14 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	66
4.15 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรผ่านความถี่ต่ำ.....	66
4.16 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่.....	67
4.17 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	68
4.18 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	69
4.19 ผลการทดลองการปรับค่า $Q$ ของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า $R_3$ เป็นค่าต่างๆ.....	69
4.20 ผลการทดลองการปรับค่า $\omega_0$ ของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า $R$ เป็นค่าต่างๆ.....	70
4.21 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	70
4.22 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	71
4.23 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	71
4.24 ผลการทดลองการปรับค่า $Q$ ของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า $R_3$ เป็นค่าต่างๆ.....	72
4.25 ผลการทดลองการปรับค่า $\omega_0$ ของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า $R$ เป็นค่าต่างๆ.....	72
4.26 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น HPF.....	74
4.27 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น BPF.....	74

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.28 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น LPF.....	75
4.29 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น BSF.....	75
4.30 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น APF.....	76
4.31 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเมื่อทำงานเป็น APF.....	76
4.32 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $Q$ โดย $R_3$ มีค่าเท่ากับ $500 \Omega$ .....	77
4.33 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $Q$ โดย $R_3$ มีค่าเท่ากับ $1.5 \text{ k}\Omega$ .....	77
4.34 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $Q$ โดย $R_3$ มีค่าเท่ากับ $3 \text{ k}\Omega$ .....	78
4.35 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $\omega_0$ โดย $R$ มีค่าเท่ากับ $3 \text{ k}\Omega$ .....	78
4.36 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $\omega_0$ โดย $R$ มีค่าเท่ากับ $5 \text{ k}\Omega$ .....	79
4.37 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น BPF.....	79
4.38 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น APF.....	80
4.39 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเมื่อทำงานเป็น APF.....	80
4.40 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $Q$ โดย $R_3$ มีค่าเท่ากับ $500 \Omega$ .....	81
4.41 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $Q$ โดย $R_3$ มีค่าเท่ากับ $1.5 \text{ k}\Omega$ .....	81
4.42 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $Q$ โดย $R_3$ มีค่าเท่ากับ $3 \text{ k}\Omega$ .....	82
4.43 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $\omega_0$ โดย $R$ มีค่าเท่ากับ $3 \text{ k}\Omega$ .....	82
4.44 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า $\omega_0$ โดย $R_3$ มีค่าเท่ากับ $5 \text{ k}\Omega$ .....	83

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองความถี่ถือว่าเป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญในงานไฟฟ้าสาขาต่างๆ ทั่วไปเช่น ในระบบของการสื่อสารโทรคมนาคม ระบบควบคุม ระบบเครื่องมือวัด และในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ อีกมาก จะพบว่าในปัจจุบันวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีหลายอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตได้รับความสนใจและมีการนำเสนอในในรูปแบบของบทความอย่างแพร่หลาย อาทิเช่นบทความ [1-6] วงจรที่นำเสนอในบทความ [1] เป็นวงจรที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตชนิดที่สร้างขึ้นจากวงจรตามแรงดัน (voltage follower) 2 ชุด วงจรตามกระแส (current follower) 3 ชุด โดยใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ 2 ตัว แต่ยังคงการตัวต้านทานลดยตัวอีกด้วย 2 ตัว ส่วนวงจรในบทความ [2] นั้นมีสี่อินพุตหนึ่งเอาต์พุต สร้างโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบสองเอาต์พุต 3 ชุด และอุปกรณ์พาสซีฟต่อลงกราวด์ 4 ตัว วงจรทั้งสองนี้สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ในแบบ biquadratic ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐานคือ วงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง วงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง วงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง และวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง แต่ก็มีข้อจำกัดที่ไม่สามารถทำการปรับค่าควอลิตีแฟกเตอร์  $Q$  และค่าความถี่เรโซแนนซ์  $\omega_0$  อย่างเป็นอิสระจากกันได้ บทความ [3-5] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่ที่ให้คุณสมบัติของผลตอบสนองความถี่คล้ายกับผลที่ได้จากบทความ [1-2] แต่มีข้อดีกว่าตรงที่สามารถปรับค่า  $Q$  ได้อิสระจากค่า  $\omega_0$  แต่ถึงกระนั้นวงจรเหล่านี้ก็มีข้อด้อยที่ยังต้องอาศัยเงื่อนไขของการสมพงค์กันของค่าอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรอยู่เมื่อต้องการใช้งานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งต่อมาบทความ [6] ได้นำเสนอวงจรที่มีคุณสมบัติที่เหนือกว่าวงจรต่างๆ ที่กล่าวมาข้างต้น กล่าวคือนอกจากสามารถปรับค่า  $Q$  ได้อย่างเป็นอิสระจากค่า  $\omega_0$  แล้ว ยังสามารถขจัดเงื่อนไขในการจัดการสมพงค์กันของค่าอุปกรณ์ลงได้เมื่อนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ และมีจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้น้อยกว่าด้วย โดยวงจรดัดแปลงมาใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบเอาต์พุตเดี่ยวร่วมกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบสามเอาต์พุตอีกหนึ่งชุด และทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ 2 ตัว และตัวต้านทานต่อลงกราวด์ 4 ตัว ซึ่งการใช้วงจรสายพานกระแสแบบสามเอาต์พุตนี้ดูมีความน่าสนใจในการใช้งานไม่น้อย จากความสำคัญและประเด็นปัญหาต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ที่ได้กล่าวมานี้ ได้สร้างความสนใจให้เกิดการคิดทดลองอยากจะทำและพัฒนาและปรับปรุงวงจรในลักษณะเช่นนี้ขึ้น ซึ่งก็ได้ผลเป็นที่คิดว่าดีพอสมควร

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความมุ่งหมายที่จะศึกษาและออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ โหมคกระแสแบบที่สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ในรูปแบบ biquadratic ที่ครบทั้ง 5 รูปแบบ มาตรฐานจากโครงสร้างวงจรเดียวกัน พร้อมทั้งให้สามารถปรับค่า  $Q$  ได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  และความมุ่งหมายที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือ ต้องการลดจำนวนการใช้ อุปกรณ์ให้น้อยลงกว่าวงจรที่มีอยู่เดิม [1-6] เพื่อลดความซับซ้อนของวงจร

## 1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

แนวความคิดในการออกแบบวงจรที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เกิดจากการศึกษาหลักการ ออกแบบวงจรรองความถี่ในบทความที่ได้กล่าวถึงในข้างต้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งบทความ [6] โดยใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองทำงานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ (ตัวความต้านทาน และตัวเก็บประจุ) ที่ต่อลงกราวด์ โดยที่วงจรมีทางสัญญาณอินพุตเข้า 3 สัญญาณ และให้สัญญาณ เอาต์พุตออกเพียง 1 ทาง

## 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอหลักการออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในโหมค กระแสที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยมีการพัฒนาวงจรในลักษณะต่างๆ กัน 3 วงจร โดยใช้ อุปกรณ์แอคทีฟหลักคือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ที่เป็นทั้งแบบเอาต์พุตเดี่ยวและแบบสาม เอาต์พุต วงจรทั้งสามสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐานจากโครงสร้าง วงจรเดียวกัน วงจรลักษณะแรกนั้นเป็นวงจรขั้นแรกและพัฒนาประกอบขึ้นจากวงจรสายพานกระแส รุ่นที่สองแบบเอาต์พุตเดี่ยว 1 ชุด แบบสามเอาต์พุต 1 ชุด ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ต่อลง กราวด์อย่างละ 2 ตัว แต่มีปัญหาเกี่ยวกับเรื่องการปรับค่า  $Q$  และค่า  $\omega_0$  อยู่บ้างจึงหาทางพัฒนาต่อมา สำหรับวงจรลักษณะที่สองเกิดขึ้นจากการปรับปรุงวงจรแบบแรกให้สามารถปรับค่า  $Q$  และค่า  $\omega_0$  ได้สะดวกยิ่งขึ้น แต่ยังมีข้อจำกัดเรื่องความสัมพันธ์กันของอุปกรณ์ในกรณีที่ใช้เป็นวงจรรองผ่าน ทุกความถี่อยู่ วงจรลักษณะสุดท้ายเป็นการปรับปรุงวงจรแบบที่สองเพื่อขจัดเงื่อนไขของการใช้ค่า อุปกรณ์ในกรณีที่นำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรรองผ่านทุกความถี่ และยังสามารถปรับค่า  $Q$  โดย อิสระจากการปรับค่า  $\omega_0$  ได้เช่นเดิม ในเบื้องต้นได้ทำการทดสอบหลักการออกแบบโดยการใช้ โปรแกรม PSPICE ในการจำลองการทำงาน และจากนั้นจึงทำการทดลองต่อวงจรจริงเพื่อเป็นการ ยืนยันการทำงานได้จริงของวงจร

ในส่วนเนื้อหาของวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท โดยบทที่ 1 จะกล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎี

หรือแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย และขอบเขตการวิจัย บทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีและ วงจรที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งประกอบด้วย หลักการทรานสลิเนียร์ วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายพานกระแส โดยมุ่งเน้นไปที่วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักในการ ออกแบบวงจร นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงหลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่ หลักการพื้นฐาน ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ และกล่าวถึงวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมคกระแสบาง วงจรที่มีการนำเสนอมาแล้วด้วย สำหรับบทที่ 3 นั้นเป็นการอธิบายถึงการออกแบบและการ วิเคราะห์วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทั้ง 3 ลักษณะ ส่วนบทที่ 4 เป็นการแสดงผลการจำลองการ ทำงานและผลการทดลองต่อวงจรทางปฏิบัติของวงจรลักษณะที่สองและสามตามลำดับ และ สุดท้ายคือบทที่ 5 ซึ่งจะเป็นการกล่าวสรุปถึงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ในส่วนของภาคผนวกท้ายเล่มนั้นจะแสดงรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ อาร์เรย์เบอร์ CA3096 ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน โดยโปรแกรม PSPICE ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง กับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างการศึกษา และประวัติของผู้เขียน



## บทที่ 2

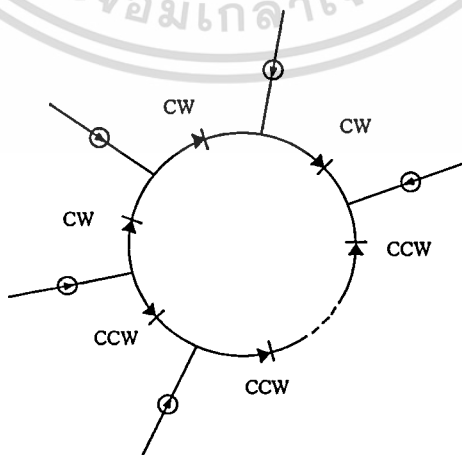
# ทฤษฎีและวงจรที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 กล่าวนำ

เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ทำงานในโหมดกระแส โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟหลักคือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ดังนั้นในบทนี้จึงจะกล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยเนื้อหาของ หลักการทรานสลิเนียร์ วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายพานกระแส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานสลิเนียร์ การวิเคราะห์การทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานสลิเนียร์ นอกจากนี้ยังจะกล่าวถึงหลักการทั่วไปของวงจรรองความถี่ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ และบทความเกี่ยวกับวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีการนำเสนอมาแล้วบางส่วน เพื่อเป็นพื้นฐานพอสังเขปก่อนนำไปใช้ออกแบบวงจรซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป

### 2.2 หลักการทรานสลิเนียร์

ในปี ค.ศ. 1975 ศัพท์คำว่า “ทรานสลิเนียร์” (translinear) ได้ถูกบัญญัติขึ้นโดย Barrie Gilbert [7] โดยมีพื้นฐานมาจากความสัมพันธ์ของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (BJT) ที่มีลักษณะเป็นแบบเชิงเส้นกับค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวนี้ได้นำไปใช้เป็นเงื่อนไขในการสร้างวงจรทรานสลิเนียร์กล่าวคือ วงจรทรานสลิเนียร์จะประกอบขึ้นจากลูปปิด (closed loop) ของอุปกรณ์ที่ให้คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับกระแส



รูปที่ 2.1 ทรานสลิเนียร์รูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้รูปปิดของวงจรถานสลิเนียร์มีลักษณะดังในรูปที่ 2.1 คือ ประกอบด้วยรอยต่อพีเอ็นที่มีการถูกไบอัสไปหน้า (forward bias) อยู่  $n$  รอยต่อ ดังนั้นตามกฎของเคอร์ชอฟฟ์ผลรวมของแรงดันที่รอมรอยต่อทั้งหมดรวมกันจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\sum_{k=1}^{k=n} V_{Fk} = 0 \quad (2.1)$$

$V_{Fk}$  คือ แรงดันที่รอยต่อเมื่อถูกไบอัสไปข้างหน้า

$k$  คือ ลำดับที่ของทรานซิสเตอร์

ในรูปที่ 2.1 สัญลักษณ์แหล่งจ่ายกระแสถูกใช้แสดงแทนกระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) ของทรานซิสเตอร์ และสัญลักษณ์ไดโอดถูกใช้แสดงแทนรอยต่อเบส-อีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในรูป ดังนั้นแรงดัน  $V_{Fk}$  จึงมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมเบส-อีมีตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งหาค่าได้ดังนี้ [8]

$$V_{BE} = V_T \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right) \quad (2.2)$$

$I_S$  คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (reverse saturation current)

$V_T$  คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $KT/q$  หรือประมาณค่าเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส

$K$  คือ ค่าคงที่ Boltzmann มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  จูลต่อองศาเคลวิน

$T$  คือ อุณหภูมิในหน่วยเคลวิน

$q$  คือ ค่าประจุไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  คูลอมป์

สมการ (2.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\sum_{k=1}^{k=n} V_T \ln \left( \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} \right) = 0 \quad (2.3)$$

เมื่อสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวถูกสร้างขึ้นด้วยกระบวนการเดียวกัน ที่เวลาเดียวกัน และทำงานที่อุณหภูมิเท่ากันแล้ว ค่าพารามิเตอร์  $V_T$  ในสมการ (2.3) ก็สามารถละออกไปได้ ดังนั้นจะได้รูปสมการใหม่ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{k=1}^{k=n} \ln \left( \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} \right) = 0 \quad (2.4)$$

พิจารณาสมการ (2.4) จะเห็นว่า ผลรวมของอนุกรมลอการิทึมของตัวแปรต่างๆ นั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปของผลคูณ (product) ของตัวแปรเหล่านั้นได้ โดยที่  $\ln(1) = 0$  ดังนั้นถ้าเพิ่มเงื่อนไขต่อไปนี้ให้กับวงจร 2 ประการคือ

1. ต้องมีจำนวนของรอยต่อในรูปเป็นจำนวนคู่เท่านั้น (จำนวนที่น้อยที่สุดคือ 2)
2. ต้องมีจำนวนของรอยต่อที่ถูกไบอัสไปหน้าในรูปนั้นมีทิศทางของการไบอัสไปตามเข็มนาฬิกา (clockwise : CW) เท่ากับจำนวนของรอยต่อที่ถูกไบอัสไปหน้าในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise : CCW)

เราจะได้

เราจะได้

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} \quad (2.5)$$

โดยที่

$$I_{Sk} = A_k J_{Sk} \quad (2.6)$$

$A$  คือ พื้นที่อิมิตเตอร์

$J_s$  คือ ความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว (saturation current density)

เมื่อแทนค่า  $I_{Sk}$  ลงในสมการ (2.5) จะได้ว่า

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{A_k J_{Sk}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{A_k J_{Sk}} \quad (2.7)$$

เนื่องจากตัวแปร  $J_{Sk}$  นี้สามารถสมมุติให้มีค่าเท่ากันทั้งหมดได้ และเมื่อเป็นดังนั้นจะได้สมการเป็น

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{A_k} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{A_k} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าค่าอัตราส่วน  $I_{Ck}/A_{Sk}$  นั่นคือ ค่าความหนาแน่นกระแสอิมิตเตอร์ ( $J$ ) ฉะนั้นจึงสามารถเขียนหลักการทรานสลิเนียร์ในรูปแบบกะทัดรัดได้ดังนี้

$$\prod_{CW} J = \prod_{CCW} J \quad (2.9)$$

พิจารณาสมการ (2.8) จะพบว่า วงจรทรานสลิเนียร์เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสเป็นหลักนั่นคือ วงจรจะมีสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปของกระแส โดยมีข้อดีที่การทำงานของวงจรจะลดผลกระทบจากอิทธิพลของอุณหภูมิ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์  $V_T$  และ  $J_S$  ที่มีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและกระบวนการในการผลิตทรานซิสเตอร์จะหมดไปจากความเกี่ยวข้องในสมการ โดยที่จะสามารถขจัดทิ้งไปได้ด้วยการใช้ไบโพลารทรานซิสเตอร์ที่สร้างบนชิปตัวเดียวกัน (monolithic BJT) ในส่วนของค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ ( $A$ ) นั้นจะมีค่าคงที่ที่ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิด้วยเช่นกัน ดังนั้นจึงทำให้วงจรทรานสลิเนียร์มีความเหมาะสมอย่างมากในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

### 2.3 วงจรสะท้อนกระแส

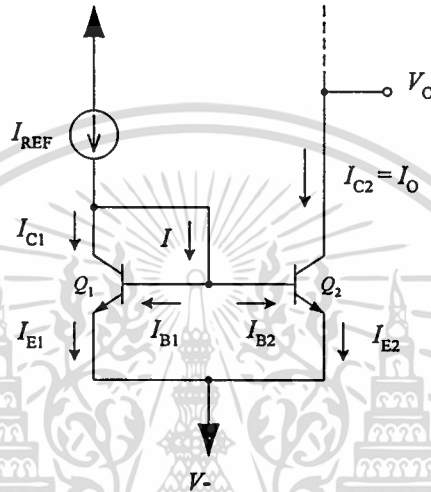
วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) เป็นวงจรที่จัดเป็นบล็อกโครงสร้างพื้นฐาน (basic building block) ที่สำคัญในการออกแบบตัวจ่ายหรือตัวดึงกระแสของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ซึ่งวงจรสะท้อนกระแสนี้ก็มียู่อด้วยกันหลายรูปแบบ อาทิเช่น วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson current mirror) วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (cascode current mirror) เป็นต้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการใช้วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายเป็นส่วนประกอบของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ดังนั้นจึงจะขอกล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายเพียงแบบเดียวดังรายละเอียดต่อไปนี้

วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 2.2 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ที่มีความสมพงค์กัน (matching) 2 ตัวคือ  $Q_1$  และ  $Q_2$  โดยขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวถูกต่อเข้าด้วยกันตามรูป ซึ่งส่งผลทำให้แรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าเท่ากัน และเกิดกระแสไหลที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  มีค่าเท่ากับกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ด้วย

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (2.10)$$

จากรูปที่ 2.2 ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถูกต่ออยู่ในลักษณะของไดโอด โดยการต่อขาเบสและขาคอลเลกเตอร์เข้าด้วยกัน ทำให้แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์-เบส ( $V_{CB}$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์ และเกิดกระแสไหลค่าเท่ากันที่ขาอีมิเตอร์และขาคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$

$$I_{C1} = I_{E1} \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.2 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย [9]

จากรูปที่ 2.2 วงจรถูกป้อนด้วยแหล่งจ่ายกระแสค่าคงที่  $I_{REF}$  และให้กระแสเอาต์พุต ( $I_O$ ) ที่ขาคอลเลกเตอร์ของ  $Q_2$  ซึ่งสามารถหาค่ากระแส  $I_O$  ได้ดังต่อไปนี้  
พิจารณาค่าความสัมพันธ์ของกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  พบว่า

$$I_{REF} - I_{C1} - I = 0 \quad (2.12)$$

โดย  $I$  มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ซึ่งกระแสเบสของทรานซิสเตอร์สามารถหาค่าได้จาก  $I_E / (\beta + 1)$  และจากเงื่อนไขความสมพงค์กันของทรานซิสเตอร์ที่กำหนดไว้แต่แรกนั้น จึงทำให้ค่าอัตราขยายกระแสไฟตรง ( $\beta$ ) และค่า  $I_E$  ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าเท่ากัน ดังนั้น

$$I_{REF} - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta + 1} = 0 \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{C1} = \frac{I_{REF}}{1 + 2/\beta} = I_{C2} \quad (2.14)$$

เพราะฉะนั้น

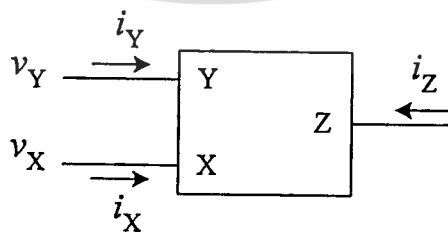
$$I_O = \frac{I_{REF}}{1 + 2/\beta} \quad (2.15)$$

พิจารณาสมการดังกล่าวจะพบว่า ถ้าให้  $\beta$  มีค่าสูงมากๆ กระแสเอาต์พุตจะมีค่าประมาณเท่ากับ กระแสอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร

$$I_O \cong I_{REF} \quad (2.16)$$

#### 2.4 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส (current conveyor) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟชนิดหนึ่ง que เมื่อ นำไป ประยุกต์ใช้ร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ แล้วสามารถทำให้เกิดการประมวลสัญญาณ อนุลอกในรูปแบบต่างๆ ทั้งในโหมดกระแสและแรงดันได้อย่างมากมาย โดยมีหลักการพื้นฐาน ของวงจรคือ การทำให้เกิดการส่งผ่านของกระแสระหว่างพอร์ตสองพอร์ตที่มีระดับค่าอิมพีแดนซ์ ที่ต่างกันมากๆ กล่าวคือ พอร์ตทางด้านอินพุตของวงจรจะมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ แต่สำหรับพอร์ต ทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าอิมพีแดนซ์สูง โดยมีค่าอัตราการส่งผ่านกระแสระหว่างสองพอร์ตเท่ากับ หนึ่งในทางทฤษฎี



รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของวงจร CCI

วงจรสายพานกระแสถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย A. Sedra และ K. C. Smith โดยตั้งชื่อว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor : CCI) [10] ซึ่งจัดเป็นอุปกรณ์ชนิด 3 พอร์ต โดยมีพอร์ต X และ Y เป็นพอร์ตอินพุต พอร์ต Z เป็นพอร์ตเอาต์พุต ซึ่งมีสัญลักษณ์ของวงจรดังในรูปที่ 2.3

หลักการการทำงานของวงจรคือ ถ้ามีแรงดันคร่อมที่พอร์ต Y ( $v_Y$ ) จะทำให้เกิดแรงดันค่าเท่ากับที่พอร์ต X ( $v_X$ ) ในทำนองเดียวกันถ้ามีกระแสไหลผ่านที่พอร์ต X ( $i_X$ ) ก็จะทำให้เกิดกระแสค่าเท่ากันไหลผ่านที่พอร์ต Y ( $i_Y$ ) และกระแสค่าเดียวกันนี้ก็ถูกลำเลียง (convey) ไปยังทางด้านพอร์ต Z ( $i_Z$ ) ซึ่งที่พอร์ต Z นี้จะมีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตสูง นอกจากนี้ค่าแรงดัน  $v_X$  (ซึ่งถูกกำหนดด้วยค่าแรงดัน  $v_Y$ ) นั้นจะไม่ขึ้นอยู่กับค่ากระแส ( $i_X$ ) และค่ากระแส  $i_Y$  (ซึ่งถูกกำหนดด้วยค่ากระแส  $i_X$ ) ก็จะไม่ขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $v_Y$  ด้วยเช่นกัน จากความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ ดังกล่าว สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการเมตริกซ์ได้ดังต่อไปนี้

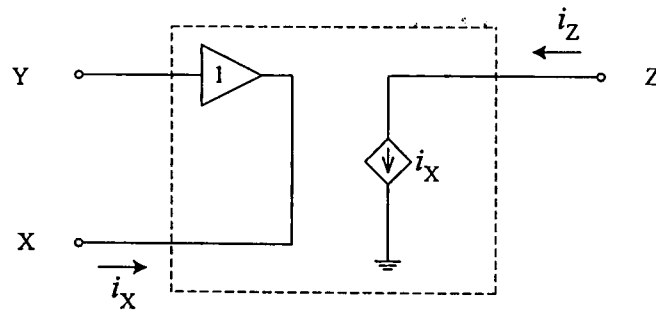
$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

หลังจากนั้นไม่นาน Sedra และ Smith ก็ได้ทำการปรับปรุงวงจรและเสนอแนวความคิดของหลักการวงจรสายพานกระแสขึ้นใหม่โดยเรียกชื่อว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ดังจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

#### 2.4.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

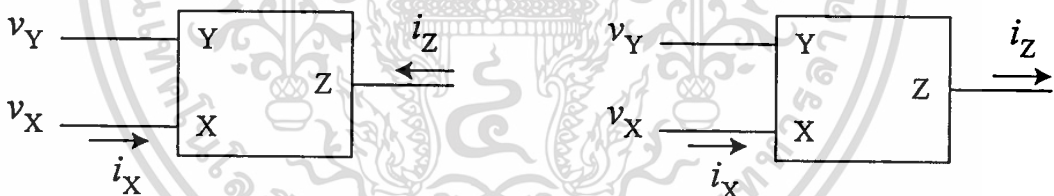
ในปี ค.ศ. 1970 A. Sedra และ K. C. Smith ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor : CCII) [11] ขึ้น โดยวงจรมีคุณสมบัติที่แตกต่างไปจากวงจร CCI เดิมคือ ที่พอร์ต Y จะมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตเป็นอนันต์ ส่งผลให้ไม่มีกระแสไหลผ่านที่พอร์ต Y ส่วนค่าแรงดัน  $v_X$  และ  $v_Y$  ยังคงมีค่าเท่ากันเสมอ ในขณะที่กระแส  $i_X$  ก็จะถูกลำเลียงไปยังพอร์ต Z เช่นเดียวกับวงจร CCI ดังนั้นสามารถเขียนสมการเมตริกซ์แสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix} \quad (2.18)$$



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของวงจร CCII ในทางอุดมคติ

จากสมการ (2.18) สามารถเขียนรูปวงจรมูลของวงจร CCII ในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.4 สำหรับเครื่องหมาย  $\pm$  จะแสดงความสัมพันธ์ของทิศทางกระแสไหลของกระแส  $i_Z$  เทียบกับ  $i_X$  เครื่องหมาย (+) หมายถึงกระแสทั้งสองไหลในทิศทางเดียวกัน คือมีทิศทางไหลเข้าหรือออกจากวงจรเหมือนกัน วงจร CCII ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้ถูกเรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวก ใช้สัญลักษณ์คือ CCII+ ในทางตรงกันข้ามเครื่องหมาย (-) หมายถึงกระแสทั้งสองไหลในทิศทางตรงข้ามกัน และวงจร CCII ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้ถูกเรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ ซึ่งจะใช้สัญลักษณ์เป็น CCII-



(ก) วงจร CCII แบบบวก

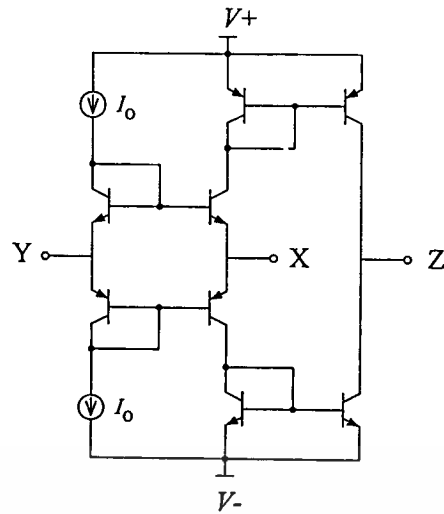
(ข) วงจร CCII แบบลบ

รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์ของวงจร CCII

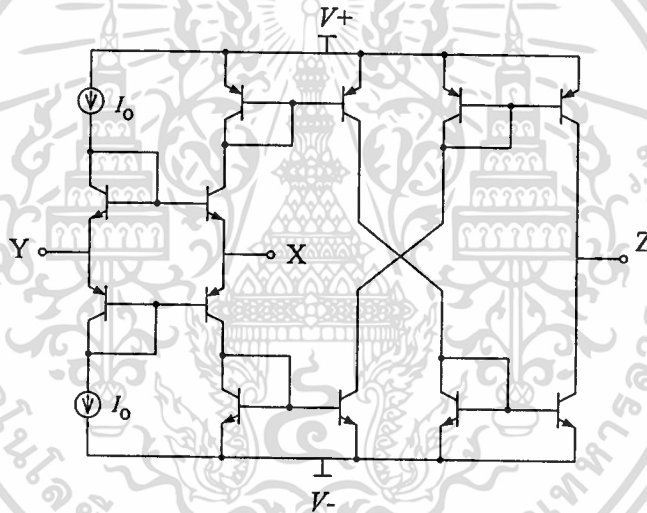
#### 2.4.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานสลิเนียร์

ภายหลังจากที่มีการนำเสนอวงจร CCII ก็ได้มีผู้นำเอาแนวคิดนี้ไปสร้างเป็นวงจรในทางปฏิบัติขึ้นหลายรูปแบบ [12-14] หนึ่งในจำนวนนั้นคือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานสลิเนียร์ (translinear second generation current conveyor : translinear CCII) ที่นำเสนอโดย A. Faber [15] วงจรทรานสลิเนียร์ CCII นี้สร้างขึ้นจากวงปิดแบบทรานสลิเนียร์ (translinear loop) ที่ทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุต (พอร์ต X และ Y) และวงจรสะท้อนกระแสดังรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบบวก



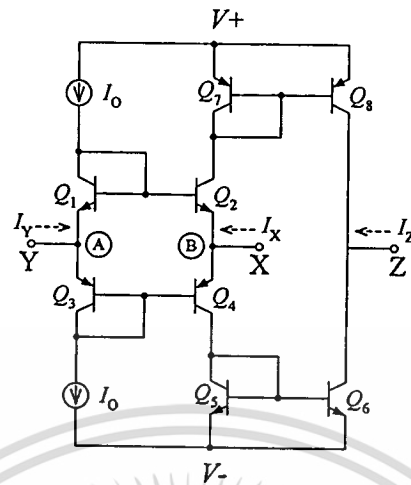
(ข) วงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบลบ

## รูปที่ 2.6 โครงสร้างของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII

วงจร CCII รูปแบบนี้จะให้ผลตอบสนองความถี่ที่กว้างกว่าวงจร CCII แบบอื่นที่มีการนำเสนอบริการ อีกทั้งยังมีการใช้จำนวนอุปกรณ์ที่น้อยกว่า จึงทำให้สามารถประหยัดพื้นที่ในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามวงจรจะเกิดความคลาดเคลื่อนในการทำงานที่พอร์ต X เมื่อค่ากระแสไบอัสมีค่าต่ำ กล่าวคือจะเกิดความต้านทานภายใน ( $R_x$ ) ขึ้นที่พอร์ต X ซึ่งรายละเอียดของการวิเคราะห์การทำงานและการหาค่า  $R_x$  ของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII นั้น จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรทรานส์ซิสเตอร์ CCII แบบบวก



รูปที่ 2.7 โครงสร้างที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ของวงจรทรานส์ซิสเตอร์ CCII แบบบวก

จากรูปที่ 2.7 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกัน และมีค่าอัตราขยายกระแสมากกว่าหนึ่งมากๆ ( $\beta \gg 1$ ) ซึ่งจะทำให้สามารถละผลของกระแสเบสออกไปได้ เมื่อพิจารณาที่โหนด A จะพบว่า

$$I_Y = I_{C3} - I_{C1} \quad (2.19)$$

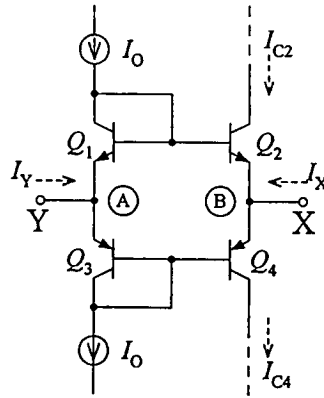
เนื่องจาก  $I_{C1} = I_{C3} = I_0$  ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแสลงในสมการ (2.19) จะได้ว่า

$$I_Y = 0 \quad (2.20)$$

จากสมการนี้แสดงให้เห็นว่า ไม่มีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต Y ซึ่งก็หมายความว่าที่พอร์ต Y จะมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าสูงเป็นอนันต์

พิจารณาวงปิดทรานส์ซิสเตอร์ในรูปที่ 2.8 โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (2.5) ของหลักการทรานส์ซิสเตอร์ ทำให้ทราบว่า

$$I_{C1}I_{C3} = I_{C2}I_{C4} \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.8 วงปิดทรานสลิเนียร์

เนื่องจาก  $I_{C1} = I_{C3} = I_O$  ดังนั้นจะได้สมการใหม่เป็น

$$I_O^2 = I_{C2}I_{C4} \quad (2.22)$$

ที่โหนด B จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังนี้

$$I_{C4} = I_X + I_{C2} \quad (2.23)$$

แทนสมการ (2.23) ลงในสมการ (2.21) จะได้ว่า

$$I_O^2 = (I_X + I_{C2})I_{C2} \quad (2.24)$$

สามารถหาค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_2$  ได้ดังนี้

$$I_{C2} = \frac{-I_X + \sqrt{I_X^2 + 4I_O^2}}{2} \quad (2.25)$$

ถ้ากำหนดให้  $I_X \ll 2I_O$  จะได้สมการ (2.25) ใหม่เป็น

$$I_{C2} = I_O - \frac{I_X}{2} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าสมการ (2.21) ด้วยสมการ (2.26) จะสามารถหาค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_4$  ได้ดังนี้

$$I_{C4} = I_0 + \frac{I_X}{2} \quad (2.27)$$

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์  $Q_5$ - $Q_6$  และ  $Q_7$ - $Q_8$  ถูกประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ดังนั้นจึงทำให้

$$I_{C6} = I_{C4} \quad (2.28)$$

และ

$$I_{C8} = I_{C2} \quad (2.29)$$

พิจารณาที่พอร์ต Z จะพบว่า

$$\begin{aligned} I_Z &= I_{C6} - I_{C8} \\ &= I_{C4} - I_{C2} \end{aligned} \quad (2.30)$$

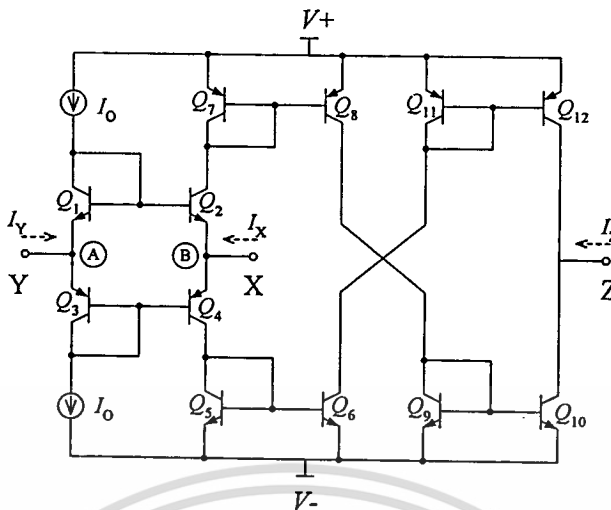
เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (2.26) และ (2.27) จะได้ว่า

$$I_Z = I_X \quad (2.31)$$

จากสมการที่ได้นี้จะเห็นว่า กระแสที่พอร์ต Z มีค่าเท่ากับกระแสที่พอร์ต X และมีทิศทางไหลของกระแสทิศเดียวกัน

สำหรับในส่วนของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบลบนั่น โครงสร้างของวงจรจะมีการต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบไขว้เพิ่มเข้ามาจากวงจรทรานสลิเนียร์แบบบวกดังแสดงในรูปที่ 2.9 และในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบลบก็สามารถทำได้ในทำนองเดียวกันกับวงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบบวกกล่าวคือ จากรูปที่ 2.9 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์  $Q_5$ - $Q_6$   $Q_7$ - $Q_8$   $Q_9$ - $Q_{10}$  และ  $Q_{11}$ - $Q_{12}$  ถูกประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ซึ่งสามารถหาค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_{10}$  และ  $Q_{12}$  ได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 โครงสร้างที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII แบบลบ

$$I_{C12} = I_{C6} = I_{C4} \tag{2.32}$$

และ

$$I_{C10} = I_{C8} = I_{C2} \tag{2.33}$$

พิจารณาที่พอร์ต Z จะพบว่า

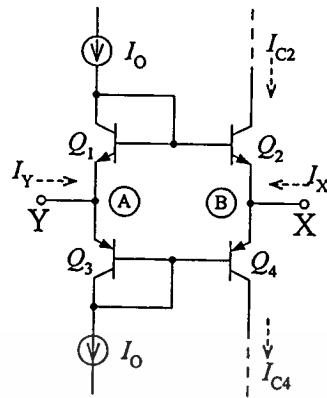
$$\begin{aligned} I_Z &= I_{C10} - I_{C12} \\ &= I_{C2} - I_{C4} \end{aligned} \tag{2.34}$$

เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (2.26) และ (2.27) จะได้ว่า

$$I_Z = -I_X \tag{2.35}$$

จากสมการที่ได้นี้จะเห็นว่า กระแสที่พอร์ต Z มีค่าเท่ากับกระแสที่พอร์ต X แต่จะมีทิศทางการไหลของกระแสที่ตรงข้ามกัน

#### 2.4.4 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X



รูปที่ 2.10 วงปิดทรานสลิเนียร์ประกอบกรวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X

ณ. โหนด B ของวงปิดทรานสลิเนียร์ในรูปที่ 2.10 ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กันและมี  $\beta \gg 1$  จะได้ว่า

$$I_X = I_{C4} - I_{C2} \quad (2.36)$$

และแรงดันตกคร่อมระหว่างเบส-อีมีตเตอร์ของ  $Q_2$  มีค่าเท่ากับ

$$V_{BE2} = V_{BE1} - (V_X - V_Y) \quad (2.37)$$

จากคุณสมบัติของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะได้ว่า

$$V_{BE1} = V_T \ln \left( \frac{I_O}{I_S} \right) \quad (2.38)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (2.38) ลงในสมการ (2.37) จะได้เป็น

$$V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{I_O}{I_S} \right) - V_{XY} \quad (2.39)$$

ในที่นี้  $V_{XY}$  หมายถึง  $V_X - V_Y$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของ  $Q_2$  มีค่าเท่ากับ  $I_{C2} = I_S e^{V_{BE2}/V_T}$  ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $V_{BE2}$  ตามสมการ (2.39) จะได้ค่า  $I_{C2}$  เป็น

$$\begin{aligned} I_{C2} &= I_S e^{(V_T \ln(I_0/I_S) - V_{XY})/V_T} \\ &= I_0 e^{-V_{XY}/V_T} \end{aligned} \quad (2.40)$$

และจากความสัมพันธ์ตามสมการ (2.22) จะได้ว่า

$$I_{C4} = \frac{I_0^2}{I_{C2}} \quad (2.41)$$

แทนสมการ (2.40) และ (2.41) ลงในสมการ (2.36) ได้เป็น

$$\begin{aligned} I_X &= \frac{I_0^2}{I_0 e^{-V_{XY}/V_T}} - I_0 e^{-V_{XY}/V_T} \\ &= I_0 e^{V_{XY}/V_T} - I_0 e^{-V_{XY}/V_T} \\ &= 2I_0 \frac{(e^{V_{XY}/V_T} - e^{-V_{XY}/V_T})}{2} \end{aligned} \quad (2.42)$$

อาศัยความสัมพันธ์ของ  $\sinh x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$  สามารถเขียนสมการ (2.42) รูปใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$I_X = 2I_0 \sinh\left(\frac{V_{XY}}{V_T}\right) \quad (2.43)$$

และเนื่องจาก  $\sinh\left(\frac{V_{XY}}{V_T}\right) \approx \frac{V_{XY}}{V_T}$  เมื่อ  $V_{XY} \ll V_T$  ดังนั้นจะได้ค่า  $I_X$  เป็น

$$I_X = \frac{2I_0 V_{XY}}{V_T} \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

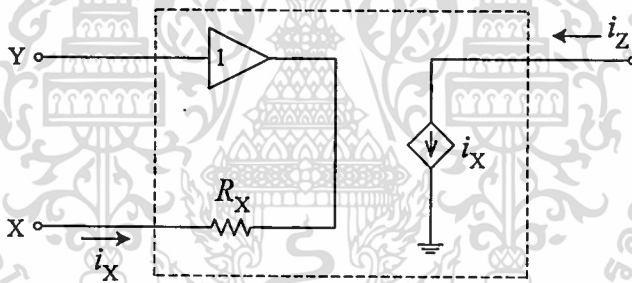
ถ้านิยามให้ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X มีค่าเท่ากับ

$$R_X = \frac{V_{XY}}{I_X} \quad (2.45)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าสมการ (2.44) ลงในสมการ (2.45) จะได้ว่า

$$R_X = \frac{V_T}{2I_O} \quad (2.46)$$

จากสมการที่ได้นี้จะเห็นว่า ค่า  $R_X$  ที่เกิดขึ้นของวงจร CCII มีความสัมพันธ์เป็นแบบแปรผกผันกับค่า  $I_O$  ดังนั้นถ้ากำหนดให้ค่ากระแสไบอัสของวงจรมีค่าสูงมากๆ ค่า  $R_X$  ที่เกิดขึ้นดังในรูปที่ 2.11 ก็จะมีค่าต่ำมากด้วย ทำให้วงจรทรานสลิเนียร์ CCII นี้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจร CCII แบบอุดมคติในรูปที่ 2.5 ได้

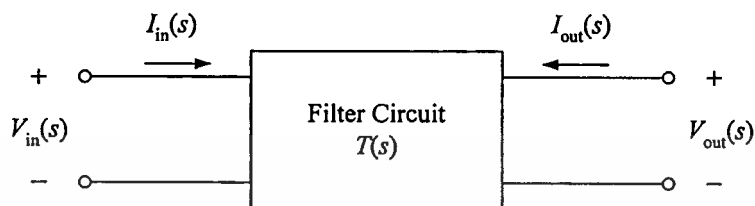


รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของวงจรทรานสลิเนียร์ CCII กรณีมี  $R_X$  เกิดขึ้น

## 2.5 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่จัดเป็นวงจรแบบ 2 พอร์ตที่ทำให้ลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณอินพุตก่อรูป (shape) เป็นสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ตามที่ต้องการ หรืออาจกล่าวได้ว่าวงจรกรองความถี่จะทำหน้าที่แยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ในการศึกษาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่นั้นมักจะพิจารณาในลักษณะของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นหลัก นอกจากนี้ในการวิเคราะห์วงจรยังให้ความสนใจพฤติกรรมของวงจรตลอดย่านความถี่มากกว่าการพิจารณาเพียงความถี่เดียว ซึ่งการพิจารณาในลักษณะเช่นนี้เรียกว่าการพิจารณาในโดเมนความถี่ (frequency domain) และเรียก

ผลตอบสนองของวงจรถูกพิจารณาในโดเมนความถี่นี้ว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response) ซึ่งใช้สัญลักษณ์แทนด้วย  $T(s)$  โดยทั่วไปจะแสดงในรูปของฟังก์ชันการถ่ายโอน ซึ่งก็คืออัตราส่วนระหว่างปริมาณที่วัดที่พอร์ตเอาต์พุตต่อปริมาณที่วัดที่พอร์ตอินพุต โดยปริมาณที่กล่าวถึงนี้สามารถเป็นได้ทั้งแรงดันหรือกระแส



รูปที่ 2.12 วงจร 2 พอร์ต

เมื่อให้วงจรสองความถี่มีลักษณะเป็นวงจร 2 พอร์ตดังรูปที่ 2.12 โดยมีสัญญาณทางด้านอินพุตและเอาต์พุตในโดเมนความถี่คือ  $I_{in}(s)$  และ  $I_{out}(s)$  ตามลำดับ สามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรได้ดังต่อไปนี้

$$T(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} \quad (2.47)$$

ดังนั้น

$$I_{out}(s) = T(s)I_{in}(s) \quad (2.48)$$

เนื่องจาก  $s$  มีค่าเท่ากับ  $\sigma + j\omega$  ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรภายใต้สถานะคงตัวที่มีอินพุตเป็นคลื่นรูปไซน์  $\sigma$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้  $s$  มีค่าเท่ากับ  $j\omega$  และสามารถเขียนสมการในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ตามลำดับดังนี้

$$|I_{out}(j\omega)| = |T(j\omega)| |I_{in}(j\omega)| \quad (2.49)$$

และเมื่อ  $\phi_{out}(j\omega)$ ,  $\phi_{T(j\omega)}$  และ  $\phi_{in}(j\omega)$  คือ ค่าเฟสของ  $I_{out}(j\omega)$ ,  $T(j\omega)$  และ  $I_{in}(j\omega)$  ตามลำดับแล้ว จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกันเป็น

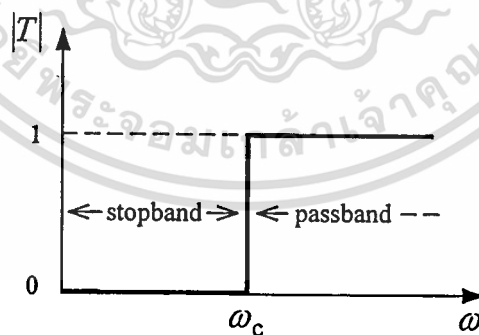
$$\phi_{\text{out}(j\omega)} = \phi_{T(j\omega)} + \phi_{\text{in}(j\omega)} \quad (2.50)$$

จากสมการ (2.49) จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีค่าเท่ากับผลคูณของขนาดของสัญญาณทางด้านอินพุตกับขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจร ดังนั้นถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของ  $T(j\omega)$  มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega_{s1}$  ถึง  $\omega_{s2}$  แล้ว ขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย แม้ว่าจะมีสัญญาณค่าใดๆ เข้ามาทางอินพุต เหตุนี้ช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega_{s1}$  ถึง  $\omega_{s2}$  จึงถูกเรียกว่า แถบหยุด (stop band) ของวงจรกรองความถี่ ในทำนองเดียวกันถ้าให้ฟังก์ชันขนาดของ  $T(j\omega)$  มีค่ามากเท่ากับหนึ่ง (ตามอุดมคติ) ในช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega_{p1}$  ถึง  $\omega_{p2}$  แล้ว ขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าเป็นไปตามสมการ (2.49) และเรียกช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega_{p1}$  ถึง  $\omega_{p2}$  นี้ว่า แถบผ่าน (pass band) ของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 รูปแบบพื้นฐาน โดยอาศัยลักษณะของแถบหยุดและแถบผ่านของวงจร ซึ่งเกิดจากการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ  $T(j\omega)$  ที่แตกต่างกันของวงจร ดังรายละเอียดที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป

### 2.5.1 วงจรกรองผ่านความถี่สูง

วงจรกรองผ่านความถี่สูง (highpass filter : HPF) เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega = 0$  ถึง  $\omega = \omega_c$  เป็นแถบหยุด โดยที่  $\omega_c$  ถูกเรียกว่า ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) ของวงจร และมีช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega_c$  ไปจนถึงอนันต์นั้นเป็นแถบผ่าน ซึ่งสามารถแสดงรูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.13

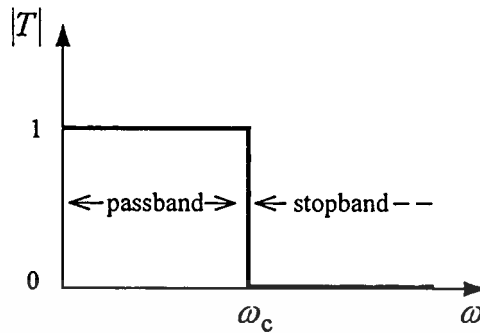


รูปที่ 2.13 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงในทางอุดมคติ

### 2.5.2 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass filter : LPF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่สลับที่กับวงจรกรองผ่านความถี่สูงคือ แถบผ่านของวงจรจะมีความถี่ตั้งแต่  $\omega = 0$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

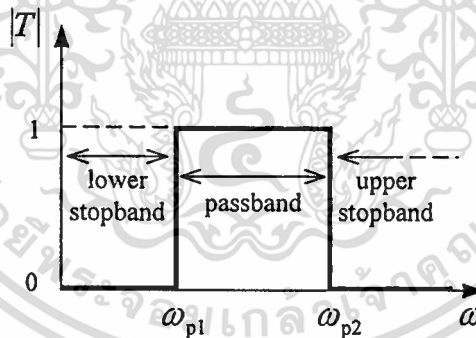
ไปจนถึง  $\omega = \omega_c$  และมีแถบหยุดตั้งแต่  $\omega_c$  ไปจนถึงอนันต์ รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรในทางอุดมคติแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในทางอุดมคติ

### 2.5.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass filter : BPF) จะมีแถบผ่านที่ความถี่ตั้งแต่  $\omega_{p1}$  ถึง  $\omega_{p2}$  ในขณะที่ความถี่อื่นเป็นแถบหยุด รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.15

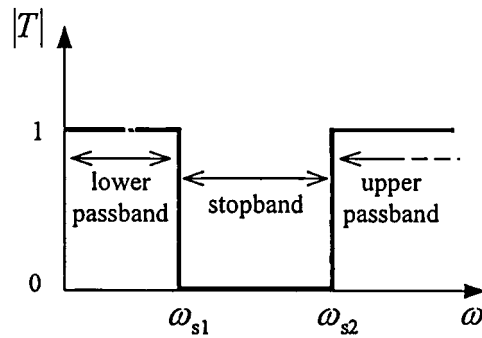


รูปที่ 2.15 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ

### 2.5.4 วงจรกรองกำจัดแถบความถี่

วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ (bandstop filter : BSF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ตรงกันข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่คือ วงจรจะมีแถบหยุดตั้งแต่ความถี่  $\omega_{s1}$  ถึง  $\omega_{s2}$  วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ที่มีแถบหยุดเฉพาะความถี่แคบๆ มีชื่อเรียกได้อีกชื่อคือ วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ (notch filter : NF) ซึ่งแสดงรูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ในทางอุดมคติ

## 2.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (universal filter) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบในวงจรเดียว เช่น สามารถทำงานเป็น วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านความถี่สูง และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ได้ จากโครงสร้างวงจรเดียวกัน เป็นต้น โดยมีรูปสมการของฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นแบบฟังก์ชันไบควอดราติก (biquadratic function) หรือเรียกสั้นๆ ว่าไบควอด ซึ่งมีรูปแบบมาตรฐานดังแสดงต่อไปนี้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.51)$$

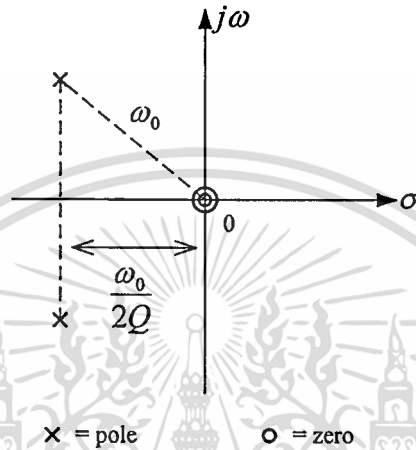
- $\omega_0$  คือ ค่าความถี่ของโพล (pole frequency)  
 $a_0 \ a_1 \ a_2$  คือ สัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ  
 $Q$  คือ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของโพล (pole quality factor)

พิจารณาสมการ (2.51) จะพบว่าสามารถหาค่าซีโร (zero) ของฟังก์ชันการถ่ายโอนอันดับสองได้จากค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ ซึ่งจะช่วยให้ทราบถึงชนิดของวงจรกรองความถี่ได้ดังรายละเอียดที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

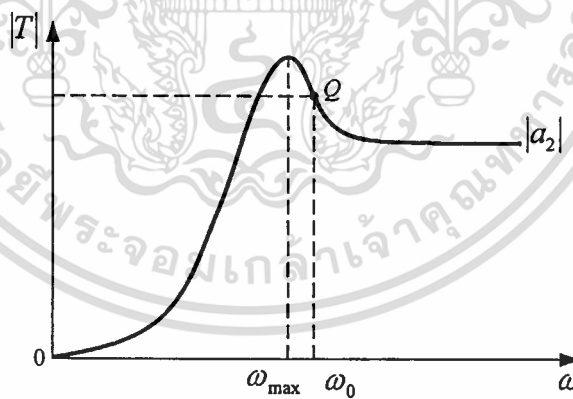
1. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ  $s$  ( $s$ -plane) ที่  $s = 0$  ดังในรูปที่ 2.17 สมการ (2.51) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.52)$$

$a_2$  คือค่าอัตราขยายความถี่สูง (high-frequency gain) และ  $\omega_0$  คือค่าความถี่เรโซแนนซ์ (resonance frequency) กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.17 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

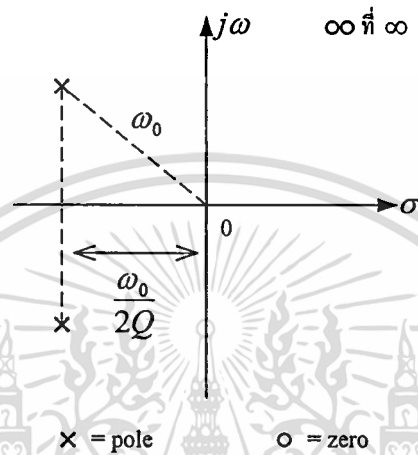


รูปที่ 2.18 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

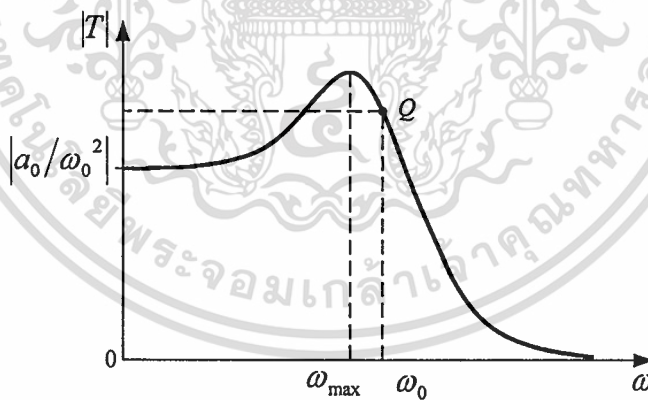
2. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบน  $s$ -plane ที่  $s = \infty$  ดังในรูปที่ 2.19 สมการ (2.51) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.53)$$

$a_0/\omega_0^2$  คืออัตราขยายไฟตรง (dc gain) กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.19 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

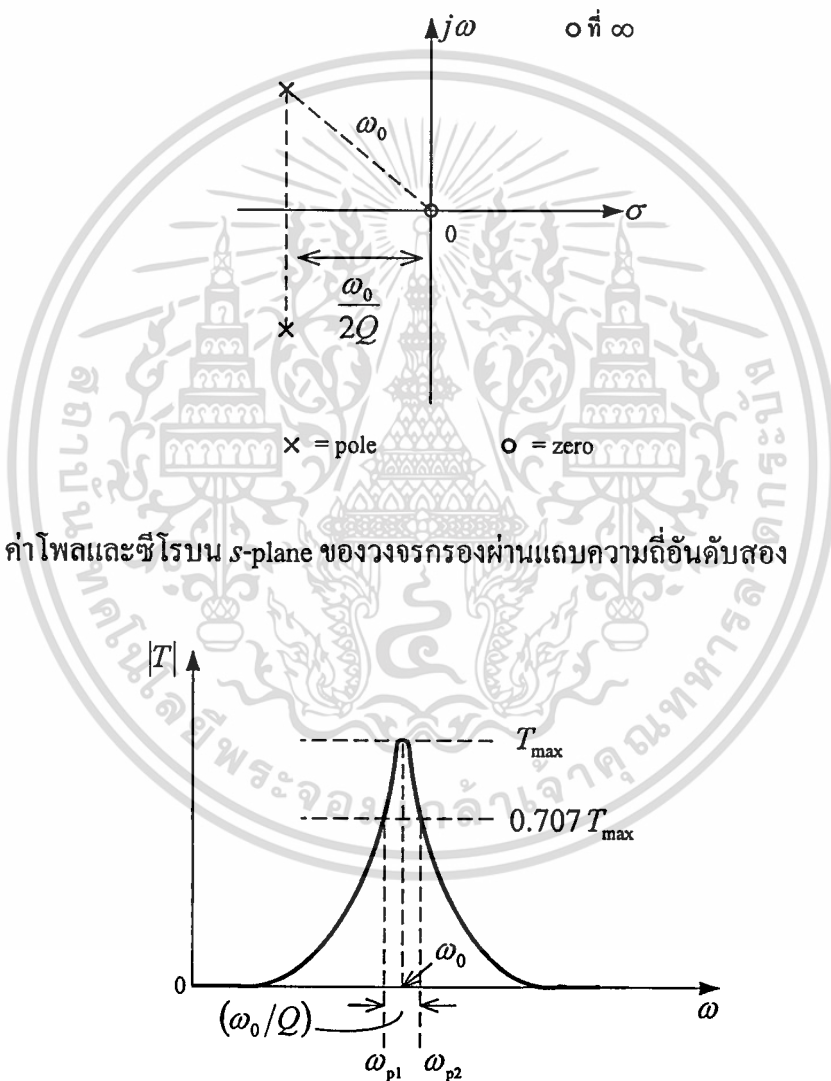


รูปที่ 2.20 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

3. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งบน  $s$ -plane ที่  $s=0$  หนึ่งตำแหน่ง และอีกหนึ่งตำแหน่งที่  $s=\infty$  ดังในรูปที่ 2.21 สมการ (2.51) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.54)$$

$a_1 Q/\omega_0$  คืออัตราขยายที่ความถี่ศูนย์กลาง (center-frequency gain) และผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่จะมีค่าสูงสุด (peak) ที่  $\omega = \omega_0$  หรือค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจร ซึ่งจะมีค่าเท่ากับค่าความถี่ของโพลของสมการ กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.22



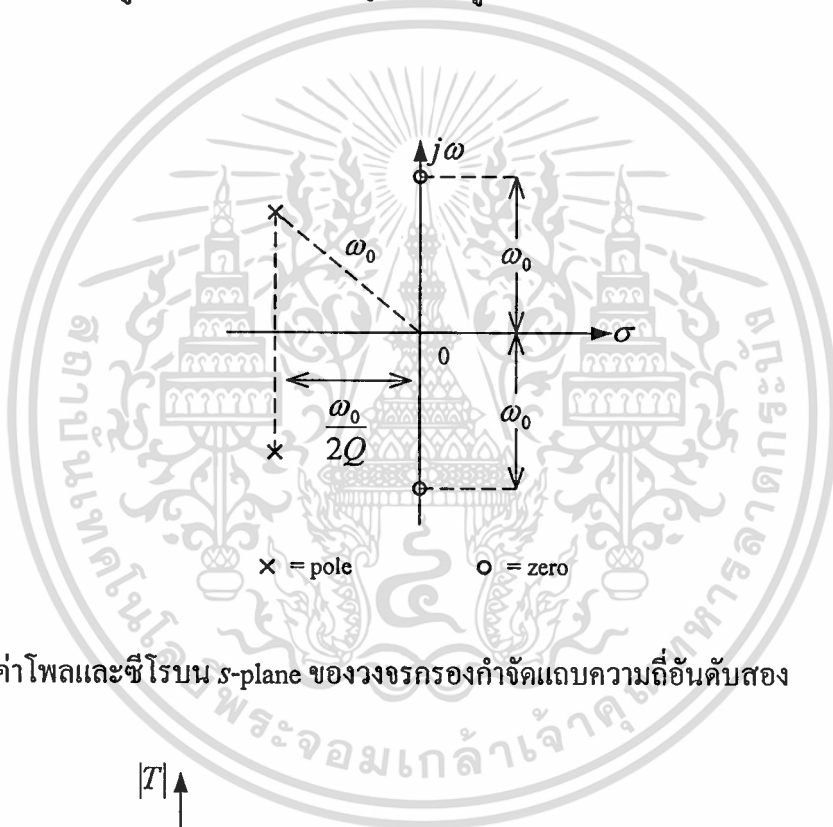
รูปที่ 2.21 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

รูปที่ 2.22 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

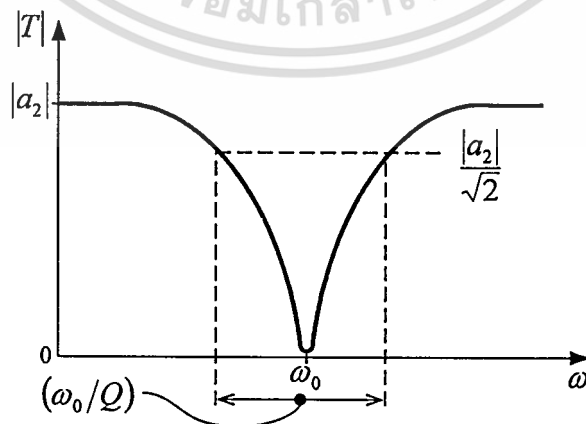
4. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งอยู่บนแกน  $j\omega$  ของ  $s$ -plane ดังในรูปที่ 2.23 สมการ (2.51) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบดังนี้

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.55)$$

ค่าอัตราขยายความถี่สูงของวงจรมีค่าเท่ากับ  $a_2$  กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.24 และค่า  $\omega_0$  นี้เป็นที่รู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า ความถี่น็อทช์ (notch frequency)



รูปที่ 2.23 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง



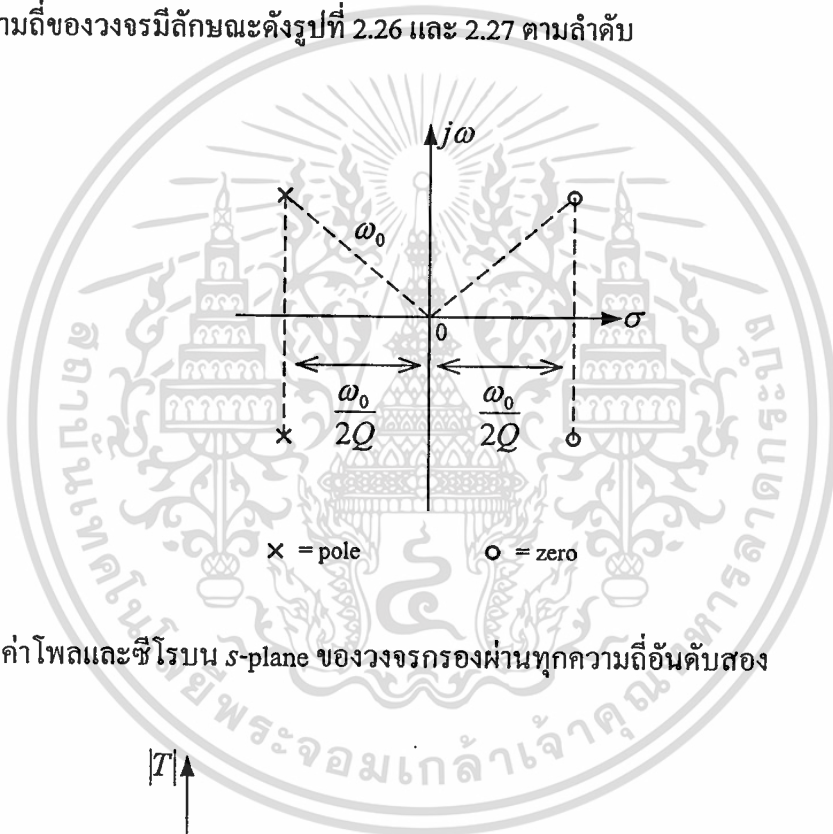
รูปที่ 2.24 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

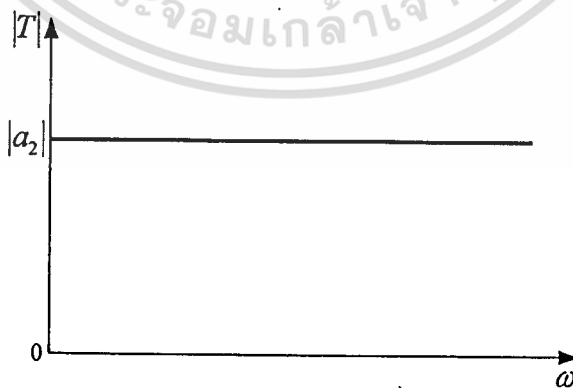
5. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการทั้งสองค่ามีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวามือของ  $s$ -plane โดยมีความสมมาตรกับ โพลดังในรูปที่ 2.25 สมการ (2.51) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบดังนี้

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.56)$$

$|a_2|$  คือค่าอัตราขยายแบบราบ (flat gain) ของวงจร กราฟการตอบสนองทางขนาดและเฟสเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.26 และ 2.27 ตามลำดับ

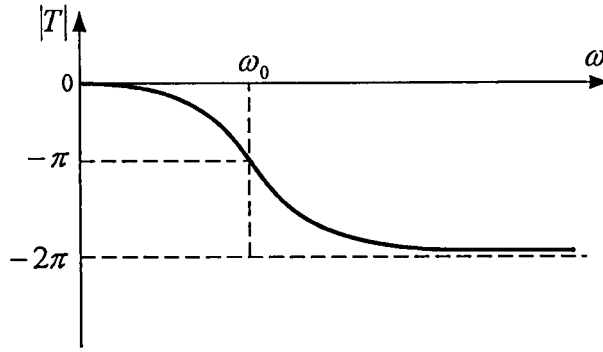


รูปที่ 2.25 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



รูปที่ 2.26 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

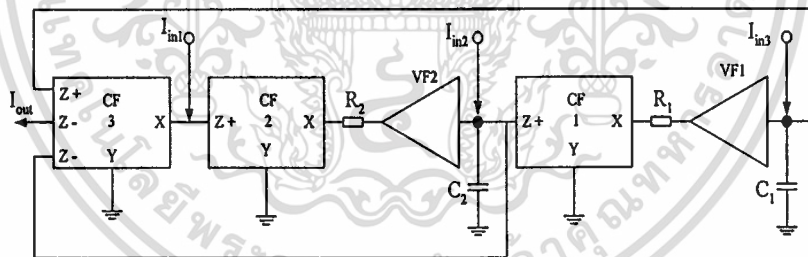
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 การตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

## 2.7 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสบางวงจรที่มีการนำเสนอมาแล้ว

ในอดีตที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอบทความวิจัยเกี่ยวกับวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีหลายอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตกันอย่างต่อเนื่อง โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟหลักเป็นวงจร CCII นั้นก็ได้รับความสนใจอยู่ไม่น้อย อาทิในปี ค.ศ. 1998 Chih Lung Lin และคณะได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตขึ้น โดยสร้างจากวงจรตามแรงดัน 2 ชุด วงจรตามกระแส 3 ชุด ใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ 2 ตัว และตัวต้านทานแบบลอยตัวอีก 2 ตัวตามโครงสร้างวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.28 [1]



รูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอโดย Lin

วงจรสามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐานจากสมการเอาต์พุตที่มีฟังก์ชันแบบไบควอดคังต่อไปนี้

$$I_{out} = \frac{I_{in1}s^2 - I_{in2}\left(\frac{1}{R_2C_2}\right)s + I_{in3}\left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2C_2}\right)s + \left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right)} \quad (2.57)$$

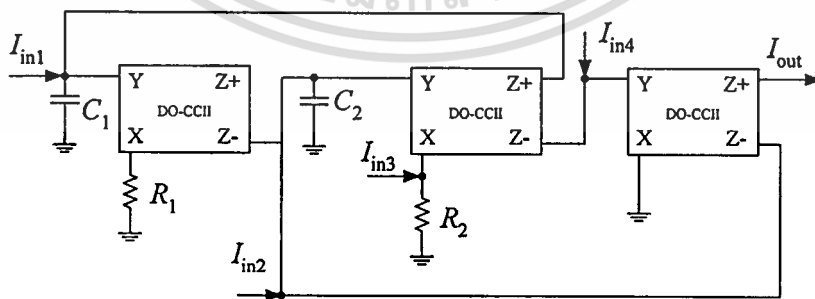
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1}$  โดย  $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
2. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in3}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in2}$  มีค่าเท่ากับ 0
3. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in2}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
4. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in3}$  โดย  $I_{in2} = 0$
5. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3}$  แต่ถึงกระนั้นวงจรก็ยังมีปัญหาในเรื่องของการปรับค่า  $Q$  เนื่องจากว่าจะส่งผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  ดังจะเห็นได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$Q = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \quad (2.58)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.59)$$

และต่อมาในปี ค.ศ. 1999 E. Olcay Gunes และคณะก็ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมคกระแสที่มีคุณสมบัติต่างๆ คล้ายคลึงกับวงจร [1] ของ Lin ขึ้น แต่มีข้อดีที่เหนือกว่าคือ สามารถใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์ได้ทั้งหมด โดยมีโครงสร้างวงจรดังในรูปที่ 2.29 [2]



รูปที่ 2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมคกระแสที่นำเสนอโดย Gunes

วงจร [2] สามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐานจากสมการเอาต์พุตที่หาได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{-I_{in3}s^2 + I_{in2}\left(\frac{1}{R_2C_2}\right)s - I_{in1}\left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right) - I_{in4}\left(s^2 + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2C_2}\right)s + \left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right)} \quad (2.60)$$

1. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in3}$  โดย  $I_{in1}$   $I_{in2}$  และ  $I_{in4}$  มีค่าเท่ากับ 0
2. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1}$  โดย  $I_{in2}$   $I_{in3}$  และ  $I_{in4}$  มีค่าเท่ากับ 0
3. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in2}$  โดย  $I_{in1}$   $I_{in3}$  และ  $I_{in4}$  มีค่าเท่ากับ 0
4. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in4}$  โดย  $I_{in1}$   $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
5. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in2} = I_{in4}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0 หรือให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3}$  โดย  $I_{in4} = 0$

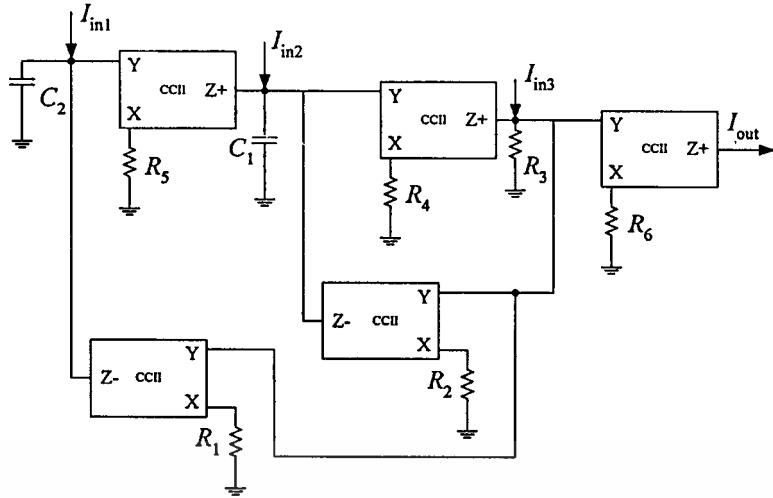
เมื่อพิจารณาสมการ (2.60) จะพบว่า ค่าพารามิเตอร์  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจรมีค่าเท่ากับค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจร [1] ของ Lin ซึ่งยังคงมีปัญหาในเรื่องของการปรับค่า  $Q$  ให้อิสระจาก  $\omega_0$  อยู่เช่นเดิม

แต่อย่างไรก็ตามได้มีการนำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีคุณสมบัติที่ดีกว่าสองวงจรที่กล่าวมาข้างต้นกันอยู่มากมายหลายบทความด้วยกัน อาทิเช่น ในปี ค.ศ. 1991 Chun-Ming Chang และ Pang-Chia Chen ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นอกจากจะสามารถให้การทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ 5 รูปแบบมาตรฐานแล้ว ยังสามารถทำการปรับค่า  $Q$  ได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  อีกด้วย ซึ่งโครงสร้างของวงจรแสดงได้ดังในรูปที่ (2.30) [3]

โดยสมการเอาต์พุตของวงจรสามารถหาได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{I_{in3}\left(\frac{R_3}{R_6}\right)s^2 + I_{in2}\left(\frac{R_3}{C_1R_4R_6}\right)s + I_{in1}\left(\frac{R_3}{R_4R_5R_6C_1C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{R_3}{R_2R_4C_1C_2}\right)s + \left(\frac{R_3}{R_1R_4R_5C_1C_2}\right)} \quad (2.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอโดย Chang

1. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in3}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in2}$  มีค่าเท่ากับ 0
2. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1}$  โดย  $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
3. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in2}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
4. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in3}$  โดย  $I_{in2} = 0$
5. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = -I_{in2} = I_{in3}$  และ  $R_1 = R_2 = R_3$

จากสมการ (2.61) สามารถหาค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจรได้เป็น

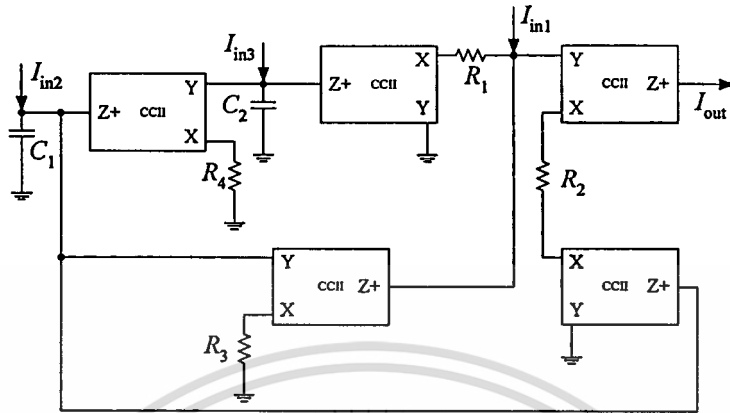
$$Q = R_2 \sqrt{\frac{R_4 C_1 C_2}{R_1 R_3}} \quad (2.62)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_3}{R_1 R_4 R_5 C_1 C_2}} \quad (2.63)$$

พิจารณาสมการทั้งสองที่ได้นี้จะพบว่า วงจร [3] สามารถทำการปรับค่า  $Q$  โดยไม่ให้มีผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  ได้ด้วยการปรับเปลี่ยนค่า  $R_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อมาในปี ค.ศ. 1997 Chang ก็ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสขึ้นอีกวงจรหนึ่ง โดยใช้วงจร CCII+ ทำงานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ RC ดังในรูปที่ 2.31 [4]



รูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอโดย Chang

ซึ่งวงจร [4] นี้จะให้คุณสมบัติเหมือนกับวงจร [3] ทุกประการกล่าวคือ นอกจากจะสามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐานแล้วยังสามารถทำการปรับค่า  $Q$  ได้อิสระจากค่า  $\omega_0$  อีกด้วย ดังที่จะอธิบายต่อไปนี้

จากสมการเอาต์พุตของวงจรที่หาได้ว่า

$$I_{out} = \frac{I_{in1} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) s^2 + I_{in2} \left( \frac{R_2 R_3}{R_1 C_1} \right) s + I_{in3} \left( \frac{R_3 R_4}{C_1 C_2} \right)}{s^2 + \left( \frac{R_2 R_3}{R_1 C_1} \right) s + \left( \frac{R_3 R_4}{C_1 C_2} \right)} \quad (2.64)$$

1. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1}$  โดย  $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
2. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in2}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
3. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in3}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in2}$  มีค่าเท่ากับ 0
4. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองก้ำจืดแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in3}$  โดย  $I_{in2} = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = -I_{in2} = I_{in3}$  และ  $R_1 = R_2$

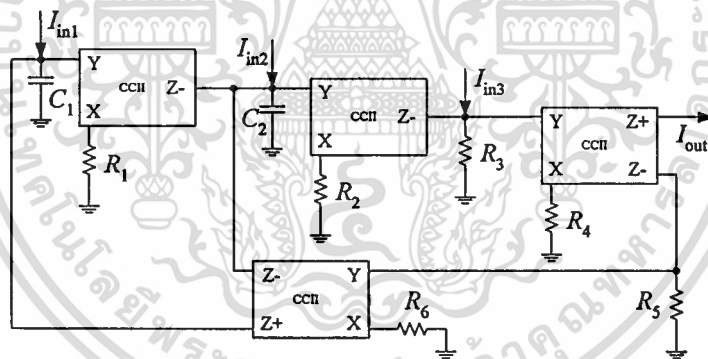
หาค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ได้เป็น

$$Q = \frac{R_1}{R_2} \sqrt{\frac{R_4 C_1}{R_3 C_2}} \quad (2.65)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_3 R_4}{C_1 C_2}} \quad (2.66)$$

จากสมการ (2.65-66) จะเห็นว่า สามารถทำการปรับค่า  $Q$  ของวงจรได้อิสระจากค่า  $\omega_0$  โดยการเลือกปรับค่า  $R_1$  และ/หรือ  $R_2$

และเมื่อปี ค.ศ. 2000 Liangyu Peng ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจรโหมดความ [3,4] แต่มีการใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟที่น้อยกว่า โดยมีโครงสร้างของวงจรแสดงดังในรูปที่ (2.32) [5]



รูปที่ 2.32 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่นำเสนอโดย Peng

วงจรสามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐานดังนี้ เมื่อกำหนดให้  $R_5 = R_6$  ดังนั้นจะสามารถหาสมการเอาต์พุตได้เป็น

$$I_{out} = \frac{I_{in3} \left( \frac{R_3}{R_4} \right) s^2 - I_{in2} \left( \frac{R_3}{R_2 R_4 C_2} \right) s + I_{in1} \left( \frac{R_3}{R_1 R_2 R_4 C_1 C_2} \right)}{s^2 + \left( \frac{R_3}{R_2 R_4 C_2} \right) s + \left( \frac{R_3}{R_1 R_2 R_4 C_1 C_2} \right)} \quad (2.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in3}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in2}$  มีค่าเท่ากับ 0
2. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1}$  โดย  $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
3. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in2}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
4. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in3}$  โดย  $I_{in2} = 0$
5. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3}$  และ  $R_3 = R_4$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_3}{R_1 R_2 R_4 C_1 C_2}} \quad (2.68)$$

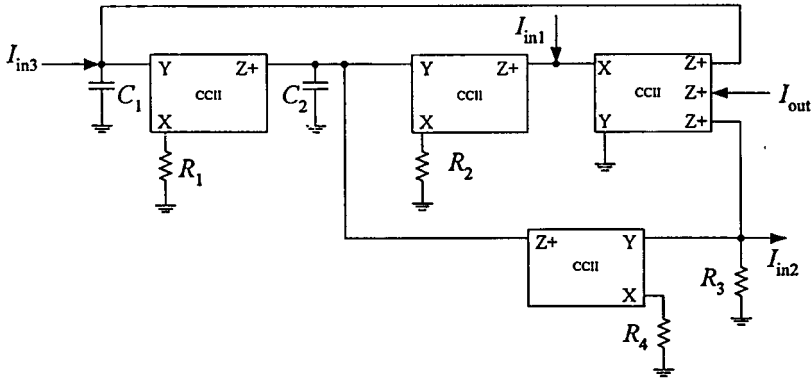
$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{R_3}{R_2 R_4 C_2} \quad (2.69)$$

นอกจากนั้นจากสมการ (2.68-69) จะเห็นว่า วงจร [5] สามารถทำการปรับค่า  $\omega_0$  ได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อเทอมของ  $(\omega_0/Q)$  แต่อย่างไรด้วยการปรับค่า  $R_1$  และ/หรือ  $C_1$

อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าวงจร [3-5] จะมีข้อดีที่สามารถปรับค่า  $Q$  แยกจากค่า  $\omega_0$  ได้อย่างอิสระ แต่วงจรทั้งสามก็ยังคงต้องอาศัยเงื่อนไขของการสมพงค์กันของค่าอุปกรณ์พาสซีฟในการประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ดังรายละเอียดที่แสดงไว้ข้างต้น ซึ่งในปี ค.ศ. 2001 ได้มีการนำเสนอบทความ “Current-mode universal filter with three inputs and one output using CCII+s” ขึ้น โดยวงจรดังกล่าวนี้สามารถที่จะขจัดปัญหาเรื่องการใช้ค่าอุปกรณ์ในกรณีที่น่าไปใช้เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ออกไปได้ ในขณะที่ยังคงให้การทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบและสามารถปรับค่า  $Q$  ได้อิสระจาก  $\omega_0$  อีกด้วย ดังรายละเอียดที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

จากโครงสร้างของวงจรในรูปที่ 2.33 สามารถหาสมการเอาต์พุตของวงจรได้เป็น

$$I_{out} = \frac{s^2 I_{in1} - s \left( \frac{R_3}{R_2 R_4 C_2} \right) I_{in2} + \left( \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) I_{in3}}{s^2 + \left( \frac{R_3}{R_2 R_4 C_2} \right) s + \left( \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right)} \quad (2.70)$$



รูปที่ 2.33 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมคกระแส [6]

1. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1}$  โดย  $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
2. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in3}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in2}$  มีค่าเท่ากับ 0
3. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in2}$  โดย  $I_{in1}$  และ  $I_{in3}$  มีค่าเท่ากับ 0
4. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in3}$  โดย  $I_{in2} = 0$
5. วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็น  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3}$

$$Q = \frac{R_4}{R_3} \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \quad (2.71)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.72)$$

จากสมการ (2.71-72) แสดงให้เห็นว่า วงจร [6] สามารถปรับค่า  $Q$  ได้อิสระจากค่า  $\omega_0$  โดยการเลือกปรับค่า  $R_3$  และ/หรือ  $R_4$  และเมื่อพิจารณาในกรณีที่วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ก็จะสังเกตได้ว่า วงจรไม่จำเป็นต้องใช้เงื่อนไขการสมพียงกันของอุปกรณ์พาสซีฟแต่อย่างใด

## บทที่ 3

# วงจรรองความถี่ที่นำเสนอ

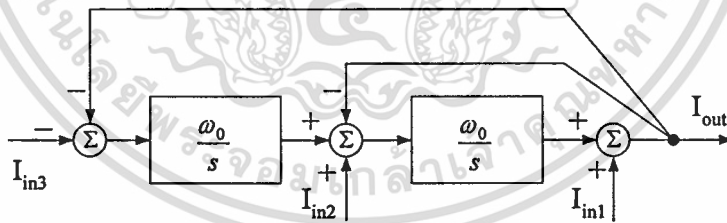
### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำเอาทฤษฎีและวงจรต่างๆ ที่ได้กล่าวถึงมาแล้วในบทที่ 2 มาประยุกต์ใช้เพื่อออกแบบเป็นวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดกระแสที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ CCII's โดยเนื้อหาภายในบทจะประกอบด้วยหัวข้อที่สำคัญดังนี้ หลักการออกแบบวงจร การหาค่าความไว และการศึกษาถึงผลกระทบในกรณีที่วงจร CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

### 3.2 หลักการออกแบบวงจร

วงจรรองความถี่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีลักษณะต่างๆ กัน 3 วงจร โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟหลักคือ CCII ซึ่งจะใช้ทั้งแบบเอาต์พุตเดี่ยว และแบบสามเอาต์พุต ร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์ สำหรับรายละเอียดการวิเคราะห์วงจรในทางทฤษฎีของทั้ง 3 วงจรสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

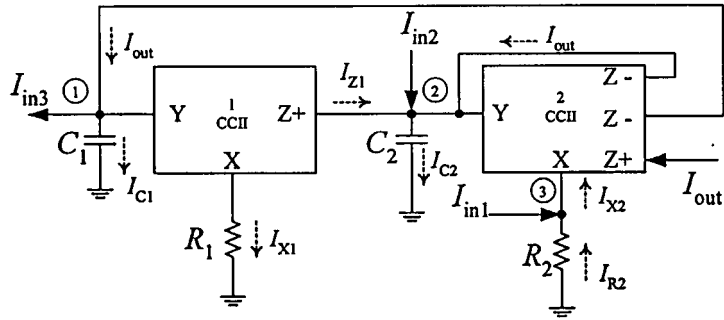
ในการออกแบบวงจรที่นำเสนอนี้มีพื้นฐานอยู่บนโครงสร้างตัวแปรสแตต (state variable structure) ที่ประกอบขึ้นจากวงปิดอินทิเกรเตอร์ (integrator loop) ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังในรูปที่ (3.1)



รูปที่ 3.1 โครงสร้างตัวแปรสแตตของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ

#### 3.2.1 วงจรรองความถี่ลักษณะที่หนึ่ง

จากโครงสร้างในรูปที่ 3.1 วงจรรองความถี่ลักษณะที่หนึ่งที่นำเสนอจะมีแผนผังวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 โดยสร้างขึ้นจาก CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยว 1 ชุด แบบสามเอาต์พุต 1 ชุด ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์อย่างละ 2 ตัว



รูปที่ 3.2 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่หนึ่ง

พิจารณารูปที่ 3.2 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CCII ตามสมการ (2.18) จะพบว่า  $I_{Z1}$  มีค่าเท่ากับ  $I_{X1}$  และ  $I_{X2}$  มีค่าเท่ากับ  $I_{out}$

ที่โนด 1 2 และ 3 เมื่ออาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's current law : KCL) จะได้สมการตามลำดับดังนี้

$$I_{C1} = I_{out} - I_{in3} \quad (3.1)$$

$$I_{out} + I_{C2} + I_{Z1} + I_{in2} = 0 \quad (3.2)$$

$$I_{R2} = I_{out} - I_{in1} \quad (3.3)$$

จากความสัมพันธ์ตามสมการ (3.3) สามารถหาค่าแรงดันตกคร่อมที่โนด 3 ( $V_3$ ) ได้เป็น

$$V_3 = I_{R2} R_2 \quad (3.4)$$

$$V_3 = (I_{out} - I_{in1}) R_2 \quad (3.5)$$

อาศัยคุณสมบัติของวงจร CCII ตามสมการ (2.18) พบว่า  $V_2 = V_3$  ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{C2}$  ได้เป็น

$$I_{C2} = (I_{out} - I_{in1}) s C_2 R_2 \quad (3.6)$$

จากนั้นทำการหาค่า  $I_{Z1}$  ได้ดังต่อไปนี้

เนื่องจาก

$$I_{z1} = \frac{V_1}{R_1} \quad (3.7)$$

โดยที่

$$V_1 = \frac{I_{c1}}{sC_1} \quad (3.8)$$

แทนสมการ (3.1) ลงในสมการ (3.8) จะได้ว่า

$$V_1 = \frac{I_{out} - I_{in3}}{sC_1} \quad (3.9)$$

ดังนั้น

$$I_{z1} = \frac{I_{out} - I_{in3}}{sC_1 R_1} \quad (3.10)$$

ทำการแทนสมการ (3.2) ด้วยสมการ (3.6) และ (3.10) จะได้ว่า

$$I_{out} + I_{out} sC_2 R_2 - I_{in1} sC_2 R_2 + \left( \frac{I_{out} - I_{in3}}{sC_1 R_1} \right) + I_{in2} = 0 \quad (3.11)$$

สามารถหาค่า  $I_{out}$  ได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{s^2 I_{in1} - \left( \frac{1}{C_2 R_2} \right) s I_{in2} + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right) I_{in3}}{s^2 + \left( \frac{1}{C_2 R_2} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)} \quad (3.12)$$

พิจารณารูปแบบฟังก์ชันตามสมการ (3.12) จะพบว่า สามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่รูปแบบต่างๆ ได้ถึง 5 รูปแบบ โดยใช้เงื่อนไขของการป้อนกระแสอินพุต ซึ่งสามารถสรุปได้ต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ถ้าให้  $I_{in2} = I_{in3} = 0$  จะได้ว่าวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in1}} = \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right)s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

2. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in3} = 0$  จะได้ว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in2}} = \frac{-\left(\frac{1}{C_2 R_2}\right)s}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right)s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

3. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in2} = 0$  จะได้ว่าวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in3}} = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right)s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

4. ถ้าให้  $I_{in2} = 0$  และ  $I_{in1} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้ว่าวงจรกรองก้ำกั้ดแถบความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right)s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

5. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้ว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 - \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right)s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right)s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบกับสมการ (3.12) กับสมการ (2.24) จะได้ว่า

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} \quad (3.13)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.14)$$

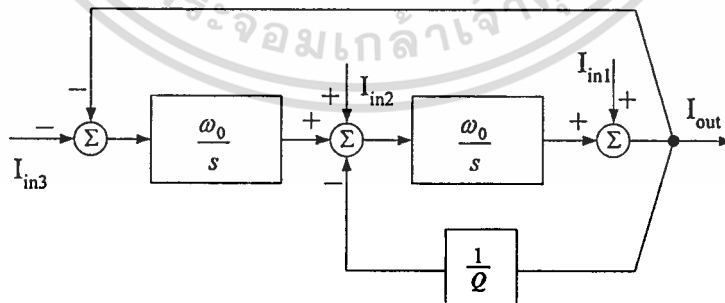
$$H_{\text{HPF}} = H_{\text{BPF}} = H_{\text{LPF}} = H_{\text{BSF}} = H_{\text{APF}} = 1$$

โดย  $H$  คือ อัตราขยายของวงจรกรองความถี่

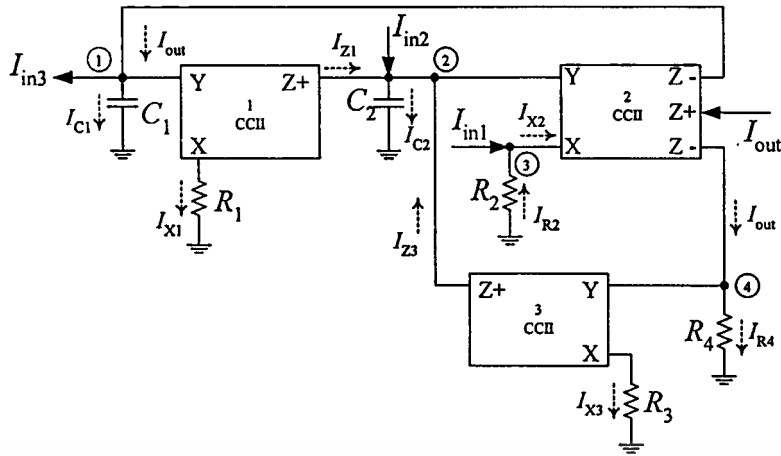
พิจารณาสมการ (3.13) และ (3.14) จะพบว่า สามารถทำการปรับค่า  $Q$  ได้ออกจากค่า  $\omega_0$  โดยการปรับในรูปของอัตราส่วน ( $R_1/R_2$ ) และ ( $C_1/C_2$ ) ประกอบกับการเลือกค่าอุปกรณ์แต่ละตัวไปพร้อมกัน

### 3.2.2 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง

วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สองนี้เกิดขึ้นจากการปรับปรุงวงจรลักษณะที่หนึ่ง เพื่อให้สามารถปรับค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ได้สะดวกยิ่งขึ้น โดยใช้โครงสร้างตัวแปรสแตตตามรูปที่ 3.3 กล่าวคือทำการเพิ่ม CCII แบบเอาต์พุตเดียวเข้าไปอีกหนึ่งชุด และตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์อีกสองตัว ดังแผนผังวงจรในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 โครงสร้างตัวแปรสแตตของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ



รูปที่ 3.4 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง

พิจารณารูปที่ 3.4 จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงขึ้นที่โนด 2 ดังนั้นทำการตั้งสมการโดยอาศัย KCL จะได้ว่า

$$I_{in2} + I_{C2} + I_{Z1} + I_{Z3} = 0 \quad (3.15)$$

อาศัยคุณสมบัติของวงจร CCII ตามสมการ (2.18) จะได้ว่า  $I_{Z3}$  มีค่าเท่ากับ  $I_{X3}$  ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$I_{Z3} = \frac{V_4}{R_3} \quad (3.16)$$

เนื่องจาก  $V_4 = I_{out} R_4$  เพราะฉะนั้น

$$I_{Z3} = \frac{I_{out} R_4}{R_3} \quad (3.17)$$

สำหรับที่โนด 1 และ โนด 3 ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงไปจากวงจรลักษณะที่หนึ่งแต่อย่างใด ดังนั้น  $I_{C2}$  และ  $I_{Z1}$  จึงมีค่าตามสมการ (3.6) และ (3.10) ตามลำดับ ทำการแทนค่าสมการ (3.6) (3.10) และ (3.17) ลงในสมการ (3.15) จะได้ว่า

$$I_{in2} + I_{out} sC_2 R_2 - I_{in1} sC_2 R_2 + \left( \frac{I_{out} - I_{in3}}{sC_1 R_1} \right) + \frac{I_{out} R_4}{R_3} = 0 \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่า  $I_{out}$  ได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{s^2 I_{in1} - \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right) s I_{in2} + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right) I_{in3}}{s^2 + \left(\frac{R_4}{C_2 R_2 R_3}\right) s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)} \quad (3.19)$$

พิจารณารูปแบบฟังก์ชันตามสมการ (3.19) จะพบว่าสามารถจัดรูปแบบให้เป็นวงจรรองความถี่รูปแบบต่างๆ ได้ทั้ง 5 รูปแบบ และมีเงื่อนไขของการป้อนกระแสอินพุตเป็นเช่นเดียวกับวงจรถิ่นที่หนึ่ง ดังรายละเอียดต่อไปนี้

1. ถ้าให้  $I_{in2} = I_{in3} = 0$  จะได้วงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in1}} = \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{R_4}{C_2 R_2 R_3}\right) s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

2. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in3} = 0$  จะได้วงจรรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in2}} = \frac{-\left(\frac{1}{C_2 R_2}\right) s}{s^2 + \left(\frac{R_4}{C_2 R_2 R_3}\right) s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

3. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in2} = 0$  จะได้วงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in3}} = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \left(\frac{R_4}{C_2 R_2 R_3}\right) s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

4. ถ้าให้  $I_{in2} = 0$  และ  $I_{in1} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้วงจรรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \left(\frac{R_4}{C_2 R_2 R_3}\right) s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

5. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง โดยต้องใช้  $R_3 = R_4$  จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 - \left(\frac{1}{C_2 R_2}\right) s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{R_4}{C_2 R_2 R_3}\right) s + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}\right)}$$

สำหรับค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$Q = \frac{R_3}{R_4} \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} \quad (3.20)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.21)$$

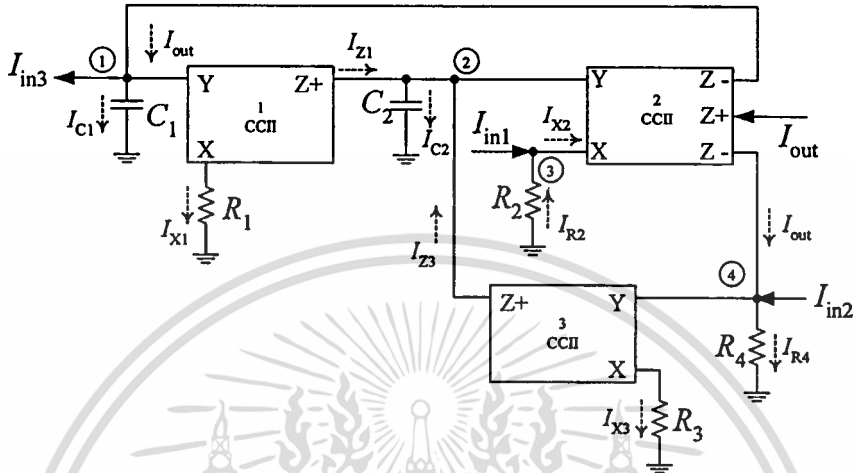
$$H_{HPF} = H_{LPF} = H_{BSF} = H_{APF} = 1$$

$$H_{BPF} = \frac{R_3}{R_4}$$

จากสมการที่ได้ทั้งสองนี้จะเห็นว่าการปรับค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจรลักษณะที่สองนี้สามารถทำได้ง่ายกว่าวงจรลักษณะที่หนึ่ง กล่าวคือ เมื่อกำหนดค่า  $\omega_0$  ไปแล้ว สามารถเลือกปรับค่า  $Q$  ได้โดยการปรับ  $R_3$  และ/หรือ  $R_4$  ได้โดยอิสระ แต่ยกเว้นในกรณีที่ใช้เป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่เท่านั้นจะเห็นว่า จำเป็นต้องเพิ่มเงื่อนไขของ  $R_3 = R_4$  เข้ามา ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วิธีการปรับค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  เช่นเดียวกับวิธีที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ลักษณะที่หนึ่ง

### 3.2.3 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สาม

เพื่อทำการลดเงื่อนไขการใช้ค่าอุปกรณ์ในวงจรลักษณะที่สอง โดยทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in2}$  ในขณะที่โครงสร้างอื่นๆ ยังคงเดิม ดังนั้นวงจรกรองความถี่ลักษณะสามจึงมีแผนผังวงจรดังในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สาม

พิจารณาที่ โหนด 2 และ โหนด 4 ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม โดยอาศัย KCL จะได้สมการตามลำดับดังนี้

$$I_{C2} + I_{Z1} + I_{Z3} = 0 \quad (3.22)$$

$$I_{R4} = I_{out} + I_{in2} \quad (3.23)$$

ในการทำงานเดียวกันกับการวิเคราะห์วงจรลักษณะที่สอง จากสมการ (3.23) สามารถหาค่าแรงดันที่ โหนด 4 ( $V_4$ ) ได้เท่ากับ  $(I_{out} + I_{in2})R_4$  และอาศัยคุณสมบัติของ CCII ตามสมการ (2.18) จะได้ว่า  $V_4$  เท่ากับ  $V_{X3}$  ซึ่งทำให้สามารถหาค่า  $I_{X3}$  ได้ และเนื่องจาก  $I_{Z3}$  มีค่าเท่ากับ  $I_{X3}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{Z3} = \frac{(I_{out} + I_{in2})R_4}{R_3} \quad (3.24)$$

ในส่วนของ โหนด 1 และ โหนด 3 ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงแต่อย่างใด ดังนั้น  $I_{C2}$  และ  $I_{Z1}$  จึงมีค่าตามสมการ (3.6) และ (3.10) ตามลำดับ ทำการแทนค่าสมการ (3.6) (3.10) และ (3.24) ลงในสมการ (3.22) จะได้ว่า

$$I_{out} sC_2R_2 - I_{in1} sC_2R_2 + \left( \frac{I_{out} - I_{in3}}{sC_1R_1} \right) + \frac{(I_{out} + I_{in2})R_4}{R_3} = 0 \quad (3.25)$$

สามารถหาค่า  $I_{out}$  ได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{s^2 I_{in1} - \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s I_{in2} + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right) I_{in3}}{s^2 + \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)} \quad (3.26)$$

พิจารณารูปแบบฟังก์ชันตามสมการ (3.26) จะพบว่าสามารถสรุปเป็นวงจรรองความถี่รูปแบบต่างๆ ได้ทั้ง 5 รูปแบบ และมีเงื่อนไขของการป้อนกระแสอินพุตเป็นเช่นเดียวกับวงจรทั้งสองแบบที่กล่าวมาข้างต้น ดังรายละเอียดต่อไปนี้

1. ถ้าให้  $I_{in2} = I_{in3} = 0$  จะได้วงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in1}} = \frac{s^2}{s^2 + \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)}$$

2. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in3} = 0$  จะได้วงจรรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in2}} = \frac{-\left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s}{s^2 + \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)}$$

3. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in2} = 0$  จะได้วงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in3}} = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)}$$

4. ถ้าให้  $I_{in2} = 0$  และ  $I_{in1} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้วงจรรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)}$$

5. ถ้าให้  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง จากฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 - \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)}{s^2 + \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)}$$

และหาค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ได้ดังต่อไปนี้

$$Q = \frac{R_3}{R_4} \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} \quad (3.27)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.28)$$

$$H_{HPF} = H_{BPF} = H_{LPF} = H_{BSF} = H_{APF} = 1$$

พิจารณาสมการที่ได้นี้เทียบกับสมการ (3.20 - 21) จะสังเกตได้ว่าวงจรรองทั้งสองมีค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ค่าเท่ากัน แต่ว่าวงจรรองลักษณะที่สามสามารถปรับ  $Q$  ได้อย่างอิสระจากค่า  $\omega_0$  โดยที่ไม่มีส่วนสนใจในการใช้ค่าอุปกรณ์เมื่อประยุกต์ใช้เป็นวงจรรองผ่านทุกความถี่ ดังจะเห็นได้จากฟังก์ชันการถ่ายโอนที่ได้แสดงไว้ก่อนสมการ (3.27)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการออกแบบของวงจรกรองความถี่ทั้ง 3 ลักษณะที่ได้กล่าวมาแล้ว สามารถทำการสรุปคุณสมบัติของวงจรได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ

	ข้อดี	ข้อด้อย
วงจรลักษณะที่หนึ่ง	- สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐาน	- การปรับค่า $Q$ ไม่มีอิสระจากค่า $\omega_0$
วงจรลักษณะที่สอง	- สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐาน - การปรับค่า $Q$ เป็นอิสระจากค่า $\omega_0$	- ต้องอาศัยเงื่อนไขของการสมพ้องกันของค่าอุปกรณ์เมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่
วงจรลักษณะที่สาม	- สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบมาตรฐาน - การปรับค่า $Q$ เป็นอิสระจากค่า $\omega_0$ - ไม่ต้องใช้เงื่อนไขของการสมพ้องกันของค่าอุปกรณ์เมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่	

### 3.3 ค่าความไว

สิ่งหนึ่งที่จะต้องพิจารณาถึงในการออกแบบวงจรกรองความถี่คือ ค่าความไว (sensitivity) ของค่าอุปกรณ์ที่มีต่อค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนหรือค่าจำเพาะอื่นๆ ของวงจร เนื่องจากการใช้งานจริงนั้น ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ อาจจะมีค่าไม่ตรงค่าจริงที่ควรเป็นตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมีสาเหตุต่างๆ กัน อาทิเช่น การที่คุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์เกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามสภาพแวดล้อมในขณะที่ใช้งาน เช่น อุณหภูมิ ความชื้น เป็นต้น หรือเกิดจากการเปลี่ยนแปลงทางเคมีอันเนื่องมาจากอายุในการใช้งานของอุปกรณ์ ค่าความไวนี้เป็นอัตราส่วนระหว่างค่าการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของค่าพารามิเตอร์ของวงจรต่อค่าการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของอุปกรณ์ในวงจร ซึ่งสามารถหาค่าได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$S_x^y = \frac{\partial y/y}{\partial x/x} \tag{3.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $y$  หมายถึง ค่าพารามิเตอร์ใดๆ ซึ่งเป็นค่าจำเพาะที่เราสนใจของวงจร และ  $x$  หมายถึงค่าของอุปกรณ์ใดๆ ในวงจร

อาศัยฟังก์ชันตามสมการ (3.29) สามารถหาค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟที่มีผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจรรองความถี่ลักษณะที่หนึ่งได้ค่าเป็นดังต่อไปนี้

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.30)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.31)$$

เนื่องจากค่าพารามิเตอร์  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจรลักษณะที่สองและลักษณะที่สามมีค่าเท่ากัน ดังที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมา ดังนั้นสามารถหาค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟที่มีผลกระทบต่อ  $Q$  และ  $\omega_0$  ของทั้งสองวงจรได้เป็นดังนี้คือ

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.32)$$

$$S_{R_3}^Q = -S_{R_4}^Q = 1 \quad (3.33)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.34)$$

พิจารณาสมการ (3.30 - 34) จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรทั้งสามมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ดังนั้นผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จึงส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ค่อนข้างน้อย

### 3.4 ผลกระทบในกรณีที่วงจร CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เนื่องจากในหัวข้อที่ 3.2 นั้นเป็นการวิเคราะห์วงจรรองความถี่ที่นำเสนอในกรณีที่วงจร CCII มีคุณสมบัติในทางอุดมคติตามความสัมพันธ์ในสมการ (2.18) ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้พิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ อันเกิดจากวงจร CCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ กล่าวคือ แรงดันตกคร่อมที่พอร์ต X ไม่เท่ากับแรงดันที่พอร์ต Y และกระแสที่ไหลที่พอร์ต Z มีค่าเท่ากับที่พอร์ต X ซึ่งเกิดขึ้นได้ในทางปฏิบัติ โดยนิยามให้วงจร CCII ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติดังกล่าวมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{Xn} = \lambda_n V_{Yn} \quad (3.35)$$

$$I_{Zn+} = \alpha_n I_{Xn} \quad (3.36)$$

$$I_{Zn-} = -\eta_n I_{Xn} \quad (3.37)$$

โดย  $\lambda$  มีค่าเท่ากับ  $1 - \varepsilon_1$  เมื่อ  $|\varepsilon_1| \ll 1$  โดย  $\varepsilon_1$  หมายถึงค่าความผิดพลาดในการติดตามแรงดัน (voltage tracking error)

$\alpha$  มีค่าเท่ากับ  $1 - \varepsilon_2$  เมื่อ  $|\varepsilon_2| \ll 1$  โดย  $\varepsilon_2$  หมายถึงค่าความผิดพลาดในการติดตามกระแส (current tracking error) ที่พอร์ต Z+

$\eta$  มีค่าเท่ากับ  $1 - \varepsilon_3$  เมื่อ  $|\varepsilon_3| \ll 1$  โดย  $\varepsilon_3$  หมายถึงค่าความผิดพลาดในการติดตามกระแสที่พอร์ต Z- มีค่าเท่ากับ

n คือลำดับที่ของวงจร CCII

เมื่อนำฟังก์ชันตามสมการ (3.35 - 37) นี้มาทำการวิเคราะห์หาค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ทั้งสามลักษณะ สามารถทำได้ดังต่อไปนี้

วงจรกรองความถี่ลักษณะที่หนึ่ง

จากรูปที่ 3.1 เมื่ออาศัยฟังก์ชันตามสมการ (3.36) จะได้ว่า  $I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1}$  เนื่องจาก  $I_{X1}$  มีค่าเท่ากับ  $V_{X1} / R_1$  และจากฟังก์ชันตามสมการ (3.35) จะได้ว่า  $V_{X1}$  มีค่าเท่ากับ  $\lambda_1 V_1$  ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{Z1}$  ได้ดังนี้

$$I_{Z1} = \frac{\alpha_1 \lambda_1 V_1}{R_1} \quad (3.38)$$

จากสมการ (3.9) โดยอาศัยฟังก์ชันตามสมการ (3.37) จะได้ว่า

$$V_1 = \frac{\eta_2 I_{X2} - I_{in3}}{sC_1} \quad (3.39)$$

ทำการแทนสมการ (3.39) ลงในสมการ (3.38) ได้เป็น

$$I_{Z1} = \frac{\alpha_1 \lambda_1 (\eta_2 I_{X2} - I_{in3})}{s C_1 R_1} \quad (3.40)$$

พิจารณาที่ โหนด 3 จะพบว่า  $I_{R2}$  มีค่าเท่ากับ  $I_{X2} - I_{in1}$  ทำการแทนค่า  $I_{R2}$  ดังกล่าวนี้ลงในสมการ (3.4) ได้ว่า

$$V_3 = (I_{X2} - I_{in1}) R_2 \quad (3.41)$$

อาศัยฟังก์ชันตามสมการ (3.35) ทำให้ทราบว่า  $V_2$  มีค่าเท่ากับ  $\lambda_2 V_3$  ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{C2}$  ได้ดังนี้

$$I_{C2} = \lambda_2 (I_{X2} - I_{in1}) s C_2 R_2 \quad (3.42)$$

จากความสัมพันธ์ตามสมการ (3.37) และการแทนค่าสมการ (3.40) (3.42) ลงในสมการ (3.2) จะได้สมการแบบใหม่เป็น

$$\eta_2 I_{X2} + \lambda_2 I_{X2} s C_2 R_2 - \lambda_2 I_{in1} s C_2 R_2 + \alpha_1 \lambda_1 \left( \frac{\eta_2 I_{X2} - I_{in3}}{s C_1 R_1} \right) + I_{in2} = 0 \quad (3.43)$$

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่า ถ้ากระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  ที่มีการนำไปใช้งานคือ กระแสที่ไหลผ่านพอร์ต Z+ ของวงจร CCII ตัวที่สอง และจากฟังก์ชันตามสมการ (3.36) ทำให้ทราบว่า  $I_{out} = \alpha_2 I_{X2}$  ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{X2}$  ได้เท่ากับ  $I_{out} / \alpha_2$  ทำการแทนค่า  $I_{X2}$  ที่ได้นี้ลงในสมการ (3.44) และจัดรูปสมการหาค่า  $I_{out}$  ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{out} = \frac{\alpha_2 s^2 I_{in1} - \alpha_2 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_2 R_2} \right) s I_{in2} + \alpha_1 \alpha_2 \lambda_1 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right) I_{in3}}{s^2 + \eta_2 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_2 R_2} \right) s + \eta_2 \alpha_1 \lambda_1 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)} \quad (3.44)$$

### วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง

จากรูปที่ 3.2 จะได้ว่า  $I_{Z3} = \alpha_3 I_{X3}$  เนื่องจาก  $I_{X3}$  มีค่าเท่ากับ  $V_{X3} / R_3$  และจากฟังก์ชันตามสมการ (3.35) จะได้ว่า  $V_{X3}$  มีค่าเท่ากับ  $\lambda_3 V_4$  ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{Z3}$  ได้ดังนี้

$$I_{Z3} = \frac{\alpha_3 \lambda_3 V_4}{R_3} \quad (3.45)$$

เนื่องจาก  $V_4 = \eta_2 I_{X2} R_4$  ดังนั้น

$$I_{Z3} = \frac{\alpha_3 \lambda_3 (\eta_2 I_{X2} R_4)}{R_3} \quad (3.46)$$

และในทำนองเดียวกันกับการวิเคราะห์ในหัวข้อ 3.2 คือ ที่ โหนด 1 และ โหนด 3 ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรแต่อย่างใด ด้วยเหตุนี้  $I_{C2}$  และ  $I_{Z1}$  จึงมีค่าตามสมการ (3.40) และ (3.42) ตามลำดับ ทำการแทนค่าสมการ (3.40) (3.42) และ (3.46) ลงในสมการ (3.15) จะได้ว่า

$$I_{in2} + \lambda_2 I_{X2} s C_2 R_2 - \lambda_2 I_{in1} s C_2 R_2 + \alpha_1 \lambda_1 \left( \frac{\eta_2 I_{X2} - I_{in3}}{s C_1 R_1} \right) + \frac{\alpha_3 \lambda_3 (\eta_2 I_{X2} R_4)}{R_3} = 0 \quad (3.47)$$

แทนค่า  $I_{X2}$  ด้วย  $I_{out} / \alpha_2$  เช่นเดียวกันกับในวงจรลักษณะที่หนึ่ง ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{out}$  ของวงจรลักษณะที่สองได้เป็น

$$I_{out} = \frac{\alpha_2 s^2 I_{in1} - \alpha_2 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_2 R_2} \right) s I_{in2} + \alpha_1 \alpha_2 \lambda_1 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right) I_{in3}}{s^2 + \eta_2 \alpha_3 \lambda_2 \lambda_3 \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \eta_2 \alpha_1 \lambda_1 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)} \quad (3.48)$$

### วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สาม

จากรูปที่ 3.3 ที่ โหนด 4 จะได้ว่า  $I_{R4} = \eta_2 I_{X2} + I_{in2}$  จากค่า  $I_{R4}$  ที่ได้นี้สามารถนำไปหาค่าแรงดันตกคร่อมที่ โหนด 4 ( $V_4$ ) ได้ โดยมีค่าเท่ากับ  $(\eta_2 I_{X2} + I_{in2}) / R_4$  และเมื่ออาศัยฟังก์ชันตามสมการ (3.35) ทำให้ทราบว่า  $V_{X3} = \lambda_3 V_4$  ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{X3}$  ได้เป็น

$$I_{X3} = \frac{\lambda_3 \eta_2 I_{X2} + \lambda_3 I_{in2}}{R_3 R_4} \quad (3.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากฟังก์ชันตามสมการ (3.36) จะได้ว่า  $I_{Z3} = \alpha_3 I_{X3}$  เมื่อทำการแทนค่า  $I_{X3}$  ด้วยสมการ (3.49) จะทำให้ได้ค่า  $I_{Z3}$  ดังต่อไปนี้

$$I_{Z3} = \frac{\alpha_3 (\lambda_3 \eta_2 I_{X2} + \lambda_3 I_{in2})}{R_3 R_4} \quad (3.50)$$

และเช่นเดียวกันกับวงจรลักษณะที่สองคือ ที่ โหนด 1 และ โหนด 3 ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลง โครงสร้างไปจากวงจรแบบที่หนึ่งแต่อย่างใด ดังนั้นสามารถแทนค่า  $I_{C2}$  และ  $I_{Z1}$  ได้จากสมการ (3.40) และ (3.42) ตามลำดับ ทำการแทนค่าสมการ (3.40) (3.42) และ (3.50) ลงในสมการ (3.22) จะได้ว่า

$$\lambda_2 I_{X2} s C_2 R_2 - \lambda_2 I_{in1} s C_2 R_2 + \alpha_1 \lambda_1 \left( \frac{\eta_2 I_{X2} - I_{in3}}{s C_1 R_1} \right) + \frac{\alpha_3 (\lambda_3 \eta_2 I_{X2} R_4 + \lambda_3 I_{in2})}{R_3 R_4} = 0 \quad (3.51)$$

แทนค่า  $I_{X2}$  ด้วย  $I_{out} / \alpha_2$  เช่นเดียวกันกับในวงจรลักษณะที่หนึ่ง ดังนั้นสามารถหาค่า  $I_{out}$  ของวงจรลักษณะที่สามได้เป็น

$$I_{out} = \frac{\alpha_2 s^2 I_{in1} - \alpha_2 \alpha_3 \lambda_2 \lambda_3 \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s I_{in2} + \alpha_1 \alpha_2 \lambda_1 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right) I_{in3}}{s^2 + \eta_2 \alpha_3 \lambda_2 \lambda_3 \left( \frac{R_4}{C_2 R_2 R_3} \right) s + \eta_2 \alpha_1 \lambda_1 \lambda_2 \left( \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)} \quad (3.52)$$

พิจารณาสมการที่ได้ทั้งสามนี้พบว่า ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  ของทั้งสามวงจรมีค่าเท่ากัน คือ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\eta_2 \alpha_1 \lambda_1 \lambda_2}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.53)$$

สำหรับในส่วนของค่าพารามิเตอร์  $Q$  นั้น วงจรลักษณะที่สองและลักษณะที่สามจะมีค่าเท่ากัน กล่าวคือ

$$Q_1 = \sqrt{\frac{\eta_2 \lambda_2 C_2 R_2}{\alpha_1 \lambda_1 C_1 R_1}} \quad (3.54)$$

$$Q_2 = \frac{\alpha_3 \lambda_3 R_3}{R_4} \sqrt{\frac{\eta_2 \lambda_2 C_2 R_2}{\alpha_1 \lambda_1 C_1 R_1}} = Q_3 \quad (3.55)$$

โดยตัวเลข 1 2 3 ของ  $Q$  หมายถึง ลำดับที่ของวงจรกรองความถี่

พิจารณาสมการที่ได้จะพบว่า ความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCII ส่งผลกระทบต่อค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจร ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่คำนวณได้ในกรณีที่วงจร CCII มีคุณสมบัติในทางอุดมคติ ดังนั้นจึงได้ทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของความผิดพลาดของวงจร CCII ที่มีผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจรกรองที่นำเสนอ

เมื่ออาศัยสมการ (3.53 - 55) และ (3.29) จะได้ค่าความไวเป็นดังนี้

วงจรกรองความถี่ลักษณะที่หนึ่ง

$$S_{\eta_2}^Q = S_{\lambda_2}^Q = -S_{\alpha_1}^Q = -S_{\lambda_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.56)$$

$$S_{\eta_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\lambda_1}^{\omega_0} = S_{\lambda_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (3.57)$$

วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สองและลักษณะที่สาม

$$S_{\alpha_3}^Q = S_{\lambda_3}^Q = 1 \quad (3.58)$$

$$S_{\eta_2}^Q = S_{\lambda_2}^Q = -S_{\alpha_1}^Q = -S_{\lambda_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.59)$$

$$S_{\eta_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\lambda_1}^{\omega_0} = S_{\lambda_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (3.60)$$

พิจารณาสมการที่ได้ทั้งหมดนี้จะพบว่า ค่าความไวของวงจรทั้งสามมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ นั่นแสดงถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากค่าความผิดพลาดของวงจร CCII จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่าพารามิเตอร์  $Q$  และ  $\omega_0$  ของวงจรที่ไม่รุนแรง

## บทที่ 4

### ผลการทำงานของวงจร

#### 4.1 กล่าวนำ

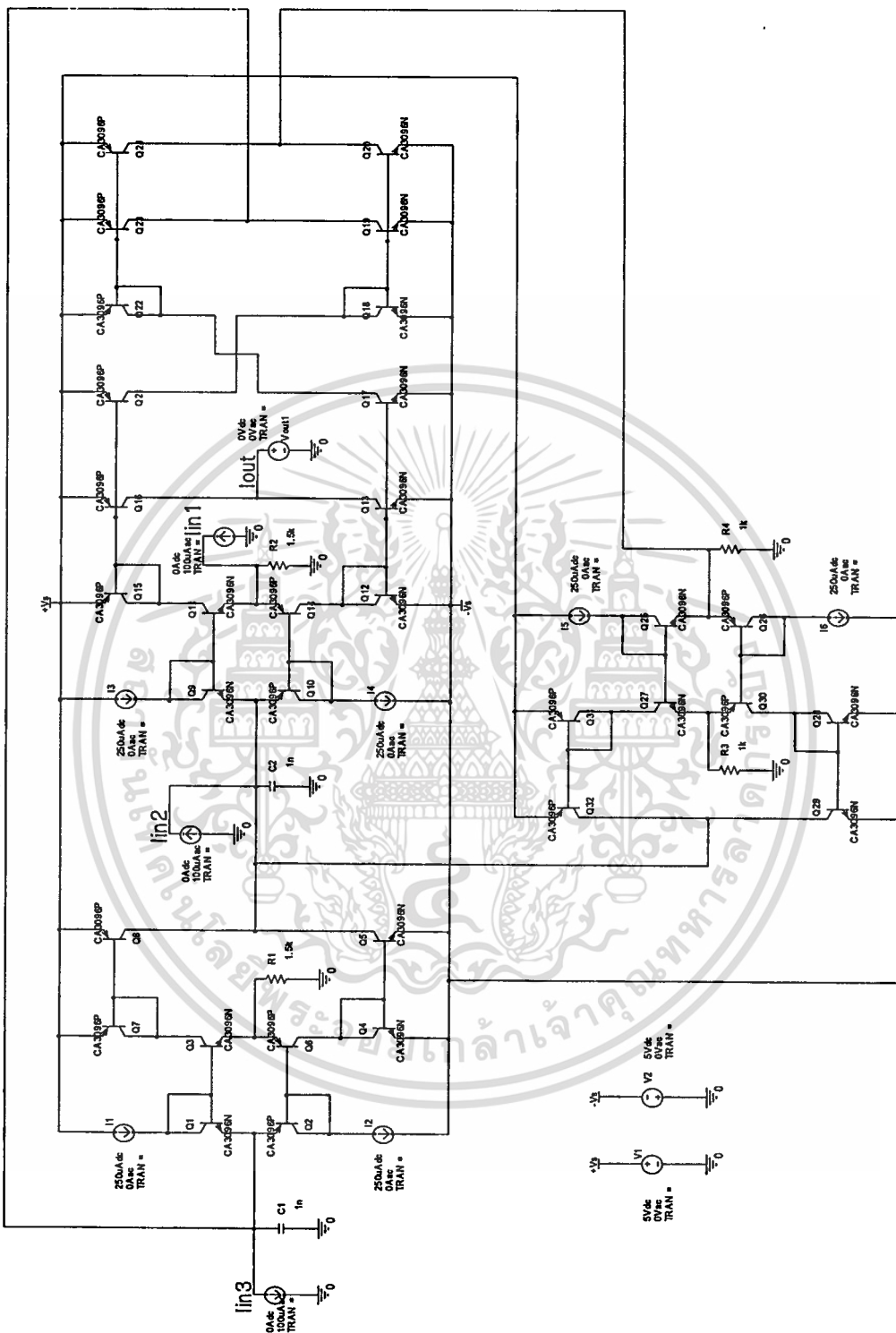
เพื่อเป็นการยืนยันการทำงานได้จริงของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ดังนั้นในบทนี้จึงจะกล่าวถึงผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ผลจากการทดลองจริง และในส่วนสุดท้ายเป็นการกล่าวสรุปถึงผลการทดลองที่ได้

#### 4.2 ผลการจำลองการทำงาน

ในการจำลองการทำงานของวงจรที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้จะแบ่งเนื้อหาออกเป็นสองส่วนด้วยกันคือ การจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง และวงจรลักษณะที่สาม โดยใช้โครงสร้างวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ที่สร้างขึ้นจากไบโโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งในการจำลองนี้ได้ใช้พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์อาร์เรย์เบอร์ CA3096 (ดังแสดงรายละเอียดในภาคผนวก ก.) ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  มีค่าเท่ากับ 1 nF ตัวความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  มีค่าเท่ากับ 1.5 k $\Omega$   $R_3$  และ  $R_4$  มีค่าเท่ากับ 1 k $\Omega$  ใช้กระแสไบอัส ( $I_0$ ) มีค่าเท่ากับ 250  $\mu$ A และใช้ไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ  $\pm 5$  โวลต์ กำหนดให้สัญญาณอินพุตทั้งสามเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีขนาด 100  $\mu$ A ที่เปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ 10 kHz ไปจนถึง 1 MHz โดยการป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรจะกระทำตามเงื่อนไขที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.2

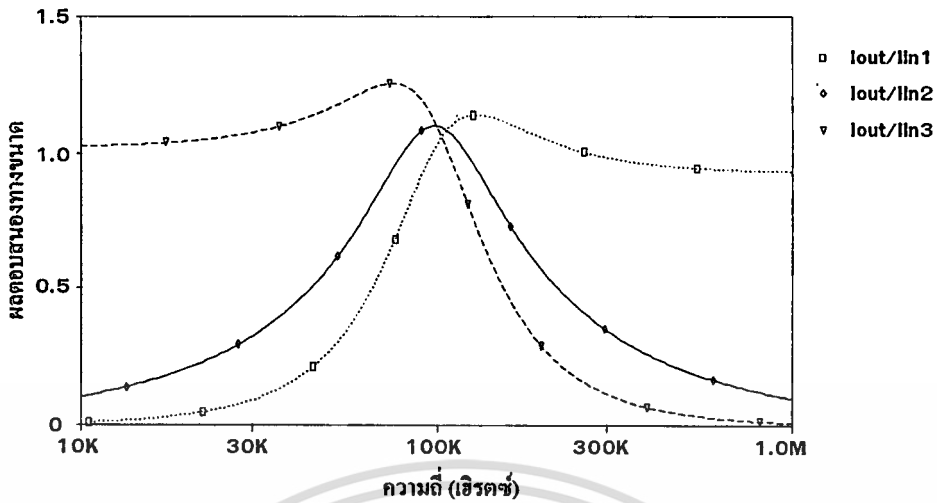
จากนั้นเพื่อเป็นการยืนยันถึงการปรับค่า  $Q$  ของวงจรได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $\omega_0$  จึงได้ทำการจำลองการปรับค่า  $Q$  โดยคงที่ค่า  $\omega_0$  ไว้ด้วยการเปลี่ยนแปลงค่า  $R_3$  เป็นค่า 500  $\Omega$  1.5 k $\Omega$  3 k $\Omega$  ตามลำดับ และในทางกลับกันคือ ทำการปรับค่า  $\omega_0$  โดยคงที่ค่า  $Q$  ไว้ด้วยการเปลี่ยนแปลง  $R$  เมื่อ  $R = R_1 = R_2$  เป็นค่า 1.5 k $\Omega$  3 k $\Omega$  5 k $\Omega$  ตามลำดับ โดยในการจำลองการทำงานนี้ได้ใช้กรณีที่ทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ผลการจำลองการทำงานของวงจรทั้งสองที่ได้แสดงได้ดังต่อไปนี้

### 4.2.1 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง

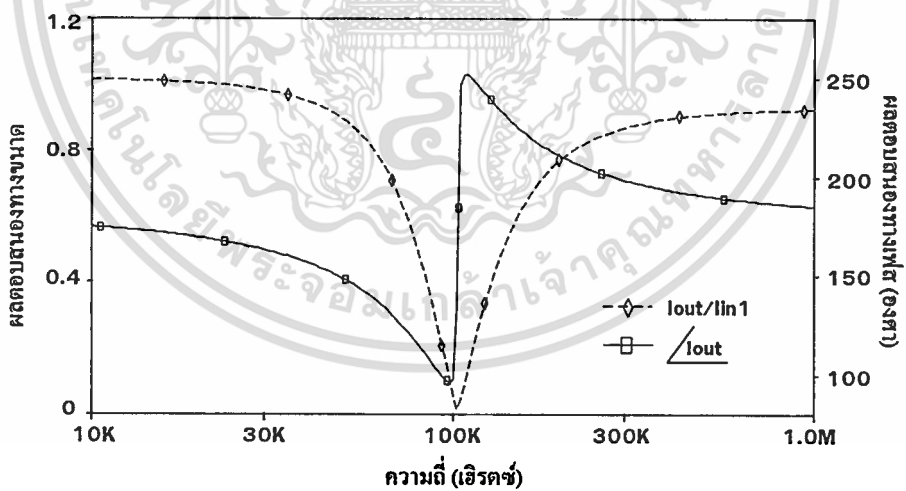


รูปที่ 4.1 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สองที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

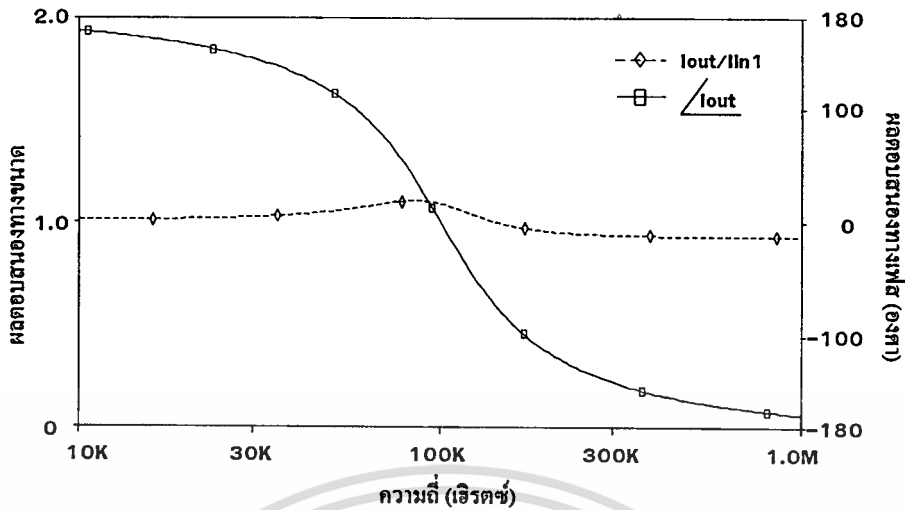


รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองผ่านความถี่สูง

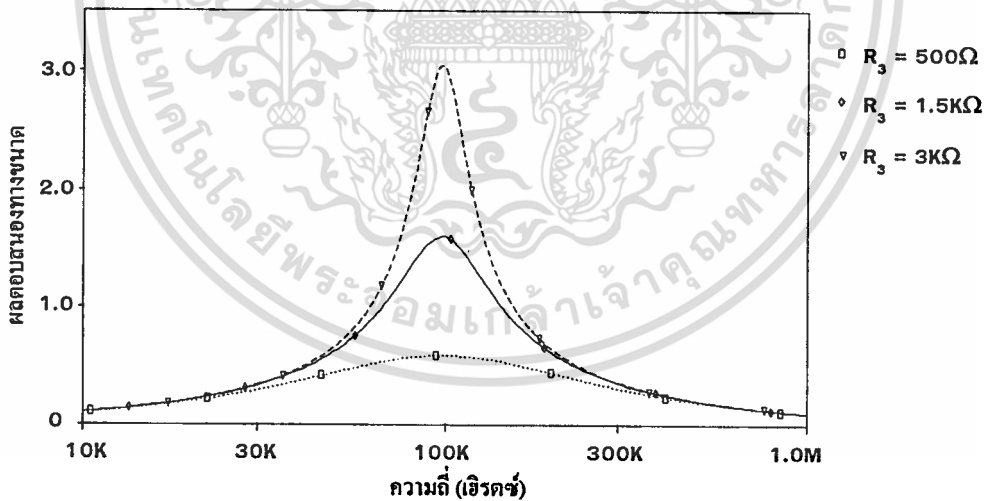


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองกำจัด แถบความถี่

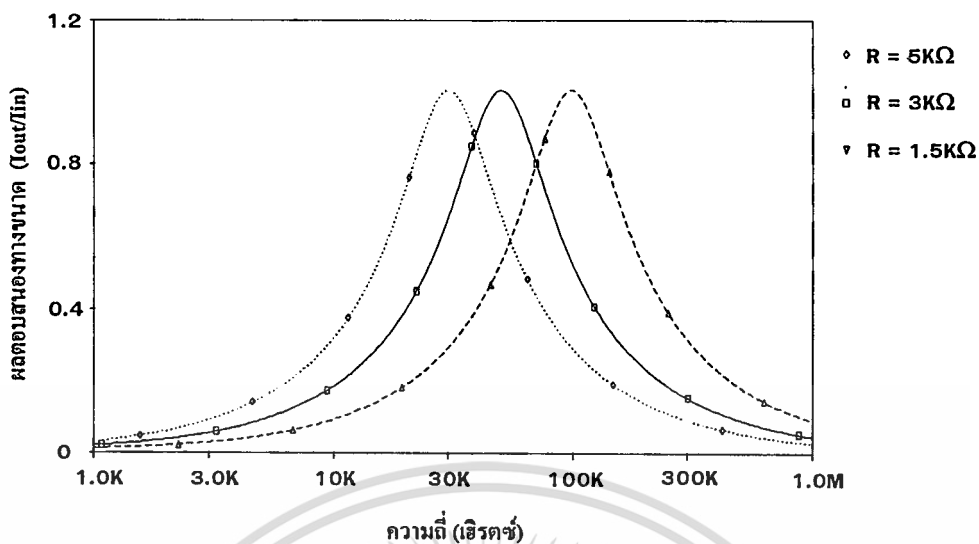
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่

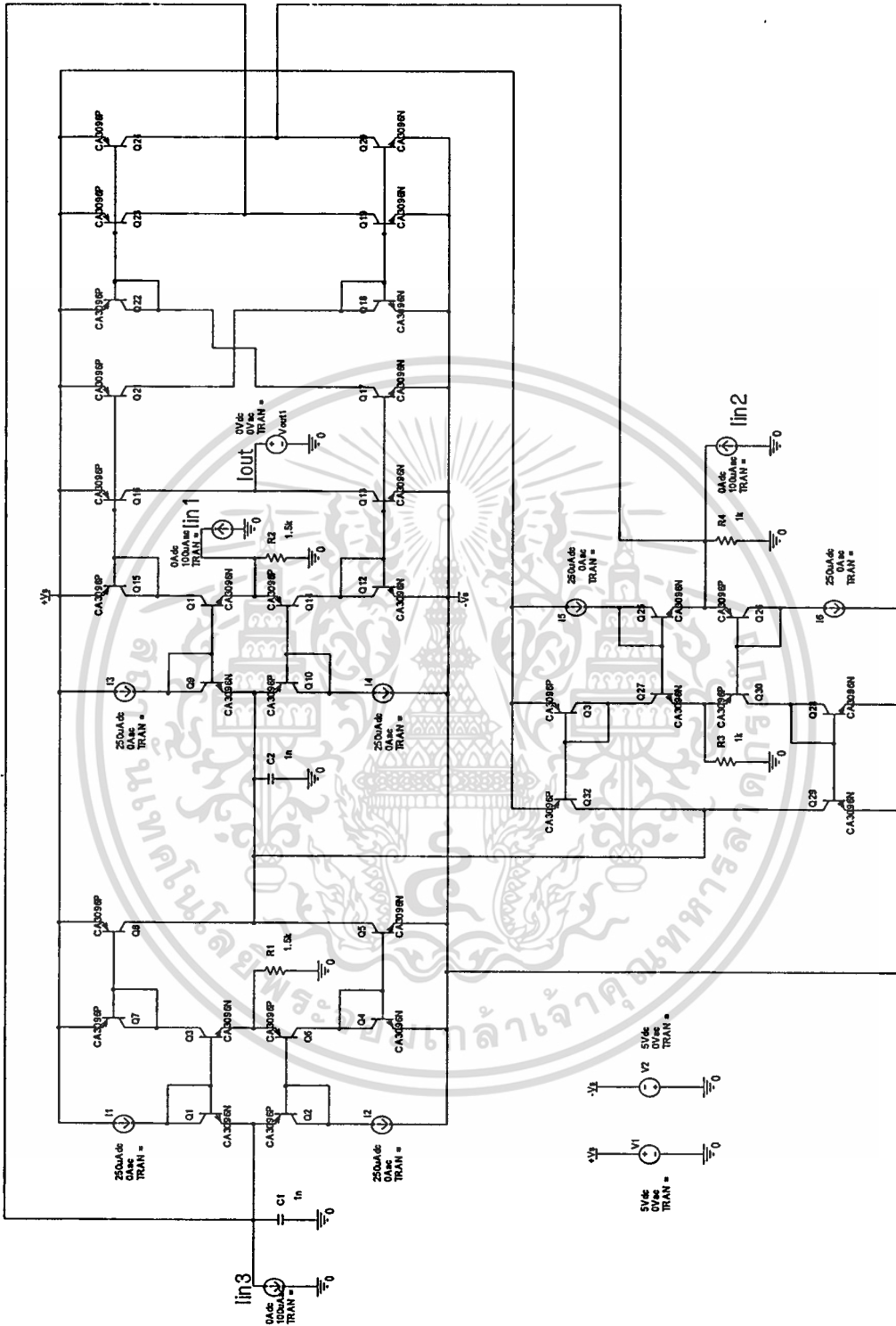


รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการปรับค่า  $Q$  ของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยการปรับค่า  $R_3$  เป็นค่าต่างๆ



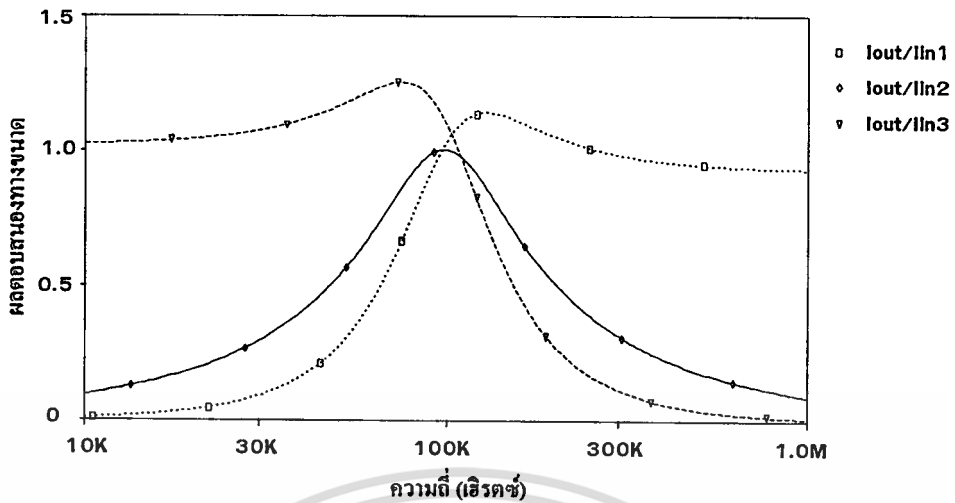
รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการปรับค่า  $\omega_0$  ของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า  $R$  เป็นค่าต่างๆ

## 4.2.2 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สาม

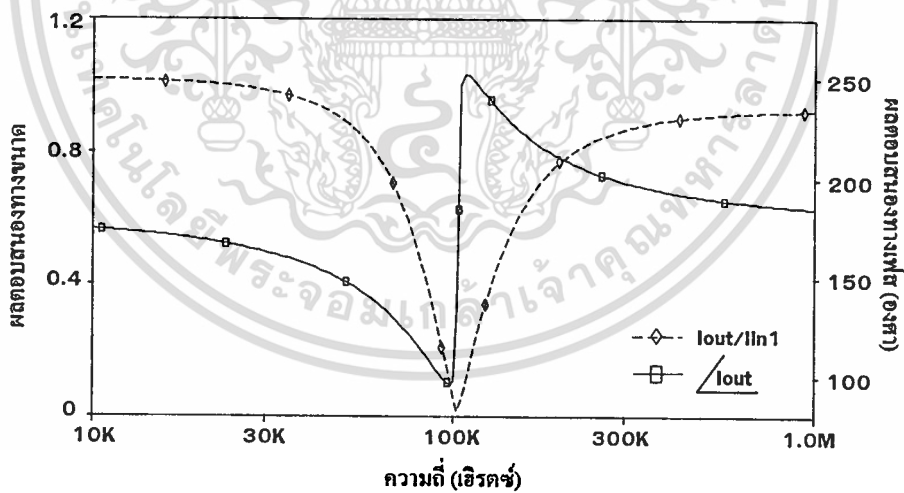


รูปที่ 4.7 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สามที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

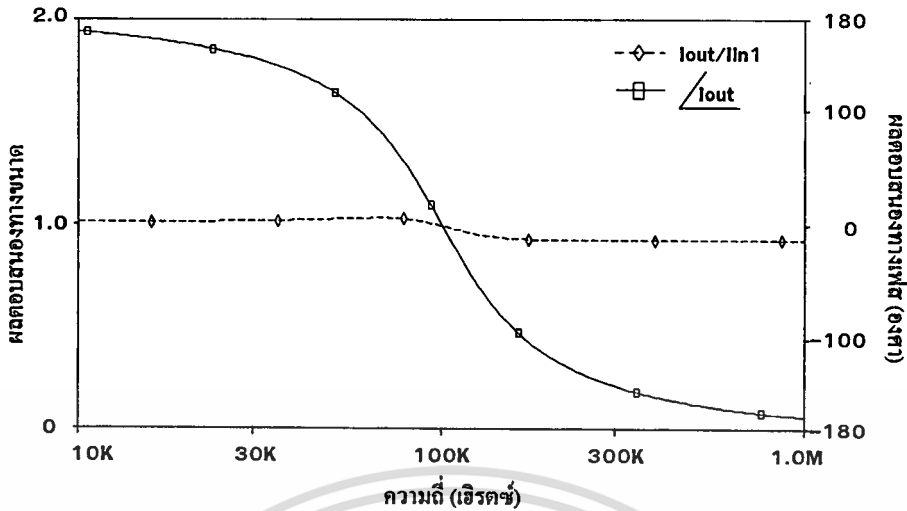


รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองผ่านความถี่สูง

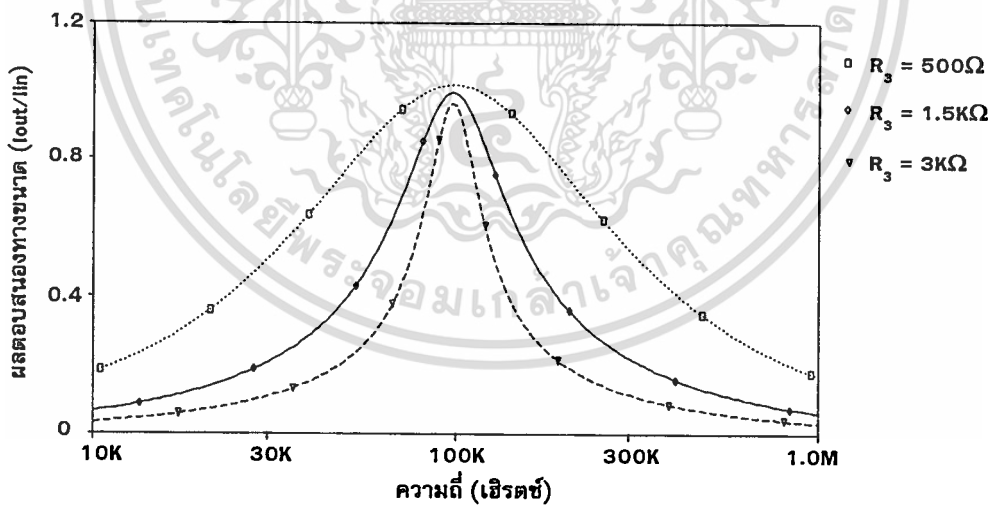


รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

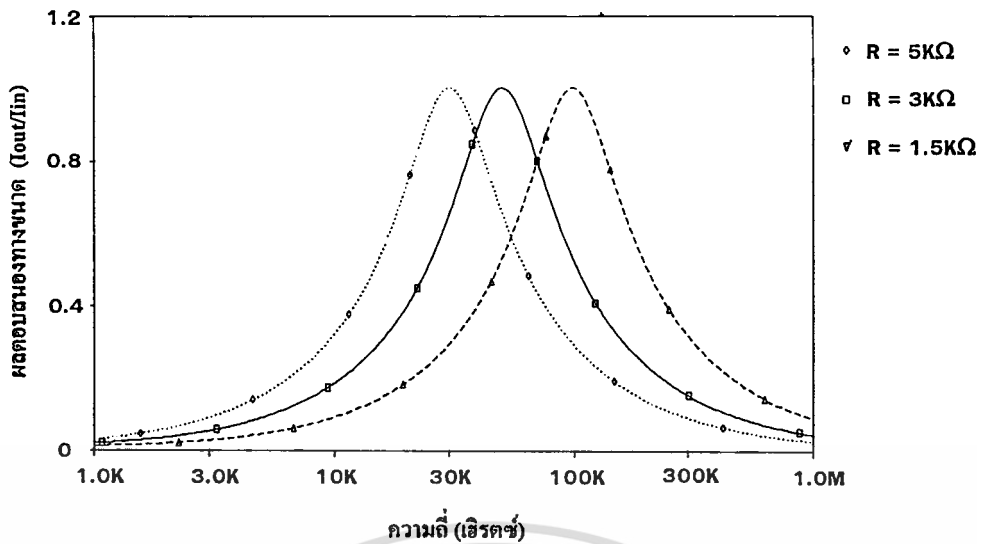


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ของวงจรแบบที่สาม



รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการปรับ  $Q$  ของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยการปรับค่า  $R_3$  เป็นค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ผลการจำลองการปรับค่า  $\omega_0$  ของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยการปรับค่า  $R$  เป็นค่าต่างๆ

พิจารณาผลการจำลองการทำงานรูปที่ 4.2-4 และ 4.8-10 พบว่า วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทั้งสองลักษณะสามารถให้ผลตอบสนองความถี่มาตรฐานทั้ง 5 รูปแบบจากโครงสร้างวงจรเดียวกันได้ ในส่วนผลการจำลองการทำงานรูปที่ 4.5-6 และ 4.11-12 ก็แสดงให้เห็นว่า วงจรทั้งสองสามารถทำการปรับค่า  $Q$  ได้อิสระจากค่า  $\omega_0$  ซึ่งผลการจำลองการทำงานที่ได้ทั้งหมดนี้เป็นไปตามหลักการที่นำเสนอทุกประการ

### 4.3 ผลการทดลองต่อวงจรทางปฏิบัติ

เพื่อเป็นการยืนยันการทำงานได้ของวงจรที่นำเสนออีกครั้ง ดังนั้นจึงได้ทำการทดลองต่อวงจรทางปฏิบัติขึ้น โดยในการต่อวงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์เบอร์ CA3096 ในการประกอบเป็นวงจร CCII แบบสามเอาต์พุต ใช้ไอซีอินาล็อกเบอร์ AD844 ซึ่งมี CCII เป็นส่วนประกอบอยู่ภายในเป็นวงจร CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยว ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  มีค่าเท่ากับ 1 nF ตัวความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  มีค่าเท่ากับ 1 k $\Omega$   $R_3$  และ  $R_4$  มีค่าเท่ากับ 1.5 k $\Omega$  ประกอบเป็นวงจรกรองความถี่ลักษณะที่สองตามโครงสร้างในรูปที่ 3.2 กำหนดใช้กระแสไบอัส ( $I_0$ ) มีค่าเท่ากับ 250  $\mu$ A ไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ  $\pm 5$  โวลต์ จากนั้นจึงทำการทดลองดังรายละเอียดต่อไปนี้

ทำการป้อนสัญญาณรูปไซน์ขนาด 2 V<sub>p-p</sub> ผ่านวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสได้เป็นสัญญาณอินพุตขนาด 100  $\mu$ A จากนั้นทำการป้อนสัญญาณอินพุตตามเงื่อนไขในหัวข้อ 3.2.2 โดยให้สัญญาณอินพุตมีความถี่เริ่มต้นที่ 10 kHz ทำการเปลี่ยนความถี่ครั้งละ 10 kHz ไปจนถึง 350 kHz ในการเปลี่ยนความถี่แต่ละครั้งทำการบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ โดยการต่อตัวความต้านทาน  $R_L$  ค่า 1 k $\Omega$  ที่พอร์ต Z + ของวงจร CCII แบบสามเอาต์พุต เพื่อแปลงสัญญาณกลับมาเป็นสัญญาณแรงดัน ซึ่งทำให้สะดวกต่อการวัดสัญญาณเอาต์พุต นำผลการทดลองที่ได้มาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี

การทดลองปรับค่า  $Q$  ของวงจร โดยใช้กรณีที่วงจรทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่เมื่อเปลี่ยนค่า  $R_3$  เป็นค่าต่างๆ คือ 500  $\Omega$  1.5 k $\Omega$  3 k $\Omega$  ทำการเปลี่ยนความถี่สัญญาณอินพุตครั้งละ 10 kHz เริ่มต้นจาก 10 kHz ไปจนถึง 350 kHz ทำการบันทึกผลและพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี

และในการทดลองปรับค่า  $\omega_0$  ของวงจรมันใช้การทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่เช่นกัน โดยการเปลี่ยนค่า  $R$  เป็นค่า 3 k $\Omega$  และ 5 k $\Omega$  ซึ่งในการทดลองนี้ได้ทำการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณอินพุตไปครั้งละ 5 kHz เริ่มต้นจาก 1 kHz ไปจนถึง 250 kHz ทำการบันทึกผลและพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี

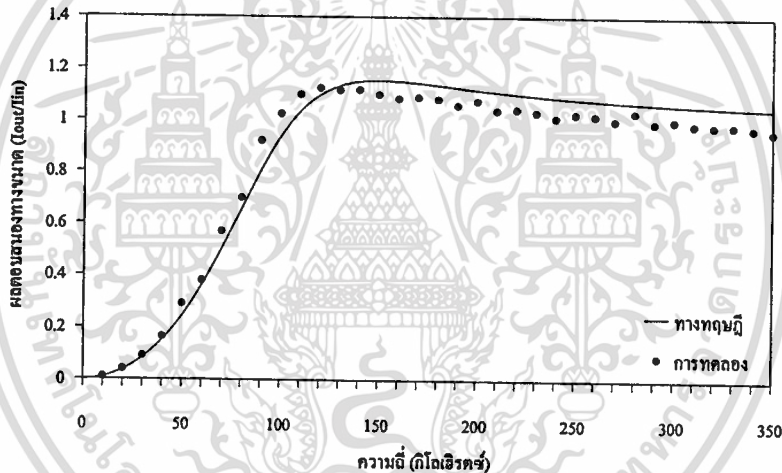
สำหรับต่อวงจรจริงของวงจรกรองความถี่ลักษณะที่สามนั้น ได้ทำการทดลองแต่เฉพาะกรณีที่โครงสร้างของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงไปจากวงจรลักษณะที่สอง อันได้แก่ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งข้อกำหนดต่างๆ และขั้นตอนการทดลองมีรายละเอียดเช่นเดียวกับวงจรลักษณะที่สอง และผลการทดลองที่ได้ของวงจรทั้งสองแสดงได้ดังต่อไปนี้

#### 4.3.1 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in1}$  ให้กับวงจร กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.13 โดยค่าทางทฤษฎีสามารถหาได้ดังนี้ จากฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรที่วิเคราะห์ในหัวข้อ 3.2.2 แทนค่า  $(s)$  ด้วย  $(j\omega)$  ดังนั้นสามารถหาขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรได้จาก

$$|T(j\omega)| = \frac{\omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}} \quad (4.1)$$

แทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.20-21) ลงในสมการ (4.1) จากนั้นนำค่าที่ได้ไปพล็อตกราฟ

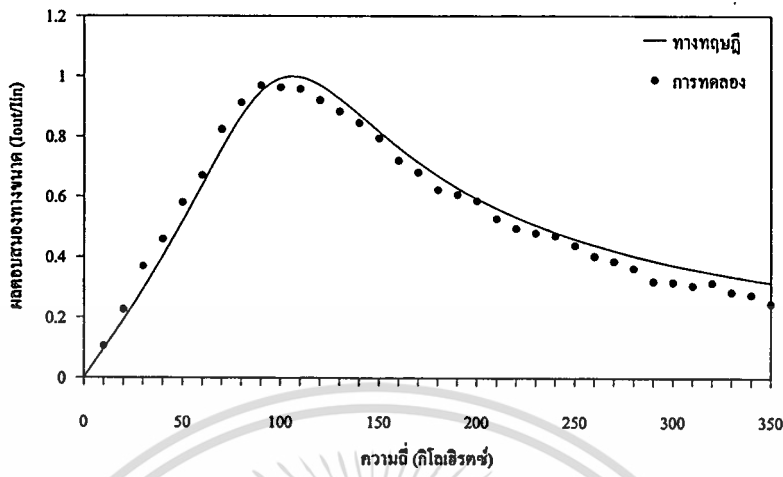


รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง

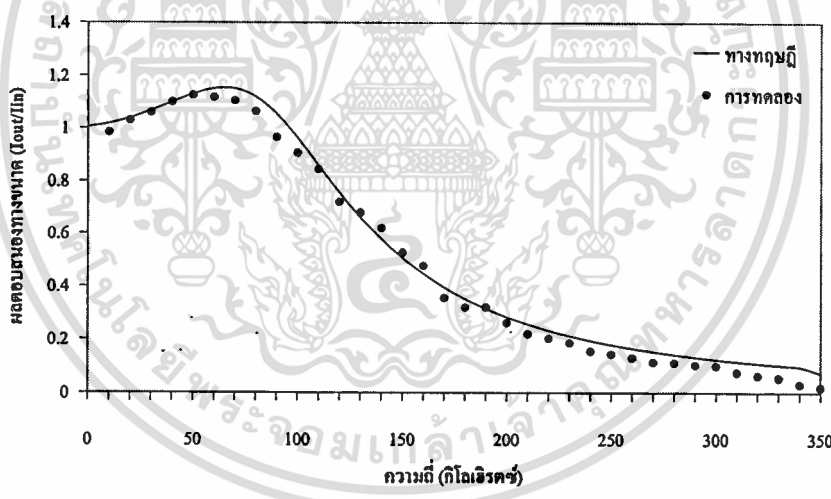
เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in2}$  ให้กับวงจร กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.14 โดยสามารถหาขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรในทางทฤษฎีได้ดังต่อไปนี้

$$|T(j\omega)| = \frac{\frac{\omega_0\omega}{Q}}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}} \quad (4.2)$$

แทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.20-21) ลงในสมการ (4.2) จากนั้นนำค่าที่ได้ไปพล็อตกราฟ



รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรถองเมื่อทำงานเป็นวงจรถองผ่านแถบความถี่

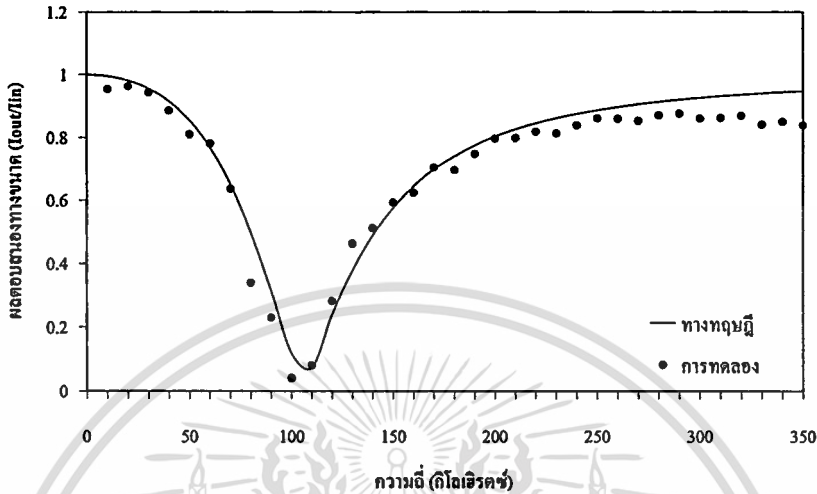


รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรถองเมื่อทำงานเป็นวงจรถองผ่านความถี่ต่ำ

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in3}$  ให้กับวงจรถอง กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.15 ซึ่งสามารถหาขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรถองในทางทฤษฎีได้ดังสมการ (4.3) และแทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.20-21)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|T(j\omega)| = \frac{\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}} \quad (4.3)$$



รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองกำจัดแถบความถี่

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in1}$  และ  $I_{in3}$  ให้กับวงจร กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.16

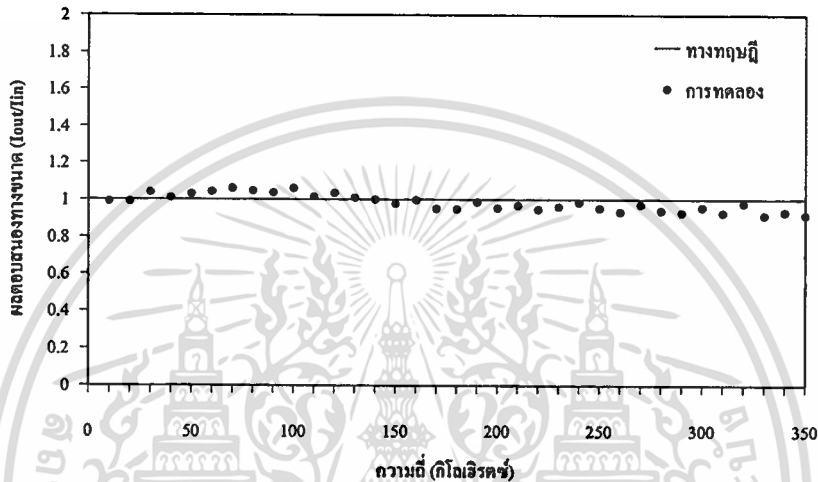
สามารถหาขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรในทางทฤษฎีได้จากสมการ (4.4) และแทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ด้วยสมการ (3.20-21) จากนั้นทำค่าที่ได้ไปพล็อตกราฟ

$$|T(j\omega)| = \frac{|\omega_0^2 - \omega^2|}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}} \quad (4.4)$$

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in1}$   $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  ให้กับวงจร กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.17 โดยสามารถหาขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรในทางทฤษฎีได้จาก

$$|T(j\omega)| = \frac{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}} \quad (4.5)$$

แทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.20-21) จากนั้นนำค่าที่ได้ไปพล็อตกราฟ

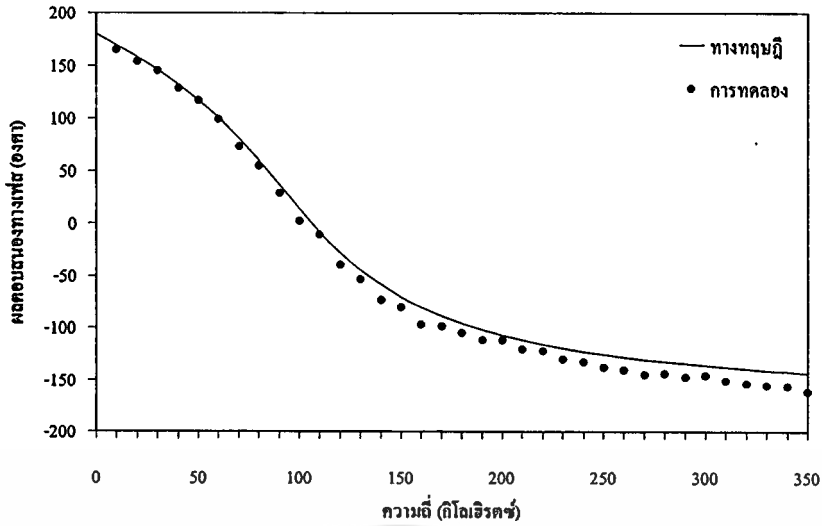


รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่

จากผลความต่างเฟสที่วัดได้ในการทดลองของวงจรเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ นำมาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีได้รูปกราฟเป็นดังรูปที่ 4.18 โดยสามารถหาเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรในทางทฤษฎีได้ดังต่อไปนี้

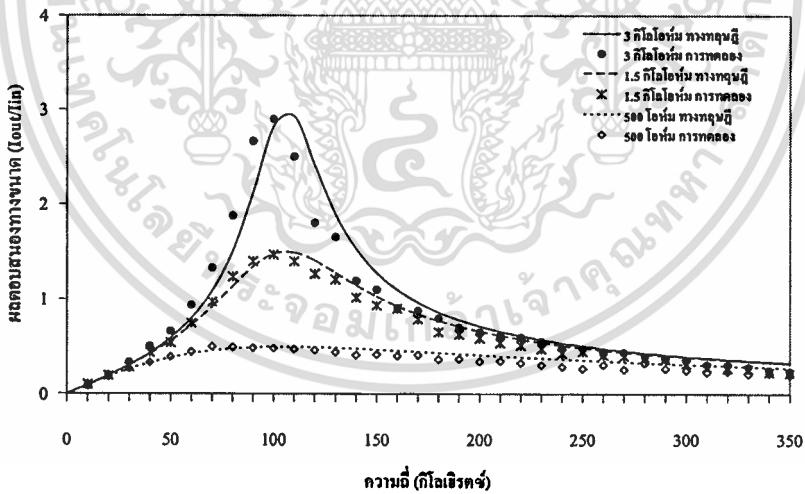
$$\angle T(j\omega) = \pi - 2 \tan^{-1} \left\{ \frac{(1/Q)(\omega/\omega_0)}{1 - (\omega/\omega_0)^2} \right\} \quad (4.6)$$

แทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.20-21) นำค่าที่ได้พล็อตกราฟ



รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่

จากการทดลองปรับค่า  $Q$  ของวงจรโดยการเปลี่ยนค่า  $R_3$  กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีตามสมการ (4.2) และแทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.20-21) แสดงได้ดังรูปที่ 4.19

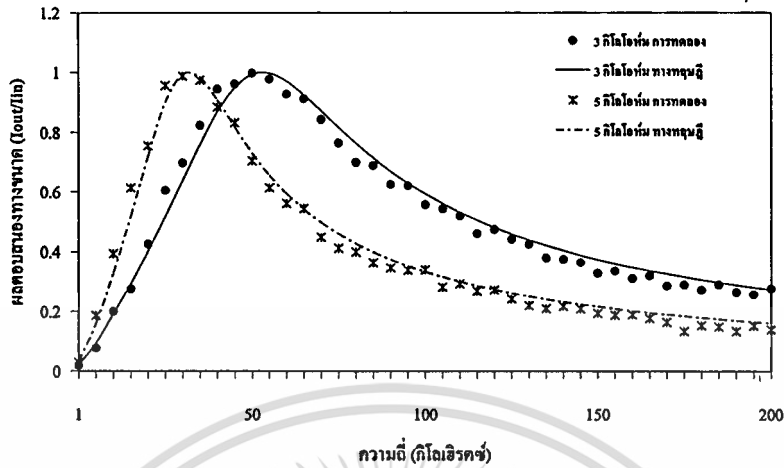


รูปที่ 4.19 ผลการทดลองการปรับค่า  $Q$  ของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า  $R_3$  เป็นค่าต่างๆ

จากการทดลองปรับค่า  $\omega_0$  ของวงจรโดยการเปลี่ยนค่า  $R$  กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีตามสมการ (4.2) แทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามสมการ (3.20-21) แสดงได้ดังรูปที่ 4.20

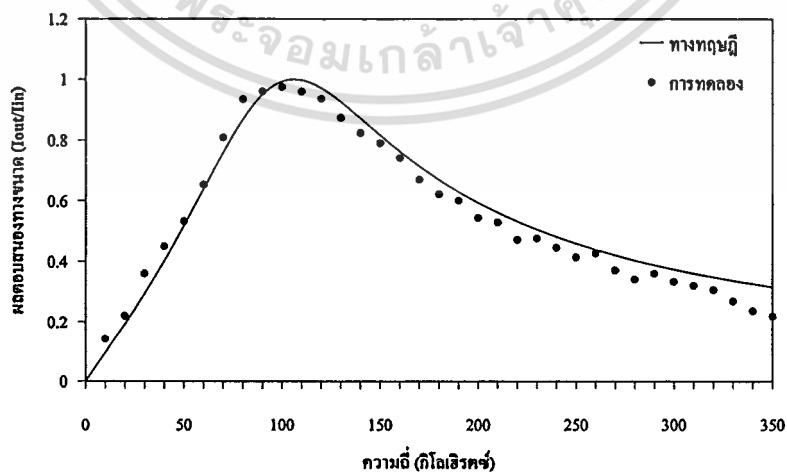


รูปที่ 4.20 ผลการทดลองการปรับค่า  $\omega_0$  ของวงจรที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า  $R_3$  เป็นค่าต่างๆ

#### 4.3.2 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ลักษณะที่สาม

สำหรับการคำนวณหาค่าขนาดและเฟสในทางทฤษฎีของวงจรลักษณะที่สามนี้ สามารถหาได้ในทำนองเดียวกับวงจรลักษณะที่สอง

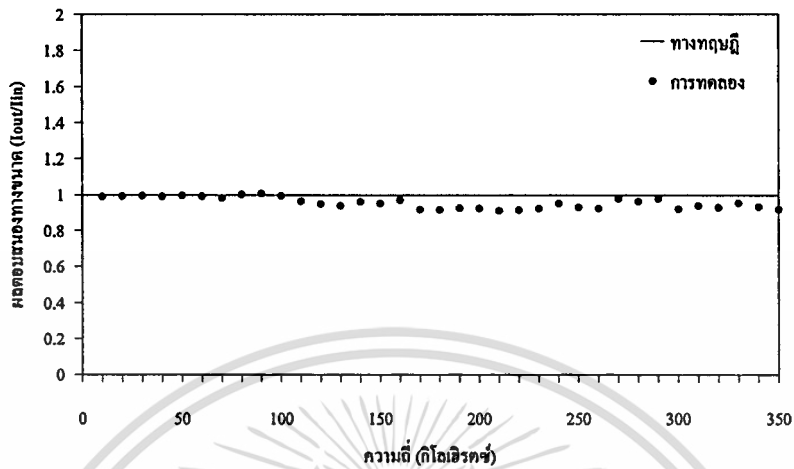
เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in2}$  ให้กับวงจร กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่

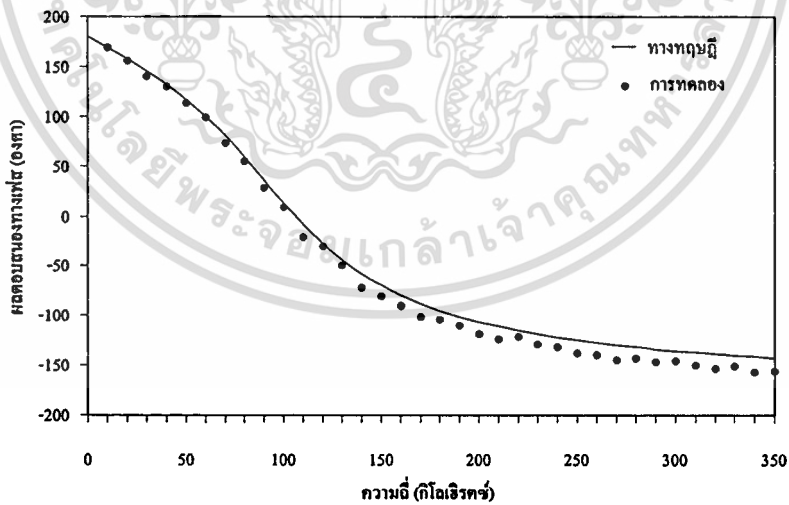
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in1}$   $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  ให้กับวงจร กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่

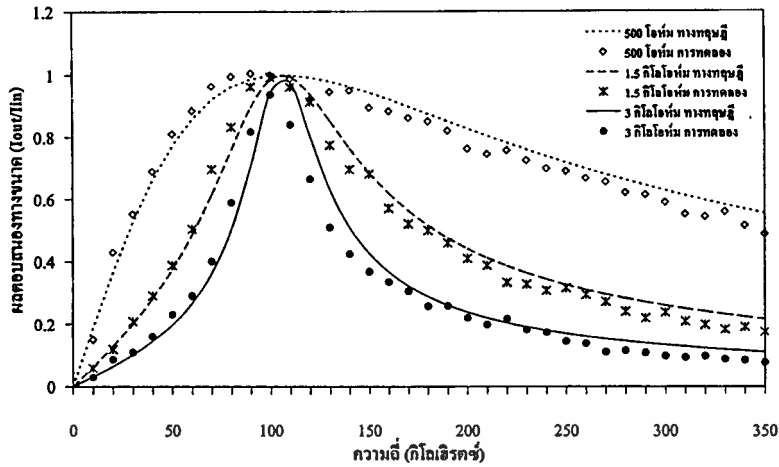
จากผลความต่างเฟสที่วัดได้ในการทดลองของวงจรเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ นำมาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่

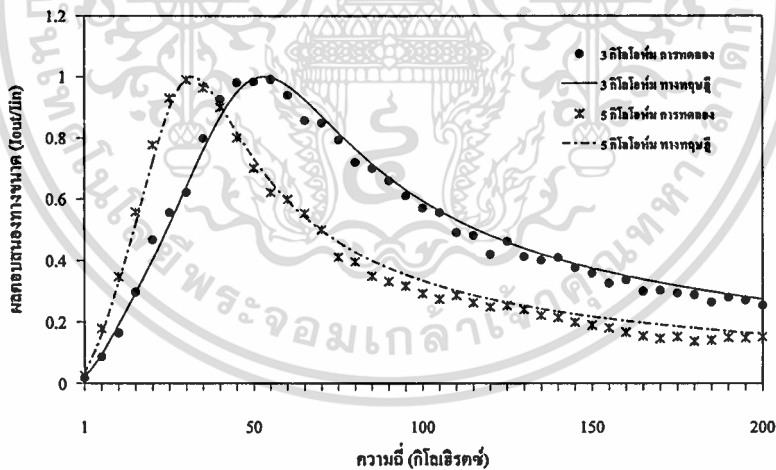
จากการทดลองปรับค่า  $Q$  ของวงจรโดยการเปลี่ยนค่า  $R_3$  กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 ผลการทดลองการปรับค่า  $Q$  ของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า  $R_3$  เป็นค่าต่างๆ

จากการทดลองปรับค่า  $\omega_0$  ของวงจร โดยการเปลี่ยนค่า  $R$  กราฟผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีแสดงได้ดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 ผลการทดลองการปรับค่า  $\omega_0$  ของวงจรที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยการปรับค่า  $R_3$  เป็นค่าต่างๆ

พิจารณาผลการทดลองทั้งหมดที่แสดงมาข้างต้นจะเห็นได้ว่า มีความผิดพลาดไปจากค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี สาเหตุเกิดเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCII กล่าวคือ จากที่ได้ทำการวิเคราะห์ในหัวข้อ 3.4 เมื่อแทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.53-55) ลงในสมการหาขนาดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของฟังก์ชันการถ่ายโอน (4.1-5) และสมการหาเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอน (4.6) จะพบว่าความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCII ส่งผลกระทบต่อขนาดและเฟสของวงจรรองความถี่ทั้งสอง ดังจะเห็นได้จากกรณีตัวอย่างที่จะทำการวิเคราะห์ต่อไปนี้ จากสมการ (4.1) ในกรณีที่วงจรลักษณะที่สองทำงานเป็นวงจรรองผ่านความถี่สูง เมื่อแทนค่า  $Q$  และ  $\omega_0$  ตามสมการ (3.53) และ (3.55) จะได้ว่า

$$|T(j\omega)| = \frac{\omega^2}{\sqrt{\left(\frac{\eta_2 \alpha_1 \lambda_1 \lambda_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{\alpha_1 \lambda_1 R_4}{\alpha_3 \lambda_3 C_2 R_2 R_3}\right)^2}} \quad (4.7)$$

พิจารณาสมการที่ได้จะพบว่า ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับวงจร CCII ในทางปฏิบัติจะส่งผลทำให้ขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรมีความคลาดเคลื่อนไป

นอกจากนั้นแล้วความต้านทาน  $R_X$  ที่เกิดขึ้นก็เป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่ทำให้ผลการทดลองมีความคลาดเคลื่อนไป กล่าวคือจากความสัมพันธ์ตามสมการ (2.46) สามารถหาค่า  $R_X$  ได้ประมาณ 52 โอห์ม ดังนั้นที่พอร์ต X ของวงจร CCII ในรูปที่ 3.4 และ 3.5 จะมีตัวความต้านทาน  $R_X$  อนุกรมกับ  $R_1$   $R_2$  และ  $R_3$  ซึ่งเมื่อทำการพิจารณาร่วมกับสมการ (4.7) จะได้ว่า

$$|T(j\omega)| = \frac{\omega^2}{\sqrt{\left(\frac{\eta_2 \alpha_1 \lambda_1 \lambda_2}{C_1 C_2 (R_1 + R_X)(R_2 + R_X)} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{\alpha_1 \lambda_1 R_4}{\alpha_3 \lambda_3 C_2 (R_2 + R_X)(R_3 + R_X)}\right)^2}} \quad (4.8)$$

จากสมการที่ได้นี้จะเห็นว่า ตัวความต้านทาน  $R_X$  ที่เกิดขึ้นส่งผลกระทบต่อขนาดและเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยเช่นกัน ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนไป

#### 4.4 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดในการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

จากความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในการทดลอง ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาเปอร์เซนต์ความผิดพลาดในการทำงานของวงจรเมื่อคิดเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎี ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$\text{Er}(\%) = \frac{|I_{TH} - I_S|}{I_{TH}} \times 100 \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

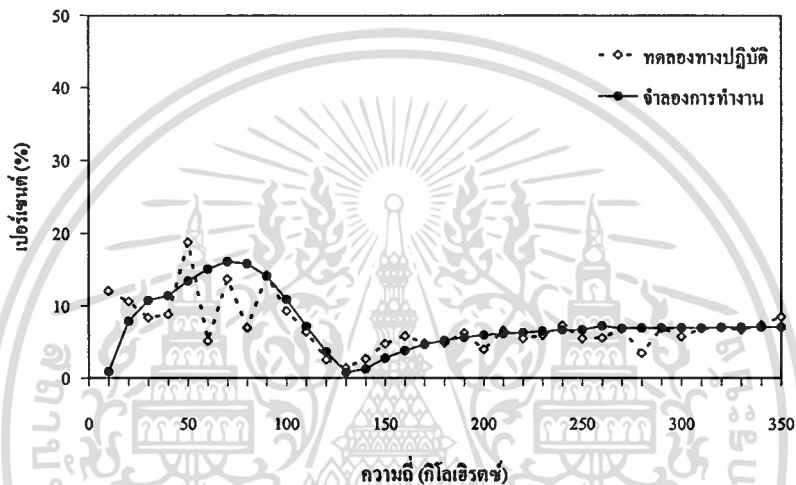
เมื่อ  $Er(\%)$  คือ เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด

$I_{TH}$  คือ ค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี

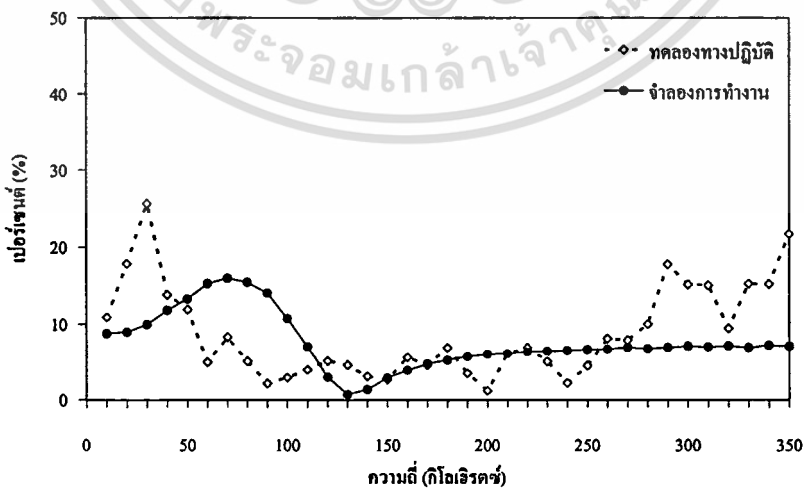
$I_S$  คือ ค่าที่ได้จากการจำลองการทำงาน หรือค่าที่ได้จากการทดลองทางปฏิบัติ

#### 4.4.1 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สอง

เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการทำงานของวงจรลักษณะที่สองเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ แสดงได้ดังต่อไปนี้



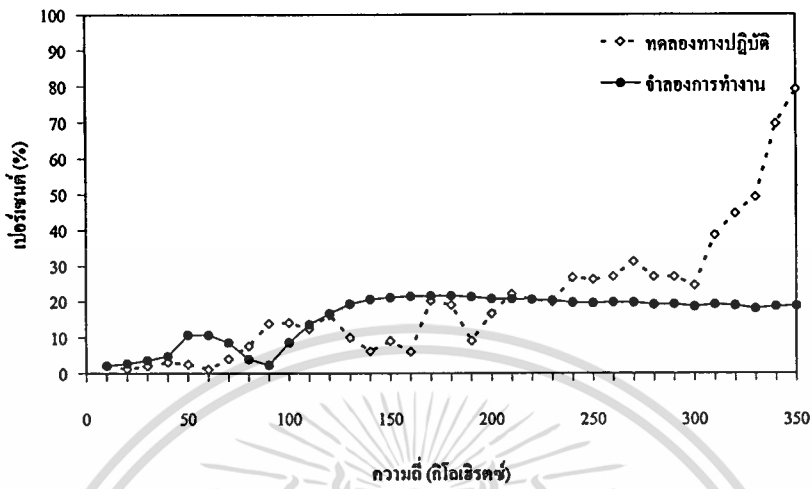
รูปที่ 4.26 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น HPF



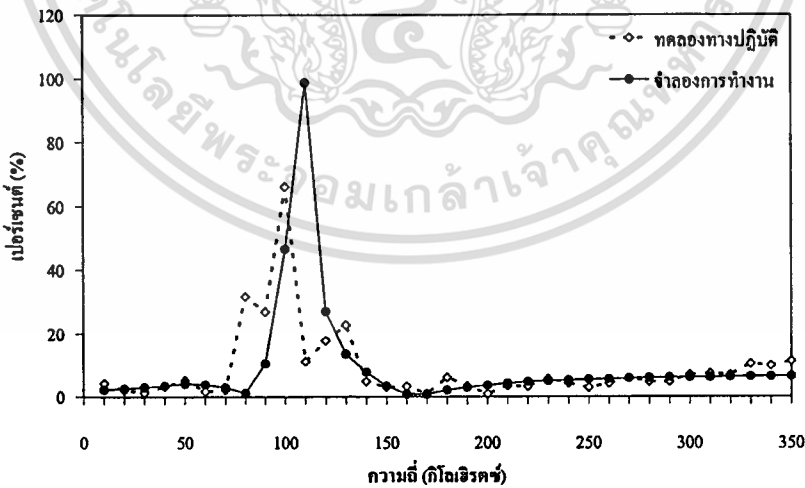
รูปที่ 4.27 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น BPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

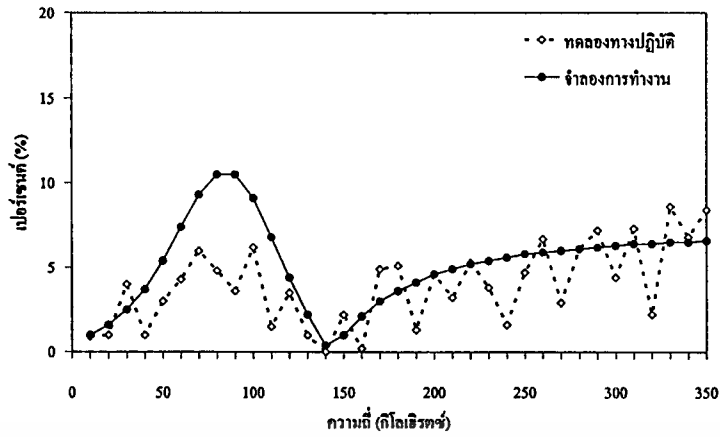


รูปที่ 4.28 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น LPT



รูปที่ 4.29 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น BSF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น APF

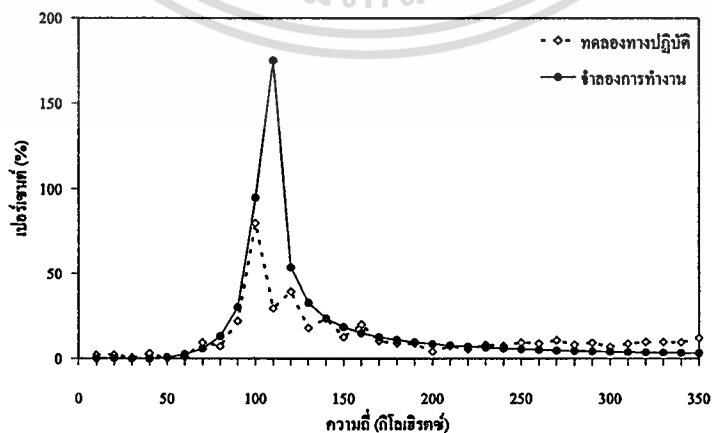
สำหรับการวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$Er(\%) = \left| \frac{\phi_{TH} - \phi_s}{\phi_{TH}} \right| \times 100 \quad (4.10)$$

โดยที่  $\phi_{TH}$  คือ ค่าเฟสจากการคำนวณได้ทางทฤษฎี

$\phi_s$  คือ ค่าเฟสที่ได้จากการจำลองการทำงาน หรือที่ได้จากการทดลองทางปฏิบัติ

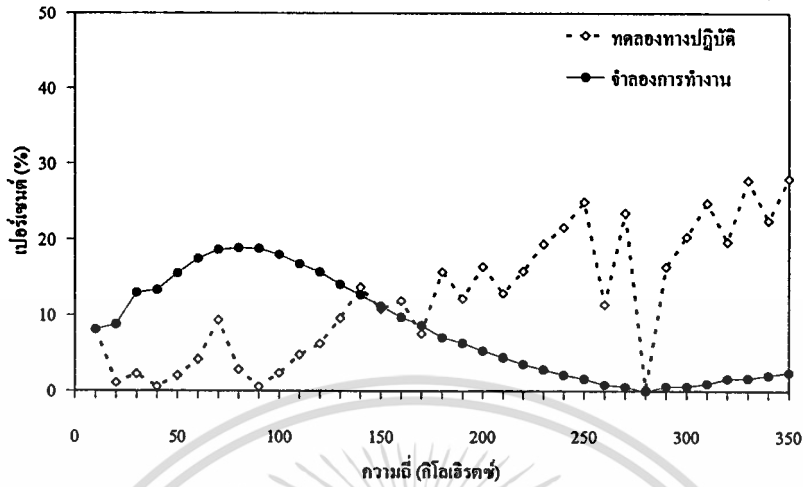
จากการคำนวณ กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรลักษณะที่สองแสดงได้รูปที่ 4.31



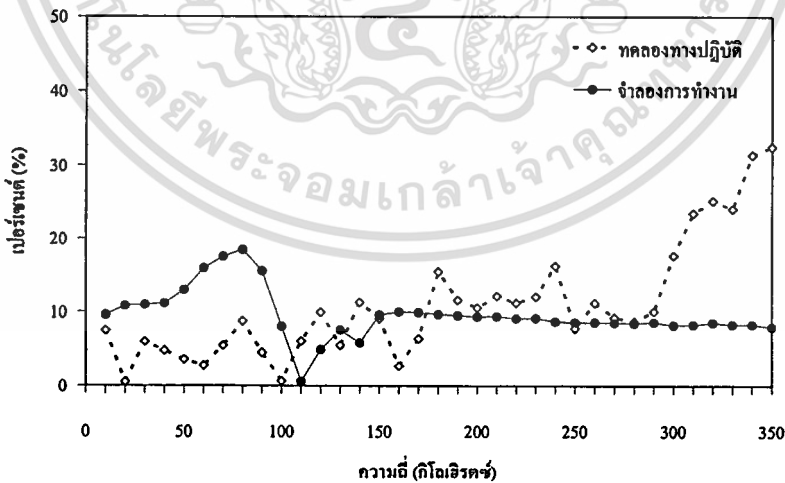
รูปที่ 4.31 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเมื่อทำงานเป็น APF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

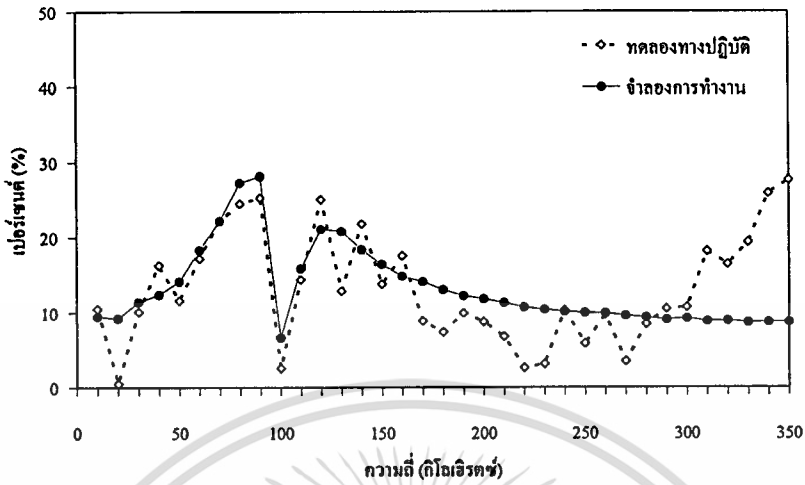


รูปที่ 4.32 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $Q$  โดย  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $500 \Omega$

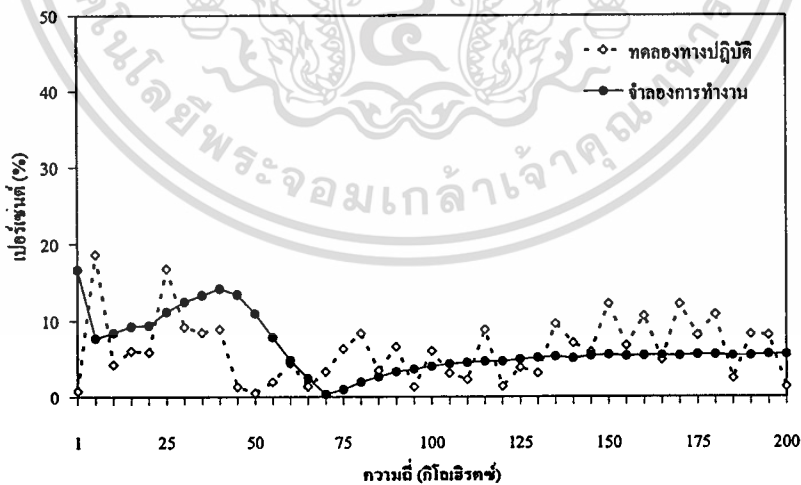


รูปที่ 4.33 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $Q$  โดย  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $1.5 \text{ k}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

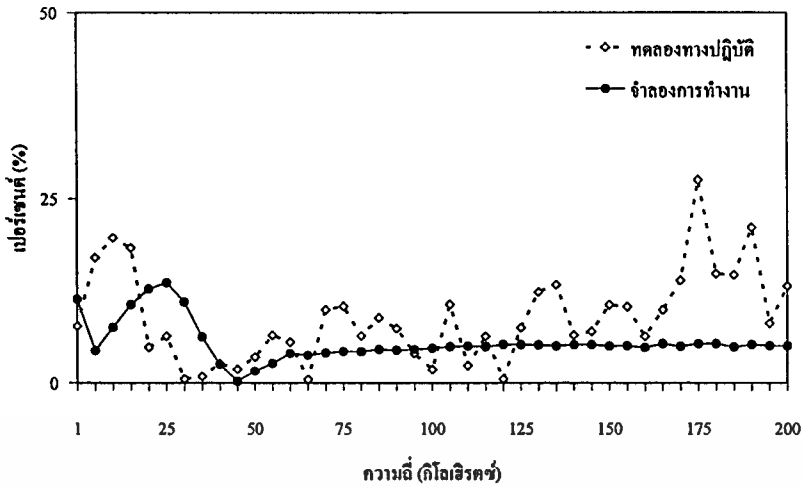


รูปที่ 4.34 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $Q$  โดย  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $3\text{ k}\Omega$



รูปที่ 4.35 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $\omega_0$  โดย  $R$  มีค่าเท่ากับ  $3\text{ k}\Omega$

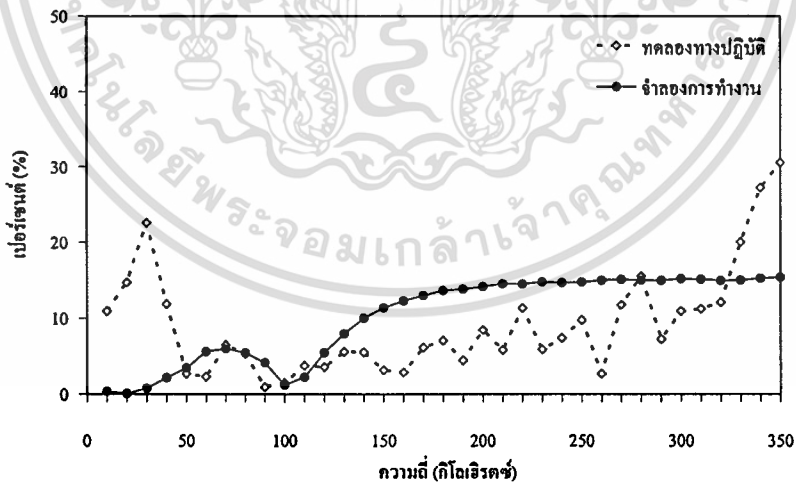
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.36 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $\omega_0$  โดย  $R$  มีค่าเท่ากับ  $5 \text{ k}\Omega$

#### 4.4.2 วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สาม

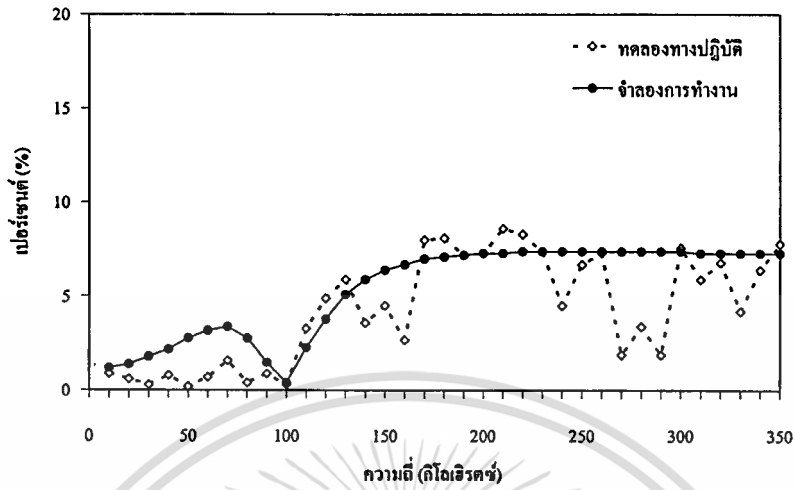
อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (4.9) สามารถหาเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการทำงานของวงจรลักษณะที่สามเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้



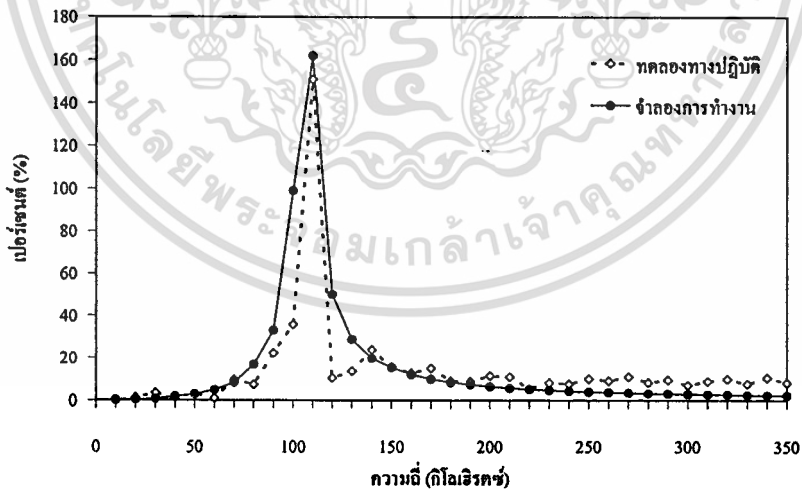
รูปที่ 4.37 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเมื่อทำงานเป็น BPF

อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (4.10) สามารถหาเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรลักษณะที่สามได้ดังกราฟที่แสดงในรูปที่ 4.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

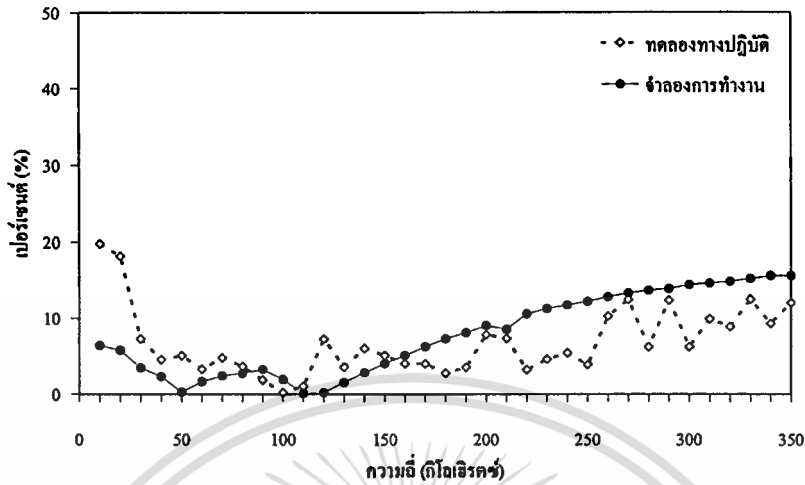


รูปที่ 4.38 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจรมือทำงานเป็น APF

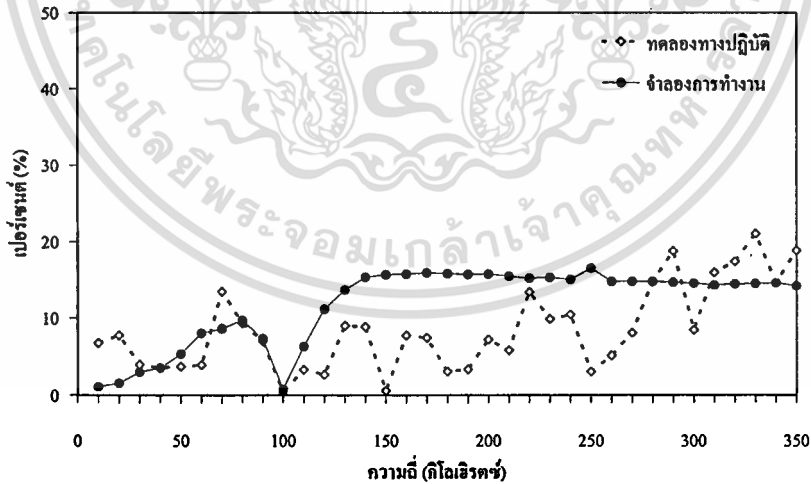


รูปที่ 4.39 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรมือทำงานเป็น APF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

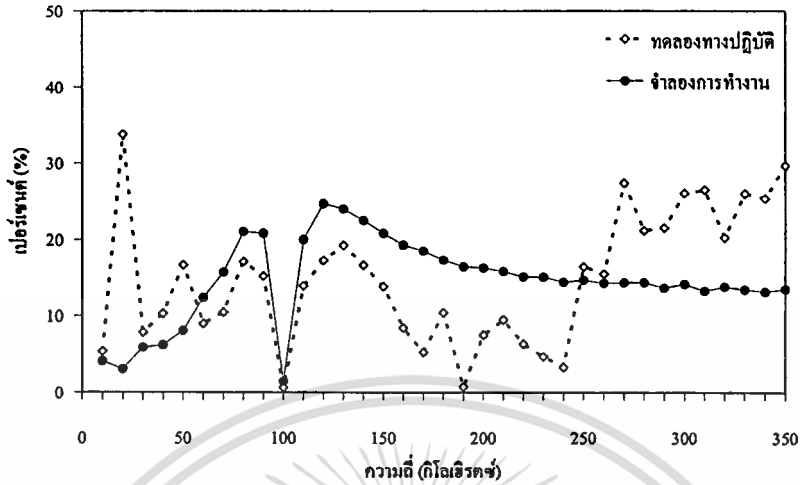


รูปที่ 4.40 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $Q$  โดย  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $500 \Omega$

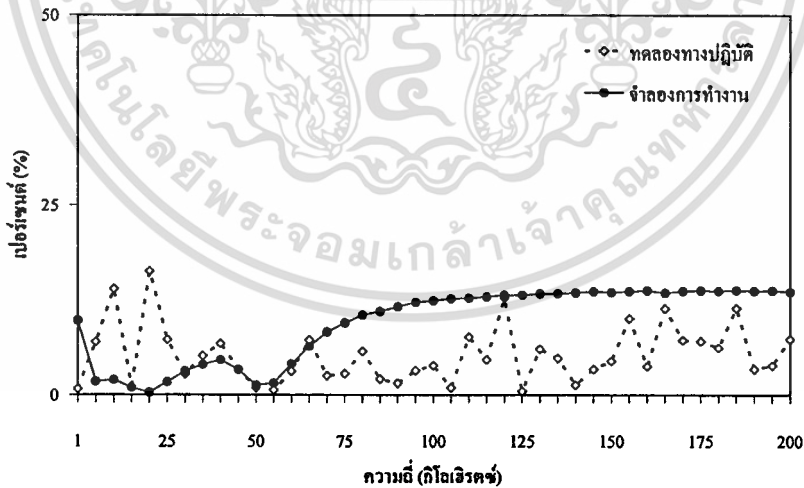


รูปที่ 4.41 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $Q$  โดย  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $1.5 \text{ k}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

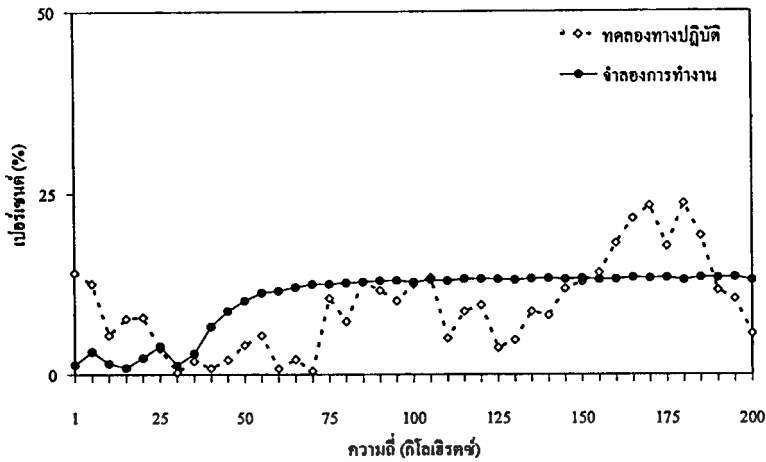


รูปที่ 4.42 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $Q$  โดย  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $3\text{ k}\Omega$



รูปที่ 4.43 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $\omega_0$  โดย  $R$  มีค่าเท่ากับ  $3\text{ k}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.44 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของผลตอบสนองทางขนาดของวงจร เมื่อทำการปรับค่า  $\omega_0$  โดย  $R_3$  มีค่าเท่ากับ  $5 \text{ k}\Omega$

#### 4.5 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองรูปที่ 4.11-16 แสดงให้เห็นว่า วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สองสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบตามหลักการ กล่าวคือสามารถทำงานเป็นวงจรกรองผ่านความถี่สูง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรกรองก้ำกั๊ดแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่จากโครงสร้างวงจรเดียวกัน และจากผลการทดลองรูปที่ 4.17 ก็แสดงให้เห็นว่า วงจรกรองความถี่แบบที่สองสามารถปรับค่า  $Q$  ได้โดยการปรับเปลี่ยนค่า  $R_3$  ซึ่งสามารถทำได้อย่างอิสระจากค่า  $\omega_0$  ตามหลักการที่นำเสนอ

สำหรับผลการทดลองรูปที่ 4.18-20 แสดงให้เห็นว่า วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สามสามารถให้ผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้ ซึ่งนั้นก็หมายความว่า วงจรกรองความถี่ลักษณะที่สามนี้สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ครบทั้ง 5 รูปแบบจากโครงสร้างวงจรเดียวกันตามหลักการ และจากผลการทดลองรูปที่ 4.21 ก็แสดงให้เห็นว่า วงจรกรองความถี่แบบที่สามสามารถปรับค่า  $Q$  ได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่า  $R_3$  ด้วยการปรับเปลี่ยนค่า  $\omega_0$  ตามหลักการที่นำเสนอ

อย่างไรก็ตามสำหรับผลการทดลองทางปฏิบัติยังมีความผิดพลาดอยู่ และจากการวิเคราะห์ในตอนท้ายของหัวข้อ 4.3 ก็แสดงให้เห็นว่า ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับผลการทดลองมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของอุปกรณ์วงจร CCII กล่าวคือในทางปฏิบัตินั้น คุณสมบัติของวงจร CCII จะไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งมีได้เกี่ยวข้องกับหลักการการทำงานของวงจรแต่อย่างใด ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่า วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถสร้างขึ้นและทำงานได้จริงตามที่ตั้งเป้าหมายไว้

## บทที่ 5

### บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึงการทำวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดกระแส ซึ่งมีอยู่ด้วย 3 ลักษณะ โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟหลักคือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ทำงานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ (RC) ที่ต่อลงกราวด์ โดยเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งออกเป็น 5 บทกล่าวคือ บทที่ 1 เป็นการกล่าวนำถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่ทำให้เกิดแรงจูงใจให้เกิดการวิจัยขึ้น ในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีและวงจรที่เกี่ยวข้อง อันได้แก่ หลักการทรานสลิเนียร์ วงจรสะท้อนกระแส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง หลักการทั่วไปของวงจรรองความถี่ และวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ อีกทั้งยังได้กล่าวถึงวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสบางวงจรที่มีการนำเสนอมาแล้วไว้ในตอนท้ายบท

ในส่วนของบทที่ 3 และบทที่ 4 นั้นถือว่าเป็นเนื้อหาที่สำคัญในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยบทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงการออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CCII's ทั้งสามลักษณะ ซึ่งได้แสดงการวิเคราะห์การหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรทั้งสามไว้อย่างละเอียด นอกจากนั้นยังได้แสดงการหาค่าความไวของวงจรทั้งสามอีกด้วย ซึ่งจากการวิเคราะห์นั้นพบว่าผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์พาสซีฟจะส่งผลกระทบต่อค่า  $Q$  และค่า  $\omega_0$  ของวงจรทั้งสามลักษณะที่ค่อนข้างน้อย ในส่วนสุดท้ายของบทเป็นแสดงการวิเคราะห์วงจรรองความถี่ที่นำเสนอในกรณีที่วงจร CCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ รวมถึงการวิเคราะห์หาค่าความไวของความผิดพลาดของวงจร CCII ที่มีผลกระทบต่อค่า  $Q$  และค่า  $\omega_0$  ของวงจรทั้งสาม และจากการวิเคราะห์พบว่า ค่าความผิดพลาดของวงจร CCII ส่งผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่า  $Q$  และค่า  $\omega_0$  ของวงจรที่ไม่รุนแรงนัก

สำหรับบทที่ 4 มีเนื้อหา กล่าวถึงผลการทำงานของวงจร โดยส่วนแรกเป็นการแสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรรองความถี่ลักษณะที่สองและลักษณะที่สาม ด้วยการโปรแกรม PSPICE ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่า วงจรทั้งสองแบบสามารถทำงานได้อย่างสอดคล้องกับทางทฤษฎีคือ สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ทั้ง 5 รูปแบบ อีกทั้งยังสามารถทำการปรับค่า  $Q$  ของวงจรได้โดยอิสระจากค่า  $\omega_0$  โดยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวความต้านทาน  $R_3$  สำหรับในส่วนที่สองนั้น เป็นการแสดงผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงของวงจรรองความถี่ลักษณะที่สองและลักษณะที่สาม ซึ่งการทดลองดังกล่าวเป็นการต่อวงจรบนแผงวงจรชั่วคราว (breadboard) และจากผลการทดลองที่ได้ก็เป็นการยืนยันอีกครั้งว่า วงจรรองความถี่ทั้งสองลักษณะที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้คือ สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ครบ 5 รูปแบบมาตรฐานโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจรแต่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไร และนอกจากนั้นยังสามารถทำการปรับค่า  $Q$  ได้อิสระจากค่า  $\omega_0$  ด้วย ซึ่งถึงแม้ว่าผลการทดลองที่ได้จะมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเกิดขึ้นดังรายละเอียดที่แสดงไว้ ทั้งนี้ก็เนื่องจากข้อจำกัดในเรื่องความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCII รวมถึงในการต่อวงจรจริงนั้นเป็นการต่อแบบแยกส่วน ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวย่อมมีค่าไม่เท่ากัน ส่งผลทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นได้ อีกทั้งปัญหาในเรื่องของค่าตัวเก็บประจุแฝง (stray capacitance) ที่เกิดขึ้นภายในแผงวงจรชั่วคราวก็ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรได้ด้วยเช่นกัน

นอกจากนั้นเมื่อทำการพิจารณาเปรียบเทียบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอนี้กับวงจรในบทความ [1-6] จะเห็นว่า วงจรที่นำเสนอมีข้อดีที่เหนือกว่าดังจะกล่าวต่อไปนี้ วงจรรองความถี่ลักษณะที่หนึ่งจะให้คุณสมบัติคล้ายกับวงจรในบทความ [1-2] แต่ทว่ามีการใช้วงจร CCII จำนวนน้อยกว่า อีกทั้งยังมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อลงกราวด์ทุกตัวเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรในบทความ [1] และมีการใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟที่น้อยกว่าวงจรในบทความ [2] ในขณะที่ใช้จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟเท่ากัน ส่วนวงจรรองความถี่ลักษณะที่สองจะให้คุณสมบัติคล้ายกับวงจรในบทความ [3-5] โดยมีจุดที่เหนือกว่าตรงที่วงจรที่นำเสนอนี้มีการใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่น้อยกว่ามาก และวงจรรองความถี่ลักษณะสุดท้ายมีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรในบทความ [6] แต่มีการใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟที่น้อยกว่าในขณะที่มีการใช้จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟที่เท่ากัน ดังนั้นวงจรรองความถี่ทั้งสามลักษณะที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีโครงสร้างวงจรที่ไม่ซับซ้อนเมื่อเทียบกับวงจรเดิม ประกอบกับจากการที่อุปกรณ์พาสซีฟทุกตัวถูกต่อลงกราวด์ จึงมีความเหมาะสมสำหรับเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวมอีกด้วย

ตารางที่ 5.1 ตารางเปรียบเทียบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอกับวงจรรองความถี่ที่มีอยู่เดิม

	จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟ	จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟ
วงจรลักษณะที่หนึ่งที่นำเสนอ	2	4 (ทุกตัวต่อลงกราวด์)
วงจรของ Lin [1]	5	4 ( $R$ แบบลอยตัว)
วงจรของ Gunes [2]	3	4 (ทุกตัวต่อลงกราวด์)
วงจรลักษณะที่สองที่นำเสนอ	3	6
วงจรของ Chang [3]	5	8
วงจรของ Chang [4]	5	6
วงจรของ Peng [3]	4	8
วงจรลักษณะที่สามที่นำเสนอ	3	6
วงจรรบทความ [6]	4	6

## เอกสารอ้างอิง

- [1] C.L. Lin, R.M. Weng, S.Y. Peng, M.H. Lee, and T.S. Kuo, "A new three - input and one - output current - mode universal filter using unity-gain cells," Asia - Pacific Conference on Circuits and Systems, 1998, pp. 245-247
- [2] E.O. Gunes, A. Toker, and S. Ozoguz, "Insensitive current - mode universal filter with minimum component using dual-output current conveyors," Electronics Letters, Vol.35, No.7, 1999, pp. 524-527
- [3] C.M. Chang, and P.C. Chen, "Universal active current filter with three inputs and one output using current conveyors," Int.J.Electronics, Vol.71, No.5, 1991, pp. 817-819
- [4] C.M. Chang, "Universal active current filter with three inputs and one output using plus-type CCII<sub>s</sub>," Electronics Letters, Vol.33, No.14, 1997, pp. 1207-1208
- [5] L. Peng, Y. He, and M. Huang, "Universal active current - mode filter with three inputs and one output using modified current conveyors," The 2000 IEEE Asia - Pacific Conference on Circuits and Systems, 2000, pp. 182-184
- [6] P. Pawarangkoon, and W. Kiranon, "Current - mode universal filter with three inputs and one output using CCII<sub>s</sub>," The 2001 IEEE International Analog VLSI Workshop, Bangkok, Thailand, 2001, pp. 103-106
- [7] B. Gilbert, "Translinear circuit: a proposed classification," Electronics Letters, Vol.11, 1975, pp. 14-16
- [8] C. Toumazou, F. J. Lidgey, and D. G. Haigh, **Analog IC Design: The Current Mode Approach**, London : Peter Peregrinus, 1990
- [9] A. S. Sedra, K. C. Smith, **Microelectronic Circuits** : Fourth edition : Oxford University Press, 1998
- [10] K. C. Smith, A. S. Sedra, "The current conveyor - a new circuit building block," IEEE Proc., Vol.56, 1968, pp. 1368-1369
- [11] A. S. Sedra, K. C. Smith, "A second - generation current conveyor and its applications," IEEE Trans., Vol. CT - 17, 1970, pp. 132-134
- [12] R. Senani, "Novel circuit implementation of current conveyors using on OA and OTA," Electronics Letters, Vol.16, 1980, pp. 2-3

- [13] B. Wilson, "Low distortion feedback voltage - current conversion technique," *Electronics Letters*, Vol.17, 1981, pp. 157-159
- [14] B. Wilson, "High - performance current conveyor implementation," *Electronics Letters*, Vol.20, 1984, pp. 990-991
- [15] A. Fabre, M. Alami, "A versatile translinear cell - library to implement high performance analog ASICS," *IEEE Conf. Proc. EUROASIC'90*, Paris, 1990, pp. 89-94
- [16] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors," *Electronics Letters*, Vol.31, 1995, pp. 1727-1728
- [17] M. E. Van Valkenburg, **Analog Filter Design**, New York : Holt - Saunders : international edition, 1982
- [18] E. Seevinck, **Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuits**, Elsevier, 1988





**ภาคผนวก ก.**  
**คำพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของ**  
**วงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Introduction

This application note describes the SPICE transistor models for the bipolar devices that comprise the CA3096, and the CA3083 High Frequency NPN/PNP Transistor Arrays.

## Model Description

While this model was developed for the PSPICE simulator from MicroSim Corporation, it may be adaptable to other simulators. The performance curves included in this document were generated using PSPICE.

SPICE simulations should not be considered a substitute for breadboarding a circuit; rather, they should be used to select preliminary component values and to verify the validity of a design approach. This model emulates typical rather than worst case devices, at an ambient temperature of 25°C.

## Model Performance

Several model performance curves have been included to show how accurately the models match the actual device characteristics. The squares shown in the graphs represent data points taken from the data sheet. These data points show that the model correlates closely to the data sheet specifications.

## Parameters Not Modeled

Some effects haven't been included in this model. The major exclusions are listed below:

- Temperature Effects
- Breakdown Effects
- $f_T$  vs  $V_{CE}$  Variations
- Reverse Operation Characteristics



## Application Note MM9710

### PSPICE Listing

```

*
*COPYRIGHT © 1997 INTERSIL CORPORATION
*ALL RIGHTS RESERVED
*
*CA3096 NPN PSPICE MODEL
*REV: 3-13-97
**  — BJT MODEL —
*
.model CA3096 NPN
+      (IS = 10.0E - 15      XTI = 3.000E + 00      EG = 1.110E + 00      VAF = 1.00E + 02
+      VAR = 1.000E + 02      BF = 466.5E + 00      ISE = 74.286E - 15      NE = 1.660E + 00
+      IKF = 14.000E - 03      XTB = 0.000E + 00      BR = .1000E + 00      ISC = 10.005E - 15
+      NC = 2.000E + 00      IKR = 10.00E - 03      RC = 10.000E + 00      CJC = 786.51E - 15
+      MJC = 0.333E - 00      VJC = 0.7500E - 00      FC = 5.000E - 01      CJE = 1.28E - 12
+      MJE = .336E - 00      VJE = 0.750E - 00      TR = 10.000E - 09      TF = 490.01E - 12
+      ITF = .270E - 00      XTF = 5.38E + 00      VTF = 28.39E + 00      PTF = 0.000E + 00
+      RE = 0.0E + 00      RB = 0.00E + 00      NK = .468

```

```

*
*COPYRIGHT © 1997 INTERSIL CORPORATION
*ALL RIGHTS RESERVED
*
*CA3096 PNP Spice MODEL
*REV: 3-13-97
**  — BJT MODEL —
*
.model CA3096 PNP
+      (IS = 10.0E - 15      XTI = 3.000E + 00      EG = 1.110E + 00      VAF = 1.00E + 02
+      VAR = 1.000E + 02      BF = 94.5E + 00      ISE = 976.47E - 15      NE = 1.990E + 00
+      IKF = 1.1100E - 03      XTB = 0.000E + 00      BR = .1000E + 00      ISC = 10.005E - 15
+      NC = 2.000E + 00      IKR = 10.00E - 03      RC = 10.000E + 00      CJC = 3.84E - 12
+      MJC = 0.333E - 00      VJC = 0.7500E - 00      FC = 5.000E - 01      CJE = 1.45E - 12
+      MJE = .336E - 00      VJE = 0.750E - 00      TR = 10.000E - 09      TF = 24.3E - 9
+      ITF = 1.25E - 00      XTF = 10.05E + 00      VTF = 9.79E + 00      PTF = 0.000E + 00
+      RE = 0.0E + 00      RB = 0.00E + 00      NK = .53

```

```

*
*COPYRIGHT © 1997 INTERSIL CORPORATION
*ALL RIGHTS RESERVED
*
*CA3083 NPN PSPICE MODEL
*REV: 3-13-97
**  — BJT MODEL —
*
.model CA3083 NPN
+      (IS = 10.0E - 15      XTI = 3.000E + 00      EG = 1.110E + 00      VAF = 1.00E + 02
+      VAR = 1.000E + 02      BF = 112.8E + 00      ISE = 99.086E - 15      NE = 1.410E + 00
+      IKF = 120.900E - 03      XTB = 0.000E + 00      BR = 16.0E + 00      ISC = 116.12E - 15
+      NC = 1.700E + 00      IKR = 29.800E - 03      RC = 10.000E + 00      CJC = 991.71E - 15
+      MJC = 0.333E - 00      VJC = 0.7500E - 00      FC = 5.000E - 01      CJE = 1.02E - 12
+      MJE = .333E - 00      VJE = 0.750E - 00      TR = 10.000E - 09      TF = 275.61E - 12
+      ITF = .3750E - 00      XTF = 91.950E + 00      VTF = 8.90E + 00      PTF = 0.000E + 00
+      RE = 0.0E + 00      RB = 0.00E + 00

```

Application Note MM9710

CA3096 NPN Model Performance

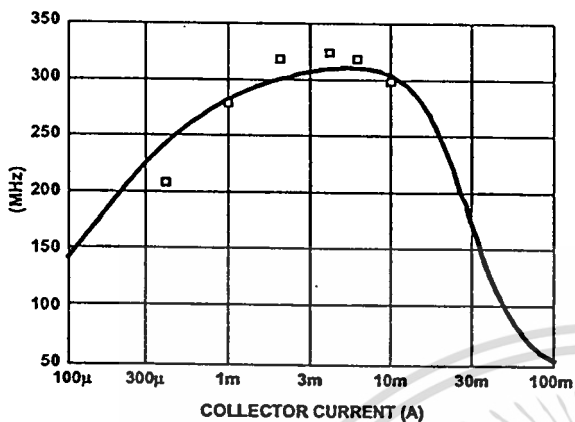


FIGURE 1. CA3096 NPN  $f_T$  vs  $I_C$

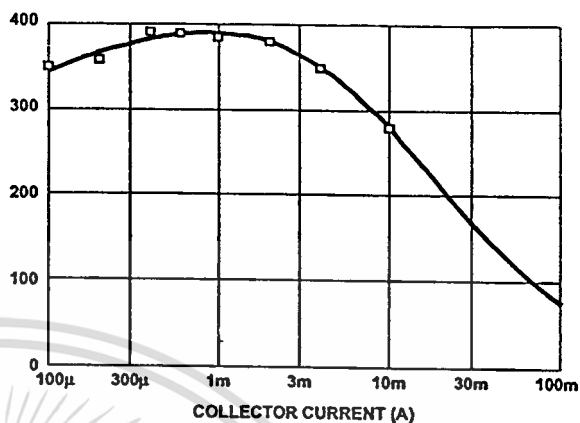


FIGURE 2. CA3096 NPN  $h_{FE}$  vs  $I_C$

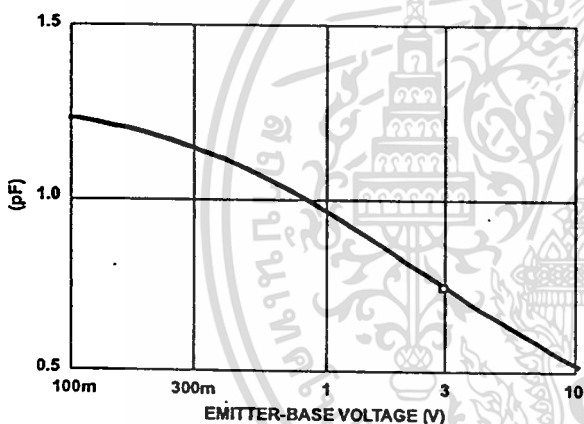


FIGURE 3. CA3096 NPN  $C_{EB}$  vs  $V_{EB}$

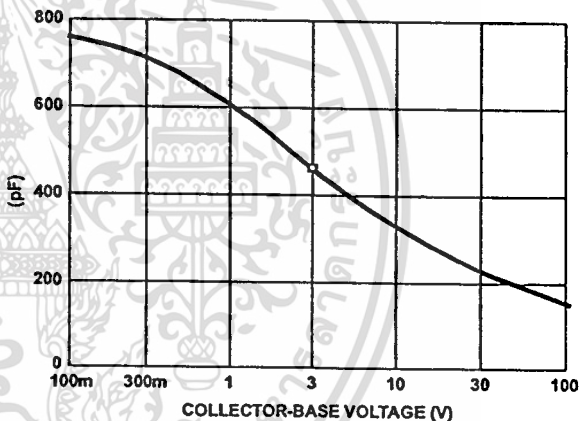


FIGURE 4. CA3096 NPN  $C_{CB}$  vs  $V_{CB}$

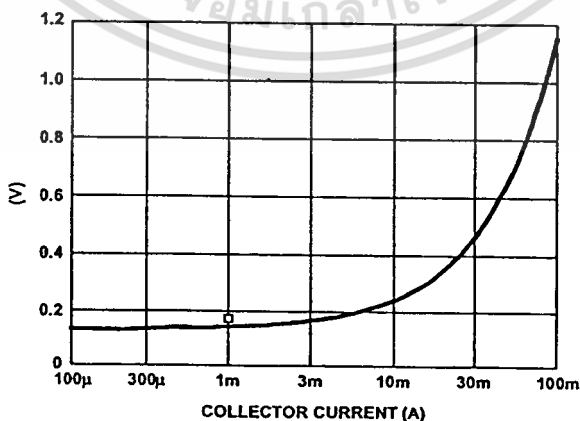


FIGURE 5. CA3096 NPN  $V_{CE(SAT)}$  vs  $I_C$

Application Note MM9710

CA3096 PNP Model Performance

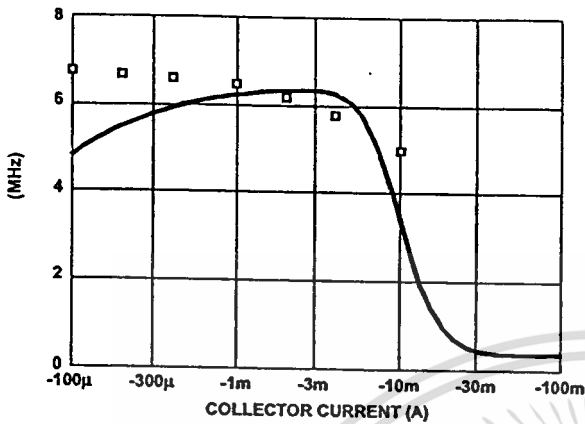


FIGURE 6. CA3096 PNP  $f_T$  vs  $I_C$

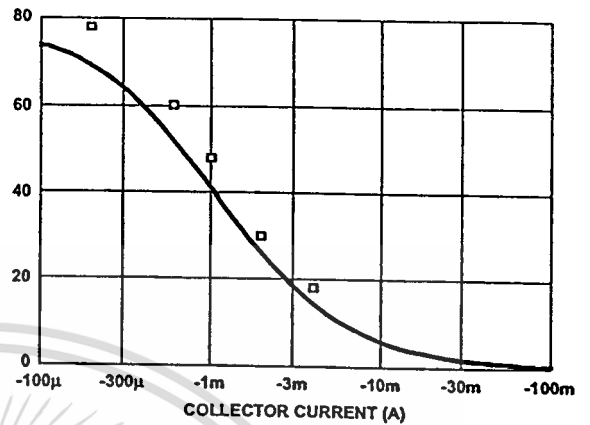


FIGURE 7. CA3096 PNP  $h_{FE}$  vs  $I_C$

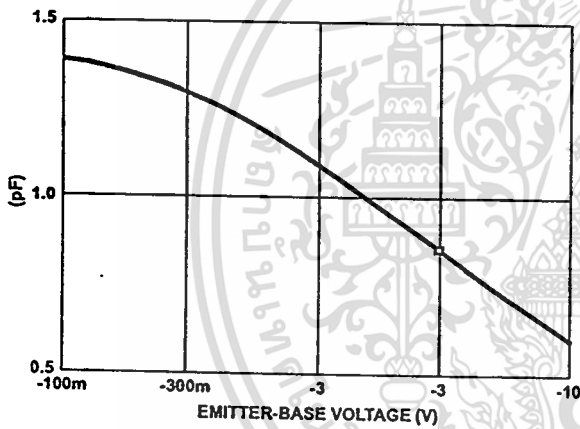


FIGURE 8. CA3096 PNP  $C_{EB}$  vs  $V_{EB}$

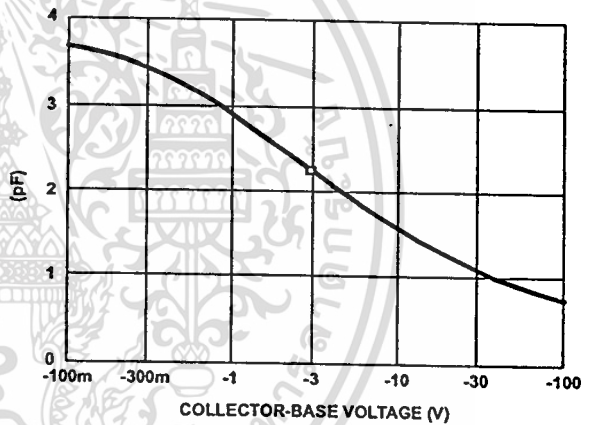


FIGURE 9. CA3096 PNP  $C_{CB}$  vs  $V_{CB}$

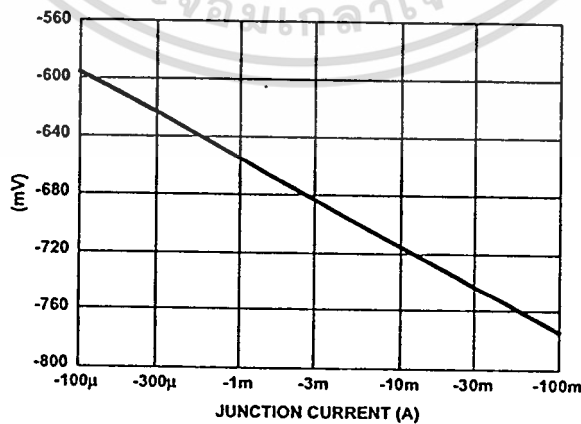


FIGURE 10. CA3096 PNP  $V_{BE}$  vs  $I_B$

Application Note MM9710

CA3083 Model Performance

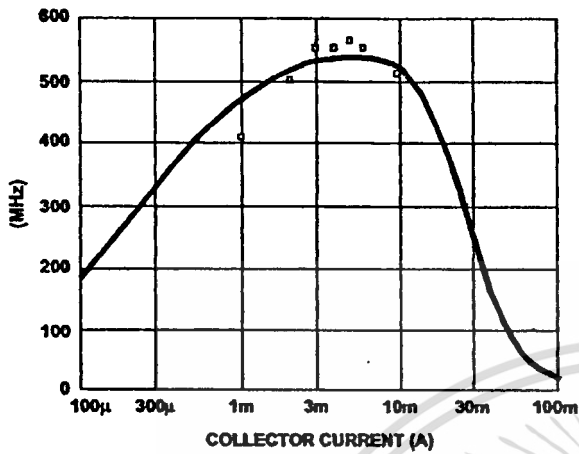


FIGURE 11. CA3083  $f_t$  vs  $I_C$

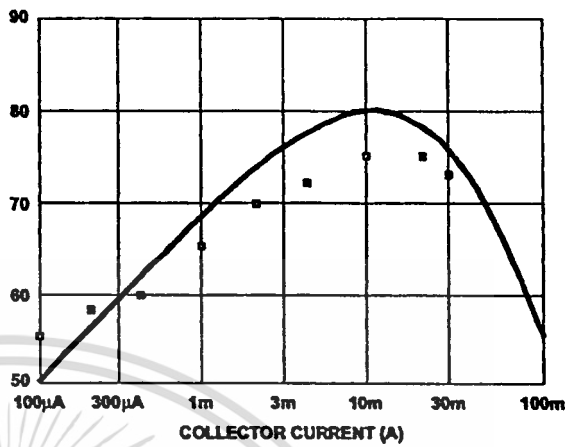


FIGURE 12. CA3083  $h_{FE}$  vs  $I_C$

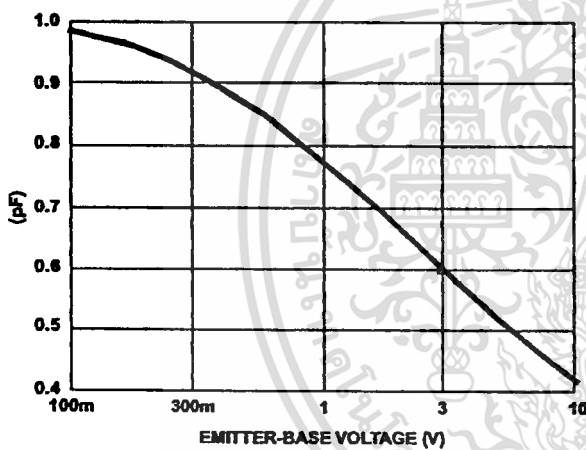


FIGURE 13. CA3083  $C_{EB}$  vs  $V_{EB}$

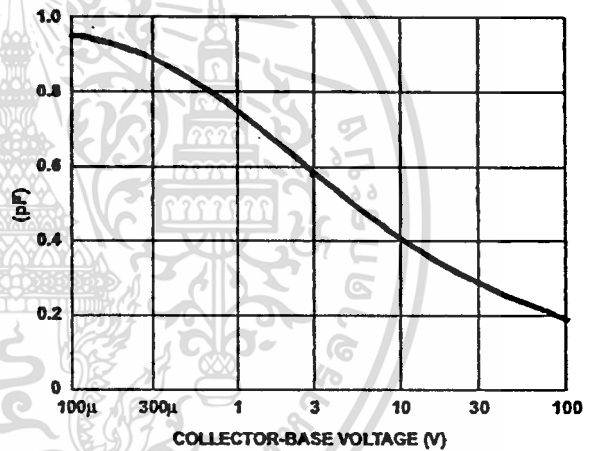


FIGURE 14. CA3083  $C_{CB}$  vs  $V_{CB}$

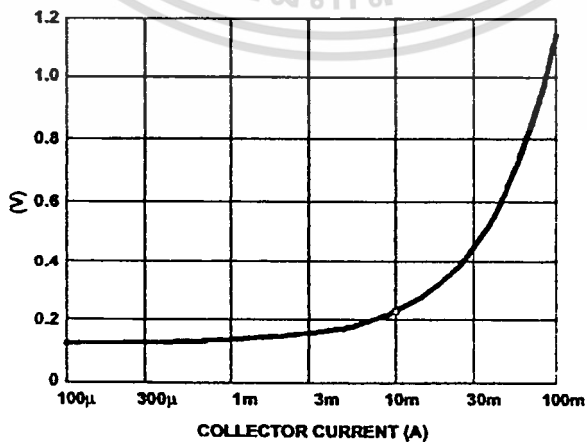


FIGURE 15. CA3083  $V_{CE(SAT)}$  vs  $I_C$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

# ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 18 ฉบับที่ 3

กันยายน 2544

1.	การระบุประเภทของฟอลต์บนสายส่งด้วยการแปลงเวฟเล็ต ตอนที่ 1 ชั้นตอนการวิเคราะห์	1
	พงษ์ศักดิ์ มากมิ่ง สิทธิโชค กิตติวิทย์ตระกูล ศุภี บรรจงจิตร นิตศน์ กฤษณจินดา สมชาติ จีรวินการ	
2.	การระบุประเภทของฟอลต์บนสายส่งด้วยการแปลงเวฟเล็ต ตอนที่ 2 กรณีศึกษา	7
	พงษ์ศักดิ์ มากมิ่ง สิทธิโชค กิตติวิทย์ตระกูล ศุภี บรรจงจิตร นิตศน์ กฤษณจินดา สมชาติ จีรวินการ	
3.	การปรับปรุงเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายเครื่องจักรด้วยตัวชดเชยกำลังไฟฟ้าแบบสถิตย์ที่ควบคุมด้วยพีซี	13
	ถาวรจิตต์ เพลิน	
	กิตติ โพธิ์รัง มณฑล สิวาจินดากรฤกษ์	
4.	การทดสอบอุณหภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อจ่ายโหลดแบบกระแสไม่เป็นเชิงเส้น	19
	อริภูมิ วงศ์ใหญ่ ศุภี บรรจงจิตร นิตศน์ กฤษณจินดา ปัญญา มลวิตร บุญเลิศ สือเจย	
5.	การศึกษาอุปกรณ์หัวสายในระบบ 24 kv โดยใช้ EMPT และ ATPDraw	25
	พิเชษฐ์ มมลัน มณฑล สิวาจินดากรฤกษ์	
6.	เครื่องกำจัดความถี่กวนโดยใช้น้ำเป็นตัวกลางร่วมกับระบบไฟฟ้า	31
	ศศิโรตม์ เกิดแก้ว ประภาส ไทสุวรรณดา	
7.	การใช้พีซีช่วยในการหาค่าความถี่เรโซแนนซ์ของเครื่องจักร	37
	วุฒิชัย กาญจนมา เเชอ นกอยู่ กอบชัย เคชหาญ	
8.	การศึกษาเปรียบเทียบการหาเส้นโครงร่างภาพสองระดับโดยการแยกส่วนภาพ	43
	ทรงชัย วีระทวีมาศ เทียมพล กุดจอมศรี	
9.	การเพิ่มประสิทธิภาพของไปป์ไลน์คำสั่งด้วยการปรับปรุงวิธีการทำนายทางแยก	49
	จักรพันธ์ วัชรภานนท์ พัชรินทร์ กลิ่นช้อน บรรจง ปิยะธำรง	
10.	การหาผลลัพธ์การตัดคำภาษาไทยแบบ Left Search Matching ด้วยวิธี N-gram	55
	ไพฑูรย์ ขุนแจ้ง ชม กิมปาน	
11.	การออกแบบโครงข่าย ATM โดยใช้จินตคณิต	61
	ธนาวุฒิ อรุณ สุวิพล สิทธิชีวภาค เกียรติกร วงศ์โรจน์กรณ	
12.	การออกแบบโปรแกรมเพื่อการควบคุมระดับน้ำในเขื่อนโดยใช้ระบบ SCADA	66
	กฤษณ์ อุ่นพิกุล กอบชัย เคชหาญ	
13.	การปรับปรุงโครงข่ายวิทยุส่งการเฉพาะกิจ	72
	วรภาพย์ อัครสมบุรณ์ กอบชัย เคชหาญ	
14.	ระบบแสดงผลระดับสัญญาณในพื้นที่บริการระบบโทรศัพท์พื้นฐานพกพาส่วนบุคคล	77
	ภัทรพงษ์ ผาสุกกิจ พิเชฐ ม่วงนวล สมยศ จุณณะปิยะ	
15.	การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MT-CDMA โดยใช้ข้อสัญญาณการจางแบบนาคาทานิ	82
	เจริญเกียรติ โพธิ์ชัยยะ กอบชัย เคชหาญ	
16.	การวิเคราะห์สมรรถนะของการไม่เข้ารหัสและการเข้ารหัส R-S ในระบบ DS-SS ชนิดโคไซน์เรทแบบพอสเคโดยใช้	88
	ข้อสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคาทานิ	
	ณรงค์ศักดิ์ วิโรจวานิช กอบชัย เคชหาญ	
17.	การออกแบบติดตั้งสถานีฐานสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภาคพื้นดินในอาคาร	94
	ศุภกิจ กุทองไชย พิเชฐ ม่วงนวล สมศักดิ์ มิตะดา	
18.	การศึกษาการสูญเสียในการแพร่กระจายคลื่นของสถานีฐานแบบไมโครเซลล์ของระบบ GSM ในเขตพื้นที่เมืองโดยพิจารณา	99
	จากค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฉลี่ยและค่าลดทอนจากมุมอาคาร	
	พิเชฐ ม่วงนวล อธิล พิงมา เจษฎา เพชรประเสริฐ ปราโมทย์ อนันต์วรภาพษ์	
19.	การวิเคราะห์อัตราบิดเบือนของระบบเซลล์สุลาร์แบบโคโรนาซีเคอนซีดีเอ็มแบบอนาล็อกสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี	105
	ธเนศ สังขะมณีส สมยศ จุณณะปิยะ พิเชฐ ม่วงนวล ปราโมทย์ อนันต์วรภาพษ์	
20.	วงจรบุตสแตปรูปโซมอส นอนอินเวอร์เตอร์ที่ตัดคาไฟเลี้ยง 1 โวลท์	111
	ศิริวัฒน์ ลิ้มไพบูลย์ ชนิษฐา เสมกนิษฐ กอบชัย เคชหาญ	
21.	วงจรอนุกรมแบบโหมดแรงดันและกระแสร่วมโดยใช้อุปกรณ์จ่ายแรงดัน $\pm 1$ โวลต์ด้วยเทคโนโลยี FGMS	117
	ไพศาล มหบุญไพรัช กอบชัย เคชหาญ	
22.	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ห้าชนิด Elliptic ที่ใช้กำลังงานต่ำ	123
	มนตรี คำเงิน สมยศ หารษาสุสิน กอบชัย เคชหาญ สมยศ จุณณะปิยะ	
23.	วงจรกรองความถี่ชนิดโบลคโหมดกระแสโดยใช้ CCII	129
	อัจฉราวรรณ เนิ่งนิตย แสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์ วิจิตรา เพ็ชรกิจ วิวัฒน์ ภิรพานนท์	
24.	การขยายช่วงคุณสมบัติของวงจรจางกับเฟสและความถี่ในช่วง $\pm 2\pi$ เรเดียน ด้วยวงจรโซเคลอปลิตเทคเตอร์	134
	ธนา พรวินบุญกุล จงกล งานวิทย์ชโย โยธิน เปรมปรำณิรัช	

# วงจรกรองความถี่ชนิดไบควอดโรมคกระแสดโดยใช้ CCII<sub>s</sub>

## Current Mode Biquadratic Filter Using CCII<sub>s</sub>

อัจฉราวรรณ เนื่องนิคย์\* แสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์\* วิจิตรา เพ็ชรกิจ\*\* และวิวัฒน์ ภิรานนท์\*

\* คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

\*\* คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยสยาม

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่ชนิดไบควอดโรมคกระแสด ที่สร้างขึ้นโดยใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยวสองชุด ร่วมกับ CCII แบบตามเอาต์พุตอีกหนึ่งชุด โดยวงจรกรองที่เสนอมีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต มีข้อดีที่สามารถให้ผลตอบสนองความถี่เป็นกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน กรองความถี่แถบออก และกรองทุกความถี่ผ่านได้จากโครงสร้างวงจรเดียวกัน โดยไม่ต้องทำการคัดแปลงวงจรและไม่ต้องมีเงื่อนไขในการใช้ค่าของอุปกรณ์ใดๆ และสามารถปรับค่า  $Q$  ของวงจรได้อย่างอิสระ โดยไม่มีผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  และค่าอัตราขยายของวงจร นอกจากนี้วงจรที่เสนอยังใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ค่อนข้างราคาต่ำทั้งหมด จึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมด้วย ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์ให้ผลสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเป็นอย่างดี

### Abstract

This paper presents the design of a current mode biquadratic filter using two single output CCII<sub>s</sub> with a three outputs CCII. The proposed filter has three inputs and one output. It offers the realization of lowpass, highpass, bandpass, notch and allpass signals using the same configuration without any changes in the circuit topology and without requiring any component-matching conditions. The parameter  $Q$  can be independently controlled without disturbing  $\omega_0$  and gain of the filters. Moreover, the proposed circuit uses all grounded passive elements, therefore, it is suitable for integrated circuit implementation. The simulation results show good agreement with the theoretical analysis.

### 1. บทนำ

วงจรกรองความถี่ชนิดไบควอดโรมคกระแสด ที่สร้างขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) และมีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต ที่มีสามารถให้ผลตอบสนองความถี่เป็นกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน กรองความถี่แถบออก และกรองทุกความถี่ผ่านโดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน ได้รับความสนใจในการทำวิจัยและมีการเสนอไว้มาแล้ว ดังบทความ [1-4] โดยวงจรที่

เสนอในบทความ [1-3] มีข้อดีที่สามารถปรับค่า  $Q$  แยกจากค่า  $\omega_0$  ได้อย่างอิสระ (orthogonally tunable) แต่มีข้อจำกัดที่มีเงื่อนไขในการใช้ค่าอุปกรณ์ในกรณีที่นำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองทุกความถี่ผ่าน อีกทั้งใช้จำนวนอุปกรณ์ค่อนข้างมาก ส่วนวงจรที่เสนอในบทความ [4] มีคุณสมบัติที่คิดว่าวงจรที่เสนอในบทความ [1-3] นั่นคือ นอกจากจะมีคุณสมบัติที่สามารถปรับค่า  $Q$  แยกจากค่า  $\omega_0$  ได้อย่างอิสระแล้ว ยังไม่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขในการใช้ค่าอุปกรณ์เมื่อนำวงจรไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ และใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยด้วย โดยวงจรที่เสนอใน [4] ใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยว 3 ชุด ร่วมกับ CCII แบบสามเอาต์พุตอีกหนึ่งชุด และใช้อุปกรณ์พาสซีฟ ที่ต้องกราวด์ได้ทั้งหมด (ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวความต้านทาน 4 ตัว)

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่ชนิดโบทวอด โหมดกระแสแบบใหม่ขึ้น โดยวงจรมีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรที่นำเสนอใน [4] กล่าวคือ สามารถให้ผลตอบสนองความถี่มาตรฐานได้ทั้ง 5 รูปแบบ สามารถปรับค่า  $Q$  ได้อย่างอิสระ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $\omega_0$  และอัตราขยายของวงจร และไม่มีเงื่อนไขในการใช้ค่าอุปกรณ์ในกรณีที่นำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ซึ่งวงจรที่เสนอใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยวสองชุด ร่วมกับ CCII แบบสามเอาต์พุตอีกหนึ่งชุด และใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ต้องกราวด์ได้ทั้งหมด (ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวความต้านทาน 4 ตัว) ซึ่งพบว่ามีข้อดีที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟน้อยกว่าวงจรที่เสนอใน [4] ในขณะที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟเท่ากัน

2. วงจรและการทำงาน

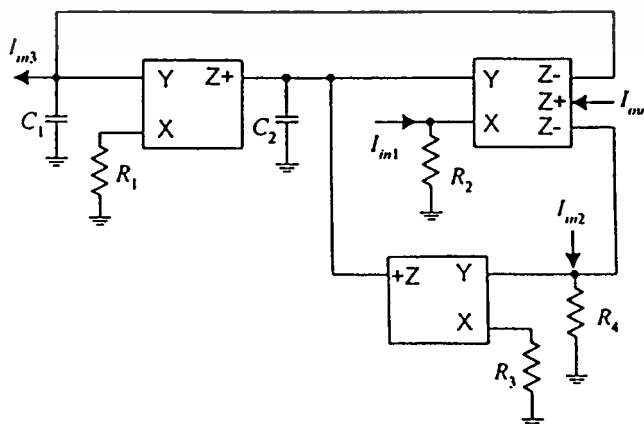
บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่ชนิดโบทวอด โหมดกระแส ที่มีสามอินพุต และหนึ่งเอาต์พุต ซึ่งสร้างขึ้นโดยใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยวสองชุด ร่วมกับ CCII แบบสาม

เอาต์พุตอีกหนึ่งชุด ตัวเก็บประจุและตัวความต้านทานที่ต้องกราวด์อย่างละ 2 ตัว และ 4 ตัว ตามลำดับ โดยแผนผังของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในบทความนี้แสดงดังในรูปที่ 1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรในรูปที่ 1 นี้ ทำได้โดยอาศัยคุณสมบัติของ CCII ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรที่ขั้ว  $X$ ,  $Y$  และ  $Z$  เป็น  $I_Z = \pm I_X$ ,  $I_Y = 0$  และ  $V_X = V_Y$  ดังรายละเอียดใน [5] ซึ่งจะให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  กับกระแสอินพุต  $I_{in1}$ ,  $I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  ของวงจรในรูปที่ 1 เป็นดังนี้

$$I_{out} = \frac{s^2 I_{in1} - s \frac{R_3}{C_2 R_2 R_4} I_{in2} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} I_{in3}}{s^2 + s \frac{R_3}{C_2 R_2 R_4} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (1)$$

เมื่อสังเกตสมการที่ (1) นี้ จะพบว่าสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่รูปแบบต่างๆ ได้ 5 รูปแบบ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการป้อนกระแสอินพุต ซึ่งสามารถเขียนสรุปได้ดังนี้

- (1) ถ้า  $I_{in2} = I_{in3} = 0$  จะได้ว่าวงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับสองจาก  $I_{out}/I_{in1}$
- (2) ถ้า  $I_{in1} = I_{in3} = 0$  จะได้ว่าวงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสองจาก  $I_{out}/I_{in2}$
- (3) ถ้า  $I_{in1} = I_{in2} = 0$  จะได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองจาก  $I_{out}/I_{in3}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 1 แผนผังของวงจรกรองความถี่ที่เสนออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (4) ถ้า  $I_{in2} = 0$  และ  $I_{in1} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้ว่าวงจรกรองความถี่แถบออกอินคัมสองจาก  $I_{out}/I_{in}$
- (5) ถ้า  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้ว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่อินคัมสองจาก  $I_{out}/I_{in}$

จากสมการที่ 1 ทำให้ทราบว่าวงจรตามรูปที่ 1 สามารถให้ผลตอบสนองความถี่มาตรฐานได้ทั้ง 5 รูปแบบ จากโครงสร้างวงจรเดียวกัน โดยไม่ต้องทำการคิดแปลงวงจรใดๆ เลย และไม่มีเงื่อนไขในการใช้ค่าอุปกรณ์สำหรับการประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ด้วย

ค่าความถี่  $\omega_0$  ค่า  $Q$  และค่าอัตราขยาย  $H$  ของวงจรกรองความถี่ที่เสถียรมีค่าเป็นดังนี้คือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2)$$

$$Q = \frac{R_3}{R_4} \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} \quad (3)$$

และ

$$H = 1 \quad (4)$$

จากสมการ (2)-(4) นี้จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าสามารถปรับค่า  $Q$  ของวงจรโดยไม่มีผลกระทบต่อค่า  $\omega_0$  ได้ด้วย  $R_3$  และหรือ  $R_4$  และการปรับนี้ไม่ทำให้ค่าอัตราขยายของวงจรเปลี่ยนแปลงด้วย

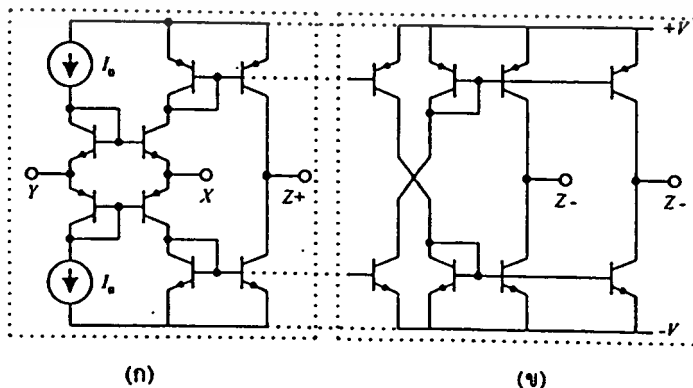
สำหรับค่าความไว (sensitivity) ของวงจรกรองความถี่ที่เสถียรมีค่าเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} S_{C_1}^{\omega_0} &= S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \\ S_{C_1}^Q &= -S_{C_2}^Q = S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} \\ S_{R_3}^Q &= -S_{R_4}^Q = 1 \\ S_{C_1}^H &= S_{C_2}^H = S_{R_1}^H = S_{R_2}^H = S_{R_3}^H = S_{R_4}^H = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

จากสมการดังกล่าวนี้จะพบว่าค่าความไวของวงจรมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ดังนั้นผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จึงส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ค่อนข้างต่ำ

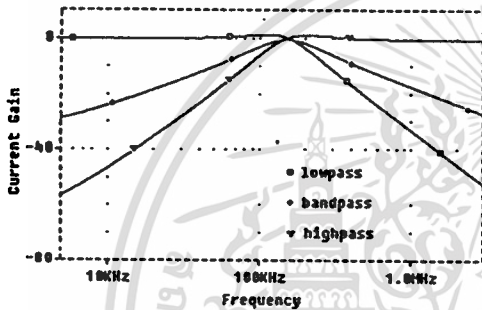
### 3. ผลการจำลองการทำงาน

เพื่อเป็นการยืนยันการวิเคราะห์ที่กล่าวมาข้างต้น ได้นำวงจรกรองความถี่ที่เสถียร มาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยใช้ CCII ที่สร้างขึ้นจากวงจรทรานซิสเตอร์และวงจรสะท้อนกระแส [6] ดังแสดงในรูปที่ 2 (ก) ส่วน CCII แบบหลายเอาต์พุตที่ใช้ในการจำลองการทำงานของบทความนี้ทำโดยการนำส่วนของวงจรสะท้อนกระแสที่แสดงในรูปที่ 2(ข) มาต่อเพิ่มเข้าไป โดยเชื่อมต่อบุขของทรานซิสเตอร์ในวงจรสะท้อนกระแสเข้าด้วยกันตามเส้นประ

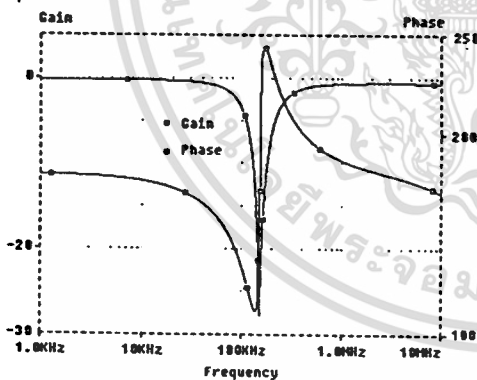


รูปที่ 2 ลักษณะของวงจร CCII ที่นำมาใช้ในการจำลองการทำงาน

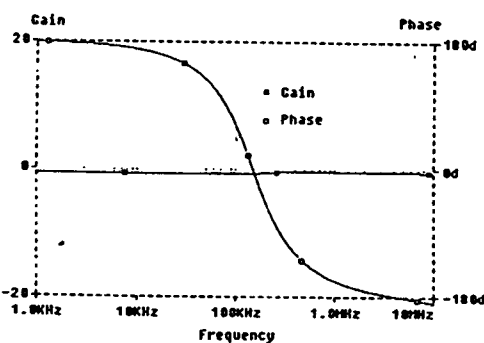
และในการจำลองการทำงานใช้พารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ PR100N(PNP) และ NR100(NPN) ซึ่งมีรายละเอียดอยู่ในเอกสารอ้างอิง [7] กระแสไบอัส  $I_0$  ที่จ่ายให้กับ CCII แต่ละตัวเท่ากับ  $250\mu A$  และใช้ไฟเลี้ยงวงจร  $\pm 2.5V$  ผลการจำลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองแฉก ความถี่ออก และกรองผ่านทุกความถี่ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งใช้  $C_1 = C_2 = 1nF$  และ  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega$



(ก) ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน และกรองความถี่สูงผ่าน



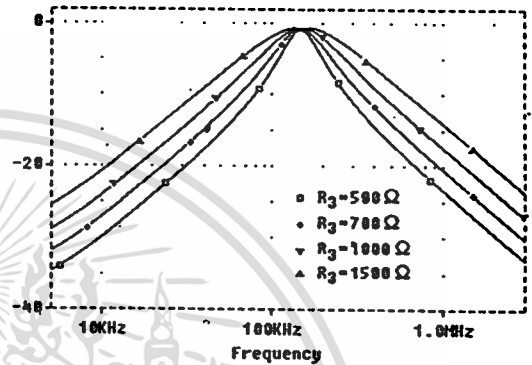
(ข) ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แถบออก



(ค) ผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

รูปที่ 3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณ

และเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรที่เสนอนี้สามารถปรับค่า  $Q$  โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $\omega_0$  และค่าอัตราขยายของวงจรได้ โดยการปรับค่า  $R_3$  หรือ  $R_4$  ดังนั้นในบทความนี้จึงได้จำลองการทำงานของวงจรโดยใช้  $R_3$  ที่มีค่าต่างๆ กันได้ผลดังแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 ผลการจำลองของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน เมื่อ  $C_1 = C_2 = 1nF$  และ  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega$

เมื่อพิจารณาผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ทั้งหมดพบว่าผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3 นั้นช่วยยืนยันได้ว่าวงจรกรองความถี่ที่เสนอสามารถให้ผลตอบสนองความถี่มาตรฐานทั้ง 5 รูปแบบจากโครงสร้างวงจรเดียวกันได้ และสามารถปรับค่าแบนวิidth หรือค่า  $Q$  ของวงจรที่เสนอได้โดยการปรับค่า  $R_3$  ซึ่งการปรับนี้ไม่มีผลทำให้ค่า  $\omega_0$  และค่าอัตราขยาย  $H$  ของวงจรเปลี่ยนแปลงไปแต่อย่างใด ดังผลที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4 และยังพบว่าเมื่อค่า  $R_3$  มีค่าเพิ่มขึ้นก็จะทำให้ค่า  $Q$  มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วยซึ่งสอดคล้องตามสมการที่ (3) และเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีเป็นอย่างดี

สำหรับข้อควรพิจารณาเพิ่มเติมในการนำ CCII's ลักษณะนี้มาใช้ในการจำลองการทำงานคือความไม่เป็นอุดมคติของ CCII's ที่เกิดจากค่าความต้านทานที่พอร์ท  $X$  หรือ  $R_X$  ของ CCII's ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $V_T/2I_0$  โดยที่  $V_T$  เป็นค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิตั้ง และ  $I_0$  เป็นค่ากระแสไบอัสของ CCII's ซึ่งจากความสัมพันธ์ของ  $R_X$  นี้ ทำให้ทราบว่าสามารถลดผลกระทบที่เกิดจาก  $R_X$  ได้ง่าย โดยการ

เลือกค่ากระแสไบอัส  $I_0$  ให้มีค่ามากพอและทำให้เกิดค่า  $R_X$  ที่สามารถละเลยได้นั่นเอง

#### 4. สรุป

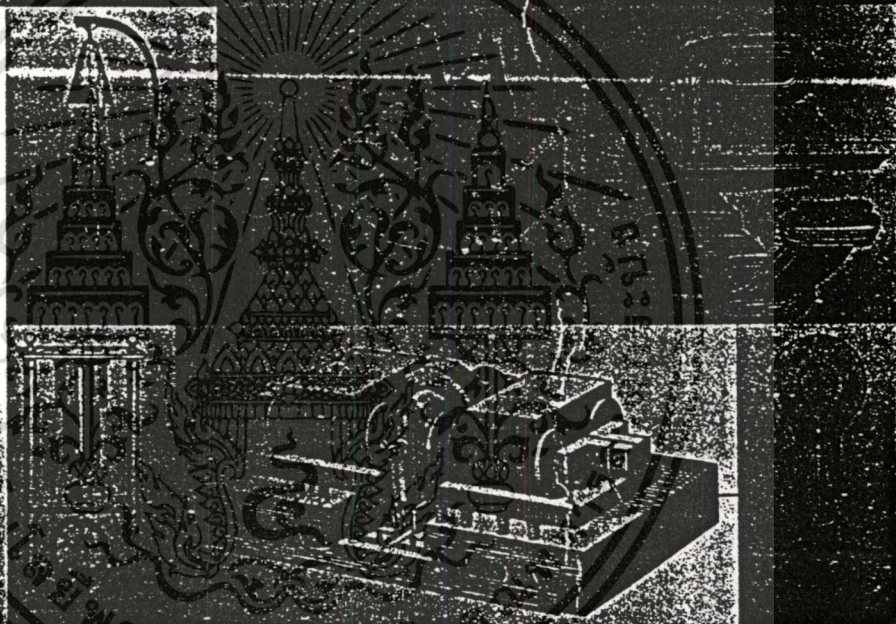
บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมค กระแสที่มีสามอินพุต และหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ 5 รูปแบบกล่าวคือ กรองความถี่ต่ำ ผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน กรองความถี่แถบออก และกรองผ่านทุกความถี่ได้จากโครงสร้างวงจรเดียวกัน โดยใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยว และแบบสามเอาต์พุต ประกอบกัน ซึ่งวงจรที่เสนอนี้สามารถใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ต่อลงกราวด์ได้ทั้งหมด และใช้อุปกรณ์แอคทีฟน้อยเมื่อเทียบกับวงจรในลักษณะเดียวกันที่ได้มีการเสนอมานแล้วคั้งในบทความ [1-4] ผลการจำลองการทำงานที่ได้ทั้งหมดก็ยืนยันได้ว่าสอดคล้องกับทฤษฎีเป็นอย่างดี

#### 5. เอกสารอ้างอิง

- [1] C.M. Chang and P.C. Chen, "Universal Active Current Filter with Three Inputs and One Output Using Current Conveyors," *Int.J.Electronics*, Vol.71, No.5., pp.817-819, 1991.
- [2] C.M. Chang, "Universal Active Current Filter with Three Inputs and One Output Using Plus-Type CCIs," *Electronics Letters*, Vol.33, No.14., pp.1207-1208, 1999.
- [3] L. Peng, Y. He and M. Huang, "Universal Active Current-Mode Filter with Three Inputs and One Output Using Modified Current Conveyors," *The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, pp. 182-184, 2000.
- [4] P. Pawarangkoon and W. Kiranon, "Current-Mode Universal Filter with Three Inputs and One Output Using CCII+s," *International Analog VLSI Workshop, Bangkok, Thailand*, pp.103-106, 2001.
- [5] C. Toumazou, F.J. Lidgey and D.G. Haigh, *Analogue IC Design: The Current Mode Approach*, London: Peter Peregrinus, 1990.
- [6] A. Fabre and M. Alami, "Universal Current Mode Biquad Implemented from Two Second Generation Current Conveyors," *IEEE Trans. Circuits and Systems—1*, Vol.42, No.7., pp. 881-885, 1995.
- [7] D.R. Fray, "Log-domain : an approach to current-mode filtering," *IEE Proceedings-G, Circuits, Devices and Systems*, Vol. 140, pp. 406-416, 1993.

# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

## 24<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-24)



**สาขาบทความ**

- ⊗ ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- ⊗ อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ⊗ ประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ⊗ วิศวกรรมคอมพิวเตอร์และ  
เทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

**ดำเนินการโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**22-23 พฤศจิกายน 2544**

**โทร : 0-2739-2358 โทรสาร 0-2999-9985**

**<http://www.ladkrabang.com>**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมครระแสดโดยใช้ CCII's

### Universal Current Mode Filters Using CCII's

วิจิตร เทชรกิจ\* อังธรวรรณ เมืองนิคย์\*\* วิวัฒน์ ภิรมานนท์\*\* และจริยา เลิศจรสอร่ามดี\*\*

\* คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม กรุงเทพฯ 10163 โทร. 4570068 คอ 140

\*\* คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 3271029 คอ 33-40

#### บทคัดย่อ

บทความนี้ นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมครระแสดที่สามารถรับอินพุตได้พร้อมกันสามอินพุต และให้เอาต์พุตร่วมกันหนึ่งเอาต์พุต สองวงจร ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็น CCII's ซึ่งวงจรกรองสัญญาณทั้งสองที่นำเสนอมีข้อดีคือ สามารถให้ผลตอบสนองความถี่เป็นกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ออก และกรองทุกความถี่ผ่านได้จากโครงสร้างวงจรถือเดียวกัน โดยไม่ต้องทำการดัดแปลงวงจรใดๆ และวงจรมีค่าชดเชยอินพุตที่แคบซึ่งสูงเป็นคุณสมบัติที่สามารถนำไปคือแบบแคสเคดในโหมครระแสดได้ง่าย นอกจากนี้วงจรทั้งสองที่เสนอนี้ยังใช้ความต้านทานและตัวเก็บประจุที่คอลลกราวด์ได้ทั้งหมด ทำให้มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ตัวอย่างผลการจำลองการทำงานของวงจรถูกเสนอต่อคอลลกราวด์ไว้เป็นอันอยู่

#### Abstract

Two model of universal current mode filters with three inputs and one output using CCII's are presented. Both circuits offer the realization of lowpass, highpass, bandpass, notch and allpass responses from the same configuration without any changes in the circuit topology and possess the high output impedances which enable easy cascading in current mode operation. Moreover, using grounded passived elements let the proposed circuits be suitable for integrated circuit implementation. The circuit simulation results show good agreement with the theoretical analysis.

#### 1. บทนำ

วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมครระแสดที่มีหลายอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต ที่สามารถให้ผลตอบสนองความถี่เป็นกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน กรองความถี่ออก และกรองผ่านทุกความถี่ได้จากโครงสร้างวงจรถือเดียวกัน ได้รับความ

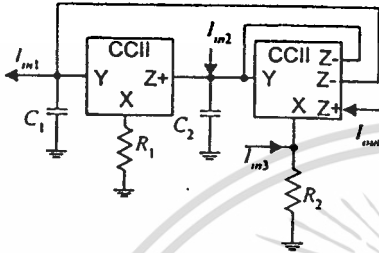
สนใจในการทำวิจัยและมีการนำเสนอแล้วดังบทความ [1-3] โดยวงจรที่เสนอในบทความ [1] นั้น เป็นวงจรที่มีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต สร้างขึ้นโดยใช้วงจรตามแรงดัน (voltage follower) สองชุด วงจรตามกระแส (current follower) สามชุด ตัวเก็บประจุที่คอลลกราวด์สองตัว และตัวต้านทานลวดตัวสองตัว วงจรนี้มีข้อจำกัดที่การปรับค่า  $Q$  ส่งผลกระทบบ้างค่า  $\omega_c$  เปลี่ยนแปลง ส่วนวงจรที่เสนอในบทความ [2] นั้น มีสี่อินพุตและหนึ่งเอาต์พุต สร้างขึ้นโดยใช้ CCII แบบสามเอาต์พุต 3 ชุด วงจรที่เสนอใน [2] นี้จะมีคุณสมบัติต่างๆ เหมือนกับวงจรใน [1] แต่มีข้อดีที่เหนือกว่าคือสามารถปรับค่าตัวเก็บประจุและตัวความต้านทานที่คอลลกราวด์ได้ทั้งหมด (อย่างละ 2 ตัว) บทความ [3] ได้เสนอวงจรที่มีคุณสมบัติคือขึ้นโดยวงจรมีสองอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตที่นอกจากจะสามารถให้ผลตอบสนองความถี่มาตรฐานได้ทั้ง 5 รูปแบบแล้ว ยังสามารถปรับค่า  $Q$  โดยไม่ต้องผลกระทบบ้างค่า  $\omega_c$  ได้ด้วย โดยวงจรใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยว 3 ชุด ร่วมกับ CCII แบบสามเอาต์พุตอีกหนึ่งชุด และใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่คอลลกราวด์ได้ทั้งหมด (ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวความต้านทาน 4 ตัว)

บทความนี้ นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมครระแสดที่มีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตแบบใหม่ซึ่ง วงจรสามารถให้ผลตอบสนองความถี่มาตรฐานได้ทั้ง 5 รูปแบบ เช่นเดียวกับวงจรในบทความ [1-3] โดยได้เสนอเป็นวงจรสองวงจร ซึ่งวงจรแรกที่เสนอนั้นมีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรใน [1-2] แต่มีข้อดีคือใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยวหนึ่งชุดกับ CCII แบบสามเอาต์พุตหนึ่งชุด และใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่คอลลกราวด์ได้ทั้งหมด (อย่างละ 2 ตัว) ซึ่งดีเหนือกว่าวงจรในบทความ [1] และยังใช้อุปกรณ์แอคทีฟน้อยกว่าวงจรที่เสนอใน [2] โดยมีอุปกรณ์พาสซีฟเท่ากับ

ส่วนวงจรที่สองที่เสนอได้จากการดัดแปลงวงจรแรกให้สามารถทำการปรับค่า  $Q$  โดยไม่ต้องผลกระทบบ้างค่า  $\omega_c$  ได้ ซึ่งวงจรมีใช้ CCII แบบเอาต์พุตเดี่ยวสองชุด ร่วมกับ CCII แบบสามเอาต์พุตอีกหนึ่งชุด และใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่คอลลกราวด์ทั้งหมด (ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวความต้านทาน 4 ตัว) ซึ่งพบว่าข้อดีที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟน้อยกว่าวงจรที่เสนอใน [3] ในขณะที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟเท่ากับ

2. วงจรและการทำงาน

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมคกระแส ที่มีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต สองวงจร ซึ่งวงจรแรกที่เสนอใช้ CCII แบบหนึ่งเอาต์พุตหนึ่งตัว แบบสามเอาต์พุตหนึ่งตัว ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์และตัวความต้านทานที่ต่อลงกราวด์อย่างละสองตัว ดังแผนผังวงจรที่แสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 แผนผังวงจรกรองความถี่ที่เสนอแบบแรก

จากคุณสมบัติของ CCII ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรที่เข้า X, Y และ Z เป็น  $I_Z = \pm I_X, I_Y = 0$  และ  $V_X = V_Y$  ดังรายละเอียดใน (4) เมื่อนำไปวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 1 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  กับกระแสอินพุต  $I_{in1}, I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  เป็นดังนี้

$$I_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 I_{in3} - s C_1 R_1 I_{in2} + I_{in1}}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_1 R_1 + 1} \quad (1)$$

เมื่อสังเกตจากสมการที่ (1) จะพบว่าสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่รูปแบบต่างๆได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการป้อนกระแสอินพุต ซึ่งสามารถเขียนสรุปได้ดังนี้

- (1) ถ้า  $I_{in3} = I_{in2} = 0$  จะได้วงจรกรองความถี่ค่าผ่านอันดับสอง จาก  $I_{out}/I_{in1}$
- (2) ถ้า  $I_{in3} = I_{in1} = 0$  จะได้วงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง จาก  $I_{out}/I_{in2}$
- (3) ถ้า  $I_{in2} = I_{in1} = 0$  จะได้วงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง จาก  $I_{out}/I_{in3}$
- (4) ถ้า  $I_{in2} = 0$  และ  $I_{in3} = I_{in1} = I_{in}$  จะได้วงจรกรองแถบความถี่ออกอันดับสอง จาก  $I_{out}/I_{in}$
- (5) ถ้า  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$  จะได้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง จาก  $I_{out}/I_{in}$

เมื่อสังเกตวงจรในรูปที่ 1 จะพบว่าวงจรกรองความถี่ที่ได้มีอุปกรณ์พาสซีฟต่อลงกราวด์ทุกตัว ค่าความถี่  $\omega_0$  และ  $Q$  ของฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการ (1) มีค่าเป็นดังนี้

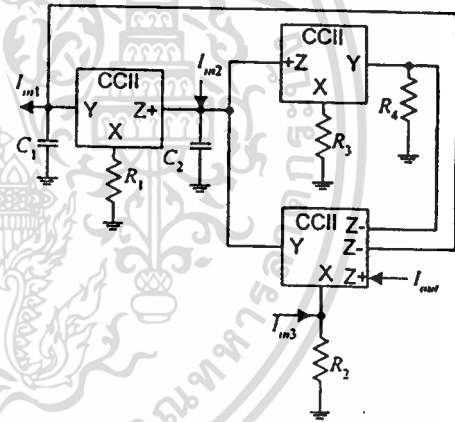
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} \quad (3)$$

จากสมการที่ (1) ทำให้ผู้ว่าวงจรมารูปที่ 1 สามารถให้ผลตอบสนองความถี่มาตรฐานได้ทั้ง 5 รูปแบบ จากโครงสร้างวงจรเดียวกัน โดยไม่ต้องคิดแปลงวงจรใดๆ เลย

อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาในสมการที่ (2) และ (3) จะพบว่าวงจรมารูปนี้การปรับค่า  $Q$  นั้นต้องทำพร้อมกับการปรับค่า  $\omega_0$  ดังนั้นในกรณีที่ต้องการปรับค่า  $Q$  ได้โดยอิสระโดยไม่กระทบต่อค่าของ  $\omega_0$  ก็จะต้องปรับปรุงวงจรขึ้น เพื่อให้สามารถปรับค่าการป้อนกลับได้ โดยการใช้ CCII แบบหนึ่งเอาต์พุตเข้าไปอีกหนึ่งจุดและตัวความต้านทานต่อกราวด์อีกสองตัว ดังแผนผังวงจรที่แสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 แผนผังวงจรกรองความถี่ที่เสนอแบบที่สอง

การวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2 เพื่อหาความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  กับกระแสอินพุต  $I_{in1}, I_{in2}$  และ  $I_{in3}$  สามารถทำได้ในทำนองเดียวกับวงจรมารูปที่ 1 ซึ่งจะได้ว่า

$$I_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 I_{in3} - s C_1 R_1 R_3 I_{in2} + R_3 I_{in1}}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_1 R_1 R_4 + R_3} \quad (4)$$

เมื่อสังเกตจากสมการที่ (4) จะพบว่าสามารถสรุปเป็นวงจรกรองความถี่ต่างๆ ได้ทั้ง 5 รูปแบบและมีเงื่อนไขของการป้อนกระแสอินพุตเป็นเช่น

เคียวกับวงจรในรูปที่ 1 จะต่างกันเฉพาะในกรณีกรองผ่านทุกความถี่ที่มีเงื่อนไขของ  $R_3 = R_4$  เพิ่มเข้ามา ส่วนค่าความถี่  $\omega_0$  และ  $Q$  ของสมการที่ (4) มีค่าเป็นดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \tag{5}$$

และ

$$Q = \frac{R_3}{R_4} \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} \tag{6}$$

จากสมการทั้งสองนี้จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าสามารถปรับค่า  $Q$  โดยไม่ส่งผลกระทบกับค่า  $\omega_0$  ได้โดยการปรับค่า  $R_3$  หรือ  $R_4$

จากสมการที่ (2) และ (5) จะเห็นว่าค่า  $\omega_0$  ของวงจรทั้งสองมีค่าเท่ากัน ส่วนค่า  $Q$  ที่แสดงในสมการที่ (3) และ (6) คำนึงที่จะมีค่า  $R_3/R_4$  เพิ่มเข้ามาในสมการที่ (6) ดังนั้นค่าความไว (sensitivity) ของวงจรทั้งสองมีค่าเป็นดังนี้

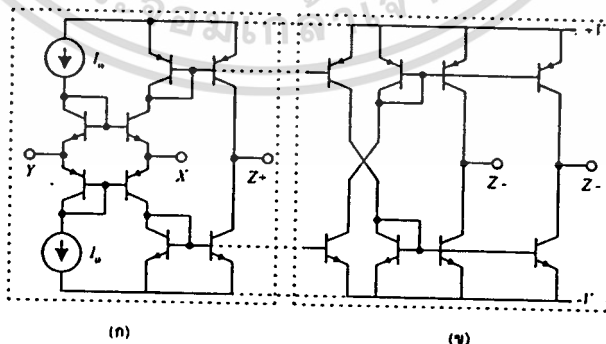
$$\begin{aligned} S_{C_1}^{\omega_0} &= S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \\ S_{C_1}^Q &= -S_{C_2}^Q = S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} \\ S_{R_3}^Q &= -S_{R_4}^Q = 1 \end{aligned} \tag{7}$$

จากสมการดังกล่าวนี้จะพบว่าค่าความไวของวงจรมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ดังนั้นผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จึงส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ค่อนข้างต่ำ

3. ผลการจำลองการทำงาน

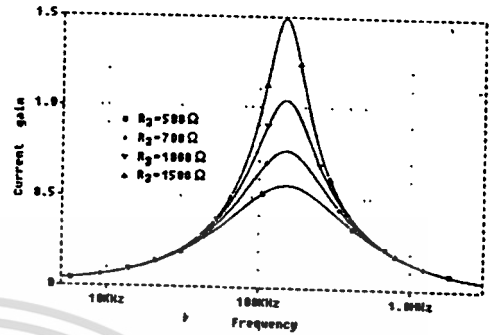
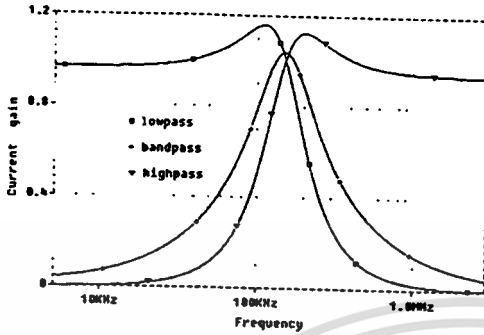
เพื่อเป็นการยืนยันการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ที่กล่าวมาข้างต้น ได้นำวงจรที่แสดงในรูปที่ 2 มาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์โคดไอซี CCII ที่สร้างขึ้นจากวงจรทรานซิสเตอร์แบบวงระฆังแบบ [5] ดังแสดงในรูปที่ 3(ก) ส่วน CCII แบบหลายขั้วที่ผู้คิดใช้ในการจำลองการทำงานของบทความนี้ทำโดยการนำส่วนของวงระฆังแบบแต่ที่แสดงในรูปที่ 2(ข) มาต่อเพิ่มเข้าไป โดยเชื่อมคอปของทรานซิสเตอร์ในวงระฆังแบบเข้าด้วยกันตามเส้นประ และในการจำลองการทำงานใช้พารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ PR100N(PNP) และ NR100(NPN) ซึ่งมีรายละเอียดอยู่ในเอกสารอ้างอิง [6] กระแสเบสอิซ  $I_0$  ที่จ่ายให้กับ CCII แต่ละตัวเท่ากับ  $250/\mu A$  และใช้ไฟเลี้ยงวงจร  $\pm 2.5V$  ผลการจำลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ออก และกรองผ่านทุกความถี่ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 4 ซึ่งใช้  $C_1 = C_2 = 1nF$  และ  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega$  และเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 2 นี้สามารถปรับค่า  $Q$  โดยไม่ส่งผลกระทบกับค่า  $\omega_0$  ได้โดยการปรับค่า  $R_3$  หรือ  $R_4$  ดังนั้นจึงได้จำลองการทำงานของวงจรโคดไอซี  $R_3$  ที่มีค่าต่างๆ กัน ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 5

เมื่อพิจารณาผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ทั้งหมดพบว่าผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4 นั้นช่วยยืนยันได้ว่าวงจรถูกความถี่ที่เสนอสามารถให้ผลตอบสนองของความถี่พื้นฐานทั้ง 5 รูปแบบจากโครงสร้างวงจรเดียวกันได้ และสามารถปรับค่าแอมพลิจูดหรือค่า  $Q$  ของวงจรในรูปที่ 2 ได้โดยการปรับค่า  $R_3$  ซึ่งการปรับนี้ไม่มีผลทำให้ค่า  $\omega_0$  เปลี่ยนแปลงไปแต่อย่างใด ดังผลที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5 และยังพบว่าเมื่อค่า  $R_3$  มีค่าเพิ่มขึ้นก็จะทำให้ค่า  $Q$  มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วยซึ่งสอดคล้องตามสมการที่ (6) และเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีเป็นอย่างดี



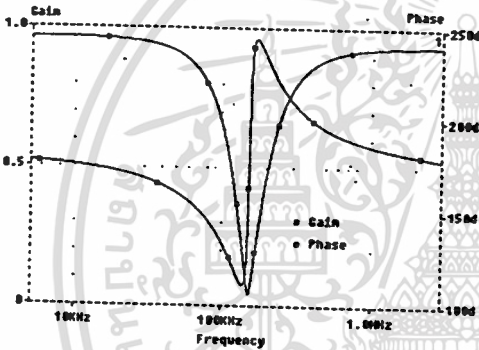
รูปที่ 3 ลักษณะของวงจร CCII ที่นำมาใช้ในการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน และกรองความถี่สูงผ่าน

รูปที่ 5 ผลการจำลองของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน เมื่อ  $C_1 = C_2 = 1nF$  และ  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega$  ขณะที่  $R_2$  มีค่าต่างๆ กัน



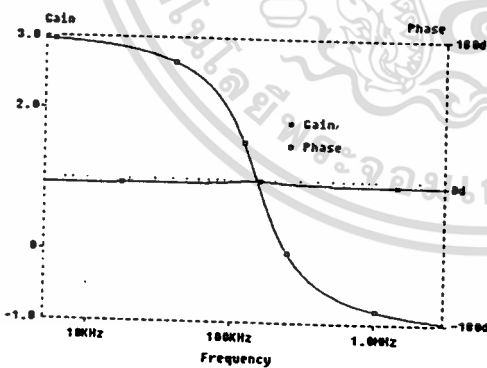
4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมคกระแสที่มีสามอินพุต และหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ 5 รูปแบบ กล่าวคือ กรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองความถี่แถบผ่าน กรองความถี่แถบออก และกรองผ่านทุกความถี่ได้จากโครงสร้างวงจรเดียวกันสองวงจร โดยใช้อุปกรณ์ OCII แบบเอาต์พุตเดี่ยว และแบบสามเอาต์พุตประกอบกัน ซึ่งวงจรที่เสนอนี้สามารถใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ค่าคงกราวด์ได้ทั้งหมด และใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่น้อยเมื่อเทียบกับวงจรในลักษณะเดียวกันที่ได้มีการเสนอมาแล้วดังในบทความ [1-3] ผลการจำลองการทำงานที่ได้ทั้งหมดก็ยืนยันได้ว่าสอดคล้องกับทฤษฎีเป็นอย่างดี

(ง) ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แถบออก

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.L. Lin, R.M. Weng, S.Y. Peng, M.H. Lee, and T.S. Kuo "A New Three-Input and One-Output Current-Mode Universal Filter Using Unity-Gain Cells" *Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, 1998, pp. 245-247.
- [2] E.O. Gunes, A. Tokur, and S. Ozoguz "Insensitive Current-Mode Universal Filter with Minimum Components Using Dual-Output Current Conveyors" *Electronics Letters*, Vol.35, No.7, 1999, pp. 524-527.
- [3] P. Pawarangoon, and W. Kiranon "Current-Mode Universal Filter with Three Inputs and One Output Using CCII+s" *International Analog VLSI Workshop*, Bangkok, Thailand, 2001, pp.103-106.
- [4] C. Toumazou, F.J. Lidgely, and D.G. Haigh *Analogue IC Design: The Current Mode Approach*, London: Peter Peregrinus 1990.
- [5] A. Fabre, and M. Alami "Universal Current Mode Biquad Implemented from Two Second Generation Current Conveyors"



(ค) ผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

รูปที่ 4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณทั้ง 5 รูปแบบ เมื่อ  $C_1 = C_2 = 1nF$  และ  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega$

IEEE Transactions on Circuits and Systems—I, Vol.42, No.7, 1995, pp. 881-885.

[6] D.R. FRAY "Log-domain : an approach to current-mode filtering" IEE Proceedings-G, Circuits, Devices and Systems, Vol. 140, 1993, pp. 406-416.



วิวัฒน์ กิรันถน์ จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโทและปริญญาเอกจากมหาวิทยาลัยโคโลราโด ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันเป็นอาจารย์สังกัดภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สนใจงานเกี่ยวกับวงจรและระบบโทรคมนาคม



วิจิตร เทพรกิจ จบการศึกษาระดับปริญญาตรีและปริญญาโทจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในสาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และวิศวกรรมไฟฟ้าคอมพิวเตอร์ ปัจจุบันเป็นอาจารย์สังกัดภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ



จิรยา เด็กรัตนารัตน์ จบการศึกษาระดับปริญญาตรีและปริญญาโทจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี 2531 และปี 2534 ตามลำดับ และจบการศึกษาระดับปริญญาโทและปริญญาเอกจาก Wichita State University, Wichita, Kansas ในปี 2536 และปี 2540 ตามลำดับ ปัจจุบันเป็นอาจารย์สังกัดภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



อัครวารรณ เนิองนิษฐ์ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปี 2536 ปัจจุบันกำลังศึกษาปริญญาโทในสาขาเดียวกันที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวอังกราวรรณ เนื่องนิศย์ เกิดเมื่อวันที่ 12 กันยายน 2514 ที่จังหวัดแพร่ สำเร็จ การศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (โทรคมนาคม) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปี การศึกษา 2536

### บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

อังกราวรรณ เนื่องนิศย์ แสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์ วิจิตรา เพ็ชรกิจ วิวัฒน์ กิรานนท์ “วงจรกรองความถี่ชนิดไบควอดโหมดกระแสโดยใช้ CCII’s” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 18 ฉบับที่ 3 กันยายน 2544 หน้า 129-133

วิจิตรา เพ็ชรกิจ อังกราวรรณ เนื่องนิศย์ วิวัฒน์ กิรานนท์ และจรรยา เลิศจรสอร่วมตี “วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมดกระแสโดยใช้ CCII’s” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรม ไฟฟ้าครั้งที่ 24 พฤศจิกายน 2544 หน้า 1002-1006