

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง วิทยาเขตระยอง

สาขาพจนานุกรมและโอเปอร์เรชั่นเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิฟายเออร์แบบแอคทีฟและการใช้งาน
ACTIVE CURRENT CONVEYOR AND OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER AND APPLICATIONS



โดย
นายกิตติภูมิ ทองเจริญ
นายสรายุทธ์ จิตรพัฒนานกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

สายพานกระแสและ โอเปอร์เรชั่นเนลทรานส์คอนคักแดนซ์
แอมพลิฟายเออร์แบบแอคทีฟและการใช้งาน

Active current conveyor and operational transconductance
amplifier and applications

โดย

นายกิตติภูมิ ทองเจริญ

นายศรายุทธ์ จิตรพัฒนากุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.กนก เจนจิระพงษ์เวช

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

สาขาวิชา

เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์

ปีการศึกษา

2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรม
ศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

ประธานกรรมการ
(กนก เจนจิระพงษ์เวช) กรรมการ
() กรรมการ
() กรรมการ
() กรรมการ
() กรรมการ
() กรรมการ
() กรรมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานกระแสและโอเพอร์เรชั่นเนลทรานส์คอนคัคเตนซ์แอมพลิฟลายเออร์ แบบแอกทีฟและการใช้งาน

โดย นายกิตติภูมิ ทองเจริญ
นายศรายุทธ์ จิตรพัฒนากุล
อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวิธีการประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแส และ โอเพอร์เรชั่นเนลทรานส์คอนคัคเตนซ์แอมพลิฟลายเออร์ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองได้รับความสนใจอย่างแพร่หลาย โดยวงจรสายพานกระแส นั้นมีข้อดีคือสามารถปรับค่าความต้านทานภายในได้ โดยกระแสไบอัสของวงจร ส่วน โอเพอร์เรชั่นเนลทรานส์คอนคัคเตนซ์แอมพลิฟลายเออร์นั้น เป็นอุปกรณ์เพียงชนิดเดียวที่ปรับค่าความนำของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ การประยุกต์ใช้งานที่ได้นำเสนอในปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ คือ วงจรกรองความถี่ โดยได้แบ่งเป็นการนำอุปกรณ์ทั้งสองมาประยุกต์เป็นวงจรกรองความถี่ในโหมดแรงดันและกระแส ตลอดจนการประยุกต์การใช้งานร่วมกันเป็นวงจรกรองความถี่ ซึ่งในแต่ละวงจรที่นำเสนอ นั้นไม่ยุ่งยากและไม่ซับซ้อน ด้วยเหตุนี้จึงทำให้มีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้โดยง่ายอีกด้วย

ACTIVE CURRENT CONVEYOR AND OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER AND APPLICATIONS

By Mr.Kittiphoom Thongjareon
Mr.Sarayut Jitpattanakul
Advisor Associate.Prof.Dr.Kanok Jenchitrapongvej
Year 2001

ABSTRACT

This article describes the application of active current conveyor and operational transconductance amplifier. Both device are very popular. The advantage of conveyor is, it can adjust internal resistance value by bias current in circuit, and the advantage of operational transconductance amplifier is, it only one device that can adjust the admittance value of circuit by electronics method. The application of both device in this article is active filter circuit, including the application of combination of both device in active filter circuit. Herein, each circuits in this article is uncomplicated, therefore it is suitable to fabricated easily for large scale integrated circuit.

สารบัญ

บทคัดย่อ	I
Abstract	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 เนื้อหาปริญาานิพนธ์	2
1.3 ประโยชน์ที่จะได้รับจากปริญาานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 วงจรสายพานกระแส	4
2.1.1 ทฤษฎีวงจรถานสตีเนียร์	4
2.1.2 วงจรสะท้อนกระแส	8
2.1.3 วงจรสายพานกระแสที่ 1	13
2.1.4 วงจรสายพานกระแสที่ 2	15
2.1.5 วงจรสายพานกระแสที่ 2 แบบควบคุมกระแสได้	17
2.1.6 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในของ CCCII	21
2.2 Operational Transconductance Amplifiers (OTA)	25
2.3 วงจรอินทิเกรเตอร์	27
2.3.1 อินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน	28
2.3.2 อินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส	29
2.4 ทรานส์คอนดักเตอร์ (Transconductor)	31
2.4.1 วงจรขยายความแตกต่าง	31
2.4.2 วงจรทรานส์คอนดักเตอร์	33
2.4.2.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุท	34
2.4.2.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุท	36
2.4.2.3 การวิเคราะห์หาค่า G_m	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรกรองความถี่	41
2.5.1 การส่งผ่านของแถบความถี่	42
2.5.2 การเกิดการกระเพื่อมในแถบความถี่	42
2.5.3 วงจรกรองแบบทรานส์คอนคัทแคนซ์ และตัวเก็บประจุ	43
2.5.4 วงจรกรองไปควอคราติก	44
2.5.5 วงจรกรองความถี่แบบ Two-Integrator-Loop Biquad	45
2.5.5.1 หลักการของ Two-Integrator-Loop Biquad	46
บทที่ 3 การออกแบบวงจรและการวิเคราะห์	49
3.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII	49
3.1.1 วงจรอินทิเกรเตอร์กระแส	49
3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ไปควอคราติกใน โหมดแรงดัน	55
3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ไปควอคราติกใน โหมดกระแส	60
3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ OTA	65
3.4.1 ผลของ OTA ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ	68
3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA	69
3.5.1 ผลของ CCII และ OTA ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ	72
บทที่ 4 ผลการจำลองการทำงาน	
4.1 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII	75
4.2 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่ไปควอคราติกใน โหมดแรงดัน	82
4.3 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่ไปควอคราติกใน โหมดกระแส	87
4.4 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ OTA	89
4.5 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA	96
4.6 ความไวของอุปกรณ์	103
บทสรุปและวิจารณ์ผล	106
บรรณานุกรม	107
ภาคผนวก	
- รูปวงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice	108
- โปรแกรม MATLAB ที่ใช้ในการทดลอง	113

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จได้จากการที่ผู้จัดทำได้นำความรู้ที่ได้ศึกษามาจากคณาจารย์ทุกท่าน จึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้ ปริญญาบัตรฉบับนี้จะสำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดีมิได้หากขาดผู้มีพระคุณอีกท่านหนึ่ง คือ รศ.ดร.กนก เจนจิระพงษ์เวช ซึ่งท่านเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของปริญญาบัตรฉบับนี้ ท่านได้กรุณาให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทาง จนเป็นผลสำเร็จอย่างดียิ่ง และขอขอบคุณบุคคลที่มีส่วนเกี่ยวข้องเกี่ยวกับปริญญาบัตรที่มีได้กล่าวนามในที่นี้ด้วย และที่ลืมมิได้ก็คือบิดา มารดา ที่ให้การสนับสนุนการศึกษาตลอดมา

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ 1.1	ประเภทของวงจรสายพานกระแส	1
รูปที่ 2.1	แสดงวงจรทรานส์ลิตเนียร์ที่ประกอบอยู่ในของวงจร CCCII	6
รูปที่ 2.2	วงจรสะท้อนกระแส (CM) แบบต่าง ๆ	9
รูปที่ 2.3	แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว	10
รูปที่ 2.4	วงจรสายพานกระแสที่ 1	13
รูปที่ 2.5	บล็อกไดอะแกรมของวงจร CCI	14
รูปที่ 2.6	วงจรสายพานกระแสที่ 2	15
รูปที่ 2.7	วงจรสมมูลของวงจร CCII	16
รูปที่ 2.8	แสดงไดอะแกรมของวงจร CCCII แบบบวก (CCCII+)	18
รูปที่ 2.9	แสดงไดอะแกรมของวงจร CCCII แบบลบ (CCCII-)	18
รูปที่ 2.10	แสดงสัญลักษณ์ของวงจร CCCII	19
รูปที่ 2.11	แสดงวงจรสมมูลของวงจร CCCII	19
รูปที่ 2.12	แสดงองค์ประกอบของวงจร CCCII ในส่วนของขั้ว X และขั้ว Y	21
รูปที่ 2.13	บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐาน OTA	25
รูปที่ 2.14	แสดงวงจรสมมูลของ OTA สำหรับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็ก	26
รูปที่ 2.15	แสดงผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของอินทิเกรเตอร์	27
รูปที่ 2.16	แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ในอุดมคติในโหมดแรงดัน	28
รูปที่ 2.17	แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นอุดมคติในโหมดแรงดัน	28
รูปที่ 2.18	แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ในอุดมคติในโหมดกระแส	29
รูปที่ 2.19	แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นอุดมคติในโหมดกระแส	30
รูปที่ 2.20	แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐานอย่างง่าย	31
รูปที่ 2.21	วงจรทรานส์คอนดักเตอร์	33
รูปที่ 2.22	วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรรูปที่ 2.21	34
รูปที่ 2.23	วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์ความต้านทานด้านอินพุต	34
รูปที่ 2.24	วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์ความต้านทานด้านเอาต์พุต	36
รูปที่ 2.25	วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์ทรานซิสเตอร์ Q_2	36
รูปที่ 2.26	แสดงวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่า G_m	38

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ 2.27 G_m - C อินทิเกรเตอร์	43
รูปที่ 2.28 บล็อกโคอะแกรมของวงจรองความถี่แบบ Two-Integrator-Loop Biquad	45
รูปที่ 2.29 แสดงความสัมพันธ์ของ Two-Integrator	46
รูปที่ 2.30 แสดงความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.85	47
รูปที่ 2.31 แสดงความสัมพันธ์ของ Two-Integrator-Loop Biquad	48
รูปที่ 3.1 วงจรอินทิเกรเตอร์กระแส	49
รูปที่ 3.2 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โดยใช้ CCII	50
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกรองอันดับสองชนิด G_m - C	55
รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกโคอะแกรมที่ต่อแบบไบควอดราติกในโหมดกระแส	60
รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA	65
รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกโคอะแกรมของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ CCII ร่วมกับ OTA	69
รูปที่ 4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	76
รูปที่ 4.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	77
รูปที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	78
รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	79
รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	80
รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	81
รูปที่ 4.7 วงจรองแถบความถี่ผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in1} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_1 โดยแสดงทั้งด้านขนาดและเฟส	83
รูปที่ 4.8 วงจรองความถี่ต่ำผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in1} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_2 โดยแสดงทั้งด้านขนาดและเฟส	84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ 4.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in2} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_1 โดยแสดงทั้งด้านขนาดและเฟส	85
รูปที่ 4.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in2} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_2 โดยแสดงทั้งด้านขนาดและเฟส	86
รูปที่ 4.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยวัดเอาต์พุตที่ I_{out} โดยแสดงทั้งด้านขนาดและเฟส	88
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	90
รูปที่ 4.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	91
รูปที่ 4.14 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	92
รูปที่ 4.15 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	93
รูปที่ 4.16 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	94
รูปที่ 4.17 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	95
รูปที่ 4.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงวงจร CCII ที่ใช้ในการทดลอง	96
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	97
รูปที่ 4.20 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	98
รูปที่ 4.21 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม Pspice	99
รูปที่ 4.22 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	100

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ 4.23 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	101
รูปที่ 4.24 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดยโปรแกรม MATLAB	102
รูปที่ 4.25 ความไวของอุปกรณ์ในส่วนของ OTA	105
รูปที่ 4.26 ความไวของอุปกรณ์ในส่วนของ OTA ร่วมกับ CCII	105

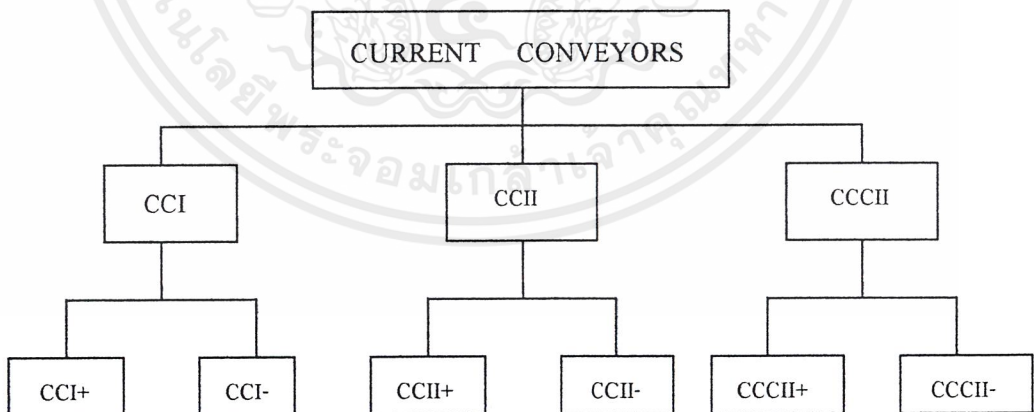


บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันความก้าวหน้าในการพัฒนาวงจรกรองความถี่แบบที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญอย่างมากในการออกแบบระบบเครื่องมือสื่อสารและเครื่องมือวัดต่างๆ ไป และเมื่อไม่นานมานี้เองวงจรกรองความถี่ได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่มีสมรรถนะสูงหลากหลายชนิด อาทิเช่น OTA (Operational Transconductance Amplifiers), CCCII (Second-generation Current Conveyor) เป็นต้น

วงจรสายพานกระแส สามารถจำแนกออกได้เป็น 2 หมวดใหญ่ๆ ซึ่งได้แก่วงจรสายพานกระแสที่ 1 (First Current Conveyor) หรือเรียกสั้นๆ ว่าวงจร CCI และวงจรสายพานกระแสที่ 2 (Second Generation Current Conveyor) หรือเรียกสั้นๆ ว่า วงจร CCII ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่แบบสามารถควบคุมกระแสได้ (Current Controlled Current Conveyor) หรือเรียกสั้นๆ ว่า วงจร CCCII ซึ่งวงจรสายพานกระแสทั้งหมด มีทั้งเป็นแบบบวก (Positive) และแบบลบ (Negative)



รูปที่ 1.1 ประเภทของวงจรสายพานกระแส

โดยเฉพาะวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second-generation Current Controlled Conveyor : CCCII) ซึ่งเป็นวงจรที่ได้รับการปรับปรุงจากวงจร CCII เดิม วงจร CCCII มีข้อดีที่น่าสนใจอย่างหนึ่งก็คือ ความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นนั้นสามารถปรับค่าได้โดยใช้กระแสไบอัสของวงจรมาควบคุม ทำให้วงจร CCCII สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้หลายรูปแบบโดยไม่จำเป็นต้องมีการใช้ความต้านทานจากภายนอก

ส่วน OTA (Operational Transconductance Amplifiers) นั้นเป็นอุปกรณ์เพียงชนิดเดียวที่ปรับค่าความนำของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งสามารถปรับค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้นในช่วงกว้างหลายสิบเท่า (decade) นอกจากนี้ OTA ยังสามารถนำไปใช้ในการสังเคราะห์ฟังก์ชันต่างๆ ร่วมกับตัวเก็บประจุไฟฟ้าเทียบกราวด์ (grounded capacitor) โดยปราศจากการใช้ตัวต้านทานไฟฟ้าอีกด้วย ซึ่งทำให้วงจรที่ออกแบบโดยใช้ OTA เป็นอุปกรณ์หลักมีความสะดวกและเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าอุปกรณ์ประเภทอื่น

1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญาานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาวิธีการทางคณิตศาสตร์ และคุณสมบัติของ วงจรสายพานกระแส และ โอเปอร์เรชันเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิฟายเออร์เพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองความถี่
2. เพื่อศึกษาแนวทางการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ โดยใช้วงจรสายพานกระแส และ โอเปอร์เรชันเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิฟายเออร์
3. เพื่อศึกษาผลการเลียนแบบการทำงาน (Simulated results) ของวงจรด้วยซอฟต์แวร์ โดยใช้โปรแกรม Pspice และ MATLAB

1.2 เนื้อหาปริญญาานิพนธ์

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำทฤษฎีและหลักการออกแบบตลอดจนการวิเคราะห์วงจรของวงจรสายพานกระแสและ โอเปอร์เรชันเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิฟายเออร์ ซึ่งได้นำอุปกรณ์ทั้งสองนี้มาออกแบบใช้งานในด้านวงจรกรองความถี่ ซึ่งเนื้อหาในปริญญาานิพนธ์ในแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

ในบทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องของวงจรสายพานกระแสในชุดต่างๆ คือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 (CCI) , วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องของโอเปอร์เรชันเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิฟายเออร์, วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน, วงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถานส์คอนดัคแตนซ์ ตลอดจนหลักการต่าง ๆ รวมถึงชนิดของวงจรรองความถี่ที่ใช้ ออกแบบในปริภูมิพหุคูณ ได้แก่ วงจรรองความถี่แบบทรานส์คอนดัคแตนซ์และตัวเก็บประจุ, วงจรรองความถี่ไบควอดราติก และ วงจรรองความถี่แบบ Two – Integrator – Loop Biquad

ในบทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบวงจรเพื่อใช้ในวงจรรองความถี่และการวิเคราะห์วงจรที่ออกแบบเพื่อเป็นวงจรรองความถี่ชนิดต่าง ๆ โดยแบ่งเป็น การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้สายพานกระแส, การออกแบบวงจรรองความถี่ไบควอดราติกในโหมดแรงดันและ โหมดกระแสโดยใช้ทรานส์คอนดัคแตนซ์และตัวเก็บประจุ, การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ OTA และ การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้สายพานกระแสร่วมกับ OTA

ในบทที่ 4 กล่าวถึงผลการจำลองและผลการทดลองของวงจรที่ได้ออกแบบมาในบทที่ 3 โดยการประมวลผลทางคอมพิวเตอร์

1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริภูมิพหุคูณ

1. สามารถนำ ทฤษฎีของวงจรสายพานกระแส และ โอเพอร์เรชันแนล ทรานส์คอนดัคแตนซ์แอมพลิฟายเออร์ มาประยุกต์ใช้งานในวงจรรองความถี่แบบต่าง ๆ
2. เกิดทักษะในการออกแบบวงจรและแก้ไขปัญหาซึ่งสามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการพัฒนาหรือประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางและมีประสิทธิภาพ

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในปริณญาณิพนธ์นี้ เป็นการนำวงจรสายพานกระแสและโอเปอร์เรชันแวลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิฟายเออร์มาใช้งานในรูปแบบต่าง ๆ ตลอดจนนำมาประยุกต์เพื่อสร้างเป็นวงจรรองความถี่ โดยในปริณญาณิพนธ์นี้จะได้นำหลักการออกแบบตลอดจนวิธีการคำนวณของอุปกรณ์ทั้งสอง ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองต่างก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป

2.1 วงจรสายพานกระแส

2.1.1 ทฤษฎีวงจรทรานส์ลิเนียร์ (Translinear circuit theory)

วงจรทรานส์ลิเนียร์เป็นวงจรที่เกี่ยวกับความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นของทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance : gm) ของทรานซิสเตอร์ กับแรงดันหรือกับกระแส วงจรทรานส์ลิเนียร์สามารถประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย เช่นวงจรขยายกระแสแถบกว้าง (wideband current amplifier) วงจรคูณและหารสัญญาณ (multiplier and divider signal circuit) วงจรทรานส์ลิเนียร์สามารถประยุกต์ใช้ได้โดย ทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ (Bipolar Junction transistor) และ มอสเฟต (MOSFET) วงจรทรานส์ลิเนียร์แบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ ๆ คือ ประเภทที่ความเป็นเชิงเส้นของทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นไปโดยกระแส (transconductance linear with current) ซึ่งพิจารณาด้วยทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์และประเภทที่ความเป็นเชิงเส้นของ ทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นไปโดยแรงดัน (transconductance linear with voltage) ซึ่งพิจารณาโดยมอสเฟต ในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะประเภทแรกเท่านั้น

การพิจารณาความเป็นเชิงเส้นของทรานส์คอนดักแตนซ์โดยกระแส ทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์หรือทรานซิสเตอร์นี้ จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของทรานส์คอนดักแตนซ์ อย่างเป็นเชิงเส้น เป็นไปดังสมการที่ 2.1

$$g_m = \frac{dI}{dV} = aI \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ g คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ และ a คือ ค่าคงที่
ทำการอินทิเกรตสมการที่ (2.1) จะได้

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

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

$$\ln I = aV + c$$

$$I = b \cdot \exp(aV) \quad (2.2)$$

โดย b เป็นค่าคงที่

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวตามสมการที่ 2.2 ได้นำไปสู่เงื่อนไขของวงจรทรานส์ซิสเตอร์คือ
วงจรทรานส์ซิสเตอร์เป็นวงจรที่มีการต่อกันในลักษณะรูป โดยรูปแบบของอุปกรณ์จะต้องมีความ
สัมพันธ์แบบเอกซ์โพเนนเชียลดังสมการที่ 2.2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็น
อุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) กับแรงดันตกคร่อมเบสเอมิเตอร์
(V_{BE}) เป็นไปตามสมการดังกล่าวเช่นกัน กล่าวคือ

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (2.3)$$

หรือ

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.4)$$

เมื่อ I_s คือ กระแสอิ่มตัว (saturation current) ซึ่งมีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่ที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

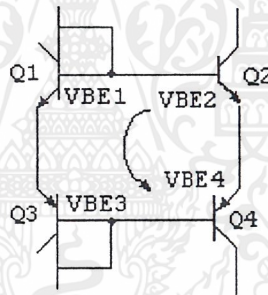
V_T คือ แรงดันอุณหภูมิ (thermal voltage) ซึ่งจะพบว่ามีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส

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

T คือ ค่าอุณหภูมิในหน่วยองศาเคลวิน

q คือ ค่าประจุไฟฟ้า $= 1.602 \times 10^{-19}$ คูโลมปี

วงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจร CCCII นั้น จะมีลักษณะแสดงดังรูปที่ 2.1 ซึ่งเราจะวิเคราะห์พฤติกรรมความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ (parameter) ของวงจร CCCII ได้ดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ประกอบอยู่ภายในของวงจร CCCII

จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law) จะได้ว่า

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (2.5)$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}} \right) \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือแสดงในรูปความหนาแน่นของกระแส (J) จะได้ความสัมพันธ์คือ

$$V_{T1} \ln \left(\frac{J_{C1}}{J_{S1}} \right) + V_{T3} \ln \left(\frac{J_{C3}}{J_{S3}} \right) = V_{T2} \ln \left(\frac{J_{C2}}{J_{S2}} \right) + V_{T4} \ln \left(\frac{J_{C4}}{J_{S4}} \right) \quad (2.7)$$

เมื่อสมมติให้ Q1- Q4 ถูกสร้างขึ้นจากกระบวนการที่ทำในเวลาเดียวกัน และทำงานที่อุณหภูมิเท่ากัน ซึ่งจะทำให้ได้ $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$ และเมื่อกำหนดให้ J_S ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าเท่ากัน คือ $J_{S1} = J_{S2} = J_{S3} = J_{S4} = J_S$ ดังนั้นจะได้ว่า V_T และ J_S จากสมการจะถูกกำจัดออกไป ทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$\ln J_{C2} + \ln J_{C4} = \ln J_{C1} + \ln J_{C3} \quad (2.8)$$

หรือเมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้เป็น

$$J_{C2} \cdot J_{C4} = J_{C1} \cdot J_{C3} \quad (2.9)$$

ซึ่งเมื่อแสดงความสัมพันธ์ของสมการในรูปทั่วไประหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับพื้นที่ของอิมิตเตอร์ (A) จะได้

$$\frac{I_{C2} I_{C4}}{A_2 A_4} = \frac{I_{C1} I_{C3}}{A_1 A_3} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าวงจรทรานส์ลิเนียร์ ที่คิดการทำงานในโหมดกระแสเป็นหลักจะให้หน้าที่การทำงานของวงจรที่มีความแน่นอน โดยจะไม่ถูกกระทบกระเทือนจากอิทธิพลของอุณหภูมิ จากความสัมพันธ์ต่างๆดังกล่าวแล้วนี้เงื่อนไขของหลักการทรานส์ลิเนียร์สามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้คือ

1. อุปกรณ์ที่มาประกอบร่วมกันในลักษณะดูปของวงจรทรานส์ลิเนียร์นั้นจะต้องมีความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าเป็นไปตามสมการ

$$V = V_T \ln \left(\frac{J}{J_S} + 1 \right) \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$J = J_s \exp \left(\frac{V}{V_T} - 1 \right) \quad (2.12)$$

2. ความหนาแน่นของกระแส J จะต้องมีค่ามากกว่าความหนาแน่นของกระแสอิ่มตัว J_s มากๆ จึงจะทำให้ละหึ่งค่า 1 ในพจน์ของลอการิทึมได้โดยไม่เกิดความผิดพลาดที่สามารถสังเกตได้

3. ในทรานส์ลีนีเยร์รูป จะต้องประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มีเงื่อนไขตามข้อ 1 เป็นจำนวนคู่ โดยมีอุปกรณ์ดังกล่าวจำนวนเท่าๆกันต่ออยู่ในรูปในทิศทางที่สวนกันภายในรูป

4. คู่ของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ในลักษณะตรงกันข้ามกันจะต้องใช้เป็นอุปกรณ์ที่มีความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวเท่ากัน

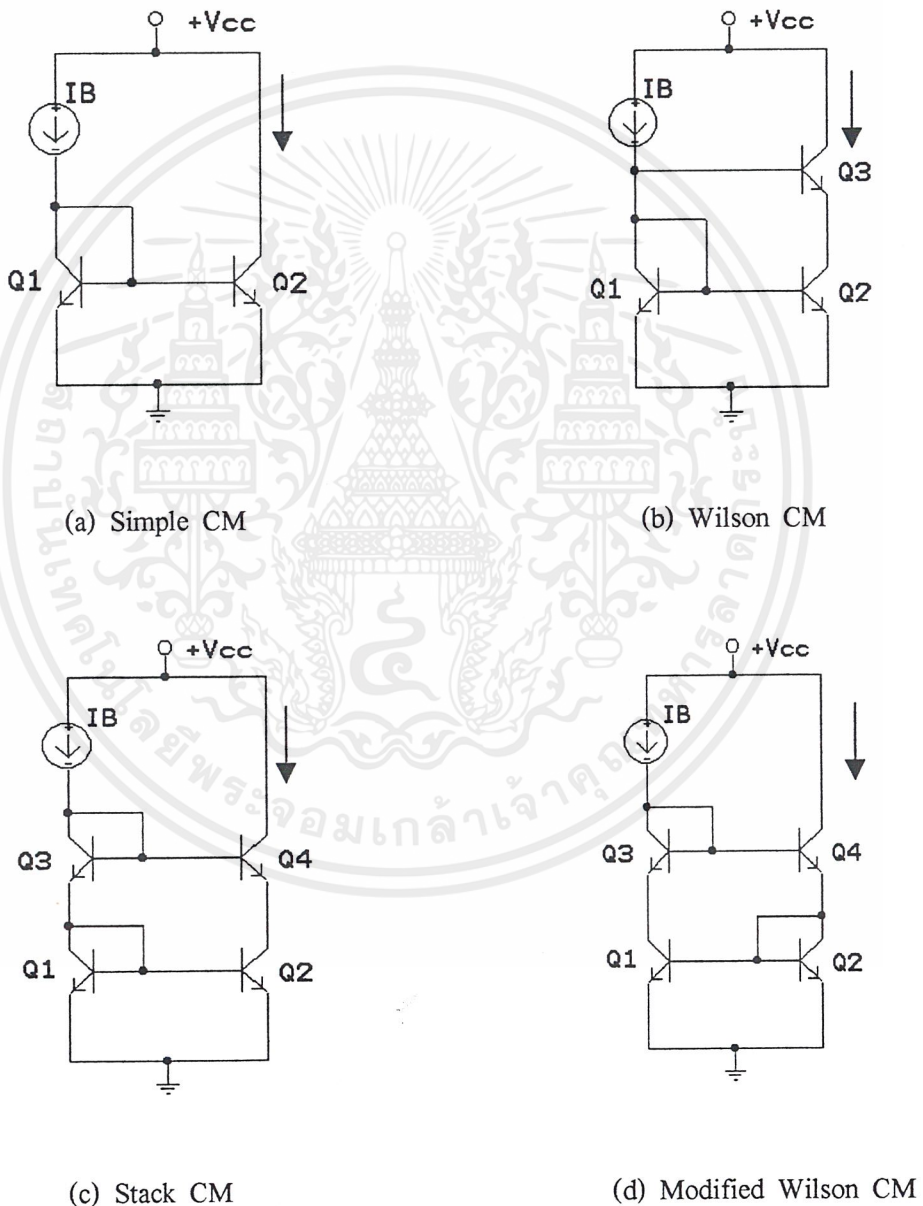
5. อุปกรณ์ภายในรูปทุกตัวทำงานที่ระดับอุปกรณ์เดียวกัน

จากเงื่อนไขดังกล่าวข้างต้นจะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์หลักการทรานส์ลีนีเยร์นั้นค่าพารามิเตอร์ J_s และ V_T ซึ่งเป็นตัวแปรที่มีค่าขึ้นกับอุณหภูมิและกระบวนการในการสร้างอุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำ (semiconductor) จะถูกขจัดออกไปจากความสัมพันธ์ของกระแสที่ต้องการซึ่งทำได้โดยการกำหนดให้พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับอุณหภูมิของอุปกรณ์แต่ละตัวมีค่าเท่ากันและอุปกรณ์ภายในรูปทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งจะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของอุปกรณ์ภายในรูปเป็นไปดังสมการที่ 2.10 โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นความสัมพันธ์ที่มีแม่นยำโดยไม่ถูกรบกวนกระเทือนจากอิทธิพลของอุณหภูมิ เพราะฉะนั้นหลักการทรานส์ลีนีเยร์นี้จึงเป็นหลักการที่เหมาะสมสำหรับใช้กับเทคโนโลยีการสร้างเป็นวงจรรวมเป็นอย่างยิ่ง

2.1.2 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)

วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์นั้น มีคุณสมบัติที่สำคัญคือจะให้ค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าต่ำและความต้านทานทางด้านขาออกสูงซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายแบบได้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ (diode transistor current mirror) ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่ใช้กันมากเพื่อทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือคิ่งกระแสในวงจรรวมแบบอนาล็อก (analog integrated circuit) อัตราขยายของวงจรชนิดนี้จะมีค่าน้อยกว่าหนึ่งเล็กน้อยเนื่องจากผลของเบส-วิดท์ มอดูเลชัน (base – width modulation) ดังนั้นต่อมาได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ตัว หรือแบบวิลสัน (wilson)

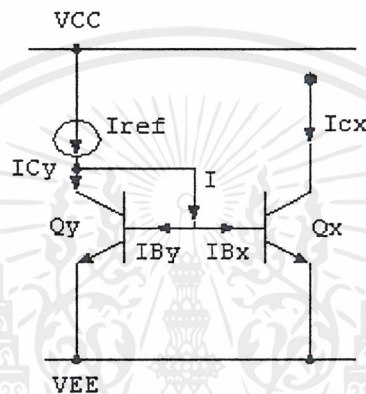
เพื่อต้องการให้ผลของเบส-วิคท์ มอดูเลชันของวงจรลดลงทำให้อัตราขยายกระแสใกล้เคียงหนึ่งมากกว่าและให้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณขาออกสูงกว่าวงจรแบบทรานซิสเตอร์แบบ 2 ตัว วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุงเป็นวงจรซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เพื่อลดผลของเบส - วิคท์ มอดูเลชัน ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ซึ่งวงจรจะให้อัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งในสามได้แม่นยำมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.2 วงจรสะท้อนกระแส (CM) แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม สำหรับวงจรสะท้อนกระแสที่ประกอบด้วยวงจรทรานซิสเตอร์อยู่ในวงจร CCCII ตามแบบของ A. Fabre นั้น เป็นวงจรทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ทั้งนี้เพื่อประโยชน์ในการลดความซับซ้อนของวงจรรวมลงเพราะใช้อุปกรณ์น้อยจึงจะขอกกล่าวถึงแต่ในรายละเอียดของวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวเท่านั้น ซึ่งวงจรมีลักษณะแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

เมื่อพิจารณาคูณสมบัติทางกระแสไฟตรงของวงจรในรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q_y ถูกต่ออยู่ในลักษณะของไดโอด โดยการต่อขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์เข้าด้วยกัน ทำให้แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์เบส (V_{BE}) มีค่าเป็นศูนย์ แต่อย่างไรก็ดีทรานซิสเตอร์ Q_y นี้ยังมีการทำงานที่อยู่ในช่วงของการทำงานในย่านแอกทีฟ (active region) เพราะแรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์ (V_{CE}) ที่มีค่าเพียง V_{BE} อย่างเดียวก็น่าจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านการทำงานแบบแอกทีฟโดยการกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ Q_x และ Q_y มีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการแล้ว จากสมการที่ 2.4 จะได้ว่า

$$V_{BEx} = V_{Tx} \ln \left(\frac{I_{Cx}}{I_{C\alpha}} \right) \quad (2.13)$$

และ

$$V_{BEY} = V_{TY} \ln\left(\frac{I_{CY}}{I_{SY}}\right) \quad (2.14)$$

ซึ่งจากรูปที่ 2.3 ด้วยมีการต่อขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองร่วมกันจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าแรงดันเบสอิมิตเตอร์เท่ากัน ดังนั้นคั้งนั้น โดยการเทียบสมการที่ 2.13 และสมการที่ 2.14 เราจะได้ความสัมพันธ์ที่สำคัญระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองคือ

$$I_{CX} = I_{CY} \quad (2.15)$$

และเมื่อพิจารณากระแสตรงที่คอลเลคเตอร์ของ Q_Y จะพบว่า

$$I_{ref} - I_{CY} - I = 0 \quad (2.16)$$

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

$$I_{ref} - I_{CY} - 2 \frac{I_{CY}}{\beta_F} = 0 \quad (2.17)$$

ดังนั้นเมื่อจัดเทอมใหม่จะได้ว่า

$$I_{CY} = \frac{I_{ref}}{1 + 2 / \beta_F} = I_{CX} \quad (2.18)$$

หรือ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{CX}}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + 2 / \beta_F} = 1 - \frac{2}{2 + \beta_F} \quad (2.19)$$

ถ้า β_F มีค่าสูงมาก (โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 200) จะทำให้กระแสขาออก (I_{CX}) มีค่าโดยประมาณเท่ากับกระแสขาเข้า (I_{ref}) ได้ดังสมการที่ 2.19

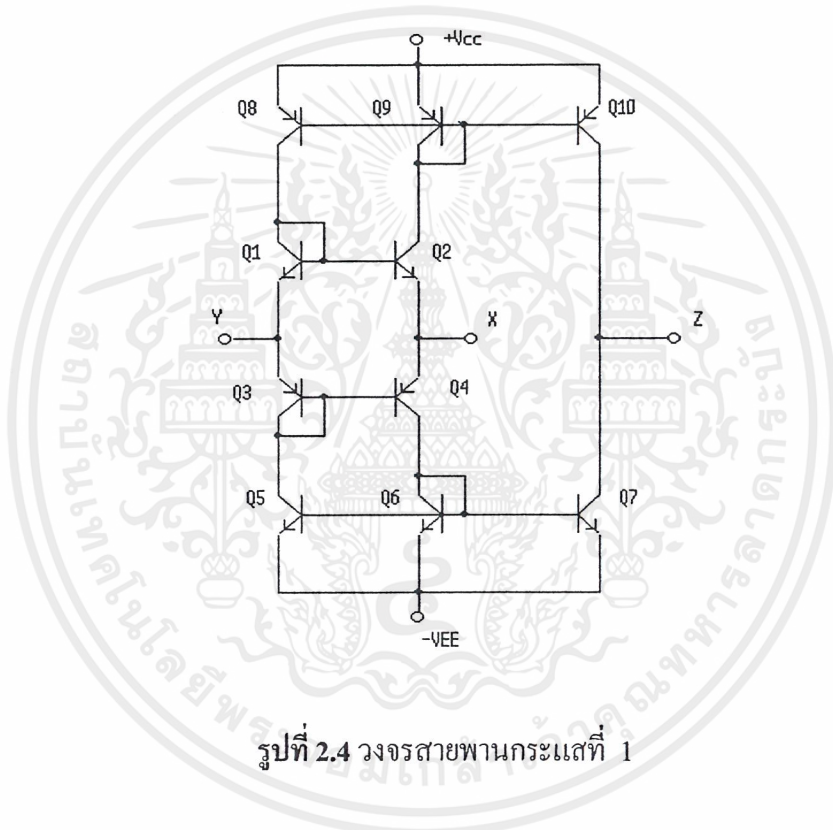
จากการวิเคราะห์ห้วงจรสะท้อนกระแสดังกล่าวนั้น จะเห็นได้ว่ากรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_x และ Q_y มีคุณสมบัติเหมือนกันจะได้อัตราการขยายกระแสประมาณหนึ่ง หากทรานซิสเตอร์ Q_x และ Q_y มีคุณสมบัติต่างกันก็จะทำให้ห้วงจรสะท้อนกระแสมีค่าอัตราการขยายกระแสแตกต่างกันมาก โดยจากสมการที่ 2.4 ถ้าหากพื้นที่อิมิตเตอร์ของ Q_x และ Q_y แตกต่างกันซึ่งจะทำให้พจน์ของ I_s ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต่างกัน แต่มีค่าเท่ากัน V_{BE} เป็นผลให้อัตราการขยายกระแสแปรผันตามพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง นอกจากนี้แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์ของ Q_x และที่ Q_y แตกต่างกัน จะทำให้อัตราการขยายกระแสที่คลาดเคลื่อนออกไปเนื่องจากผลของเบส-วิดท์มอดูเลชัน ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงไปซึ่งในกรณีนี้กระแสคอลเลกเตอร์จะเกี่ยวพันอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในรูสมการดังต่อไปนี้คือ

$$I_C = I_S \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \right] \left[1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \quad (2.20)$$

เมื่อ V_A คือค่าแรงดันเออร์ลี่ (Early voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 50-100 โวลท์

2.1.3 วงจรสายพานกระแสที่ 1 (first Current Conveyor)

วงจรสายพานกระแสที่ 1 เป็นวงจรสายพานกระแสแบบแรก ที่ถูกประกอบขึ้นมาจาก วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) กับวงจรทรานส์ลิเนียร์ (Translinear) ซึ่งวงจรสะท้อน กระแสที่ปรากฏในรูปที่ 2.4 นี้ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบง่าย (Simple Current Mirror) นำมา ประกอบเป็นวงสายพานกระแสที่ 1 (CCI) รูปของวงจรสายพานกระแสที่ 1 จะแสดงดังรูป 2.4



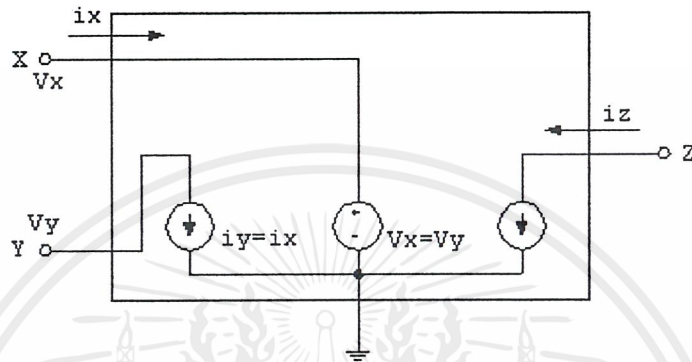
รูปที่ 2.4 วงจรสายพานกระแสที่ 1

วงจรสายพานกระแสที่ 1 มีสมการคุณลักษณะของวงจรเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติตามสมการที่ 2.21 นี้สามารถที่จะนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลในรูปของบล็อกไดอะแกรมของวงจร CCI ได้ดังรูปที่ 2.5

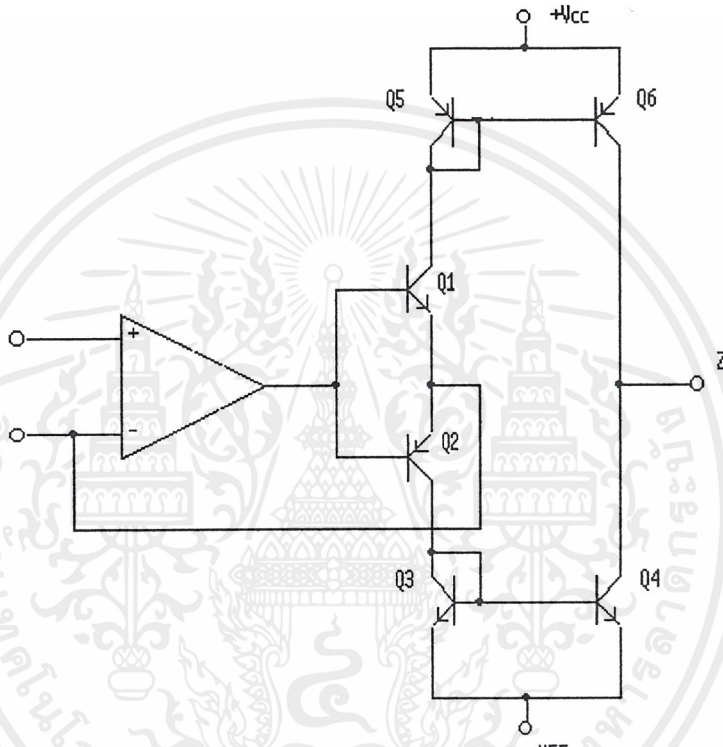


รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมวงจร CCI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 วงจรสายพานกระแสที่ 2 (Second Generation Current Conveyor)

วงจรสายพานกระแสที่ 2 (CCII) ซึ่งก็เป็นวงจรสายพานกระแสอีกแบบหนึ่ง ที่สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่พอร์ทหนึ่ง ให้ไหลเท่ากับกระแสอีกพอร์ทหนึ่งได้ ซึ่งวงจรจะแสดงไว้ในรูปที่ 2.6



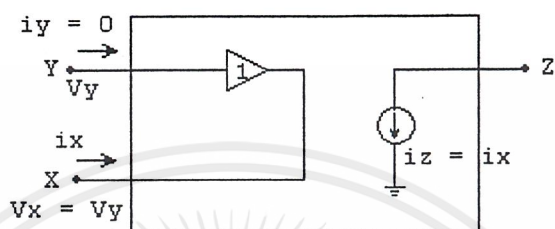
รูปที่ 2.6 วงจรสายพานกระแสที่ 2

วงจรสายพานกระแสที่ 2 จะมีสมการคุณลักษณะเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.22 สามารถนำไปเขียนวงจรสมมูลของวงจรได้ดังรูปที่ 2.7 และกำหนดใช้สัญลักษณ์เป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.7



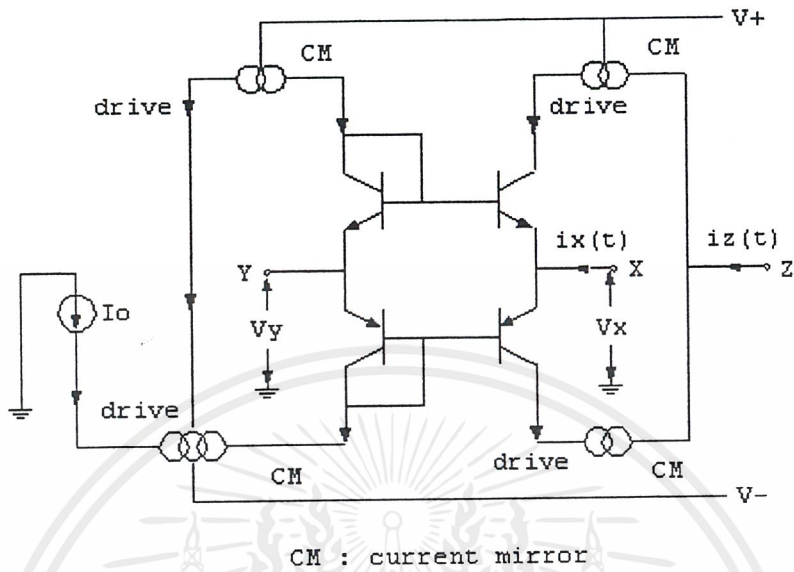
รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของวงจร CCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

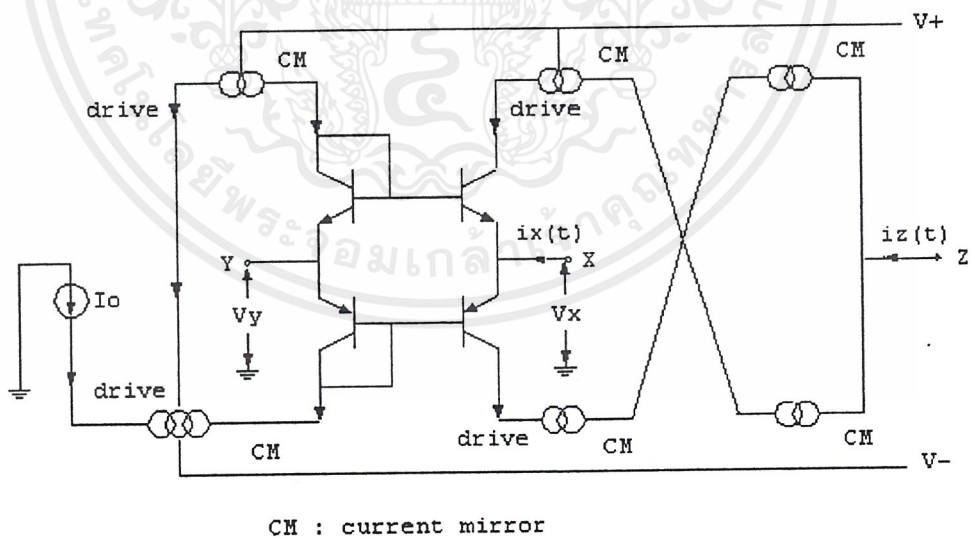
2.1.5 วงจรสายพานกระแสที่ 2 แบบควบคุมกระแสได้ (Current Controlled Current Conveyor II)

วงจรสายพานกระแสแบบสุดท้าย เป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสเป็นวงจรที่ได้ถูกนำเสนอขึ้นมาในปี ค.ศ. 1995 ซึ่งคุณสมบัติพื้นฐานโดยทั่วไปของวงจรดังกล่าวนั้นก็จะมีคล้ายคลึงกันกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ที่คุ้นเคยกัน แต่สำหรับวงจร CCCII จะมีค่าความต้านทานภายในทางด้านขั้ว X ซึ่งค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นนี้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร กล่าวคือ วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์ประเภท 3 ขั้ว ได้แก่ X, Y และ Z โดยขั้ว X จะเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้า (input impedance) ขึ้นกับกระแสไบอัส I_0 ขั้ว Y จะเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้าสูง และขั้ว Z จะเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาออกสูง

องค์ประกอบของวงจร CCCII นั้นเป็นวงจรที่สร้างขึ้นมาจากวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ประกอบขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (bipolar transistor) ที่ต่ออยู่ในลักษณะดูปประกอบร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (current mirror : CM) วงจร CCCII จะมีกระแสทางด้านขั้ว Z คือ i_z เท่ากับกระแสทางด้านขั้ว X ซึ่งเขียนแทนด้วย i_x ถ้าทิศทางของกระแส i_x และ i_z มีทิศทางเดียวกันนั้นคือไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCCII แบบบวก (non-inverting) ใช้สัญลักษณ์ตัวอักษรย่อว่า CCCII+ ส่วนในกรณีที่กระแสทั้งสองกลับทิศทางกันวงจรจะถูกจัดเป็น CCCII แบบลบ (inverting) นิยมเขียนแทนด้วยอักษรย่อว่า CCCII- ซึ่งไคอะแกรมของวงจร CCCII แบบบวกและแบบลบมีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 2.8 และ รูปที่ 2.9 ตามลำดับ



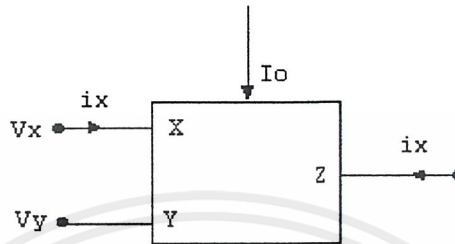
รูปที่ 2.8 แสดงไดอะแกรมของวงจร CCCII แบบบวก (CCCII+)



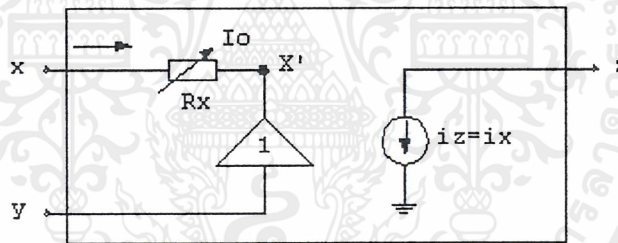
รูปที่ 2.9 แสดงไดอะแกรมของวงจร CCCII แบบลบ (CCCII-)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อเป็นการให้กระชับความในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้ เมื่อมีการกล่าวถึง CCCII+ ก็จะใช้สัญลักษณ์ย่อแทนว่า CCCII เพียงเท่านั้น สัญลักษณ์และวงจรสมมูลของวงจร CCCII แสดงในรูปที่ 2.10 และรูปที่ 2.11 ตามลำดับ



รูปที่ 2.10 แสดงสัญลักษณ์ของวงจร CCCII



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรสมมูลของวงจร CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วว่า คุณสมบัติที่แตกต่างระหว่างวงจร CCCII และวงจร CCII ที่เป็นที่คุ้นเคยกันคืออย่างหนึ่งคือ วงจร CCCII จะคำนึงถึงค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นทางด้านขั้ว X โดยจะใช้สัญลักษณ์แทนด้วย R_x (ดังรูปที่ 2.11) ซึ่งค่าความต้านทานดังกล่าวจะมีค่าเปลี่ยนแปลงขึ้นกับกระแสไบอัส (I_o) ของวงจร จากรูปวงจรสมมูลตามรูปที่ 2.11 จะเขียนแสดงความสัมพันธ์เชิงเมทริกซ์ของวงจร CCCII ได้ดังนี้คือ

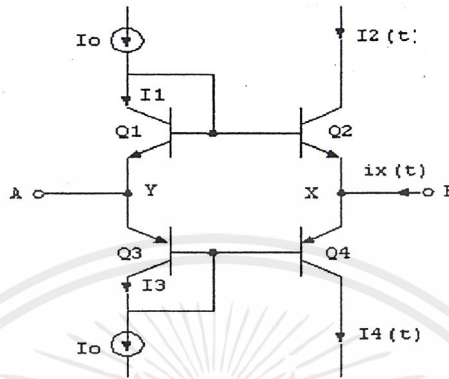
$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

ซึ่งถ้าพิจารณาเพียงจุด X' ภายในของวงจร CCCII โดยหากละทิ้ง R_x ออกจากวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งในที่นี้จะได้ความสัมพันธ์เชิงเมทริกซ์ที่สมมูลกับความสัมพันธ์ซึ่งแสดงคุณสมบัติของวงจร CCII แบบปกติเท่านั้นซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์เชิงเมทริกซ์ได้ คือ

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายใน (R_x) นั้น จะมีการกล่าวถึงในส่วนของรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

2.1.6 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานภายในของวงจร CCCII



รูปที่ 2.12 แสดงองค์ประกอบของวงจร CCCII ในส่วนของขั้ว X และขั้ว Y

จากการวิเคราะห์หลักการทรานส์ลิเนียร์ในหัวข้อ 2.1.1 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 ดังนี้คือ

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (2.25)$$

แต่ $I_1 = I_3 \approx I I_0$ ดังนั้นจะได้

$$I_0^2 = I_2 I_4 \quad (2.26)$$

จากวงจรรูปที่ 2.12 นั้นเมื่อพิจารณาถึงผลต่างของแรงดันระหว่างจุด A และ B คือ

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

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

$$= V_T \ln \frac{I_0}{I_S} - V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_S}$$

$$= V_T \ln \frac{I_0}{I_2(t)}$$

$$= -V_T \ln \frac{I_2(t)}{I_0}$$

(2.27)

และ $I_4(t) = I_2(t) + i_x(t)$ เมื่อนำไปแทนในสมการที่ 2.26 จะได้

$$I_0^2 = I_2(t) [I_2(t) + i_x(t)]$$

$$= I_2^2(t) + I_2(t)i_x(t)$$

$$I_0^2(t) + I_2(t)i_x(t) - I_0^2 = 0$$

$$I_2(t) = \frac{i_x(t) \pm (i_x^2(t) + 4I_0^2)^{\frac{1}{2}}}{2}$$

$$I_2(t) = \frac{1}{2} \left[(i_x^2(t) + 4I_0^2)^{\frac{1}{2}} - i_x(t) \right], \quad i_x(t) > 0 \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในทำนองเดียวกัน เมื่อนำ $I_2(t) = I_4(t) - i_x(t)$ แทนลงในสมการที่ 2.26 จะได้

$$\begin{aligned} I_o^2 &= I_4(t)[I_4(t) - i_x(t)] \\ &= I_4^2(t) - I_4(t)i_x(t) \end{aligned}$$

$$I_4^2(t) - I_4(t)i_x(t) - I_o^2 = 0$$

$$I_4(t) = \frac{i_x(t) \pm (i_x^2(t) + 4I_o^2)^{\frac{1}{2}}}{2}$$

$$I_4(t) = \frac{1}{2} \left[(i_x^2(t) + 4I_o^2)^{\frac{1}{2}} + i_x(t) \right], (I_4(t) > 0) \quad (2.29)$$

จากสมการที่ 2.28 เมื่อกำหนดเงื่อนไขให้ขนาดของกระแส $i_x(t)$ น้อยกว่า $2I_o$ มากๆ คือ $i_x(t) \ll 2I_o$ จะได้ว่า

$$I_2(t) = \frac{1}{2}(2I_o - i_x(t)) \quad (2.30)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ 2.30 ลงในสมการที่ 2.27 จะได้

$$\begin{aligned} V_{xy} &= -V_T \ln \left(\frac{2I_o - i_x(t)}{2I_o} \right) \\ &= -V_T \ln \left(1 - \frac{i_x(t)}{2I_o} \right) \end{aligned} \quad (2.31)$$

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

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

และเพราะสมมติฐาน $\frac{I_x(t)}{2I_o} \ll 1$ จะทำให้สามารถละทิ้งพจน์ที่มีกำลังมากกว่า 1 ได้นั้นคือเราสามารถประมาณการเงื่อนไข

$$\ln\left(1 - \frac{i_x(t)}{2I_o}\right) \approx -\frac{i_x(t)}{2I_o} \quad (2.32)$$

โดยการแทนสมการที่ 2.32 ลงในสมการที่ 2.31 จะได้

$$V_{xy} = V_T \frac{i_x(t)}{2I_o} \quad (2.33)$$

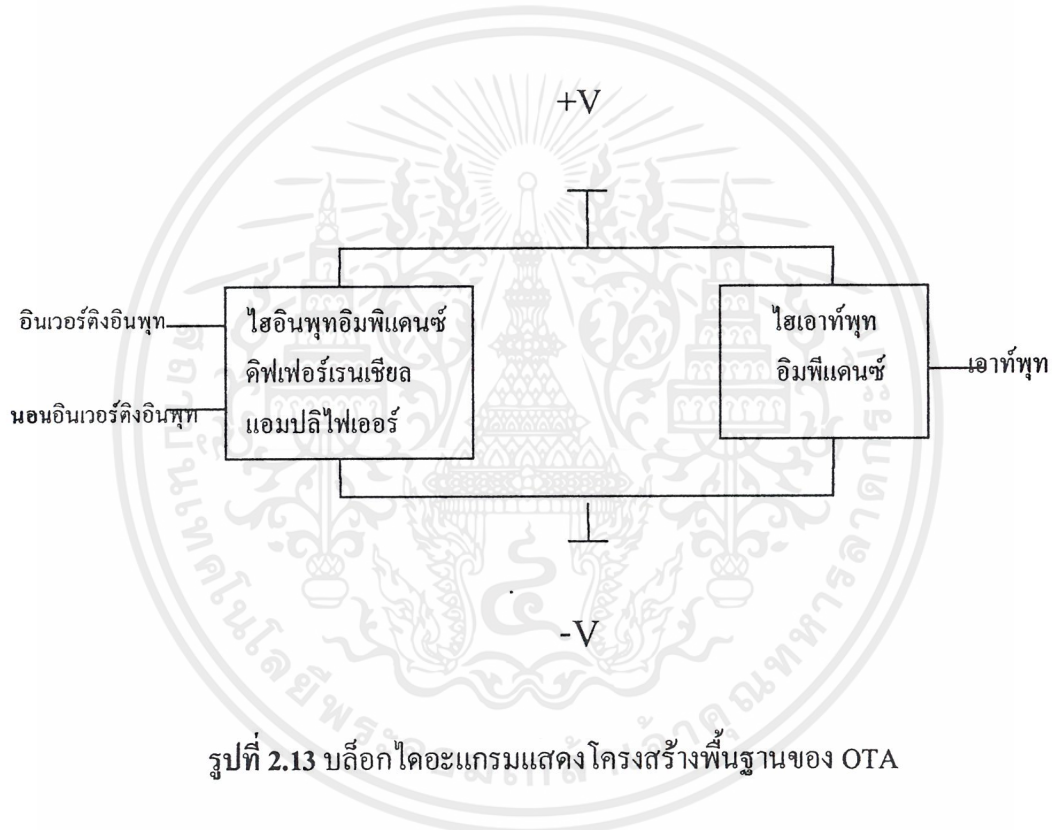
และด้วยการหารตลอดสมการที่ 2.33 ด้วย $i_x(t)$ จะเป็นผลให้ได้

$$R_x(t) = \frac{V_{xy}}{i_x(t)} = \frac{V_T}{2I_o} \quad (2.34)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.34 แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าความต้านทานทางด้านขาเข้าของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสไบอัสของวงจรซึ่งค่าความต้านทานดังกล่าวนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านวงจรที่มีการปรับค่าในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ได้ ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวจะถูกนำไปใช้ในการออกแบบสร้างวงจรรองความถี่ที่ควบคุมได้ด้วยกระแสไฟฟ้าที่จะได้นำเสนอ

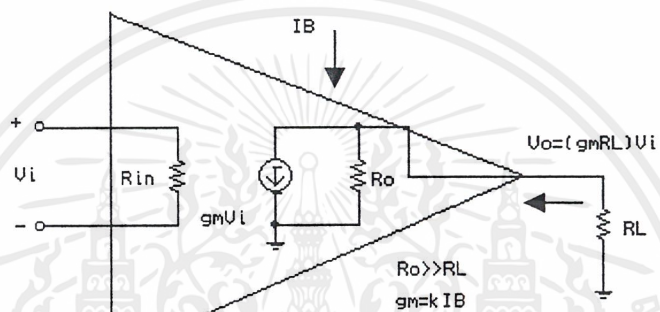
2.2 Operational Transconductance Amplifiers (OTA)

OTA เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าที่อินพุทให้เป็นค่ากระแสเอาต์พุท หรือที่เรียกเป็นภาษาในทางอิเล็กทรอนิกส์ว่า “โวลท์เตจ คอนโทรล เคอร์เรนท์ ซอร์ส” (Voltage Controlled Current Source : VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าไปเป็นค่ากระแสไฟฟ้านี้มีชื่อเฉพาะว่า ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance : G_m) โดยที่ OTA มีคุณสมบัติขั้นพื้นฐานดังต่อไปนี้ มีค่าอินพุท และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์สูง มีค่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (G_m) ที่สามารถควบคุมได้โดยการไบอัสกระแสจากภายนอก



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐานของ OTA

เนื่องจากภาคอินพุทของ OTA มีโครงสร้างเป็น ดิฟเฟอเรนเชียล - แอมพลิฟายเออร์ (Differential Amplifier) ถ้าสัญญาณอินพุทของ OTA มีค่าพอประมาณไม่สูงเกินควรแล้ว วงจรสมมูลของ OTA จะเป็นดังแสดงในรูป

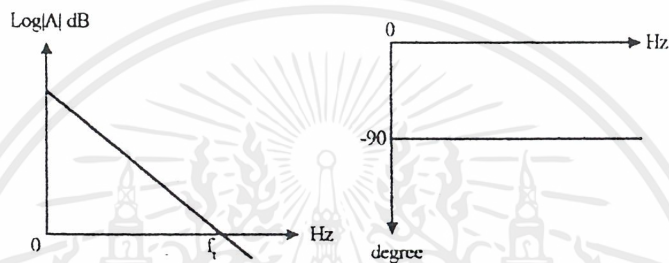


รูปที่ 2.14 แสดงวงจรสมมูลของ OTA สำหรับสัญญาณอินพุทที่มีขนาดเล็ก

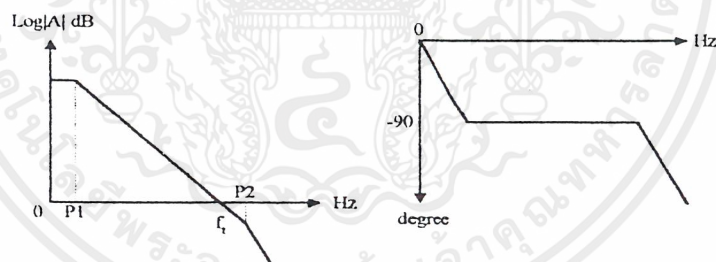
โดยที่กระแส I_B ที่แสดงไว้ในรูป 2.14 คือกระแสไบอัสที่ใช้ควบคุมค่า ทรานส์คอนดักแตนซ์ (G_m) ของ OTA

2.3 วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator Circuit)

ในวงจรกรองความถี่แบบที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟและวงจรกรองความถี่แบบที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจะต้องมีส่วนประกอบของฟังก์ชันอินทิเกรเตอร์รวมอยู่ในทรานเฟอร์ฟังก์ชันเสมอ ซึ่งในวงจรกรองความถี่แบบที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดฟังก์ชันอินทิเกรเตอร์ก็คือตัวเก็บประจุ (capacitor) และตัวเหนี่ยวนำ (inductor) ซึ่งในทางอุดมคติวงจรอินทิเกรเตอร์จะมีอัตราขยายเป็นอนันต์และมีเฟสคงที่ -90 องศา ดังรูปที่ 2.15



(ก) อินทิเกรเตอร์ในอุดมคติ



(ข) อินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นอุดมคติ

รูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของอินทิเกรเตอร์

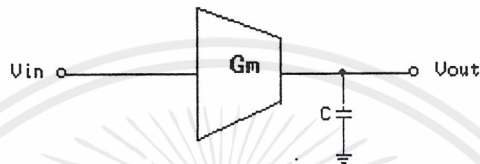
วงจรอินทิเกรเตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท ตามลักษณะของสัญญาณที่ใช้ในการประมวลผลดังนี้

1. อินทิเกรเตอร์โหมดแรงดัน (Voltage mode integrator)
2. อินทิเกรเตอร์โหมดกระแส (Current mode integrator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 อินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดัน (Voltage mode integrator)

อินทิเกรเตอร์ในโหมดแรงดันที่เป็นอุดมคติและที่ไม่เป็นอุดมคติจะมีฟังก์ชันการถ่ายโอน (Transfer function) ของสัญญาณแรงดันในรูปที่ 2.16 และ 2.17 เขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.35 และ 2.36

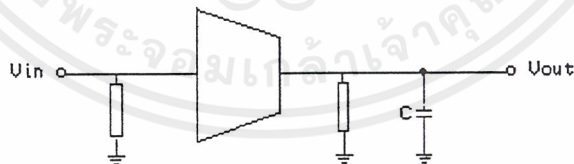


รูปที่ 2.16 แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ในอุดมคติโหมดแรงดัน

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{sC}$$

(2.35)

$$\frac{G_m}{1+s\tau_2}$$



รูปที่ 2.17 แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นอุดมคติโหมดแรงดัน

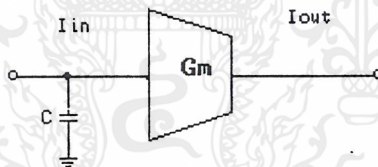
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m/g_o}{(1 + sC/g_o)(1 + sT_2)} \quad (2.36)$$

จากรูปที่ 2.16 เมื่อทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าเข้าไปที่อินพุทของวงจรถรานส์คอนดักเตอร์ ซึ่งวงจรถรานส์คอนดักเตอร์จะทำการขยายแรงดันไฟฟ้าให้อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้าแล้วจึงทำการจ่ายออกไปยังเอาต์พุทโดยมีตัวเก็บประจุเป็นตัวแปลงค่ากระแสไฟฟ้าที่โหนดเอาต์พุทให้กลับกลายเป็นแรงดันไฟฟ้า ในส่วนของรูปที่ 2.17 จะมีค่าความต้านทานอินพุทและค่าความต้านทานเอาต์พุทมาเกี่ยวข้องด้วย

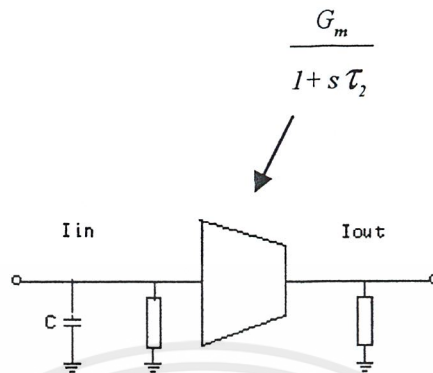
2.3.2 อินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส (Current mode integrator)

อินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแสที่เป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติจะมีฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของสัญญาณดังรูปที่ 2.18 และ 2.19 เขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.37 และ 2.38



รูปที่ 2.18 แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ในอุดมคติโหมดกระแส

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{G_m}{sC} \quad (2.37)$$



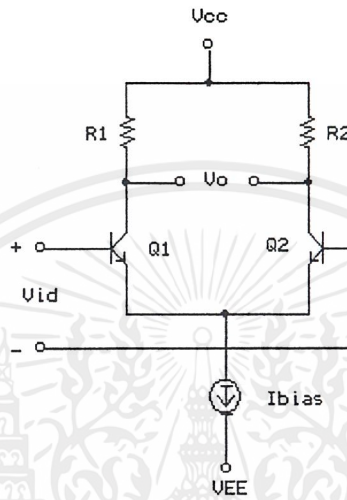
รูปที่ 2.19 แบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ที่ไม่เป็นอุดมคติในโหมดกระแส

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{G_m/g_i}{(1 + sC/g_i)(1 + sT_2)} \quad (2.38)$$

จากรูปที่ 2.18 เป็นแบบจำลองของอินทิเกรเตอร์ในอุดมคติในโหมดกระแสที่มีค่าความต้านทานด้านอินพุทและค่าความต้านทานด้านเอาต์พุทสูงมากเป็นอนันต์ เมื่อทำป้อนกระแสไฟฟ้าเข้าไปที่อินพุทของวงจรถรานส์คอนดักเตอร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นตัวแปลงค่ากระแสไฟฟ้าที่โหนดอินพุทให้กลับกลายเป็นแรงดันไฟฟ้าซึ่งวงจรถรานส์คอนดักเตอร์จะทำการขยายแรงดันไฟฟ้าให้อยู่ในรูปกระแสไฟฟ้าแล้วจึงทำการส่งออกไปยังเอาต์พุท ในส่วนของรูปที่ 2.19 จะมีค่าความต้านทานอินพุทและค่าความต้านทานเอาต์พุทมาเกี่ยวข้องด้วย

2.4 ทรานส์คอนดัคเตอร์ (Transconductor)

2.4.1 วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier)



รูปที่ 2.20 แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐานอย่างง่าย

จากวงจรขยายความแตกต่างเราสมมติให้อัตราการขยายกระแส (β) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าสูงมากๆ โดยจากวงจรจะเห็นได้ว่า Q_1 และ Q_2 ต่อเป็นวงจรคู่วงจรขยายผลต่าง

จากวงจรเราสมมติให้กระแสไบแอสของวงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการมีค่าเท่ากับ I_{bias} และอินพุทคือ V_{id} ตามลำดับ จากวงจร Q_1 และ Q_2 ต่อแบบคู่วงจรขยายผลต่างมีกระแส I_{bias} เป็นกระแสที่ใช้ในการไบแอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองค่าถ้า $V_{id} = 0$ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1

และ Q_2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{I_{bias}}{2}$ หรือผลรวมของกระแสที่คอลเลคเตอร์ Q_1, Q_2 มีค่าเท่ากับกระแสที่ไบ

แอสให้กับวงจร ($I_{C1} + I_{C2} = I_{bias}$) และจากที่กระแส $I_{C1} = I_{C2}$ จึงส่งผลให้กระแสเอาต์พุทมีค่าเป็น 0

แต่ถ้าสมมติให้สัญญาณอินพุท V_{id} มีค่าต่ำๆ จะมีผลทำให้สัญญาณนี้ไปบังคับให้กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าไม่เท่ากัน และท้ายสุดจะได้ว่า

$$V_{id} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ I_{C1} และ I_{C2} เป็นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับแต่ถ้าเราป้อนค่า V_{id} เป็นสัญญาณระดับต่ำ จะทำให้ค่ากระแส $I_{C1} \approx I_{C2} \approx \frac{I_{bias}}{2}$ หรืออัตราส่วนระหว่าง

$\frac{I_{C1}}{I_{C2}}$ มีค่าเข้าใกล้ 1 โดยอาศัยหลักการของอนุกรมเทเลอร์ เข้ามาช่วยในการหาจะได้ว่า

$$V_{id} = \frac{2V_T(I_{C1} - I_{C2})}{I_{bias}} \quad (2.40)$$

และจากรูปวงจรถายความแตกต่างจะพบว่าค่าสมการผลต่างของกระแส $I_{C1} - I_{C2}$ ที่ได้ก็คือค่ากระแสเอาต์พุต I_O

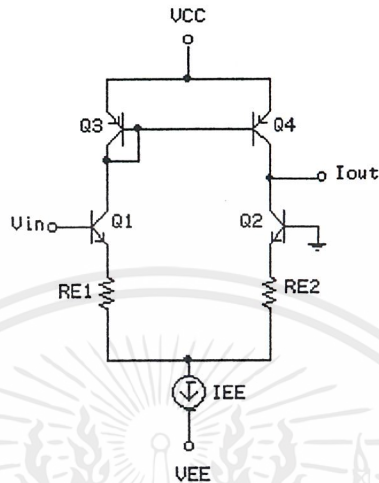
$$I_O = I_{C1} - I_{C2} \quad (2.41)$$

จากสมการข้างต้นนำมาแทนค่ากันในสมการ V_{id} ก็จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_O และศักดาไฟฟ้าอินพุต V_{id} ได้ดังนี้

$$V_{id} = \frac{2V_T I_O}{I_{bias}} \quad (2.42)$$

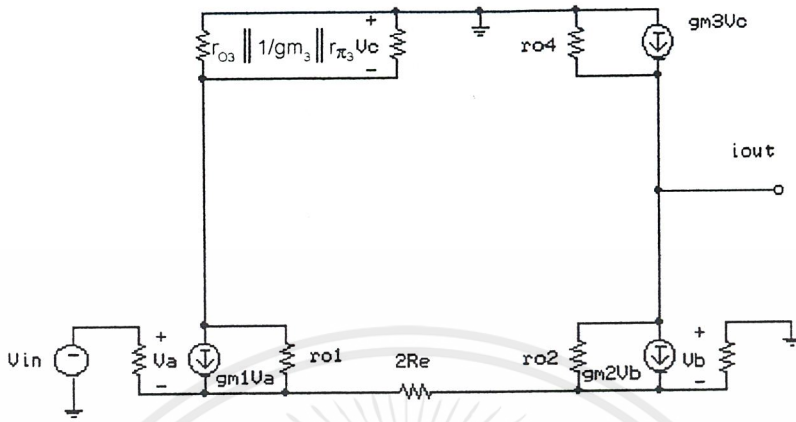
เมื่อเราได้ $gm = \frac{I_{bias}}{2V_T}$ หรือเท่ากับ $\frac{I_C}{V_T}$ เพราะ I_C มีค่าประมาณ $\frac{I_{bias}}{2}$ ซึ่งก็คือค่าความนำถ่ายโอนของวงจรถายสัญญาณเชิงปฏิบัติการนั่นเอง ดังนั้นจะพบว่าสามารถปรับค่า gm ได้โดยการปรับค่า I_{bias} ซึ่งเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่มีค่าน้อยจะทำให้ $\frac{I_{C1}}{I_{C2}}$ มีค่าเข้าใกล้ 1 จึงทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าอินพุต V_{id} และกระแสเอาต์พุต I_O ของวงจรถาย ดังในสมการ ซึ่งจะเห็นว่าวงจรถายสัญญาณเชิงปฏิบัติการจะทำงานเป็นเชิงเส้นเฉพาะเมื่อสัญญาณ ที่ต้องการความเป็นเชิงเส้นสูง (Linear Active Filter)

2.4.2 วงจรทรานส์คอนดักเตอร์ (Transconductor Circuit)



รูปที่ 2.21 วงจรทรานส์คอนดักเตอร์

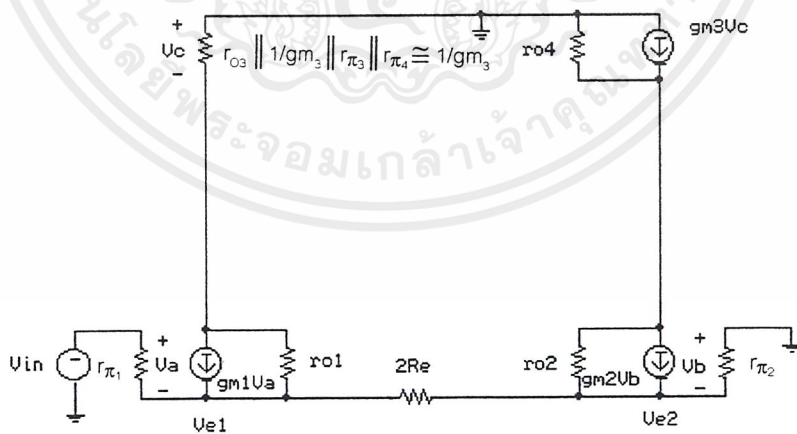
จากรูปที่ 2.21 เป็นวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ที่ใช้วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ซึ่งมีวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) เป็นแอกทีฟโหลด โดยจะมีการทำงานในย่านแอกทีฟ (Active mode) วงจรที่ทำหน้าที่สะท้อนกระแสคือทรานซิสเตอร์ Q_3 ที่ทำการสะท้อนกระแสให้กับทรานซิสเตอร์ Q_4 และมีทรานซิสเตอร์ Q_1 กับ Q_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างเนื่องจากไบโพลาร์มีค่าความต้านทานอินพุตค่อนข้างน้อย จึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์เข้าไปในวงจร โดยค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ ออกแบบให้มีค่าน้อยเมื่อใช้เป็นวงจรรวมจะทำให้สิ้นเปลืองเนื้อที่น้อยลง และสามารถวิเคราะห์ได้โดยการเขียนวงจรเป็น วงจรสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรรูปที่ 2.21

2.4.2.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานด้านอินพุท

ความต้านทานด้านอินพุทของวงจรทรานส์คอนดักเตอร์มีความสำคัญมากในโหมดกระแสเพราะเป็นควมคุมโพลหลัก (dominant pole) และอัตราขยาย (dc gain) โดยสามารถวิเคราะห์ความต้านทานด้านอินพุทได้ดังนี้



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์ความต้านทานด้านอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = V_a + V_{e1} \quad (2.43)$$

ที่โหนด V_{e1}

$$V_{e1} = V_{e2} + \left(\frac{V_a}{r_{\pi1}} + g_{m1} V_a \right) 2R_{e1} \quad (2.44)$$

โดยที่ $V_{e2} = -V_b$

นำสมการที่ 2.44 แทนลงในสมการที่ 2.43 จะได้

$$V_{in} = V_a - V_b + \left(V_a g_{m1} + \frac{V_a}{r_{\pi1}} \right) 2R_{e1} \quad (2.45)$$

จากรูปที่ 2.23 ละเอียด r_{o1} และ r_{o2} ประมาณให้ $\beta_1 = \beta_2$ จะได้

$$-(1 + \beta_1) \frac{V_a}{r_{\pi1}} = (1 + \beta_2) \frac{V_b}{r_{\pi2}} \quad (2.46)$$

$$V_b = -V_a \quad (2.47)$$

นำสมการที่ 2.47 แทนลงในสมการ 2.45 จะได้

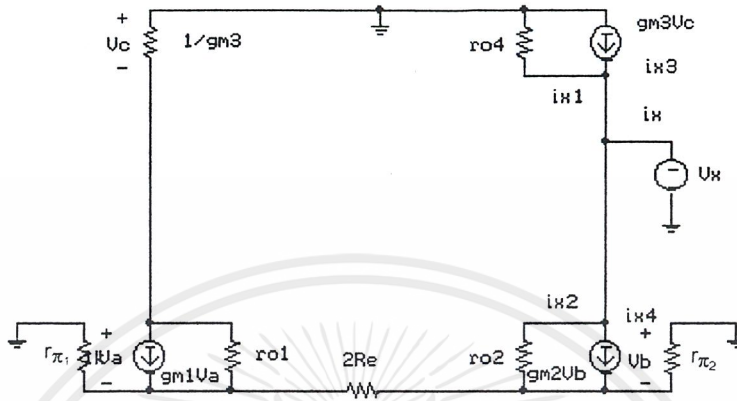
$$V_{in} = 2 \left[V_a + \left(\frac{V_a}{r_{\pi1}} + g_{m1} V_a \right) R_{e1} \right] \quad (2.48)$$

$$I_{in} = \frac{V_a}{r_{\pi1}} \quad (2.49)$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = 2[r_{\pi1} + (1 + \beta)R_{e1}] \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

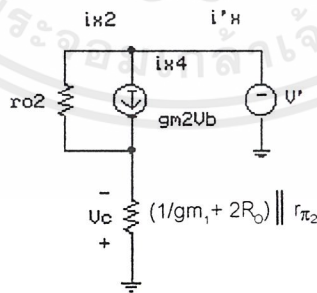
2.4.2.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานด้านเอาต์พุต



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาความต้านทานด้านเอาต์พุต

$$i_{x1} = \frac{V_X}{r_{O4}} \tag{2.51}$$

ค่าความต้านทานที่มองเข้าไปในขาของอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เท่ากับ $\frac{1}{g_{m1}}$



รูปที่ 2.25 วงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์ทรานซิสเตอร์ Q_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V'_X = - \left\{ \left[\frac{V_b}{(1/g_{m1} + 2R_e) \parallel r_{\pi 2}} \right] + g_{m2} V_b \right\} r_{O2} - V_b \quad (2.52)$$

$$I'_X = - \frac{V_b}{(1/g_{m1} + 2R_e) \parallel r_{\pi 2}} \quad (2.53)$$

$$R_{O2} = \frac{V'_X}{I'_X} = (1 + g_{m2} [(1/g_{m1} + 2R_e) \parallel r_{\pi 2}]) r_{O2} + [(1/g_{m1} + 2R_e) \parallel r_{\pi 2}] \quad (2.54)$$

ประมาณให้ $g_{m1} = g_{m2}$

$$R_{O2} \approx 2R_{O2}(1 + R_e g_{m2}) \quad (2.55)$$

$$i_{X2} + i_{X4} = \frac{V_X}{2r_{O2}(1 + R_e g_{m2})} \quad (2.56)$$

เมื่อกระแส $i_{X2} + i_{X4}$ ไหลเข้าไปในขาของอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 โดยไหลผ่านความต้านทาน $1/g_{m3}$ จะได้ V_C เท่ากับ

$$V_C = -(i_{X2} + i_{X4}) / g_{m3} \quad (2.57)$$

ประมาณให้ $g_{m3} = g_{m4}$

$$i_{X3} = -g_{m4} V_C \quad (2.58)$$

$$= (i_{X2} + i_{X4}) \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \quad (2.59)$$

$$= i_{X2} + i_{X4} \quad (2.60)$$

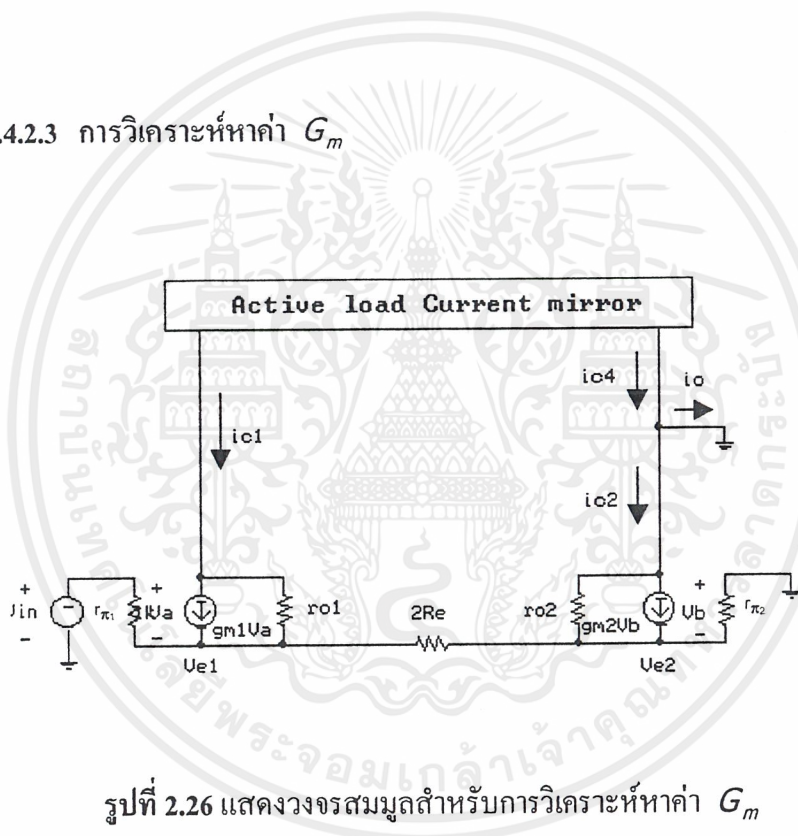
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_X = i_{X1} + i_{X2} + i_{X3} + i_{X4} \quad (2.61)$$

$$= V_X \left(\frac{1}{r_{O2}} + \frac{1}{r_{O2}(1 + R_e g_{m2})} \right) \quad (2.62)$$

$$R_{Out} = \frac{1}{\frac{1}{r_{O4}} + \frac{1}{r_{O2}(1 + R_e g_{m2})}} = r_{O4} \parallel r_{O2}(1 + R_e g_{m1}) \quad (2.63)$$

2.4.2.3 การวิเคราะห์หาค่า G_m



รูปที่ 2.26 แสดงวงจรสมมูลสำหรับการวิเคราะห์หาค่า G_m

จากวงจรรูปที่ 2.26 เนื่องจากค่า r_{O1} และ r_{O2} มีค่าสูงเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรจึงละเลยตัดทิ้งไป

$$V_a = V_{in} - V_{e1} \quad (2.64)$$

ที่โหนด V_{e1}

$$V_{e1} = V_{e2} + \left(\frac{V_a}{r_{\pi1}} + g_{m1}V_a \right) 2R_e \quad (2.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.26 ละเอียด r_{O1} และ r_{O2} จะได้

$$-(1 + \beta_1) \frac{V_a}{r_{\pi 1}} = (1 + \beta_2) \frac{V_b}{r_{\pi 2}} \quad (2.66)$$

ประมาณให้ $\beta_1 = \beta_2$ จะได้

$$V_b = -V_a \quad (2.67)$$

เนื่องจาก $V_{e2} = -V_b$ จะได้

$$V_{e2} = V_a \quad (2.68)$$

นำสมการที่ 2.65 แทนลงในสมการที่ 2.64 ได้เป็น

$$V_a = \frac{V_{in}}{2 \left(1 + \frac{R_e}{r_{\pi 1}} + g_{m1} R_e \right)} \quad (2.69)$$

$$i_{e1} = g_{m1} V_a \quad (2.70)$$

แทนสมการที่ 2.69 ลงไปใน 2.70 จะได้

$$i_{e1} = \frac{g_{m1} V_{in}}{2 \left(1 + \frac{R_e}{r_{\pi 1}} + g_{m1} R_e \right)} \quad (2.71)$$

รูปที่ 2.26 ละเอียดผลของกระแสเบสจะเห็นได้ว่ากระแส i_{e1} และ i_{e2} มีทิศทางตรงกันข้ามจึงสามารถเขียนได้เป็น

$$i_{e1} = -i_{e2} \quad (2.72)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสทำให้

$$i_{e1} = i_{e4} \quad (2.73)$$

จากกฎกระแสของเคอร์ชอฟ จะได้

$$i_O = i_{e4} - i_{e2} \quad (2.74)$$

แทนค่า i_{e2} และ i_{e4} ลงในสมการที่ 2.74 จะได้

$$I_O = \frac{g_m V_{in}}{\left(1 + \frac{R_e}{r_\pi} + g_m R_e\right)} \quad (2.75)$$

$$G_m = \frac{I_O}{V_{in}} \quad (2.76)$$

$$G_m = \frac{g_m}{\left(1 + \frac{R_e}{r_\pi} + g_m R_e\right)} \approx \frac{g_m}{1 + g_m R_e} \quad (2.77)$$

จัดรูปสมการใหม่

$$G_m = \frac{g_m}{1 + \frac{R_e}{r_e}} \quad (2.78)$$

2.5 วงจรกรองความถี่

วงจรกรองหรือวงจรฟิลเตอร์มีบทบาทสำคัญมากในกระบวนการทั้งแอนะล็อก (analog) และดิจิทัล (digital) ใช้สำหรับกรองสัญญาณที่ไม่ต้องการให้ออกมาและแยกสัญญาณที่มีความซับซ้อนออกมาเป็นส่วน ๆ เพื่อป้อนเข้าสู่วงจรต่าง ๆ ของระบบต่อไป ในการศึกษาเกี่ยวกับวงจรกรองนี้ไม่สามารถจะครอบคลุมชนิดของวงจรกรองได้ทั้งหมด แต่จะเน้นไปถึงวงจรกรองที่จะได้พบโดยทั่วไปซึ่งจะมีการออกแบบอย่างง่าย และสะดวกสบาย เมื่อพิจารณาการใช้งานแล้ววงจรกรองจะถูกใช้งานใน 4 ลักษณะ

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ขึ้นไป จนถึงความถี่ตัด (fc) ผ่านวงจรไปได้ ส่วนตั้งแต่ความถี่ตัด ไปจนถึงความถี่อนันต์จะถูกตัดทิ้ง

2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter) จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ความถี่ตัดที่ (fc) ไปจนถึงอนันต์ ผ่านวงจรไปได้ ส่วนความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัด (fc) ลงมาจะถูกตัดทิ้ง

3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter) จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ความถี่ตัดด้านต่ำไปจนถึงความถี่ด้านสูงผ่านได้ สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัดด้านต่ำ และสูงกว่าความถี่ตัดด้านสูง จะถูกตัดทิ้งเปรียบเสมือนนำวงจรกรองความถี่ต่ำมาอนุกรมกับวงจรกรองความถี่สูง

4. วงจรกรองตัดแถบความถี่ (Band-stop filter) จะตรงข้ามกับการใช้งานในลักษณะวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยจะตัดสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ตัดด้านต่ำ และต่ำกว่าความถี่ตัดด้านสูงทิ้งไป แต่จะยอมให้สัญญาณที่ต่ำกว่าความถี่ตัดด้านต่ำ และสูงกว่าความถี่ด้านสูง จะสามารถผ่านไป

เมื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติในอุดมคติกับการใช้งานจริงจะพบว่าในการใช้งานจริง จะเกิดปัญหา 2 ประการใหญ่ ๆ คือ

เกิดช่วงการส่งผ่าน (Transition) ของแถบความถี่ขึ้น

เกิดช่วงการกระเพื่อม (Ripple band) ในการใช้งาน

นอกจากนี้ยังมีปัญหาที่สำคัญของวงจรคือ การเกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณอันเนื่องมาจากการเลื่อนเฟส (Phase shift) และการหน่วง (Delay)

2.5.1 การส่งผ่านของแถบความถี่

ลักษณะการส่งผ่านความถี่ของแถบความถี่จะเป็นตัวบ่งบอกคุณสมบัติของวงจรกรองถ้าช่วงการส่งผ่านมีช่วงแคบ และมีลักษณะชันแสดงว่าวงจรกรองนั้นมีคุณภาพดี ถ้าช่วงการส่งผ่านมีช่วงกว้างและลาดมากกว่า แสดงว่าวงจรกรองนั้นมีคุณภาพไม่ดี ดังนั้นในการออกแบบจึงควรทำให้ช่วงการส่งผ่านชันและแคบ ให้ใกล้เคียงกับในทางอุดมคติมากที่สุด

ความถี่ตัด (Cutoff frequency) คือความถี่ค่าแรกสุดที่อยู่ในแถบตัดความถี่ ซึ่งจะถูกกำหนดในช่วงการส่งผ่าน ที่มีค่าของการลดทอน (Attenuation) เท่ากับ -3 dB โดยการลดทอนคือ อัตราการลดลงของสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ $20\log(V_o/V_i)$

โรลloff (Roll off) เป็นค่าที่แสดงลักษณะการส่งผ่านแถบความถี่ของวงจรกรองค่าโรลloffคืออัตราการลดทอนของสัญญาณต่อจำนวนความถี่ที่เปลี่ยนไป หรือความชันของการส่งผ่านมีหน่วยเป็น dB/decade หรือ dB/octave การส่งผ่านที่ดีนั้นจะต้องมีค่าโรลloffสูง ๆ

2.5.2 การเกิดการกระเพื่อมในแถบความถี่

การกระเพื่อมที่เกิดในช่วงตัดแถบความถี่สำหรับวงจรกรองในอุดมคติจะมีความแรงของสัญญาณเท่ากันตลอดทั้งความถี่ที่วงจรรวมให้ผ่านแต่ในทางปฏิบัติจะให้วงจรรองมีเอาต์พุตระดับเท่ากันตลอดนั้น เป็นไปไม่ได้เพราะในความถี่บางค่าอาจมีผลกระทบที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเปลี่ยนไป การที่วงจรรองมีความแรงของสัญญาณทางเอาต์พุตไม่เท่ากันนั้นทำให้เกิดแถบกระเพื่อมขึ้นในแถบความถี่เกิดการกระเพื่อมไม่เพียงแต่มีในแถบความถี่ยังสามารถเกิดในช่วงตัดความถี่ได้ด้วย

2.5.3 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแทนซ์ และตัวเก็บประจุ (Gm-C)

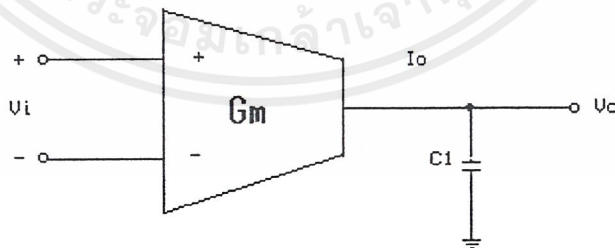
อินทิเกรเตอร์เป็นส่วนประกอบหลักของวงจรกรองความถี่ต่อเนื่องทางเวลา อินทิเกรเตอร์จะประกอบด้วย ทรานส์คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุ ส่วนของทรานส์คอนดักเตอร์จะเป็นส่วนสำคัญมาก (อินพุทเป็นแรงดันส่วนเอาต์พุทจะเป็นกระแส) รวมกับส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามา (คาปาซิเตอร์) ซึ่งกระแสที่เอาต์พุทแทนด้วย I_o กรณีที่เป็นอุดมคติอิมพีแดนซ์ที่อินพุทและเอาต์พุทของทรานส์คอนดักเตอร์เป็นอนันต์ กระแสเอาต์พุทจะเป็นเชิงเส้นเปรียบเทียบกับความแตกต่างของสัญญาณอินพุท

$$I_o = G_m V_i \quad (2.79)$$

เมื่อ G_m คือค่าทรานส์คอนดักแทนซ์
หา Unity-gain factor (ω_u) ของอินทิเกรเตอร์จะได้

$$V_o = \frac{\omega_{ii}}{s} V_i = \frac{G_m}{s C_i} V_i \quad (2.80)$$

$$\omega_{ii} = \frac{G_m}{C_i} \quad (2.81)$$



รูปที่ 2.27 $G_m - C$ อินทิเกรเตอร์

2.5.4 วงจรกรองไบควอดราติก (Biquadratic filter)

วงจรกรองไบควอดราติกเป็นวงจรที่ประกอบด้วยวงจรมินิเกรเตอร์ที่มีขนาดเล็กและทำให้สิ้นเปลืองพลังงานต่ำ สามารถนำมาประยุกต์ใช้สังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ได้หลายแบบ เช่น แอคทีฟ RC, แอคทีฟ G^m/C เป็นต้น วงจรกรองไบควอดราติกมีสมการส่งผ่านดังนี้

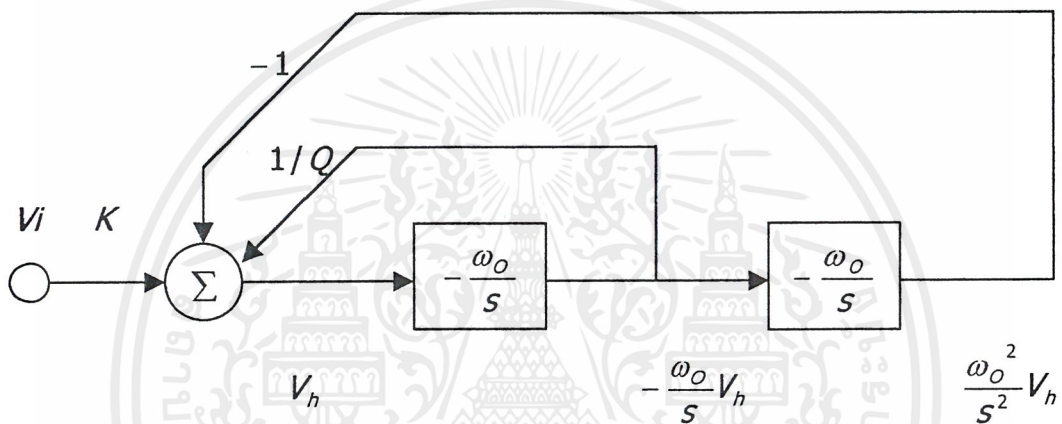
$$H(s) = K \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.82)$$

โดยที่ $\frac{Ka_0}{\omega_0^2}$ คือ อัตราการขยายที่ความถี่ต่ำ (DC Gain)
 Q คือ ตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor)
 ω_0 คือ ความถี่ธรรมชาติไร้การหน่วง (Underdamp Natural Frequency)

ค่า a_0 , a_1 และ a_2 เป็นค่าคงที่มีค่าขึ้นอยู่กับว่าเป็นวงจรกรองชนิดใด ถ้าเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ($a_2 = a_1 = 0$) ถ้าเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ($a_0 = a_1 = 0$) ถ้าเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ($a_2 = a_0 = 0$) และถ้าเป็นวงจรกรองแถบหยุดความถี่ ($a_1 = 0$) อีกทั้งถ้าวงจรกรองที่ต้องการสังเคราะห์ มีค่าอันดับของสมการส่งผ่านมากกว่าอันดับสอง เช่น เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในอันดับสี่ก็ยังสามารถใช้วงจรกรองแบบไบควอดราติกสองชุดต่อкасцепกันได้

2.5.5 วงจรกรองความถี่แบบ Two-Integrator-Loop Biquad

วงจรกรองความถี่ชนิดนี้เป็นวงจรกรองความถี่อีกหลักการหนึ่งซึ่งเป็นที่นิยมนำมาใช้ในการออกแบบ ซึ่งวงจรกรองความถี่แบบนี้จะรับอินพุตเพียงค่าเดียว แต่สามารถให้เอาต์พุตที่เป็นรูปแบบของวงจรกรองอันดับที่ 2 (Biquad Filter) ออกมา 3 ประเภทคือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่แบบ Two – Integrator – Loop Biquad

จากรูปที่ 2.28 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่แบบ Two – Integrator – Loop Biquad ซึ่งประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ จำนวนสองชุด วงจรป้อนสัญญาณจำนวนสองชุดและวงจรรวมสัญญาณอีกหนึ่งชุด จากบล็อกไดอะแกรมถ้าเราพิจารณาเอาต์พุตที่จุดต่าง ๆ พบว่าจะได้ลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของวงจรกรองความถี่สามแบบ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ซึ่งโดยปกติวงจร Two – Integrator – Loop Biquad นิยมสร้างขึ้นโดยออปแอมป์เนื่องจากทำได้ง่าย แต่ก็มักจะมีข้อเสียในเรื่องของการใช้งานที่ความถี่สูง

2.5.5.1 หลักการของ Two – Integrator - Loop Biquad

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของวงจรกรองความถี่สูงอันดับสองทั่วไป
ไป

$$\frac{V_h}{V_i} = \frac{Ks^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega^2} \quad (2.83)$$

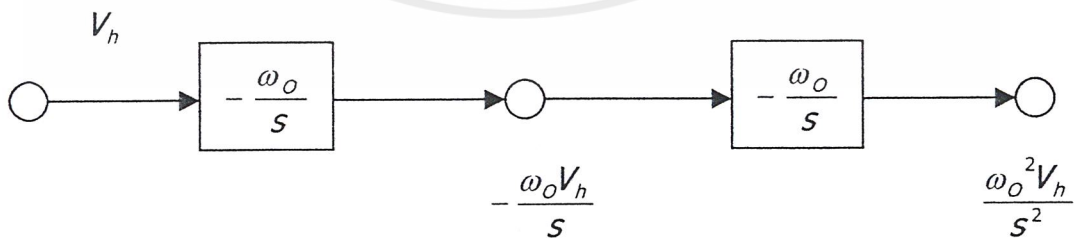
โดยค่า K คือค่าเกนที่อนันต์ จากฟังก์ชันถ่ายโอน ถ้าเราหารทั้งสองข้างด้วยสมการ s^2 แล้วทำการย้ายข้างสมการจะได้ว่า

$$KV_I = V_h + \frac{1}{Q} \frac{\omega_0^2 V_h}{s} + \frac{\omega_0^2 V_h}{s} \quad (2.84)$$

จากสมการที่ 2.84 พิจารณาเทอม $\frac{\omega_0}{s}$ จะพบว่าเราสามารถจะแยกเทอม V_h ออกได้โดยมองเทอม

$\frac{\omega_0}{s}$ เป็นค่าคงที่ของอินทิเกรเตอร์ เพราะฉะนั้น V_h ในสมการที่ 2.84 คือตัวเดียวกัน กล่าวคือ $\frac{\omega_0^2}{s^2}$

จากรูปที่ 2.27 จริง ๆ แล้วก็ได้จากอินทิเกรเตอร์ตัวที่ 2 และสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้



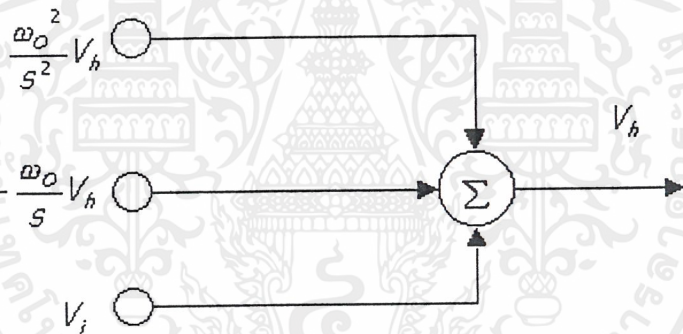
รูปที่ 2.29 แสดงความสัมพันธ์ของ Two-Integrator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาที่เหลืออยู่ก็คือสัญญาณ V_h ดังนั้นหากทำการย้ายข้างสมการที่ 2.84 เพื่อหา จะพบว่า

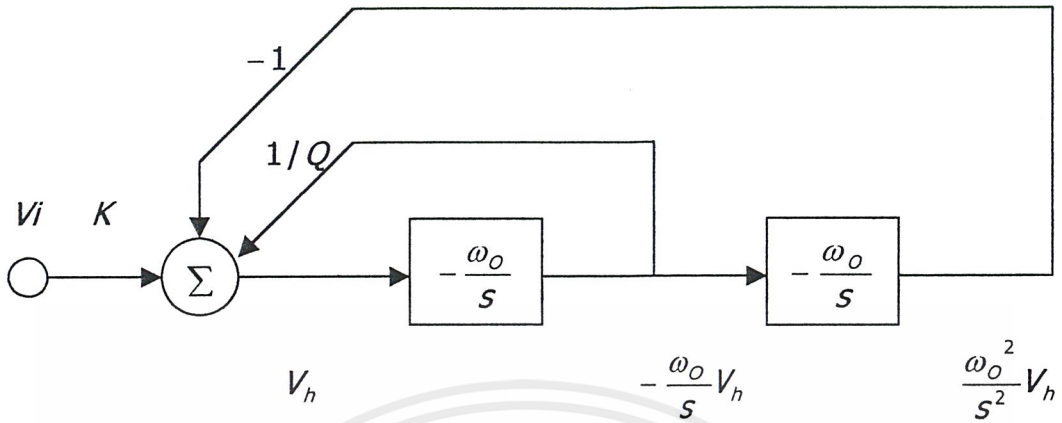
$$V_h = KV_i - \frac{1}{Q} \frac{\omega_0^2 V_h}{s} + \frac{\omega_0^2 V_h}{s} \quad (2.85)$$

จากสมการที่ 2.85 จะพบว่าเพื่อให้เทอม $\frac{\omega_0^2}{s^2}$ จากรูปที่ 2.28 ให้มีเครื่องหมายเป็นลบ ดังนั้นเราสามารถคาดการณ์ได้ว่าเราสามารถใช้อินเวอร์ตติ้งแอมป์ เป็นตัวป้อนกลับ ดังนั้นสามารถแสดงสัญญาณ V_h ในลักษณะผลรวมได้ดังนี้



รูปที่ 2.30 แสดงความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.85

และจากความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.85 สามารถนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 2.31 แสดงความสัมพันธ์ของ Two – Integrator – Loop Biquad

จากรูปที่ 2.30 ถ้าพิจารณาที่เอาต์พุต V_h จะพบว่าเราได้ลักษณะความสัมพันธ์ของ ฟังก์ชันถ่ายโอน $\frac{V_h}{V_i}$ ตามสมการที่ 2.85 และเมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตต่ออินพุตของอินทิเกรเตอร์ ตัวแรกจะให้ลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนของ Band pass filter ดังนี้

$$\frac{-\omega_0/s}{V_i} V_h = -\frac{K\omega_0 s}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.86)$$

และเมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์ตัวที่สอง คือ $\frac{\omega_0^2}{s} V_h$ ต่อสัญญาณอินพุตก็จะได้ ลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนของ Low pass filter

$$\frac{\omega_0^2/s^2}{V_i} V_h = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.87)$$

ดังนั้น Two – Integrator – Loop Biquad จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.28 จึงสามารถให้เอาต์พุต เป็นวงจรรองความถี่พื้นฐานทั้งสามแบบ คือ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรรองความถี่ สูงผ่าน และวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

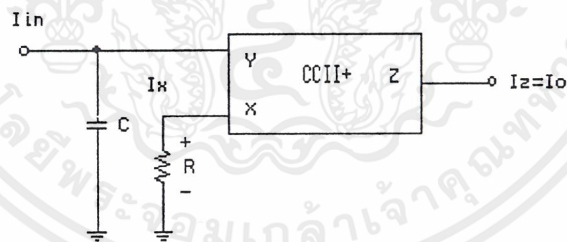
บทที่ 3

การออกแบบวงจรและการวิเคราะห์

เนื้อหาของปริณิธานิพนธ์ในบทนี้จะแสดงการออกแบบวงจรกรองความถี่จากอุปกรณ์ทั้งสองชนิดเกี่ยวกับวงจรกรองความถี่ โดยเริ่มตั้งแต่การวิเคราะห์ของวงจรสายพานกระแสเพื่อใช้ในวงจรกรองความถี่, การวิเคราะห์โอเปอร์เรชั่นเนลทรานส์คอนดักแตนซ์เพื่อใช้ในวงจรกรองความถี่ ตลอดจนการนำอุปกรณ์ทั้งสองชนิดมาประยุกต์ใช้ร่วมกันในวงจรกรองความถี่

3.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII

3.1.1 วงจรอินทิเกรเตอร์กระแส (Current Integrator)



รูปที่ 3.1 วงจรอินทิเกรเตอร์กระแส

$$V_C = \frac{1}{C} \int I_{in} dt$$

$$V_X = V_Y = V_C$$

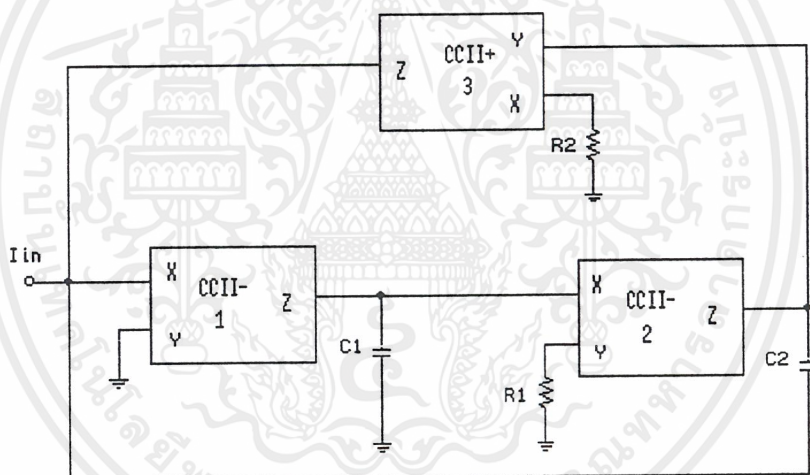
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_x = \frac{V_x}{R} = \frac{1}{CR} \int I_{in} dt$$

$$i_o = i_z = i_x$$

$$i_o = \frac{1}{CR} \int I_{in} dt \quad (3.1)$$

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ CCII ออกแบบ



รูปที่ 3.2 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โดยใช้ CCII

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.2 สามารถทำการวิเคราะห์ห้วงจรได้ดังนี้

$$I_{in} = I_{x1} + I_{z2} + I_{z3} \quad (3.2)$$

พิจารณาบล็อกไดอะแกรมที่ 1

$$I_{z1} = I_{x1} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาบล็อกไดอะแกรมที่ 2

$$V_{C1} = \frac{I_{Z1}}{SC_1}$$

$$I_{X2} = \frac{I_{Z1}}{SC_1 R_1}$$

$$I_{Z2} = I_{X2}$$

$$\therefore I_{Z2} = \frac{I_{Z1}}{SC_1 R_1} \quad (3.4)$$

นำสมการที่ 3.3 แทนในสมการที่ 3.4

$$I_{Z2} = \frac{I_{X1}}{SC_1 R_1} \quad (3.5)$$

พิจารณาบล็อกไดอะแกรมที่ 3

$$V_{C2} = \frac{I_{Z2}}{SC_2}$$

$$I_{X3} = \frac{I_{Z2}}{SC_2 R_2}$$

$$I_{Z3} = I_{X3}$$

$$\therefore I_{Z3} = \frac{I_{Z2}}{SC_2 R_2} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ 3.5 แทนในสมการที่ 3.6

$$I_{z3} = \frac{I_{x1}}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2} \quad (3.7)$$

นำสมการที่ 3.5 และ 3.7 แทนในสมการที่ 3.1

$$I_{in} = I_{x1} + \frac{I_{x1}}{S C_1 R_1} + \frac{I_{x1}}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2}$$

$$I_{in} = I_{x1} \left(1 + \frac{1}{S C_1 R_1} + \frac{1}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2} \right)$$

$$I_{x1} = \frac{I_{in}}{1 + \frac{1}{S C_1 R_1} + \frac{1}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2}}$$

$$I_{x1} = \frac{I_{in} S^2}{S^2 + \frac{S}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (3.8)$$

$$T_{hp}(s) = \frac{I_{x1}}{I_{in}} = \frac{S^2}{S^2 + \frac{S}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ 3.9 แสดงให้เห็นว่า I_{x1} / I_{in} เป็นสมการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน สมการไปควอดราติก สามารถคำนวณหาผลตอบสนองเชิงความถี่ ได้คือ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ 3.8 แทนในสมการที่ 3.5

$$I_{z2} = \frac{1}{SC_1R_1} \left(\frac{I_{in}S^2}{S^2 + \frac{S}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1R_1C_2R_2}} \right)$$

$$I_{z2} = \frac{I_{in}S/C_1R_1}{S^2 + \frac{S}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1R_1C_2R_2}}$$

$$T_{bp}(s) = \frac{I_{z2}}{I_{in}} = \frac{S/C_1R_1}{S^2 + \frac{S}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1R_1C_2R_2}} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ 3.10 แสดงให้เห็นว่า I_{z2}/I_{in} เป็นสมการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน พิจารณาสมการที่ 9 เทียบกับสมการไปควอดราติก สามารถคำนวณหาผลตอบสนองเชิงความถี่และค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Q) ได้คือ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1R_1C_2R_2}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1R_1C_2R_2}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1R_1}{C_2R_2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ 3.8 แทนในสมการที่ 3.7

$$I_{Z3} = \frac{1}{S^2 C_1 R_1 C_2 R_2} \left(\frac{I_{in} S^2}{S^2 + \frac{S}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \right)$$

$$I_{Z3} = \frac{I_{in} / C_1 R_1 C_2 R_2}{S^2 + \frac{S}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2}}$$

$$T_p(s) = \frac{I_{Z3}}{I_{in}} = \frac{1 / C_1 R_1 C_2 R_2}{S^2 + \frac{S}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ 3.11 แสดงให้เห็นว่า I_{Z3} / I_{in} เป็นสมการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน เทียบกับสมการไบควอดราติก สามารถคำนวณหาผลตอบสนองความถี่ได้คือ

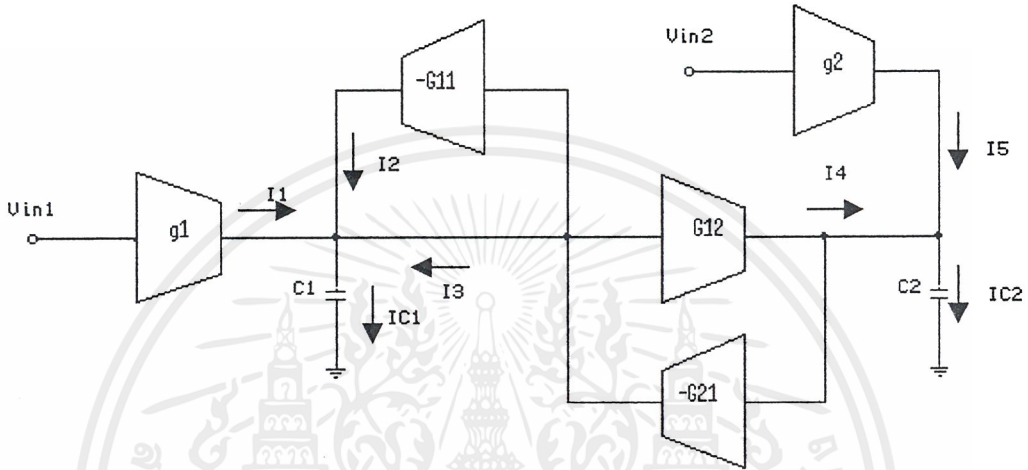
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}}$$

จากการออกแบบวงจรกรองสัญญาณข้างต้นโดยอาศัยหลักการการป้อนกลับของวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 ชุดจะทำให้ได้วงจรกรองสัญญาณ 3 ชนิดรวมกันในวงจรเดียวกันคือ วงจรกรองสัญญาณความถี่สูง วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่และวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ ที่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ ของวงจรขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุและความต้านทาน (R และ C) ที่ต่อในวงจร

3.2 การออกแบบวงจรความถี่ใ้ควอดรติกในโหมดแรงดัน

จากรูปที่ 2.28 เมื่อแทนค่าตัวเก็บประจุลงในบล็อกอินทิเกรต และแทนตัวคูณที่เป็นค่าคงที่ที่ $(k,-1,1/Q)$ จากรูปด้วยตัว G_m แล้วจะได้วงจรออกมาใหม่ดังรูปที่



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกรองอันดับสอง ชนิด Gm-C

จากรูปที่ 3.3 เราสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองในโหมดแรงดัน แสดงได้สมการดังนี้

เมื่อสัญญาณขาเข้าเป็น in_1 และสัญญาณขาออกเป็น out_1 ซึ่งอยู่ในลักษณะของวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (BP) มีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองดังนี้

$$T_{11} = \frac{g_1}{s \frac{C_1}{D(s)}} \quad (3.12)$$

เมื่อสัญญาณขาเข้าเป็น in_1 และสัญญาณขาออกเป็น out_2 ซึ่งอยู่ในลักษณะของวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน (LP) มีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดังนี้

$$T_{21} = - \frac{G_1 g_1}{C_1 C_2} \frac{1}{D(s)} \quad (3.13)$$

เมื่อสัญญาณขาเข้าเป็น in_2 และสัญญาณขาออกเป็น out_1 ซึ่งอยู่ในลักษณะของวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน (LP) มีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดังนี้

$$T_{12} = - \frac{G_2 g_2}{C_1 C_2} \frac{1}{D(s)} \quad (3.14)$$

เมื่อสัญญาณขาเข้าเป็น in_2 และสัญญาณขาออกเป็น out_2 ซึ่งอยู่ในลักษณะของวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน (LP) และวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (BP) มีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดังนี้

$$T_{22} = \frac{s \frac{g_2}{C_2} + \frac{G_1 g_2}{C_1 C_2}}{D(s)} \quad (3.15)$$

จาก T_{ij} เมื่อ i คือ ค่าที่เอาต์พุต
 j คือ ค่าที่อินพุต

เพราะฉะนั้นถ้าเราใช้งานในวงจรตามรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นลักษณะของวงจรแบบ 1 อินพุต 2 เอาต์พุต โดยให้ตัวแปร X ใช้แทนสัญลักษณ์แรงดัน ซึ่งจากรูปพบว่าวงจรที่เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อทำการป้อนอินพุตที่ v_{in} สามารถหาค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองอันดับ 2 ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของวงจรกรองแบบ 1 อินพุต 2 เอาท์พุท สามารถแสดงสมการส่งผ่านได้ตามสมการที่ 3.16 และสมการที่ 3.17

$$\frac{X_{out_1}}{X_{in_1}} = \frac{A_{BPF} \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.16)$$

$$\frac{X_{out_2}}{X_{in_1}} = \frac{A_{LP1} \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ 3.16 และสมการที่ 3.17 จะเห็นได้ว่าจะอยู่ในรูปแบบของสมการวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) และวงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF)

$$X_{out_1} = \frac{A_{BPF} \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} X_{in_1} + \frac{A_{LP1} \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} X_{in_2}$$

โดย

$$A_{BPF} = \frac{g_1}{G_{11}} \quad A_{LP1} = \frac{g_1}{G_{21}} \quad A_{LP2} = \frac{g_2}{G_{12}}$$

$$\omega_0 = \left(\frac{G_{12} G_{21}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (3.18)$$

$$Q = \frac{(G_{12} G_{21})^{1/2}}{G_{11}} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^{1/2} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 หลักการออกแบบวงจรความถี่ไบควอดราติกในโหมดแรงดัน

หลักการออกแบบสำหรับวงจรแบบทรานส์คอนดักแตนซ์ ที่ใช้วงจรรขยายผลต่างชนิดแอกทีฟโหลด (Active Load) เนื่องจากใช้วงจรรขยายความแตกต่างที่มีโหลดเป็นชนิดแอกทีฟ (Bipolar Junction Transistor Differential With Active Load) ซึ่งมีอัตราการขยายของทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรดังสมการ

$$\frac{i_o}{v_i} = gm \quad (3.20)$$

$$gm = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.21)$$

$$I_C = \frac{I_{bias}}{2} \quad (3.22)$$

ซึ่งจากสมการ 3.21 และสมการ 3.22 สามารถเขียนได้เป็น

$$gm = \frac{I_{bias}}{2V_T} \quad (3.23)$$

เพราะฉะนั้น ถ้าต้องการปรับค่าอัตราขยายของวงจรด้วย I_{bias} จะต้องอาศัยความสัมพันธ์ที่ว่า $I_{bias} = 2I_C$ และถ้าต้องการให้วงจรกรองมี f_c เท่ากับ 10 kHz เมื่อแปลงเป็น ω_0 จะได้ $\omega_0 = 62.831 \times 10^3$ rad/sec เมื่อแทนค่า ω_0 ลงในสมการที่ 3.18

$$\omega_0 = \left(\frac{G_{12}G_{21}}{C_1C_2} \right)^{1/2}$$

จะได้ว่า

$$62.831 \times 10^3 = \left(\frac{G_{12}G_{21}}{C_1C_2} \right)^{1/2}$$

เมื่อกำหนดให้

$$C_1 = C_2 = 0.5 \text{ uF}$$

เพราะฉะนั้น

$$C_1C_2 = 250 \times 10^{-15}$$

จะได้ค่า $G_{12}G_{21}$

$$= (62.831 \times 10^3)^2 \times 1 \times 10^{-18}$$

$$= 986.96 \times 10^{-6}$$

ของ

ถ้าต้องการให้ I_{bias} ของ G_{21} เป็น 1.5 mA จะทำให้ G_{21} มี $gm = 30 \times 10^{-3}$ ทำให้ได้ค่า gm

ดังนั้นจะได้

$$G_{12} = \frac{986.90 \times 10^{-6}}{30 \times 10^{-3}}$$

$$= 32.8986 \times 10^{-3}$$

$$I_{bias} = 2gmV_T$$

$$= 2(32.8986 \times 10^{-3})(25 \times 10^{-3})$$

$$= 1.64 \times 10^{-3}$$

3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ใต้อคราติกในโหมดกระแส

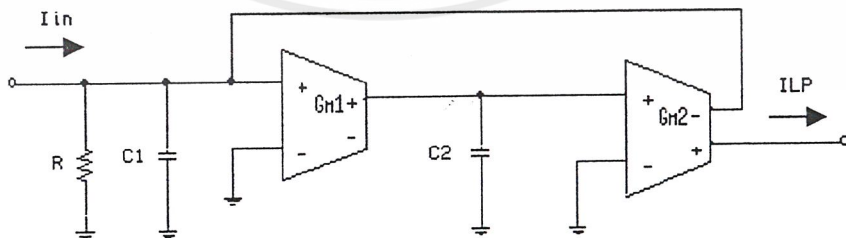
ในการออกแบบวงจรกรองใต้อคราติก จะใช้สมการที่ได้จัดรูปจากสมการส่งผ่านของวงจรกรองความถี่ต่ำดังนี้

$$H_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

เมื่อ ω_0 และ Q (โดยที่ $H_0 = K$) เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ หลักสำคัญขึ้นอยู่กับข้อกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ต้องการ โดยทั้งนี้พารามิเตอร์ Q จะส่งผลต่อผลตอบสนองความถี่

จากสมการข้างบนสามารถจัดรูปใหม่ออกมาได้เป็น 2 เทอมคือ $\frac{\omega_0}{s}$ และ $\frac{\omega_0}{s + \frac{\omega_0}{Q}}$ ใช้วิธี

เทียบสัมประสิทธิ์กับสมการส่งผ่านในรูปที่ 3.4 แล้วจึงนำมาต่อคาสเคด (cascade) กันดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ต่อแบบใต้อคราติกในโหมดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 3.4 เมื่อพิจารณาที่โหนด V_X

$$V_X = (i_{in} - i_{out}) \left(\frac{R}{sC_1 R + 1} \right) \quad (3.24)$$

จะได้กระแส i_{o1} เป็น

$$i_{o1} = G_{m1} V_X \quad (3.25)$$

พิจารณาที่โหนด V_Y จะได้

$$V_Y = \frac{i_{o1}}{sC_2} = \frac{G_{m1} V_X}{sC_2} \quad (3.26)$$

จะทำให้ได้กระแส i_{out} เป็น

$$i_{out} = \frac{G_{m1} G_{m2} V_X}{sC_2} = \frac{G_{m1} G_{m2}}{sC_2} (i_{in} - i_{out}) \left(\frac{R}{sC_1 R + 1} \right) \quad (3.27)$$

ซึ่งจะสามารถหาสมการคุณลักษณะการถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}}(s) = \frac{\frac{G_{m1} G_{m2}}{sC_2} \left(\frac{R}{sC_1 R + 1} \right)}{1 + \frac{G_{m1} G_{m2}}{sC_2} \left(\frac{R}{sC_1 R + 1} \right)} \quad (3.28)$$

$$\frac{i_{out}}{i_{in}}(s) = \frac{G_{m1} G_{m2} R}{sC_2 (sC_1 R + 1) + (G_{m1} G_{m2} R)} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}}(s) = \frac{\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{s}{RC_1} + \frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.30)$$

จากคุณลักษณะการถ่ายโอนทำให้เราทราบว่าเป็นสมการไบควอดราติก เมื่อเทียบกับสมการมาตรฐานซึ่งมีรูปแบบดังนี้

$$H_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{H_0\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.31)$$

$$\omega_0 = \left(\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}\right)^{1/2} \quad (3.32)$$

ถ้าให้ $G_{m1} = G_{m2} = G_m = C_1 = C_2 = C$ จะได้

$$\omega_0 = \frac{G_m}{C} \quad (3.33)$$

สมการนี้ทำให้เราทราบว่าสามารถเปลี่ยนแปลงค่า ω_0 ได้โดยการเปลี่ยนค่า G_m และ C ซึ่ง ω_0 แปรผันตรงกับ G_m และแปรผกผันกับ C พิจารณาหาความสัมพันธ์ของค่า Q

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{RC_1} \quad (3.34)$$

$$Q = \omega_0 RC_1 \quad (3.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า ω_0 จะได้

$$Q = \left(\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2} \right)^{1/2} (RC_1) = \left(\frac{G_{m1}G_{m2}R^2C_1}{C_2} \right)^{1/2} \quad (3.36)$$

ถ้าให้ $G_{m1} = G_{m2} = G_m = C_1 = C_2 = C$ จะได้

$$Q = G_m R \quad (3.37)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่าค่า Q ของวงจรจะแปรค่าตามค่า G_m และ R ถ้าพิจารณาที่สมการคุณลักษณะการถ่ายโอน อัตราขยายที่ความถี่ต่ำจะมีค่าเท่ากับหนึ่ง เป็นที่น่าสังเกตว่าการออกแบบในลักษณะนี้มีข้อดีโดยตรงที่ว่า การปรับค่า G_m จะทำให้ค่า ω_0 และ Q เปลี่ยนแปลงทั้งสองค่าซึ่งไม่เป็นอิสระต่อกัน

นำค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มาใช้ในการออกแบบ โดยกำหนดตัวประกอบคุณภาพ (Q) 3 ค่าคือ 0.707, 5 และ 15 เพื่อต้องการดูค่าผลตอบสนองทางความถี่เมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) เปลี่ยนแปลงและให้ความถี่ที่ $\omega_0 = 100$ kHz โดยจะมีรายละเอียดดังนี้

ให้

$$\omega_0 = 2\pi * 100 \text{ kHz}$$

จะได้

$$C = \frac{3.9 \text{ mA/V}}{2\pi * 100 \text{ kHz}}$$

$$C = 6.2 \text{ nF}$$

หาค่า R ที่ Q ต่าง ๆ ได้จากสมการที่ 3.37 ได้ดังนี้

ที่ Q เท่ากับ 0.707

$$R = \frac{0.707}{3.9 \text{ mA/V}}$$

$$R = 181.28 \Omega$$

ที่ Q เท่ากับ 5

$$R = \frac{5}{3.9 \text{ mA/V}}$$

$$R = 1.28 \text{ K}\Omega$$

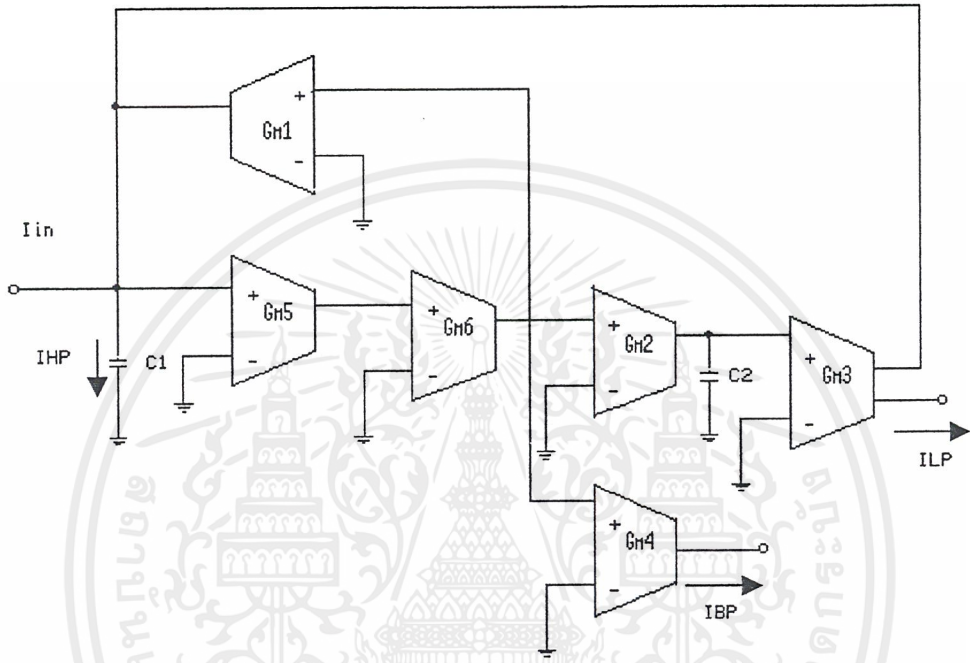
ที่ Q เท่ากับ 15

$$R = \frac{15}{3.9 \text{ mA/V}}$$

$$R = 3.8 \text{ K}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ OTA



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่มีการทำงานในรูปแบบกระแส ซึ่งประกอบด้วย OTA จำนวน 6 ตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุไฟฟ้าเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัวแสดงดังรูปที่ 3.5 ดังนั้นขั้นตอนการวิเคราะห์วงจรทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ในรูปแบบกระแสของวงจรรูปที่ 3.5 มีค่าดังนี้คือ

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = - \frac{\frac{gm_2 gm_3 gm_5}{gm_6 C_1 C_2}}{D(s)} \quad (3.38)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = - \frac{s \frac{gm_2 gm_5}{gm_6 C_1}}{D(s)} \quad (3.39)$$

และ

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (3.40)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s \left(\frac{gm_2 gm_5}{gm_6 C_1} \right) + \frac{gm_2 gm_3 gm_5}{gm_6 C_1 C_2} \quad (3.41)$$

และ gm_i คืออัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain) ของ OTA ตัวที่ i ใดๆ และพารามิเตอร์ ω_0 และ Q - factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \left(\frac{gm_2 gm_3 gm_5}{gm_6 C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (3.42)$$

และ

$$Q = \frac{1}{gm_1} \left(\frac{gm_2 gm_3 gm_5 C_1}{gm_6 C_2} \right)^{1/2} \quad (3.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความไวต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟของพารามิเตอร์ ω_0 และ Q - factor ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$s \stackrel{\omega_0}{gm2} = s \stackrel{\omega_0}{gm3} = s \stackrel{\omega_0}{gm5} = -s \stackrel{\omega_0}{gm6} = -s \stackrel{\omega_0}{C1} = -s \stackrel{\omega_0}{C2} = 1/2$$

$$s \stackrel{Q}{gm2} = s \stackrel{Q}{gm3} = s \stackrel{Q}{gm5} = -s \stackrel{Q}{gm6} = -s \stackrel{Q}{C1} = -s \stackrel{Q}{C2} = 1/2$$

และ

$$s \stackrel{Q}{gm1} = -1$$

จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรที่ได้มีค่าค่า ถ้ากำหนดให้ $gm_1 = gm_4 = gm_2 = gm_6$, $gm_3 = gm_5$ และ $C_1 C_2 = C$ แล้วทำให้ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q - factor ของวงจรจากสมการที่ 3.43 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_0 = \frac{gm_3}{C} = \frac{gm_5}{C} \quad (3.44)$$

และ

$$Q = \frac{gm_2}{gm_1} = \frac{gm_6}{gm_1} \quad (3.45)$$

นั่นคือสมการที่ 3.44 แสดงให้เห็นว่า ω_0 สามารถแปรค่าได้โดยการปรับอัตราขยายค่าความนำของ OTA3 (gm_3) ในขณะที่สมการที่ 3.45 แสดงให้เห็นว่า Q - factor แปรค่าได้โดยการปรับอัตราส่วนระหว่าง $gm_2 (= gm_6)$ กับ gm_1 โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าของ ω_0 เลย

3.4.1 ผลของ OTA ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงคุณสมบัติที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของ OTA ที่มีต่อสมรรถนะทางความถี่ของวงจร นั่นคือ การพิจารณาผลของค่าอินพุทแอดมิตแตนซ์ (input admittance, $Y_i = g_i + sC_i$) และค่าเอาต์พุทแอดมิตแตนซ์ (output admittance, $Y_o = g_o + sC_o$) ของ OTA เมื่อ g_i , C_i , g_o และ C_o คือค่าอินพุทคอนดักแตนซ์ (input conductance) ค่าอินพุทคาปาซิแตนซ์ (input capacitance) ค่าเอาต์พุทคอนดักแตนซ์ (output conductance) และ ค่าเอาต์พุทคาปาซิแตนซ์ (output capacitance) ของวงจรตามลำดับ ดังนั้นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (transfer function) ของวงจรในกรณีนี้จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$T_{LP}(s) = - \frac{gm_2 gm_3 gm_4}{(gm_6 + 4g_i + 2g_o)C_1' C_2' D'(s)} \quad (3.46)$$

$$T_{BP}(s) = - \frac{(sC_2' + g_i + g_o)(gm_2 gm_4)}{(gm_6 + 4g_i + 2g_o)C_1' C_2' D'(s)} \quad (3.47)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{sC_1(sC_2' + g_i + g_o)}{C_1' C_2' D'(s)} \quad (3.48)$$

โดยที่

$$D'(s) = s^2 + s \frac{(gm_2 gm_4)}{(gm_6 + 4g_i + 2g_o)C_1'} + \frac{gm_2 gm_3 gm_4 + gm_2 gm_4 (g_i + g_o)}{(gm_6 + 4g_i + 2g_o)C_1' C_2'} \quad (3.49)$$

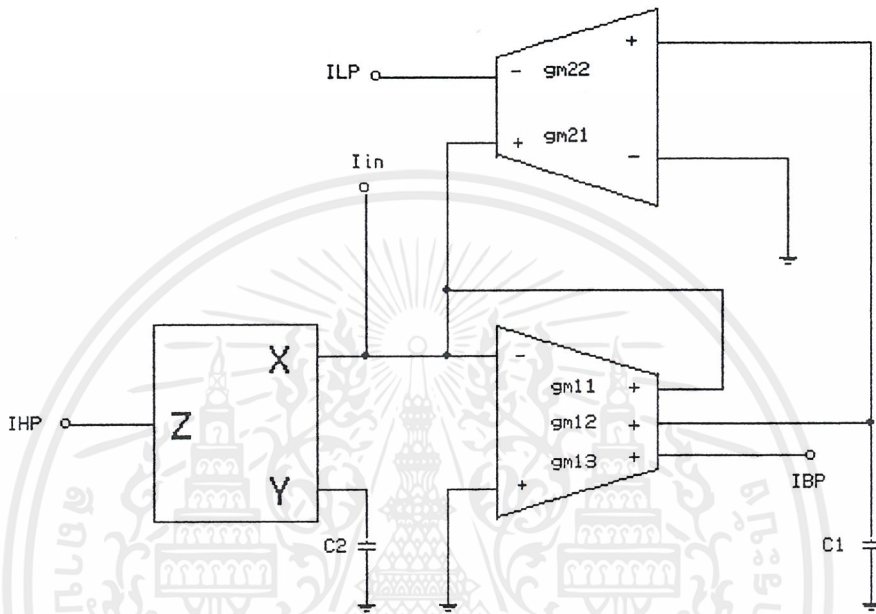
$$C_1' = (C_1 + C_i + 2C_o) \quad (3.50)$$

และ

$$C_2' = (C_2 + C_i + C_o) \quad (3.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA



รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกโคอะแกรมของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ CCII ร่วมกับ OTA

จากความสัมพันธ์ของกระแส ที่วงจรทรานส์คอนคัคแดนซ์และตัวเก็บประจุโดยทำการหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (transfer function) ในรูปที่ 3.6 ของวงจรกรองความถี่แบบ Two-Integrator-Loop Biquad ซึ่งประกอบด้วยบล็อกอินทิเกรต 2 บล็อกต่อกันโดยเอาที่พู่ของบล็อกแรก เป็นอินพุทของบล็อกที่สอง จะได้ว่า

$$I_{HP} x \frac{-\omega_0}{s} = I_{BP} \quad (3.52)$$

หรือ

$$\frac{s^2}{D(s)} x \frac{-\omega_0}{s} = \frac{-s\omega_0}{D(s)} \quad (3.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{HP} \times \frac{\omega_0}{s} = I_{LP} \quad (3.54)$$

หรือ

$$\frac{s^2}{D(s)} \times \frac{\omega_0^2}{s^2} = \frac{\omega_0^2}{D(s)} \quad (3.55)$$

สำหรับสมการที่มีลักษณะเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่สูงผ่านสร้างขึ้นจากการนำสัญญาณที่ออกจากบล็อกอินทิเกรตทั้งสองบล็อกมาป้อนกลับ หลังจากคูณกับค่าคงที่ต่าง ๆ แล้ว เมื่อนำสมการมารวมกันแล้วเกิดเป็นสัญญาณที่มีลักษณะสมการแบบวงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยจะได้

$$I_{HP} = kili - \frac{1}{Q} \frac{\omega_0}{s} I_{HP} - \frac{\omega_0^2}{s^2} I_{HP} \quad (3.56)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{HP} = \frac{s^2 kili}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.57)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อนำสัญญาณที่จุด I_{HP} และ I_{LP} มาเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้

$$\frac{-\omega_0}{s} I_{HP} \div I_{in} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + s \frac{\omega_0}{a} + \omega_0^2} = T_{BP}(s) \quad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\frac{\omega_0}{s} I_{HP}}{I_{in}} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{a} + \omega_0^2} = T_{LP}(s) \quad (3.59)$$

ดังนั้นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ดังกล่าว ในส่วนของวงจรทรานส์คอนดักแตนซ์และตัวเก็บประจุนั้น จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ในรูปแบบกระแสดังนี้

$$T_{LP}(s) = \frac{gm_{12}gm_{22}}{s^2 C_1 C_2 + sC_1 gm_{11} + gm_{12}gm_{21}} \quad (3.60)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{-sC_1 gm_{13}}{s^2 C_1 C_2 + sC_1 gm_{11} + gm_{12}gm_{21}} \quad (3.61)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + sC_1 gm_{11} + gm_{12}gm_{21}} \quad (3.62)$$

จะเห็นว่าวงจรดังกล่าวสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันแบบกรองความถี่ต่ำผ่าน $T_{LP}(s)$, แบบกรองผ่านเฉพาะช่วงความถี่ $T_{BP}(s)$ และแบบกรองผ่านความถี่สูง $T_{HP}(s)$ ได้พร้อมกัน โดยไม่ต้องเปลี่ยนรูปแบบวงจร และพารามิเตอร์ ω_0 และ Q - factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \left(\frac{gm_{12}gm_{21}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (3.64)$$

$$Q = \frac{1}{gm_{11}} \left(gm_{12}gm_{21} \frac{C_2}{C_1} \right)^{1/2} \quad (3.65)$$

ค่าความไวต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟของพารามิเตอร์ ω_0 และ Q - factor ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$S_{gm12}^{\omega_0} = S_{gm21}^{\omega_0} = -S_{C1}^{\omega_0} = -S_{C2}^{\omega_0} = 1/2$$

$$S_{gm12}^{\varrho} = S_{gm21}^{\varrho} = -S_{C1}^{\varrho} = -S_{C2}^{\varrho} = 1/2$$

และ

$$S_{gm11}^{\varrho} = -1$$

3.5.1 ผลของ CCII และ OTA ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ
 ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.4 สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$I_y = -\gamma I_x \quad (3.66)$$

$$V_x = \beta V_y \quad (3.67)$$

$$I_z = \pm \alpha I_x \quad (3.68)$$

โดยที่ $\gamma = 1 - \epsilon_y$ และ $\epsilon_y (\epsilon_y \ll 1)$ คือค่าความผิดพลาดทางกระแสระหว่างขั้ว x และขั้ว y, $\beta = 1 - \epsilon_v$ และ $\epsilon_v (\epsilon_v \ll 1)$ คือค่าผิดพลาดทางแรงดันระหว่างขั้ว y และขั้ว x และ $\alpha = 1 - \epsilon_z$ และ $\epsilon_z (\epsilon_z \ll 1)$ หมายถึงค่าความผิดพลาดทางกระแสระหว่างขั้ว x และขั้ว z ภายใต้งื่อนไขดังกล่าวสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ในรูปแบบกระแสได้เป็น

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{N_{n1}(s)}{D_n(s)} \quad (3.69)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{N_{n2}(s)}{D_n(s)} \quad (3.70)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{N_{n3}(s)}{D_n(s)} \quad (3.71)$$

โดยที่

$$N_{n1}(s) = \frac{sC_2\alpha}{\gamma\beta} (g_i + g_o + s(C_i + C_1 + C_o)) \quad (3.72)$$

$$N_{n2}(s) = -gm_{13} (g_i + g_o + s(C_i + C_1 + C_o)) \quad (3.73)$$

$$N_{n3}(s) = gm_{12}gm_{22} \quad (3.74)$$

และ

$$D_n(s) = s^2 + (C_i + C_1 + C_o) \left(C_i + 2C_o + \frac{C_2}{\gamma\beta} \right) + s \left[(C_i + C_1 + C_o)(gm_{11} + 2g_o + g_i) + (C_i + 2C_o + \frac{C_2}{\gamma\beta})(g_i + g_o) \right] + (gm_{11} + 2g_o + g_i)(g_i + g_o) + gm_{12}gm_{21} \quad (3.75)$$

และค่าของพารามิเตอร์ ω_0 และ Q_n มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{0n} = \left(\frac{(gm_{11} + 2g_o + g_i)(g_i + g_o) + gm_{12}gm_{21}}{(C_i + C_1 + C_o) \left(C_i + 2C_o + \frac{C_2}{\gamma\beta} \right)} \right)^{1/2} \quad (3.76)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_n = \frac{\{[(gm_{11} + 2g_o + g_i)(g_i + g_o) + gm_{12}gm_{21}](C_i + C_1 + C_o)(C_i + 2C_o + \frac{C_2}{\gamma\beta})\}^{1/2}}{(C_i + C_1 + C_o)(gm_{11} + 2g_o + g_i) + (C_i + 2C_o + \frac{C_2}{\gamma\beta})(g_i + g_o)} \quad (3.77)$$

และในส่วนของ $N_n(s)$ และ $D_n(s)$ ค่า factor อื่น ๆ ที่เป็นผลกระทบด้านอินพุตและเอาต์พุตแอดมิตแดนซ์ ของ OTA และค่าความผิดพลาดด้านกระแสและแรงดันของ CCII จากสมการที่ได้แสดงไปแล้วนั้น โดยถ้าค่าของอินพุตแอดมิตแดนซ์ $Y_i (= g_i + sC_i)$ และเอาต์พุตแอดมิตแดนซ์ $Y_o (= g_o + sC_o)$ เกิดในวงจรกรองช่วงความถี่สูง แต่ถ้านำไปใช้ในความถี่ต่ำ ค่าของอินพุตและเอาต์พุตแอดมิตแดนซ์จะไม่สามารถละทิ้งได้ ดังนั้น ค่าของคุณสมบัติต่าง ๆ ในทฤษฎี สันนิษฐานได้จากค่าอินพุตแอดมิตแดนซ์ Y_i และเอาต์พุตแอดมิตแดนซ์ Y_o ที่ละทิ้งได้ และสามารถหาค่าความไวของวงจรกรองหลายหน้าที่ที่เกิดจากผลของ CCII กับ OTA ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้คือ

$$S \frac{\omega_{on}}{\gamma\beta} = -S \frac{Q_n}{\gamma\beta} = \frac{1}{2}$$

บทที่ 4

ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ในส่วนของบทนี้จะเป็นผลการทดลอง ที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วในบทที่ผ่านมา โดยใช้โปรแกรม Pspice โดยได้แบ่งออกเป็นหัวข้อต่าง ๆ ดังนี้

4.1 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองวงจรความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII

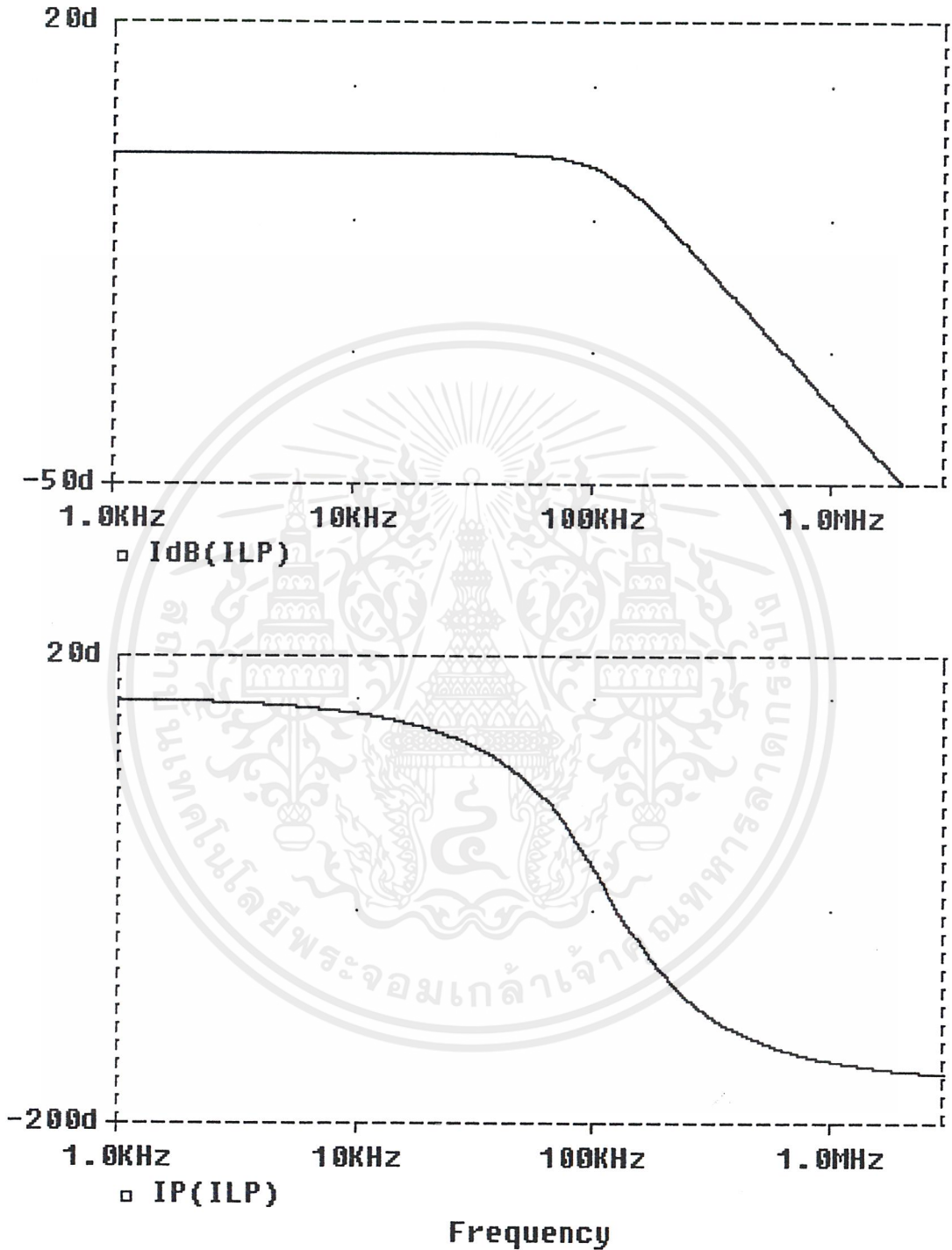
จากการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ในทางอุดมคติจะได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่มีค่าขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่อในวงจร (R_1 , R_2 , C_1 และ C_2) ซึ่งสามารถคำนวณค่าของผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรที่ออกแบบได้จากสมการ f_o ดังสมการข้างล่าง

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (4.1)$$

การวิเคราะห์การทำงานโดยกำหนดให้ I_m ที่ป้อนเข้ามามีค่าเท่ากับ $50 \mu A$ และกระแสไบอัสของวงจรมีค่าเท่ากับ $180 \mu A$ ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ กำหนดดังนี้ $R_1=1K\Omega$ $R_2=2K\Omega$ และ $C_1=C_2=1nF$ แทนค่าในสมการ 4.1 สามารถคำนวณผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรได้ $112.5 KHz$

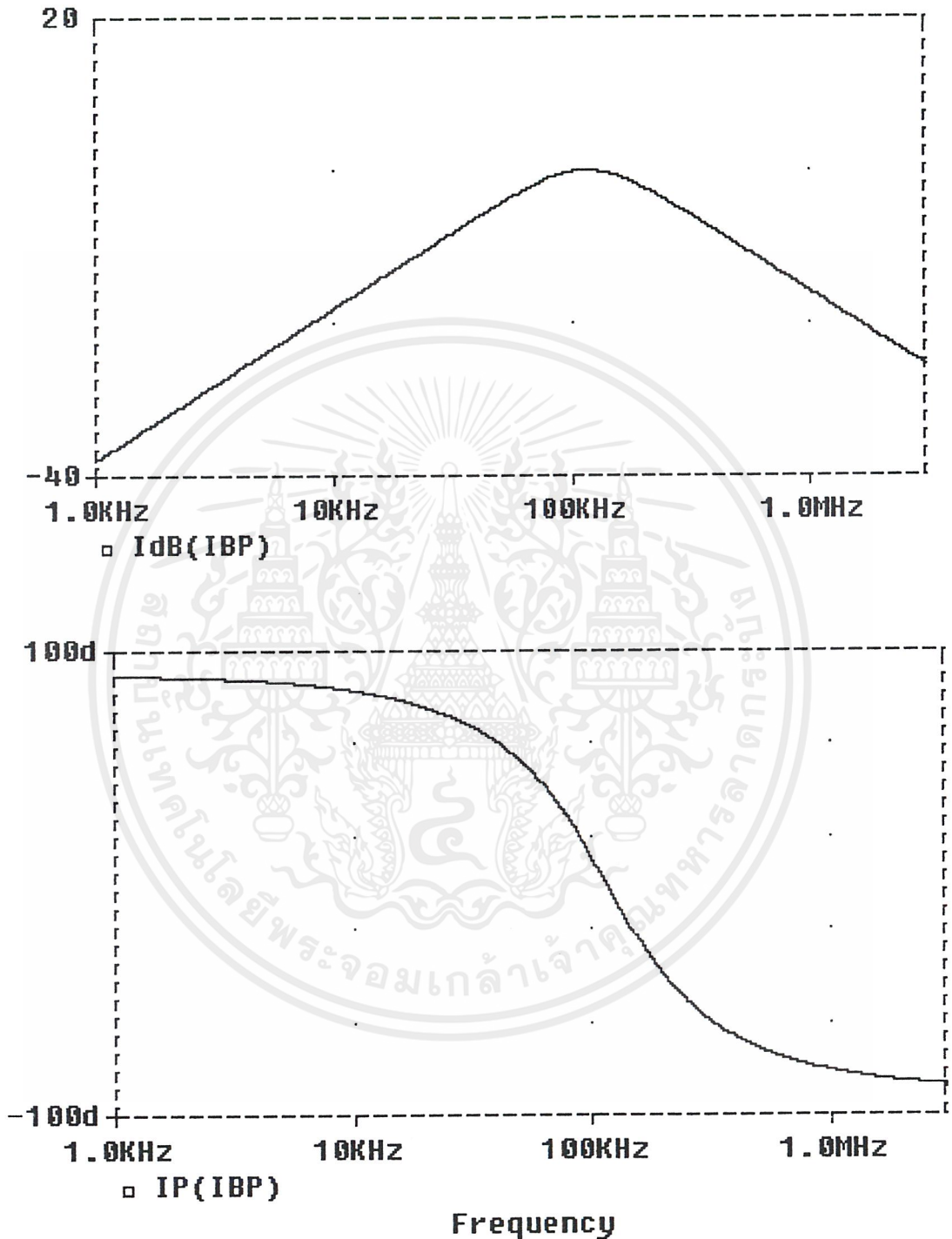
โดยการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice จะกำหนดค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

- ทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพี (PNP transistor) เบอร์ 2N3906
- ทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็นพีเอ็น (NPN transistor) เบอร์ 2N3904
- แรงดัน V_{CC} เท่ากับ 2.5 โวลต์ (DC)
- แรงดัน V_{EE} เท่ากับ -2.5 โวลต์ (DC)



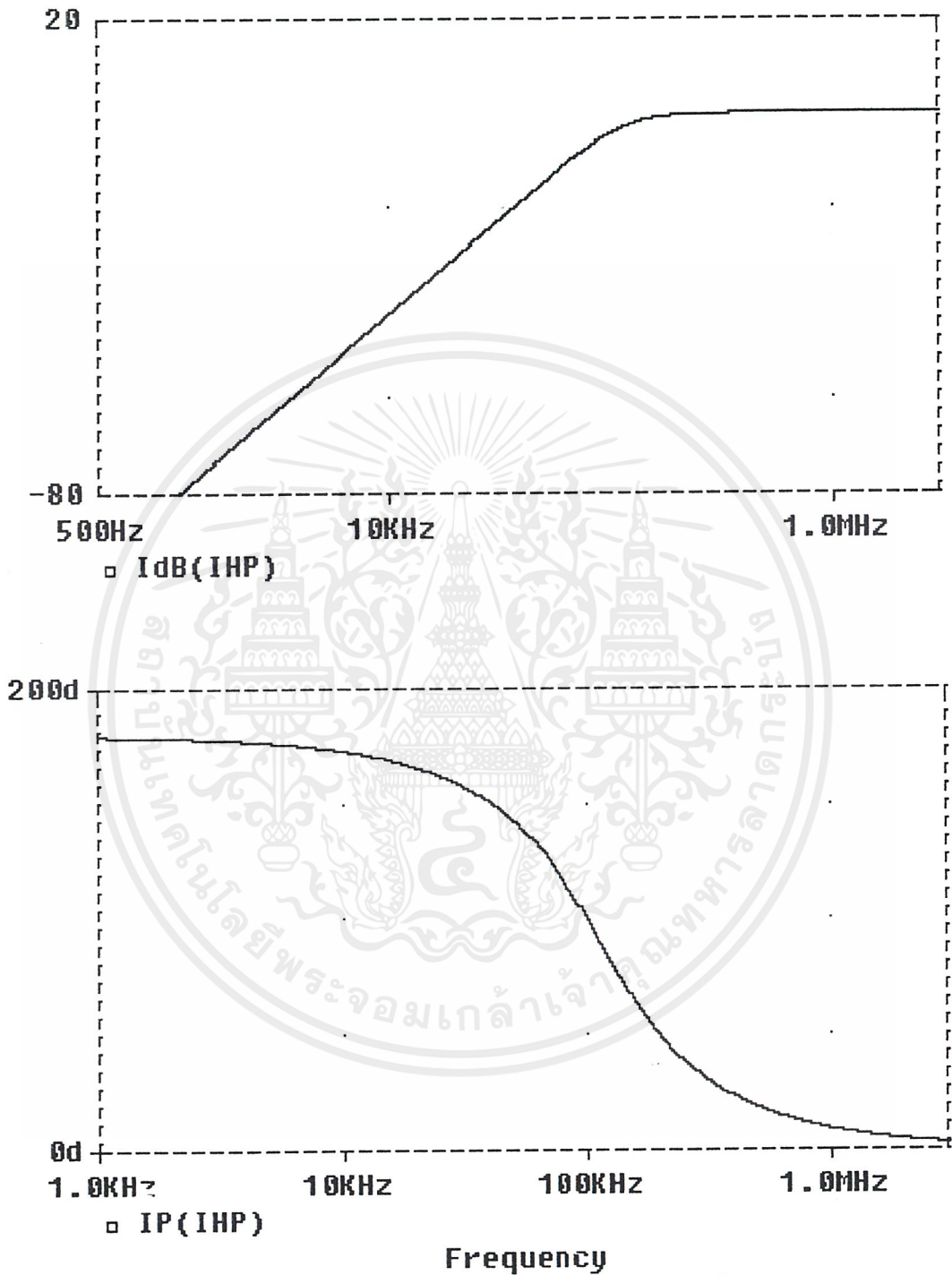
รูปที่ 4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



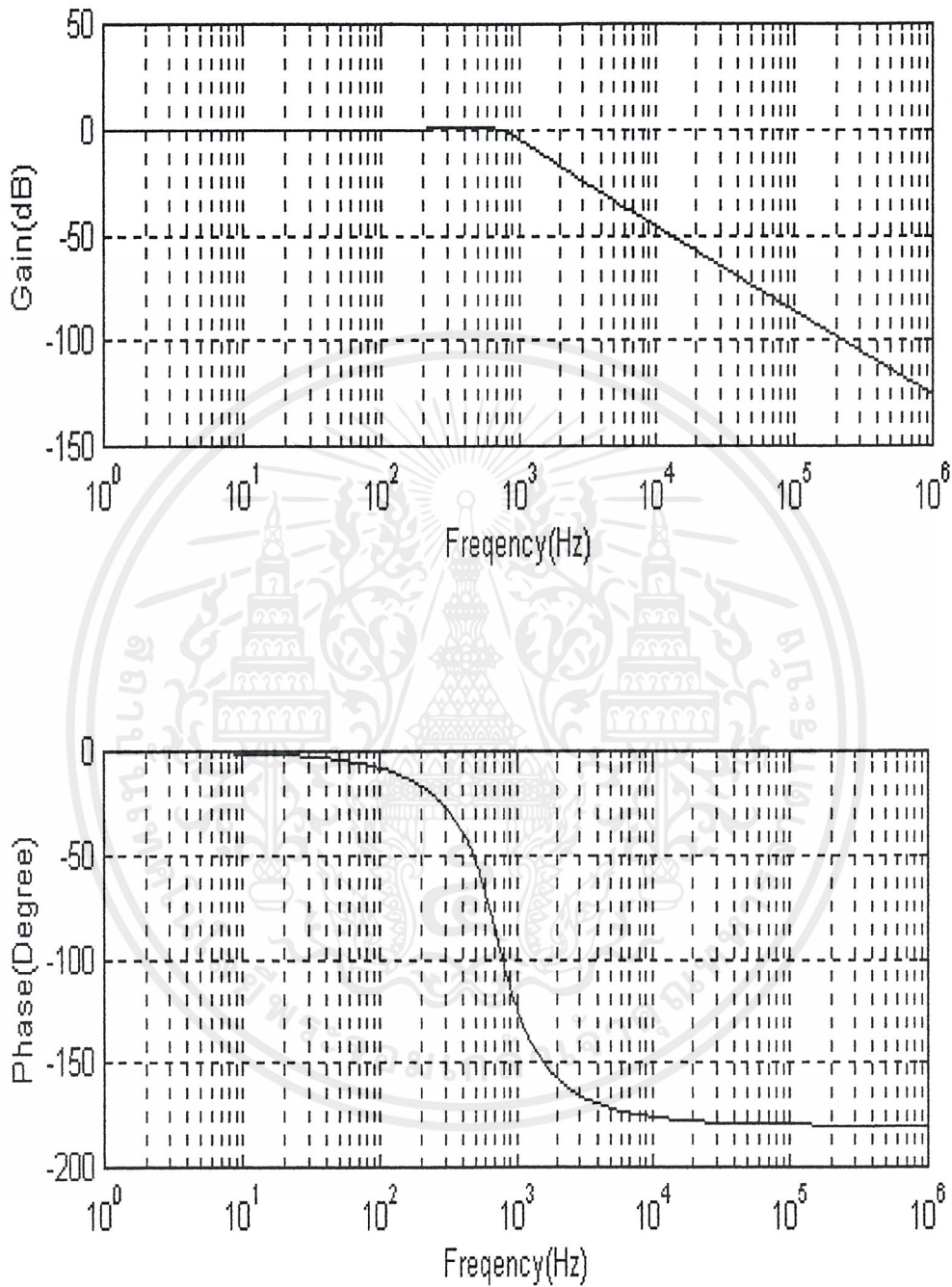
รูปที่ 4.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



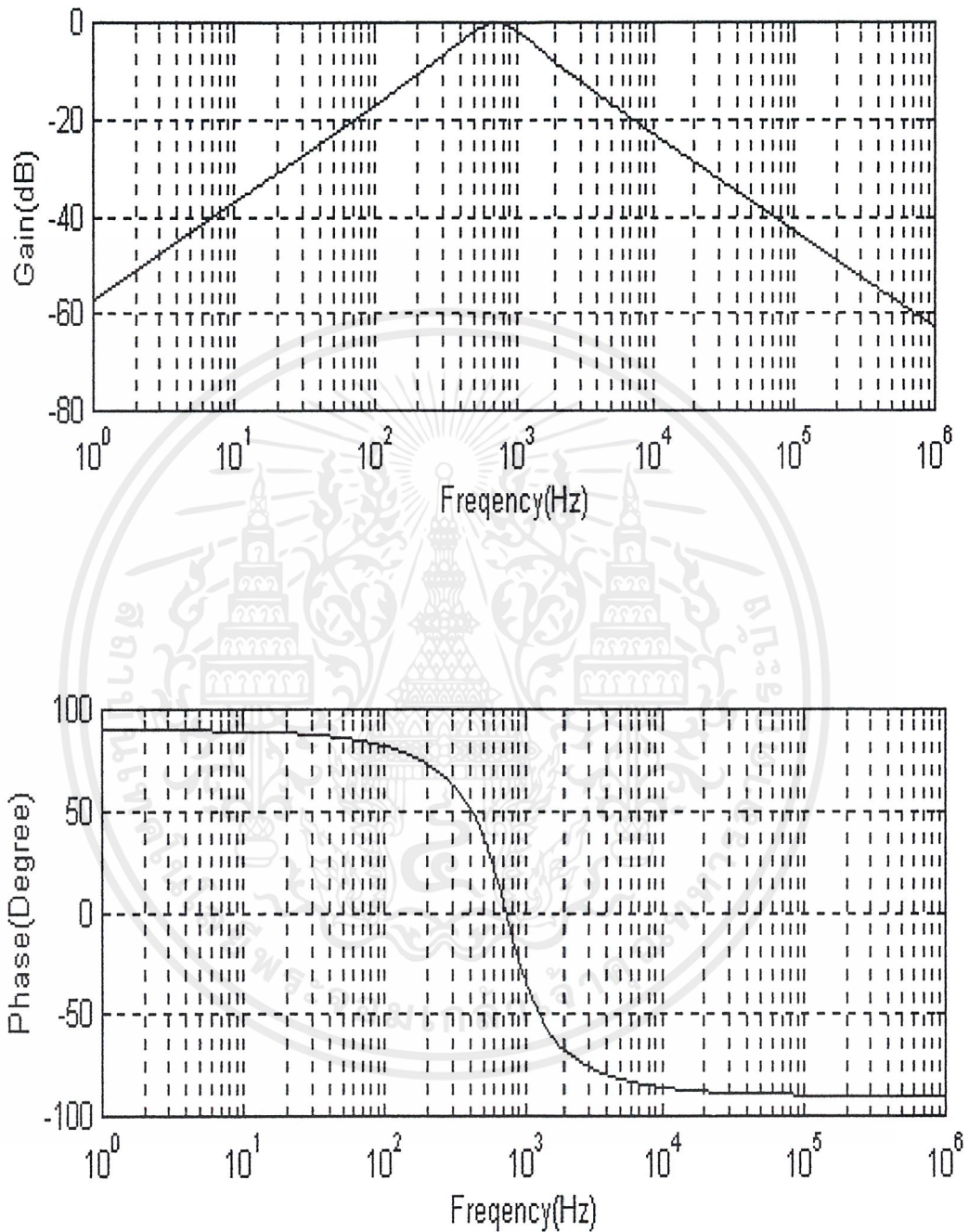
รูปที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



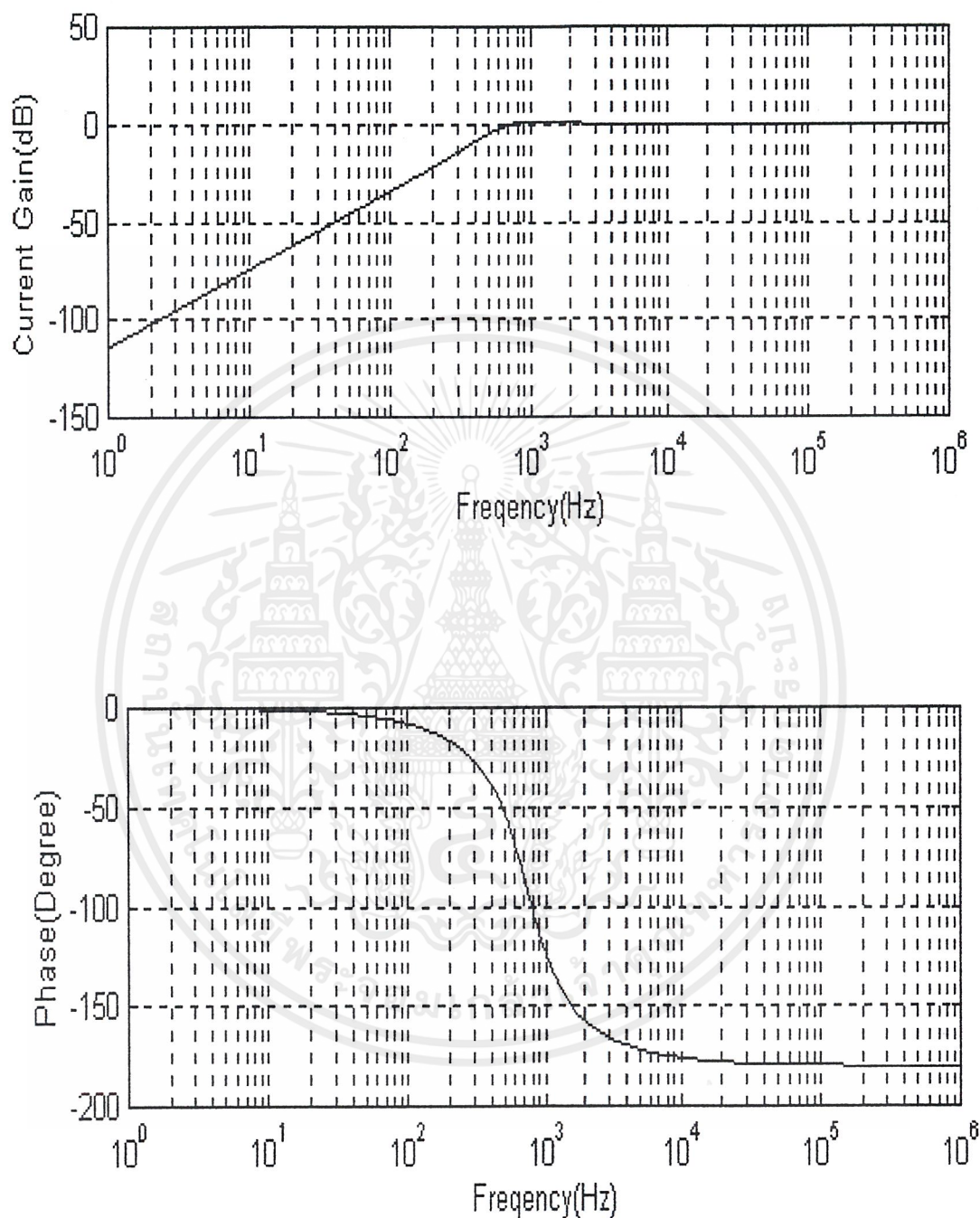
รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

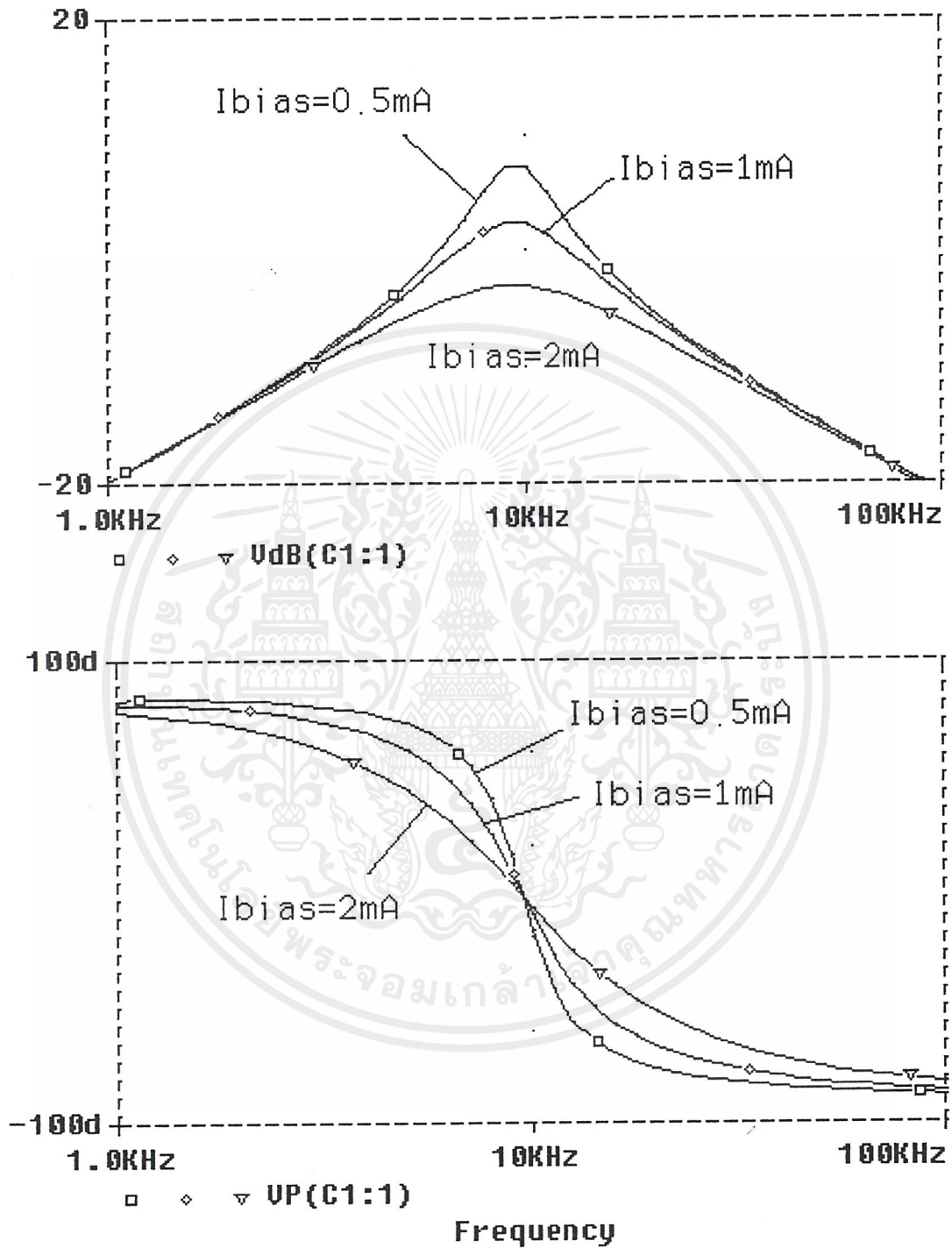
4.2 ผลการจำลองวงจรรองความถี่ไบควอดราติกในโหมดแรงดัน

วงจรที่ได้ทดลองต่อไปนี้จะใช้วงจรทรานส์คอนดักต์แชนซ์-ตัวเก็บประจุ ซึ่งประกอบด้วย วงจรขยายผลต่าง 5 ชุด โดยแต่ละชุดทำหน้าที่แทนตัวทรานส์คอนดักต์แชนซ์ ซึ่งสามารถปรับค่า กระแสไบอัสด้วยการปรับค่าของแหล่งจ่ายกระแสที่ต่อกับวงจรขยายผลต่างแต่ละชุด สำหรับ ทรานส์คอนดักต์แชนซ์ที่มีอัตราขยายเป็นบวกได้แก่ g_1 , g_2 และ G_{12} ต้องทำการป้อนสัญญาณอินพุท เข้าที่ขาเบส (BASE) ของ Q1 ส่วนขาเบสของ Q2 ลงกราวด์ และทรานส์คอนดักต์แชนซ์ที่มีอัตรา ขยายเป็นลบได้แก่ G_{11} , G_{21} ต้องทำการป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่ขาเบส (BASE) ของ Q2 ส่วนขา เบสของ Q1 ลงกราวด์

สำหรับการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ สามารถทำได้โดยปรับกระแสไบอัสของ G_{11} โดย ในการทดลองนี้ได้ใช้ตัวประกอบ 2 ค่า คือที่กระแสไบอัสของ G_{11} เท่ากับ 1mA และ 2 mA ทำให้ ได้ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 7.024 และ 3.512 โดยค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถคำนวณได้ จากสมการ 3.19

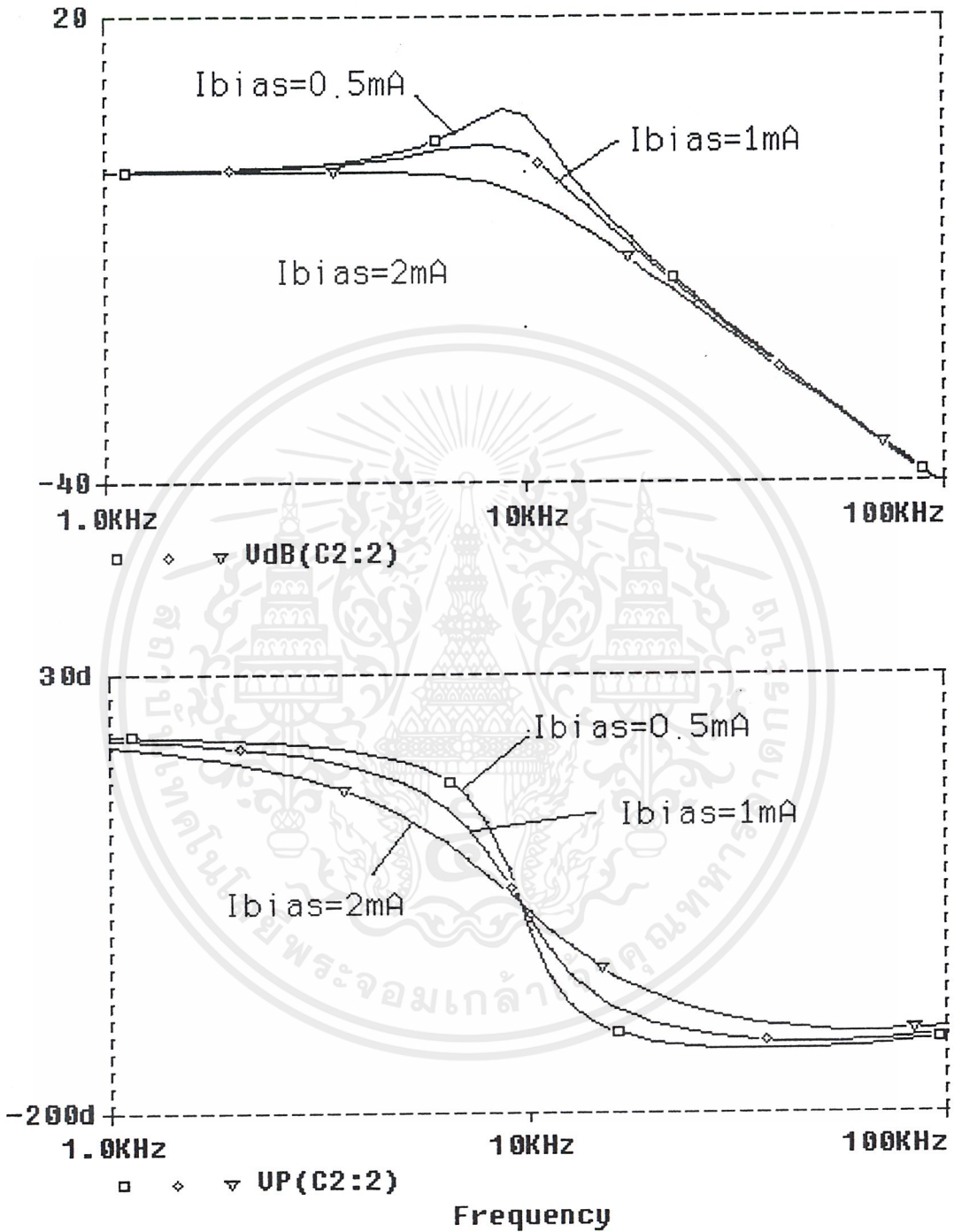
โดยในการเขียนแบบการทำงานนั้นกำหนดให้

- ทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพี (PNP transistor) เบอร์ 2N3906
- ทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็นพีเอ็น (NPN transistor) เบอร์ 2N3904
- $C_1 = C_2 = 0.5 \mu\text{F}$
- กระแสไบอัสของวงจรทรานส์คอนดักต์เตอร์ $g_1 = G_{21} = 1.5 \text{ mA}$, $g_2 = G_{12} = 1.64 \text{ mA}$
- กระแสไบอัสของวงจรรวม 3 ค่าเพื่อหาความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ และเฟส คือ 0.5 mA, 1 mA และ 2 mA



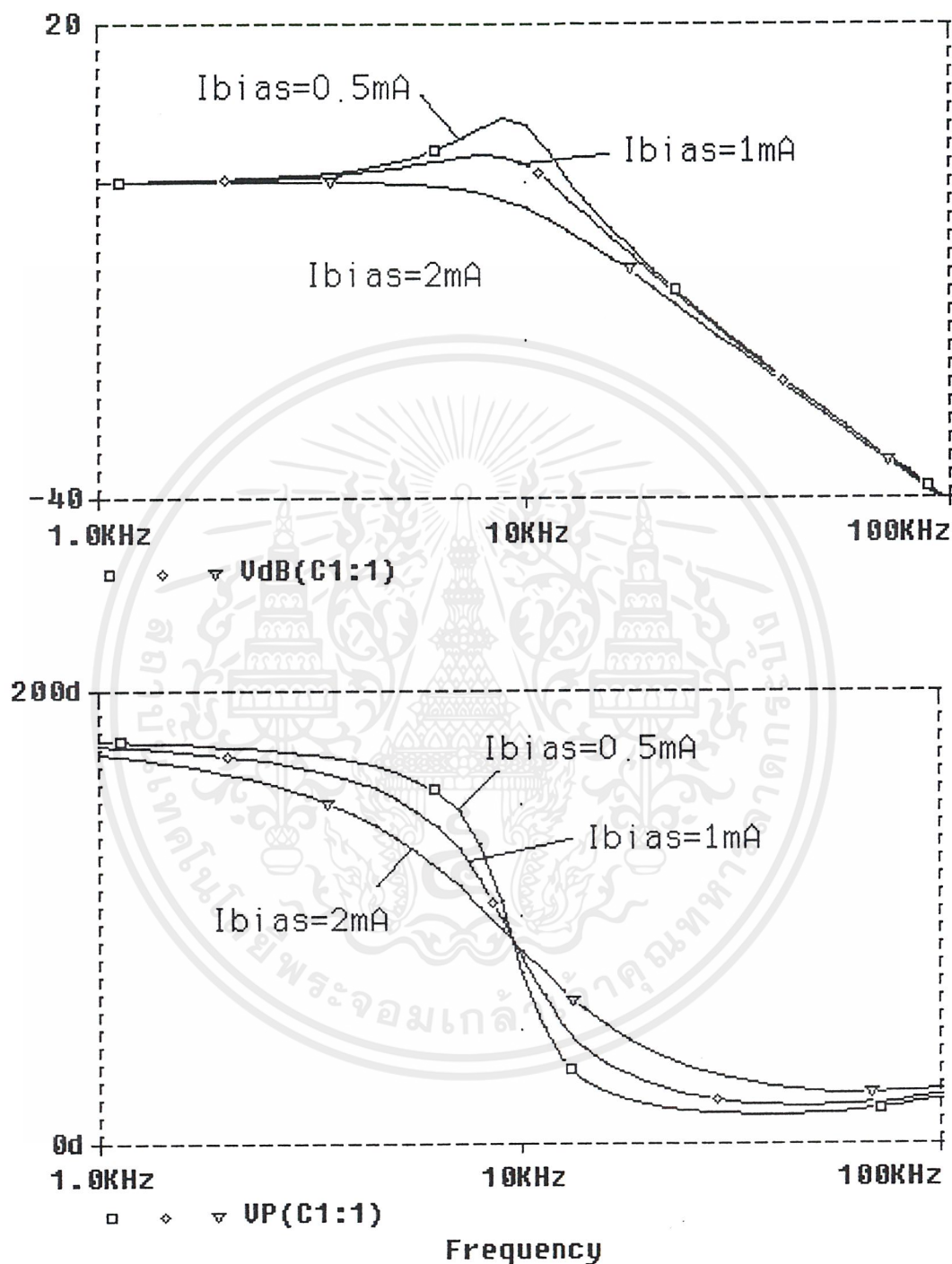
รูปที่ 4.7 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in1} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_1 โดยแสดงทั้งด้านขนาดและเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



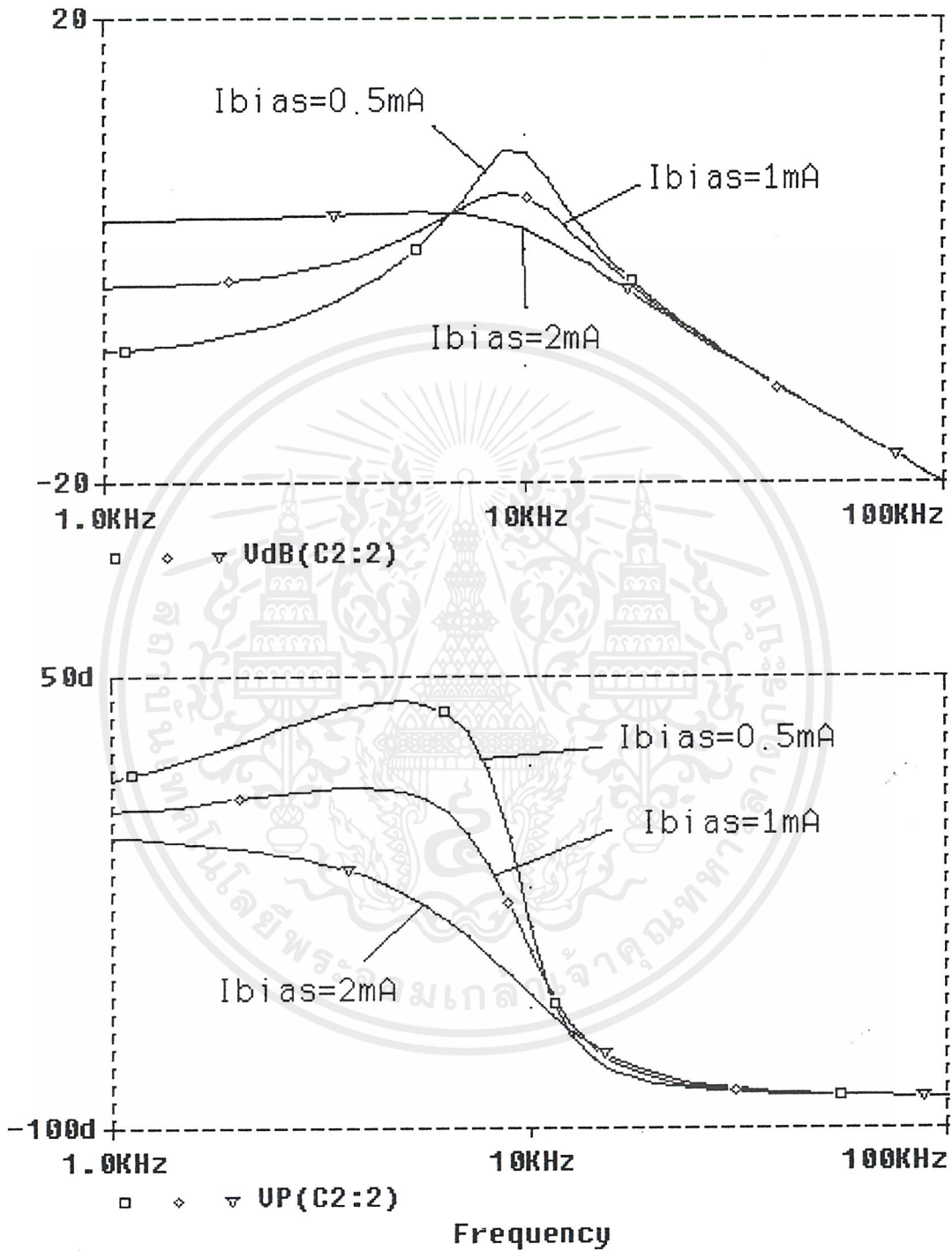
รูปที่ 4.8 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_2 โดยแสดงทั้งขนาดและเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in2} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_1 โดยแสดงทั้งขนาดและเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 วงจรรอกความถี่ต่ำผ่าน และวงจรแถบความถี่ผ่าน โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in2} และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ C_2 โดยแสดงทั้งขนาดและเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

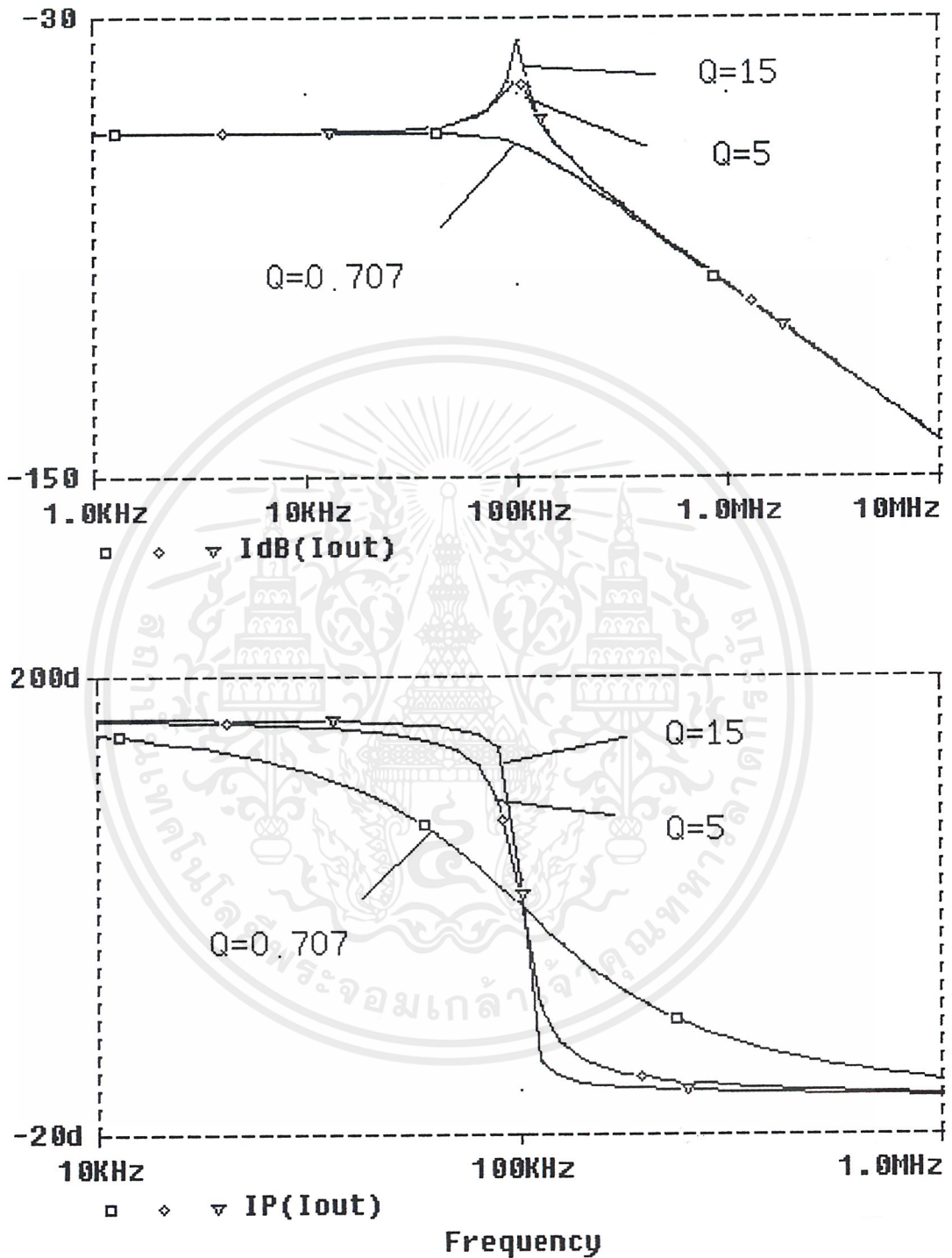
4.3 ผลการจำลองวงจรความถี่ไบควอดราติกในโหมดกระแส

การออกแบบวงจรไบควอดราติกในโหมดกระแสที่ได้ออกแบบไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งในรูปที่ 3.4 จะเป็นผลตอบสนองทางความถี่และเฟส โดยการจำลองในโปรแกรม Pspice ซึ่งได้ออกแบบกำหนดค่าความถี่ $\omega_0 = 100 \text{ KHz}$ และออกแบบกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ Q ไว้ 3 ค่าคือ 0.707 , 5 และ 15 ตามลำดับ

การประมวลผลได้ทำการแยกผลตอบสนองทางขนาดและเฟส ออกจากกัน เพื่อให้เห็นถึงค่าของ Q ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น ซึ่งได้ออกแบบไว้ 3 ค่า จะเห็นว่ายังมีค่า Q สูงก็จะเกิดค่ายอดที่ค่าความถี่ใกล้ความถี่ ω_0 มีค่าสูงตามมากเช่นกัน และที่น่าสนใจคือ ที่ค่า $Q = 0.707$ ที่ได้ออกแบบไว้จะได้ค่าความถี่ ω_0 เท่ากับค่าของความถี่คัตออฟ -3 dB ส่วนเฟสความชันจะเพิ่มขึ้นตามค่า Q และกราฟจะตัดกันที่ความถี่ ω_0 ตรงกับเฟสที่ -90 องศา ซึ่งมีรายละเอียดของผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดและเฟส ดังรูปที่ 4.6

โดยในการเขียนแบบการทำงานนั้นกำหนดให้

- ทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพี (PNP transistor) เบอร์ 2N3906
- ทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็นพีเอ็น (NPN transistor) เบอร์ 2N3904
- $V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -5V$
- $R_{EE} = 150 \Omega$
- $C_1 = C_2 = 6.8 \text{ nF}$
- กระแสไบอัสของวงจรทรานส์คอนคัคเตอร์ $G_{m1} = G_{m2} = 0.5 \text{ mA}$
- ค่า R ที่ค่า Q ค่าต่าง ๆ คือ $Q = 0.707$ ใช้ $R = 68 \Omega$, $Q = 5$ ใช้ $R = 1.25 \text{ K}\Omega$ และ $Q = 15$ ใช้ $R = 4.7 \text{ K}\Omega$



รูปที่ 4.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยวัตต์เอาท์พุทที่ I_{out} โดยแสดงทั้งด้านขนาดและเฟส

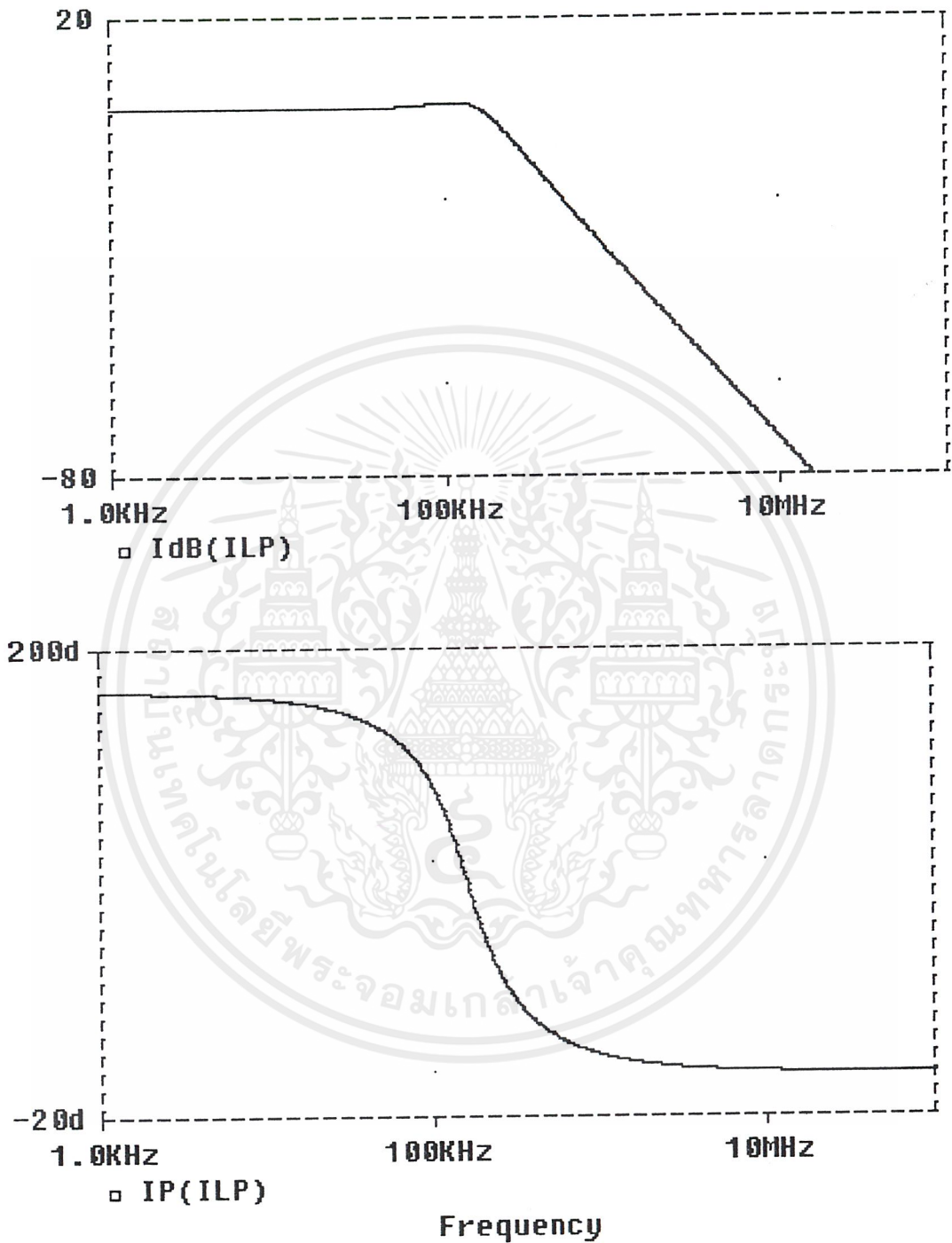
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ OTA

การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ผ่านมานั้น จะใช้หลักการเดียวกับวงจรกรองไปควอดราติกในโหมคกระแส โดยจะใช้วงจรทรานส์คอนดักเตนซ์มาใช้เป็นอุปกรณ์หลัก แต่วงจรที่ได้ออกแบบนี้มีคุณสมบัติสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ทั้งสามแบบคือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรและอุปกรณ์ในวงจร

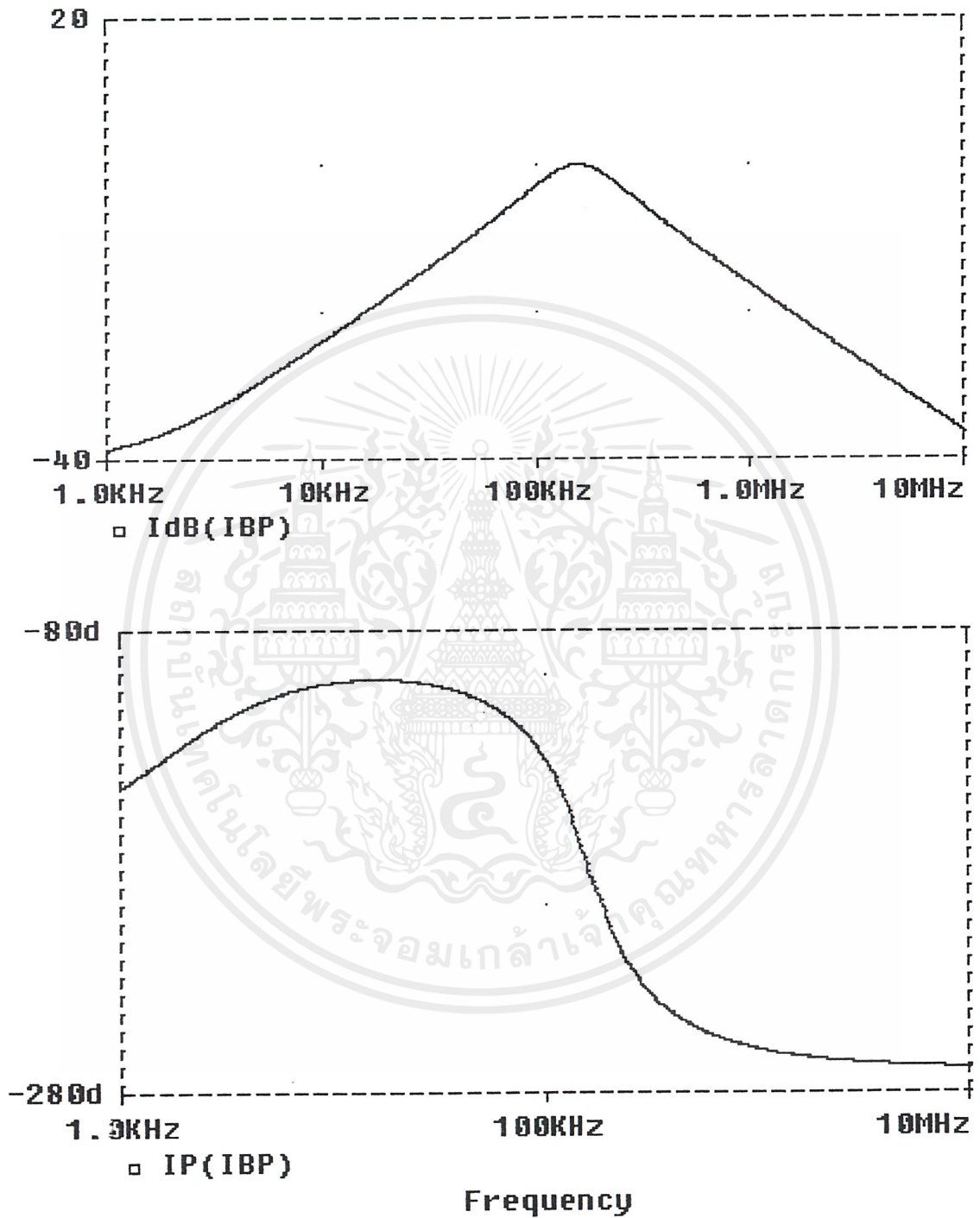
โดยในการเลียนแบบการทำงานนั้นกำหนดให้

- ทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพี (PNP transistor) เบอร์ 2N3906
- ทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็นพีเอ็น (NPN transistor) เบอร์ 2N3904
- $V_{CC} = 3V$, $V_{EE} = -3V$
- $R_{EE} = 150 \Omega$
- $C_1 = C_2 = 0.1 \text{ nF}$
- กระแสไบอัสของวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ $G_{m1} = G_{m2} = G_{m3} = G_{m4} = G_{m5} = G_{m6} = 0.5 \text{ mA}$



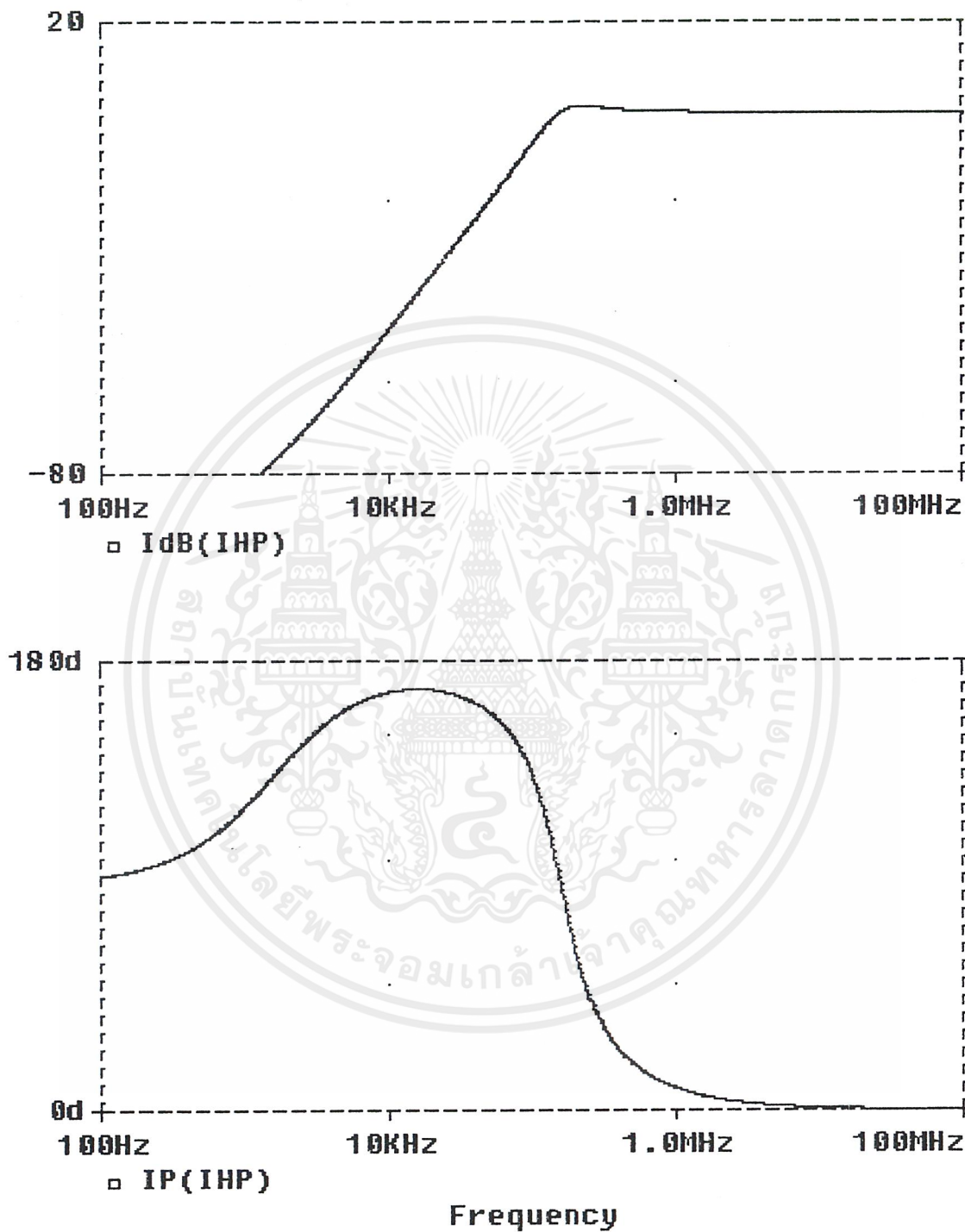
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ OTA ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



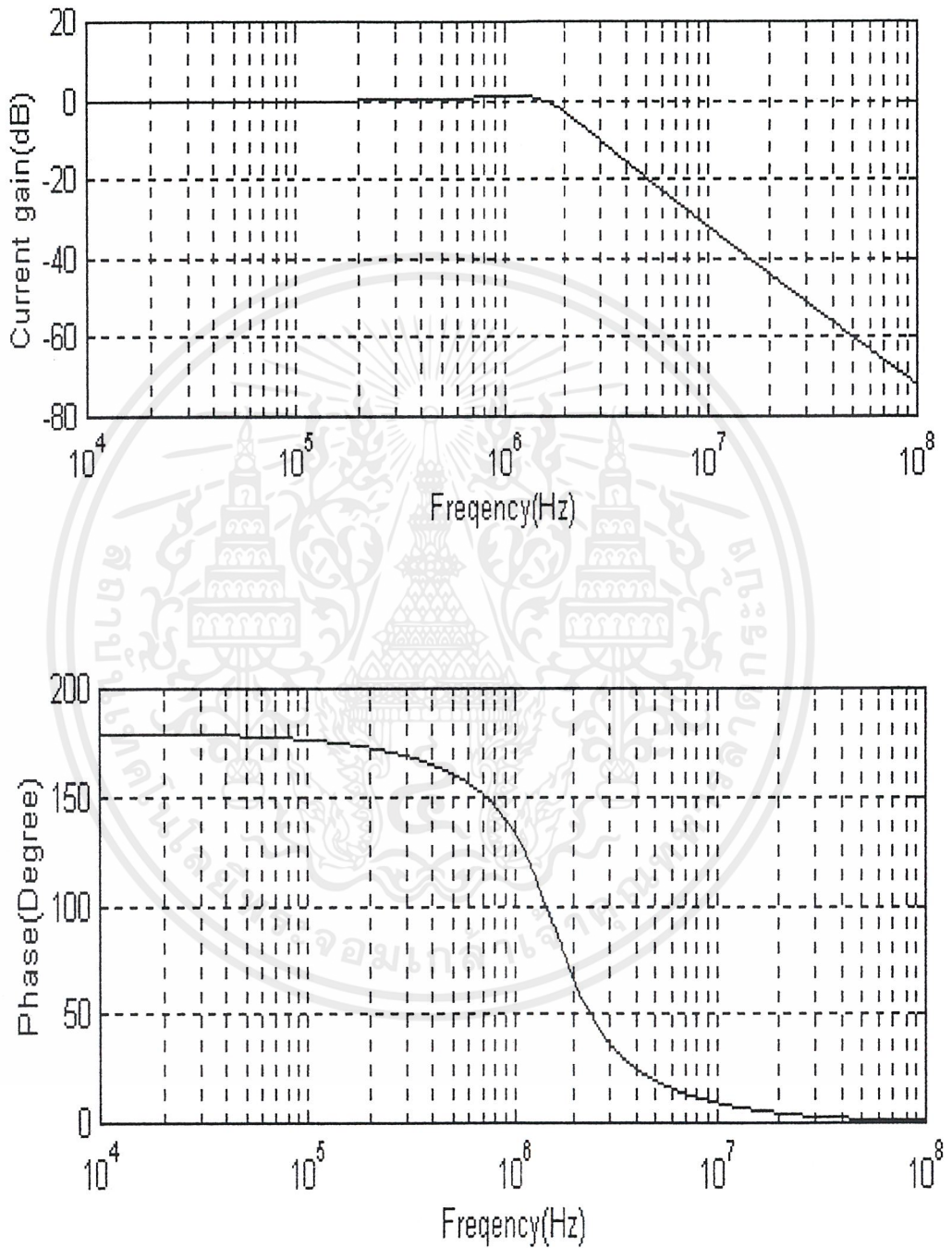
รูปที่ 4.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ OTA ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



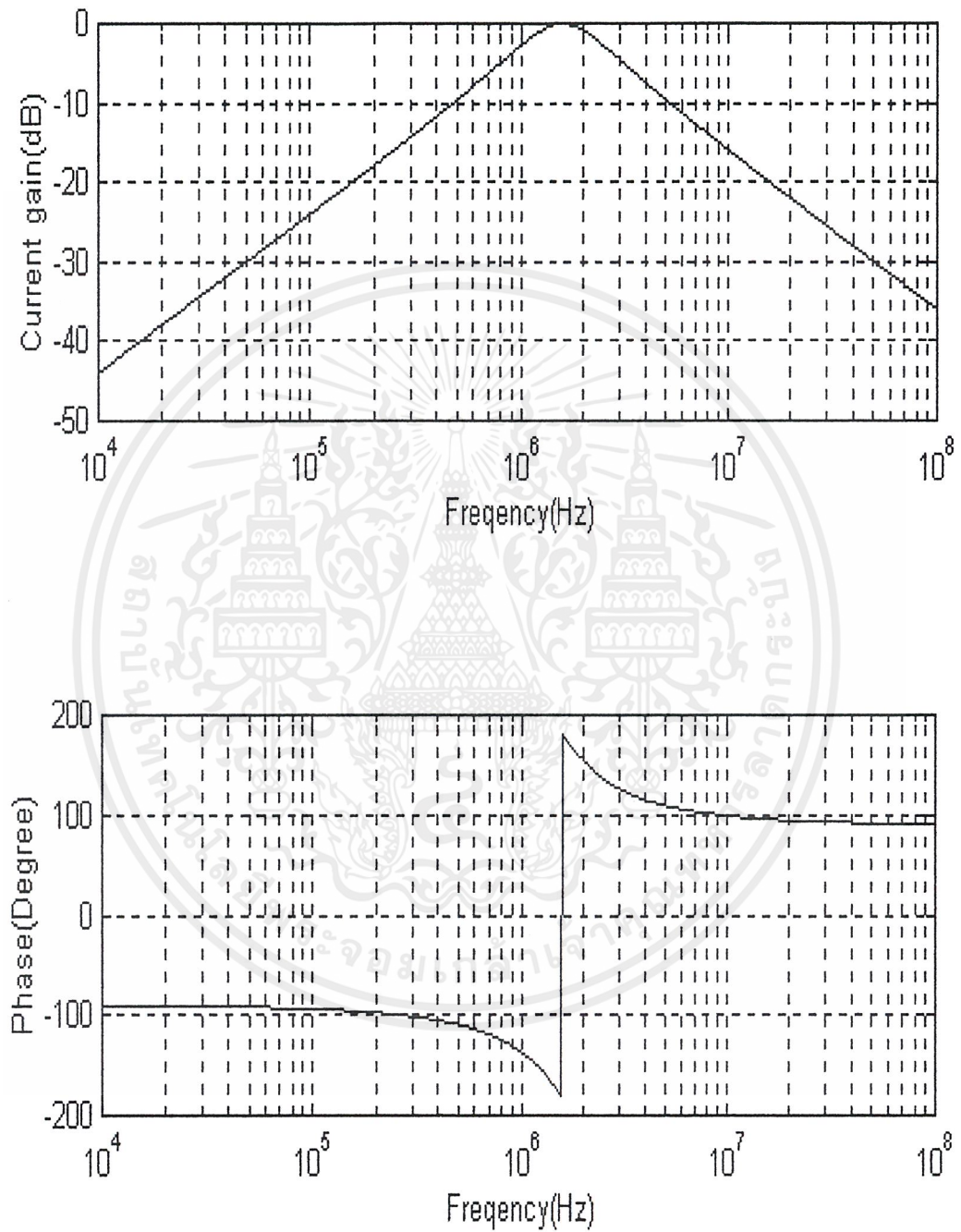
รูปที่ 4.14 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ OTA ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



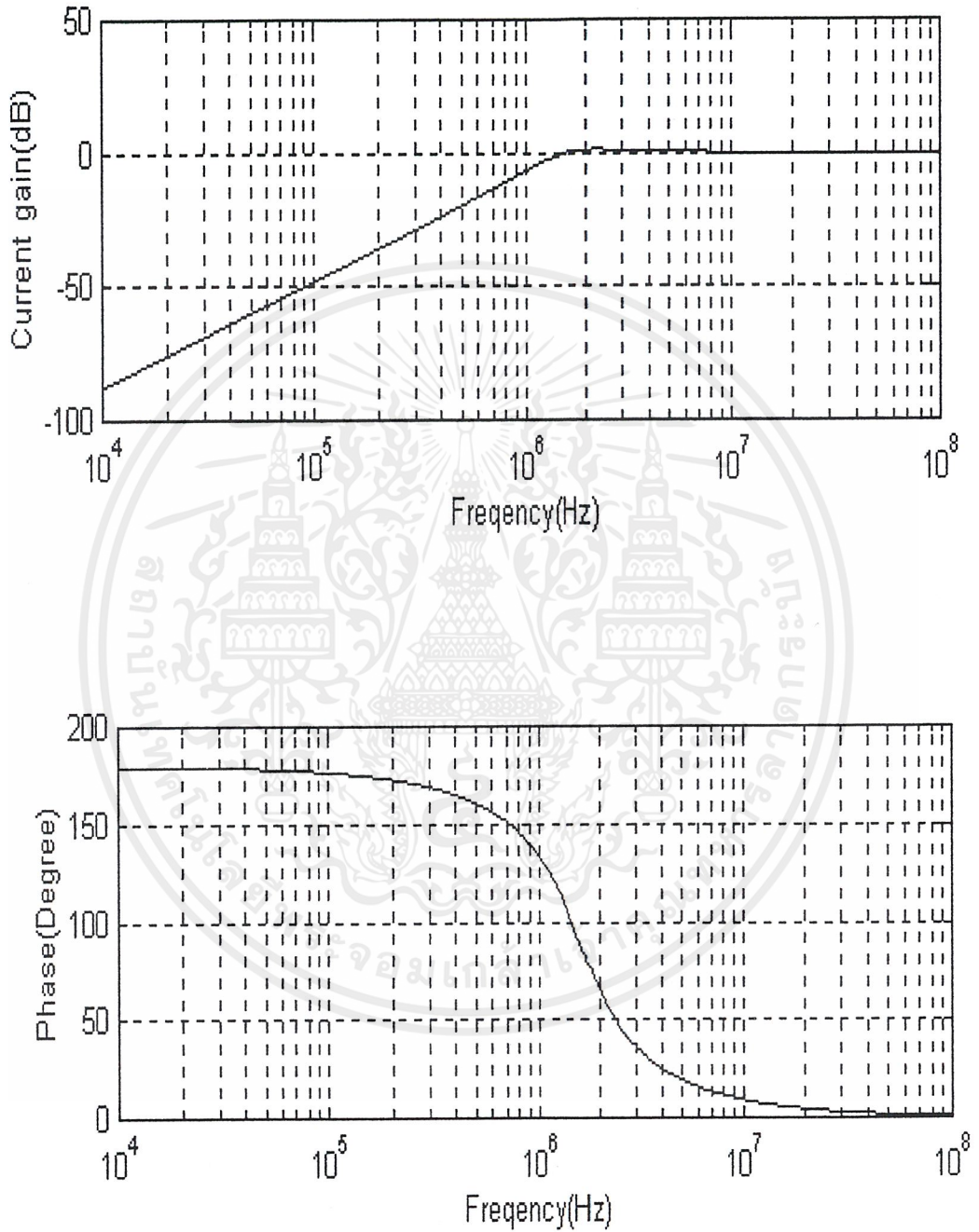
รูปที่ 4.15 ผลการจำลองการทำงานของวงจรความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ผลการจำลองการทำงานของวงจรความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ OTA ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

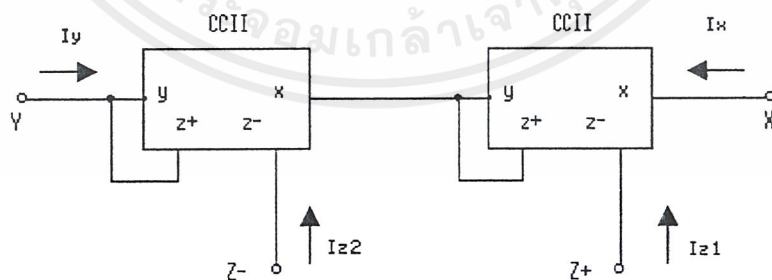
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการจำลองวงจรความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA

ในหัวข้อนี้เป็นการออกแบบวงจรความถี่หลายหน้าที่ที่ได้นำอุปกรณ์ทั้งสองมาต่อร่วมกัน เพื่อเป็นการลดจำนวนอุปกรณ์ลงได้ทำให้การออกแบบเพื่อเป็นวงจรรวมมีความสะดวกมากยิ่งขึ้น การคำนวณได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา โดยส่วนของ CCII จะต้องใช้ 2 ตัว โดยเป็นการนำ CCII มาต่อкасาดกัน (cascade) ซึ่งจะแสดงดังรูปด้านล่าง ส่วนของ OTA นั้น จะใช้หลักการเดียวกับวงจรโรบอทอคราติกในโหมคกระแส โดยจะใช้วงจรถานส์คอนดักเตนซ์ มาใช้เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งวงจรที่ได้ออกแบบนี้มีคุณสมบัติสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรอความถี่ได้ทั้งสามแบบคือ วงจรกรอความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรอแถบความถี่ผ่าน และวงจรกรอความถี่สูงผ่าน ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรและอุปกรณ์ในวงจร

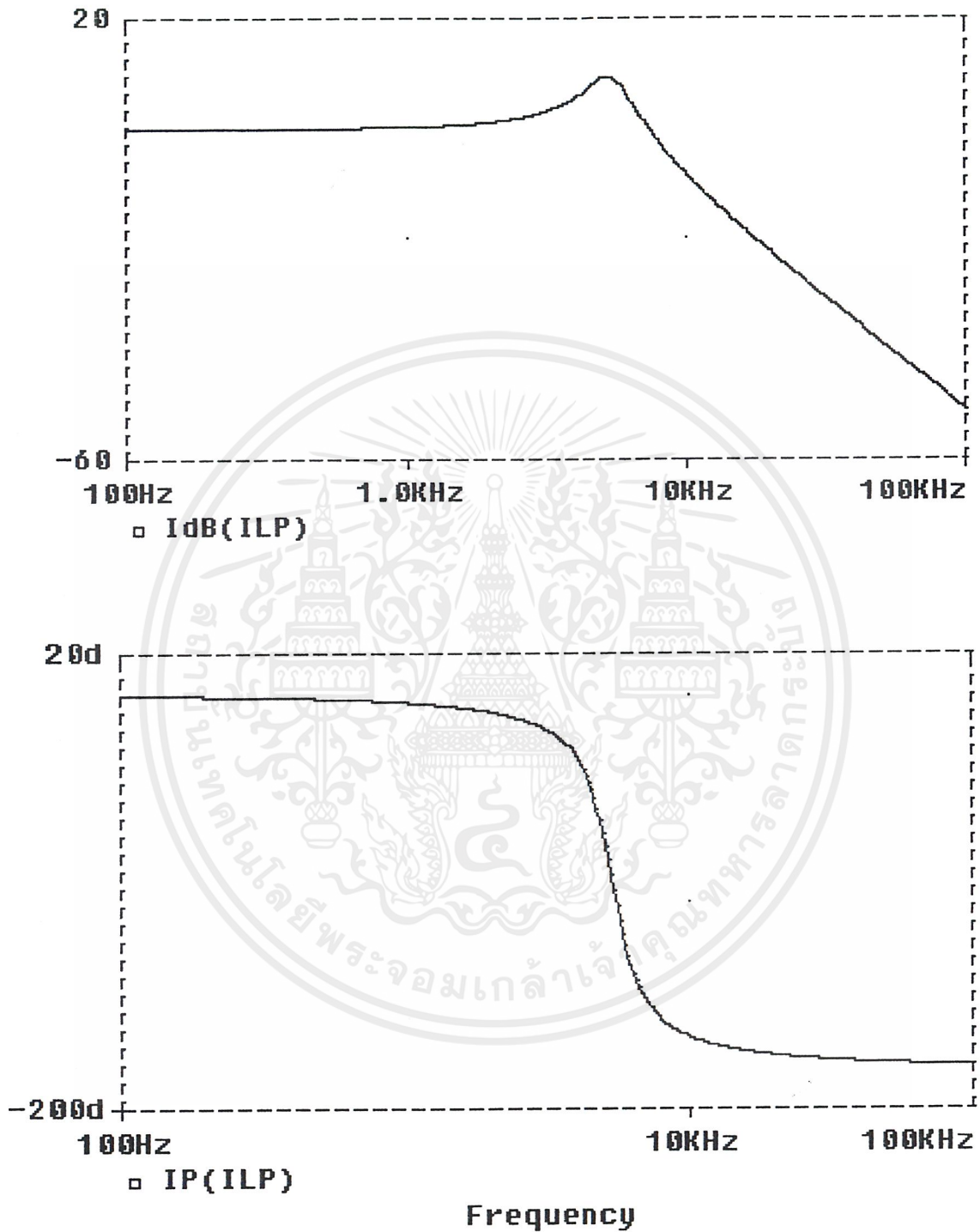
โดยในการเขียนแบบการทำงานนั้นกำหนดให้

- ทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพี (PNP transistor) เบอร์ 2N3906
- ทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็นพีเอ็น (NPN transistor) เบอร์ 2N3904
- $V_{CC} = 3V, V_{EE} = -3V$
- $R_{EE} = 150 \Omega$
- $C_1 = C_2 = 0.1 \text{ nF}$
- กระแสไบอัสของวงจรถานส์คอนดักเตอร์ $G_{m1} = G_{m2} = G_{m3} = G_{m4} = G_{m5} = 0.5 \text{ mA}$



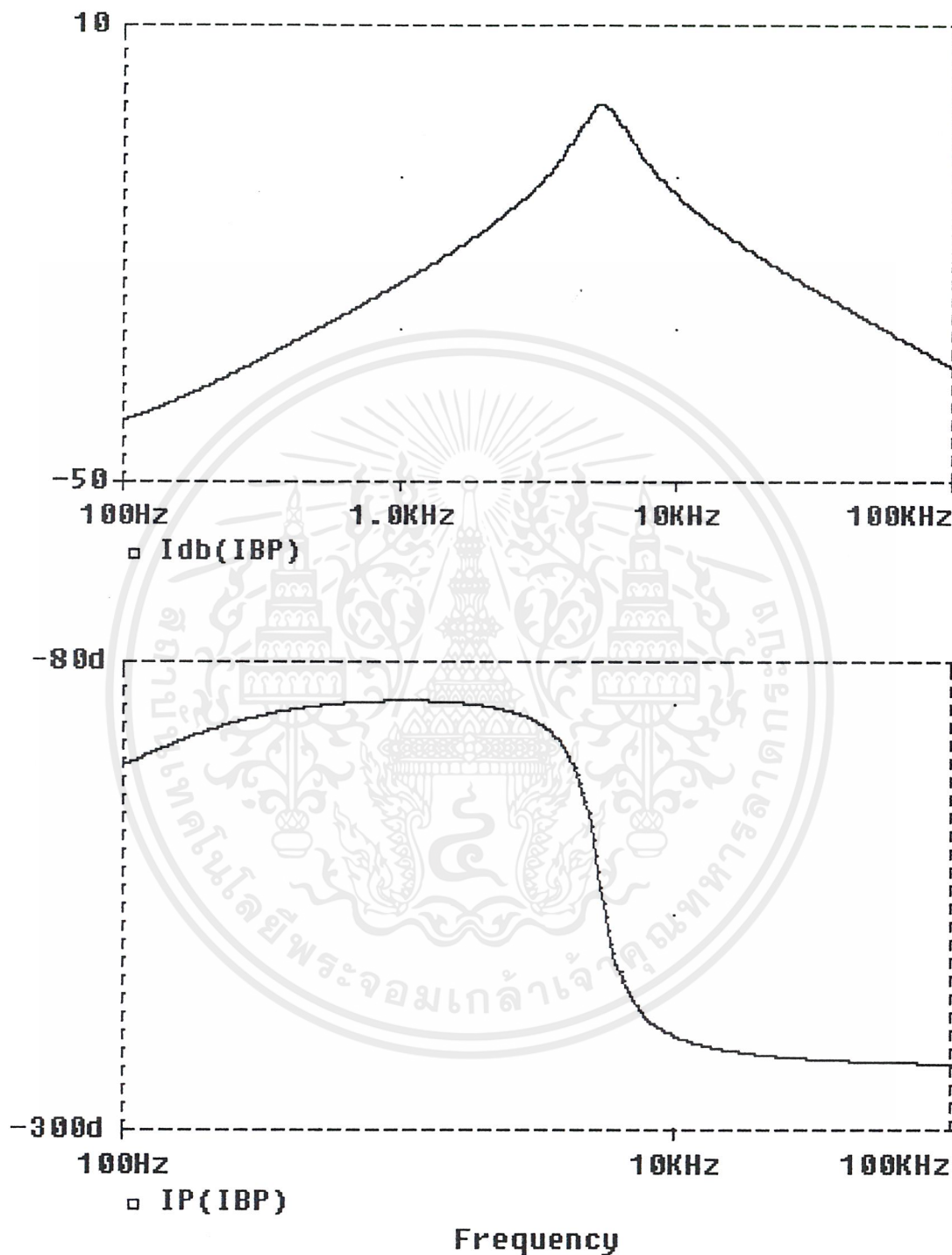
รูปที่ 4.18 บล็อกโคอะแกรมแสดงวงจร CCII ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



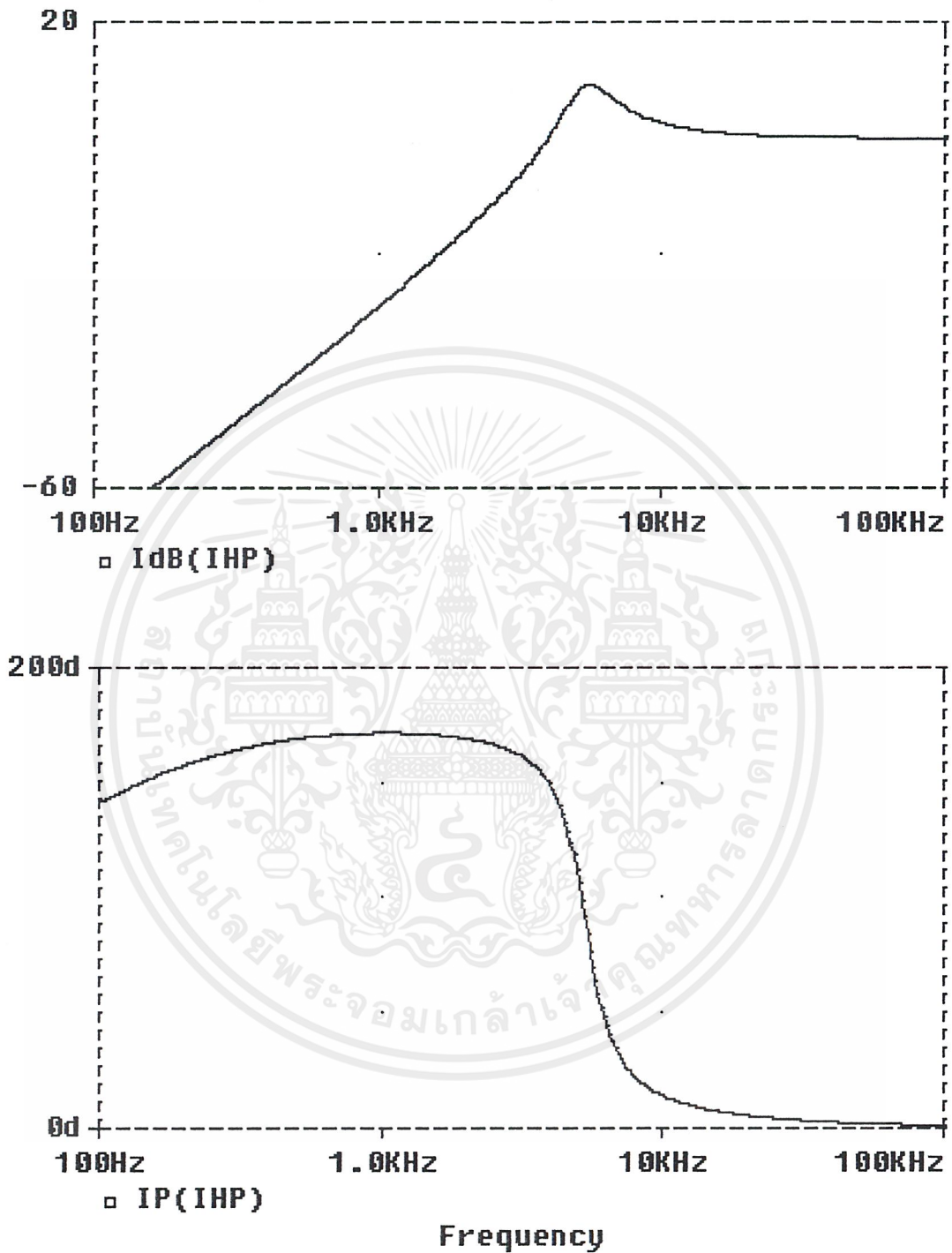
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



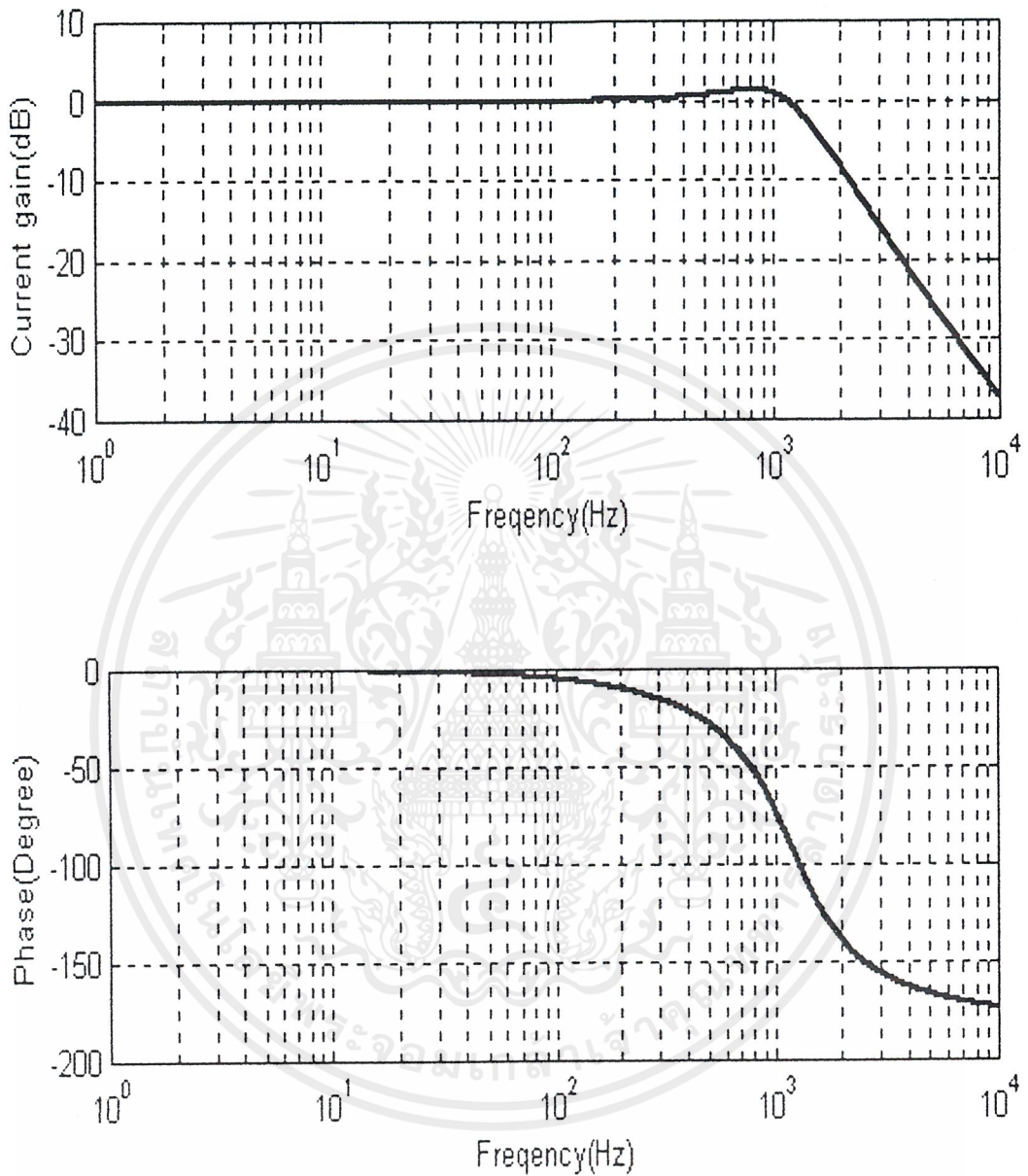
รูปที่ 4.20 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



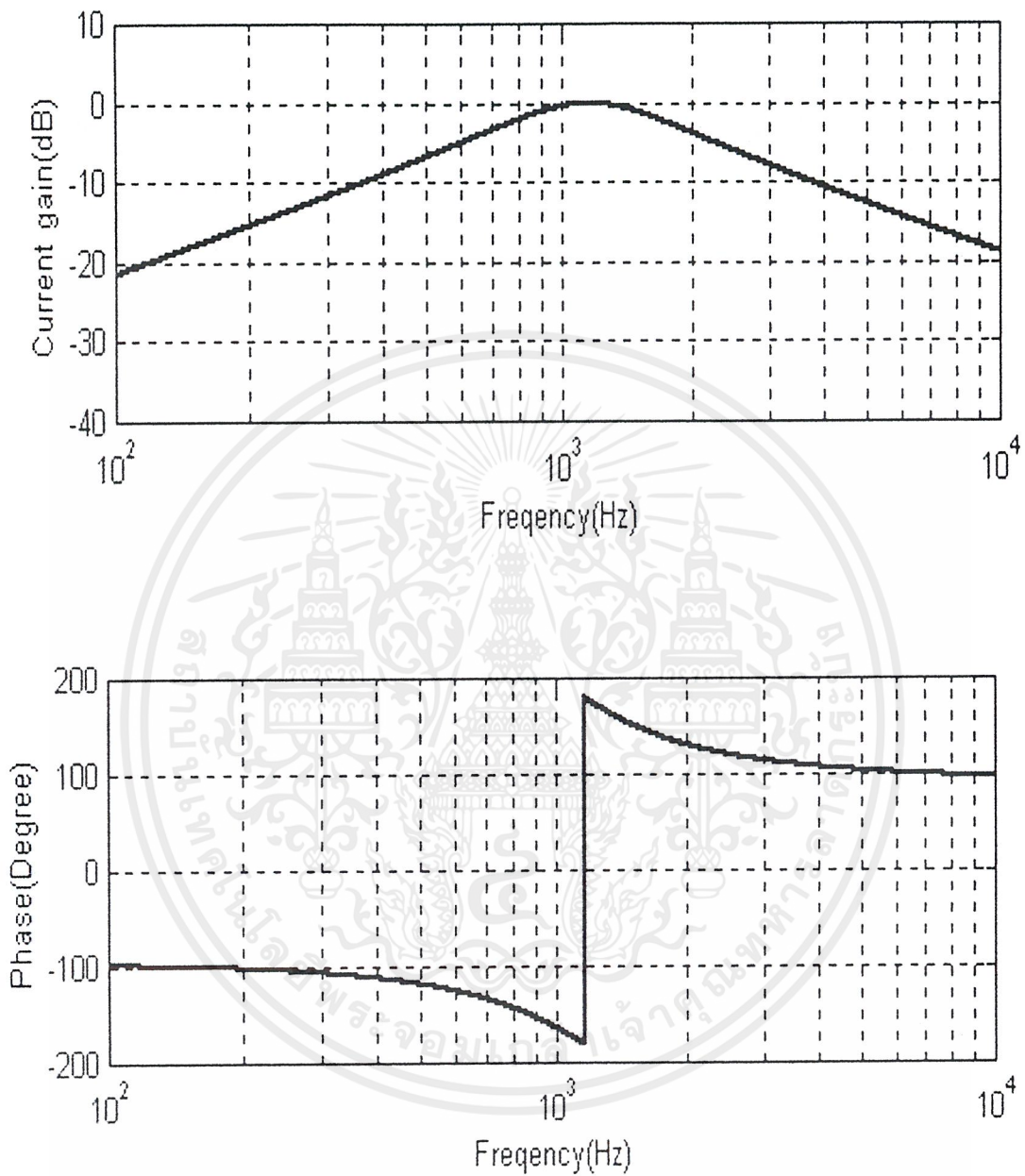
รูปที่ 4.21 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบแสดงโดย Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



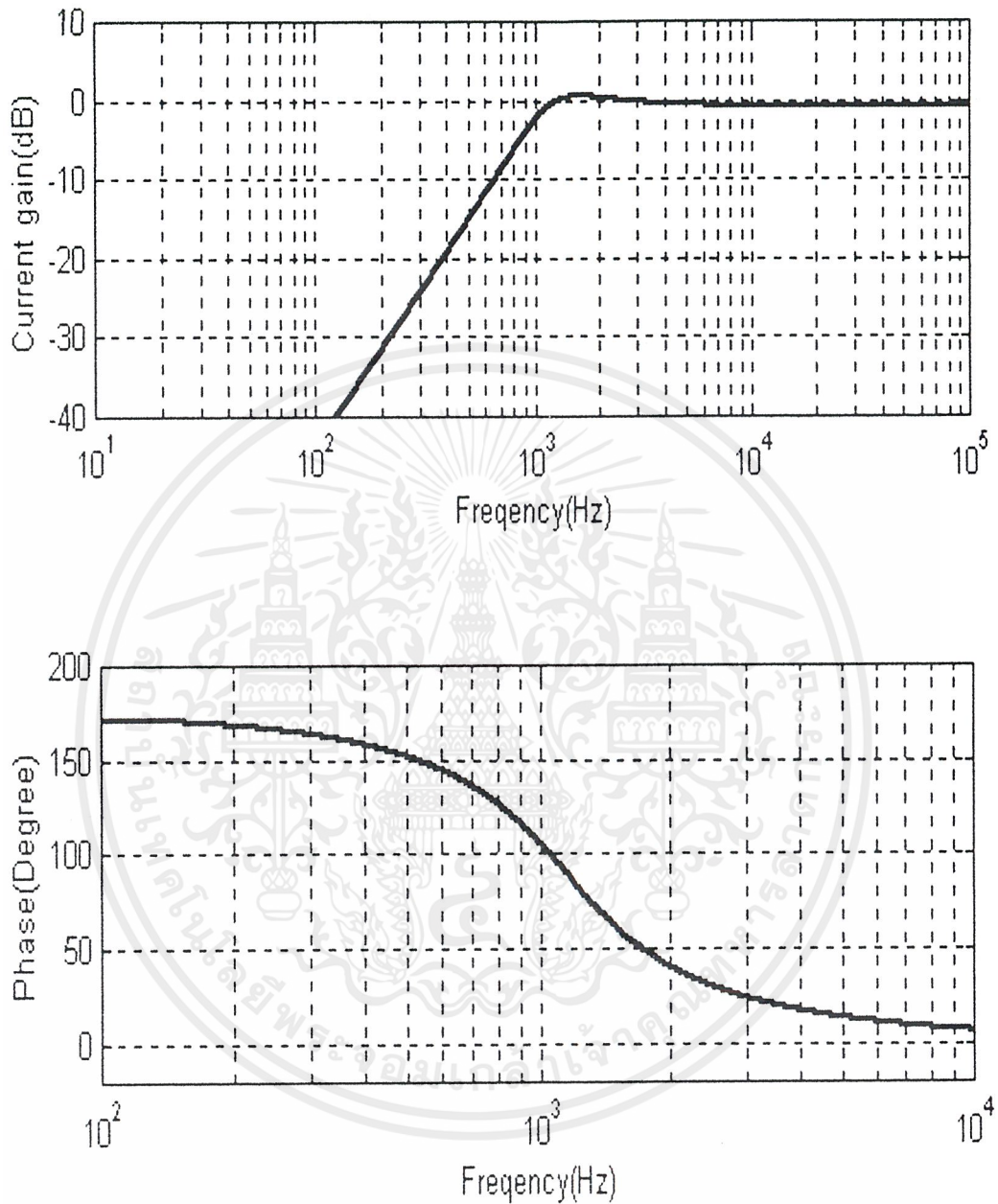
รูปที่ 4.22 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 ผลการจำลองการทำงานของวงจรความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟส
ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA ออกแบบ แสดงโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 ความไวของอุปกรณ์

ความไวของอุปกรณ์ หาได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็นตัวกำหนดค่า พารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจร โดยเริ่มต้นจากการกำหนดให้

$$S_{X_i}^{T(S)} = \frac{X_i}{T(S)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \quad (4.2)$$

เมื่อ X_i แทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Element) แต่ละตัวในวงจร ถ้าแทน S ด้วย $j\omega$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $T(S)$ จะได้

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.3)$$

แทนค่าสมการที่ (4.3) ลงในสมการ (4.2) จะได้

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)}} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.4)$$

จากสมการ (4.4) เขียนเป็นจำนวนเชิงซ้อนได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| + jX_i \frac{\partial}{\partial X_i} (\theta\omega) \quad (4.5)$$

จากสมการ (4.5) จะได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \text{Re } S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.6)$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \left[\frac{1}{\theta\omega} \right] \text{Im } S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสมการ (4.7) จะเป็นฟังก์ชันในการหาความไวของขนาด $|T(j\omega)|$ ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} \left[\frac{X_i}{T(s)} \frac{\partial}{\partial X_i} T(s) \right] \quad (4.8)$$

$$= \operatorname{Re} \left[X_i \left(\frac{N'(s)}{N(s)} - \frac{D'(s)}{D(s)} \right) \right] \quad (4.9)$$

เมื่อ $N(s)$ เป็นโพลีโนเมียลเศษของ $T(s)$

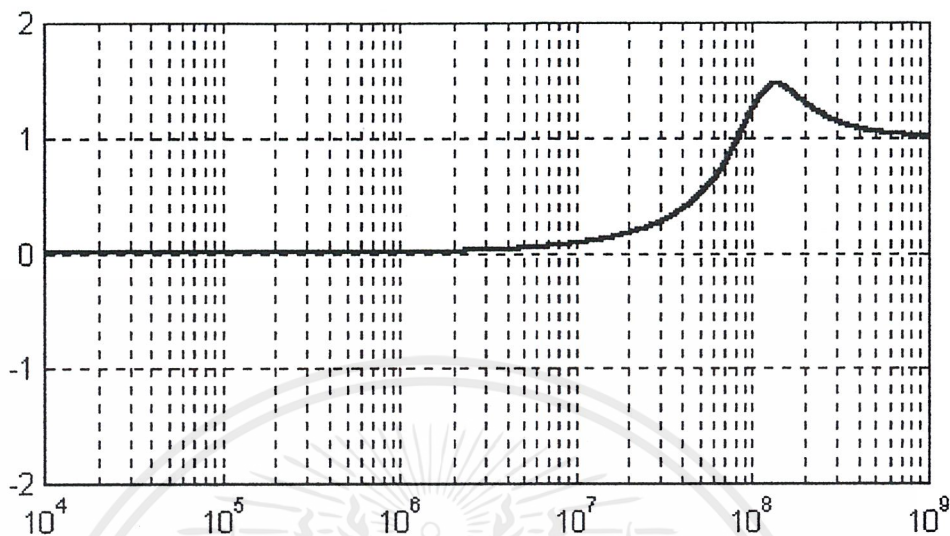
$D(s)$ เป็นโพลีโนเมียลส่วนของ $T(s)$

และ

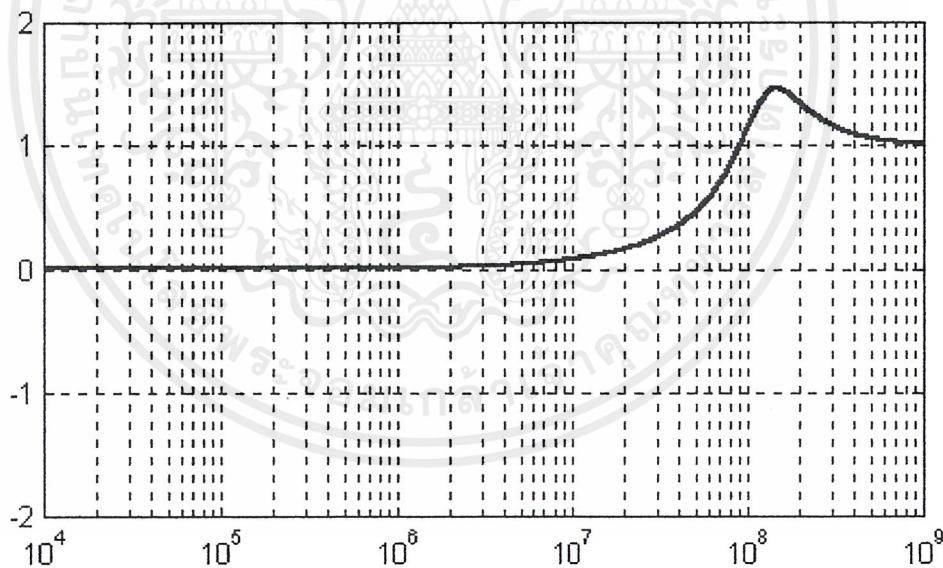
$$N'(s) = \frac{d}{dX_i} N(s) \quad (4.10)$$

$$D'(s) = \frac{d}{dX_i} D(s) \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 ความไวของอุปกรณ์ในส่วนของ OTA



รูปที่ 4.26 ความไวของอุปกรณ์ในส่วนของ CCII ร่วมกับ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุปและวิจารณ์ผล

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแสและโอเพอร์เรชั่นแนลทรานส์คอนคัคแดนซ์แอมพลิฟายเออร์ (OTA) เพื่อการใช้งานเกี่ยวกับวงจรกรองความถี่ทั้ง 3 แบบ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยได้ทำการออกแบบเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานในรูปแบบต่าง ๆ โดยได้ออกแบบทั้งในการใช้งานวงจรสายพานกระแสเพียงอย่างเดียว, การใช้งาน OTA เพียงอย่างเดียว และการประยุกต์ใช้งานร่วมกันของอุปกรณ์ทั้งสอง โดยในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้แสดงการวิเคราะห์หาสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ในวงจรกรองความถี่จากอุปกรณ์ทั้งสอง รวมถึงการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Pspice เพื่อทดสอบการทำงาน และโปรแกรม MATLAB พิสูจน์สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของวงจรที่ได้ออกแบบ

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยใช้วงจรสายพานกระแส นั้น สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (CCII) โดยการทำงานในโหมดกระแส เพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ทั้ง 3 รูปแบบ ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานพบว่าที่เอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน จะได้ค่าความถี่กลาง (Center Frequency) ใกล้เคียงกับค่าความถี่ที่หาได้จากสูตรในทฤษฎี และเมื่อทำการวัดที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและความถี่สูงผ่านเพื่อตรวจสอบสนองเชิงความถี่ของวงจรทั้งสองพบว่า ค่าความถี่คัต (Cutoff Frequency) ที่ได้ของทั้งสองวงจรก็ใกล้เคียงกับค่าความถี่ที่ได้จากการวิเคราะห์ในเชิงทฤษฎีเช่นกัน ส่วนในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ใช้ OTA นั้น จะอาศัยหลักการของวงจรกรองความถี่แบบ Two-Integrator-Loop Biquad และในการออกแบบวงจรได้อาศัยวงจรทรานส์คอนคัคเตอร์ ซึ่งมีส่วนประกอบของ Gm-cell ที่สามารถปรับค่าทรานส์คอนคัคแดนซ์ได้โดยการปรับค่ากระแส ไบอัสของวงจร ซึ่งผลการทดลองก็มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณไว้ในทางทฤษฎี

สำหรับในส่วนของปัญหาที่เกิดขึ้นพบว่าการออกแบบของอุปกรณ์ทั้งสองในการกำหนดค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ จะต้องเลือกค่าให้เหมาะสมกับช่วงความถี่นั้น ๆ และในช่วงความถี่ที่สูงจนเกินไป วงจรก็ไม่สามารถตอบสนองต่อความถี่ได้ ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ และยังรวมไปถึงการเกิดการสูญเสียภายในวงจรเอง

บรรณานุกรม

- [1] A.S.Sedra and K.C.Smith, A Second Generation Current Conveyor and Applications, IEEE Trans Circuit Theory, vol CT-17, pp. 132-134, Feb, 1970
- [2] C.Toumazou, F.J.Lidgey, Universal Active Filter Using Current Conveyors, Electronics Letters, Vol.22, pp. 662-664, Jun.1996
- [3] Jaime E. Kardontchilk, Introduction to the design of transconductor-capacitor filters, Kluwer academic publishers.
- [4] R. L. Geiger and E. Sanchez-Sinencio, Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifier : A Tutorial, IEEE circuits and devices magazine, March 1985, pp. 20-32
- [5] C. L. Perry, An Integrated Continuous-Time Bipolar Transconductor Capacitor Filter, IEEE journal of Solid State Circuits, Vol.24, June 1989, pp. 732-735
- [6] อำนวย สกุลสุกใส, โปรแกรมวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), พิมพ์ครั้งที่ 3, ธันวาคม 2542

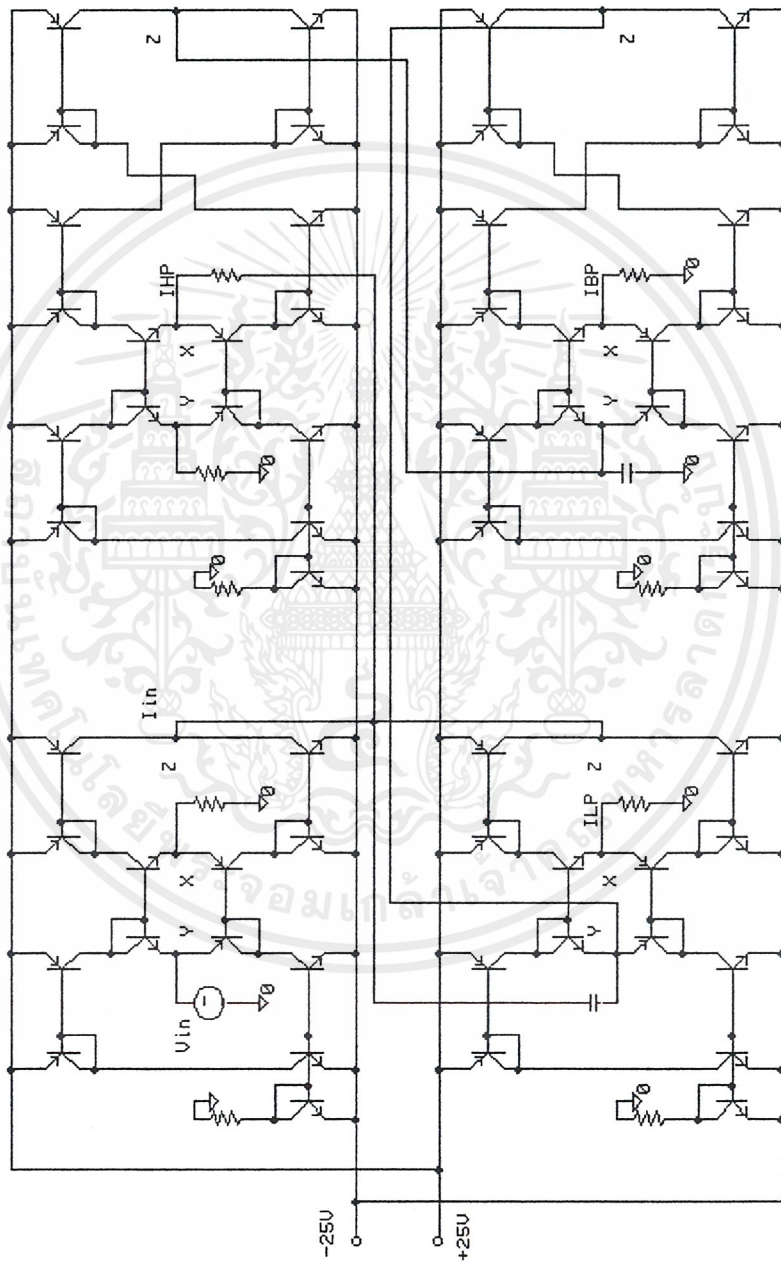


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

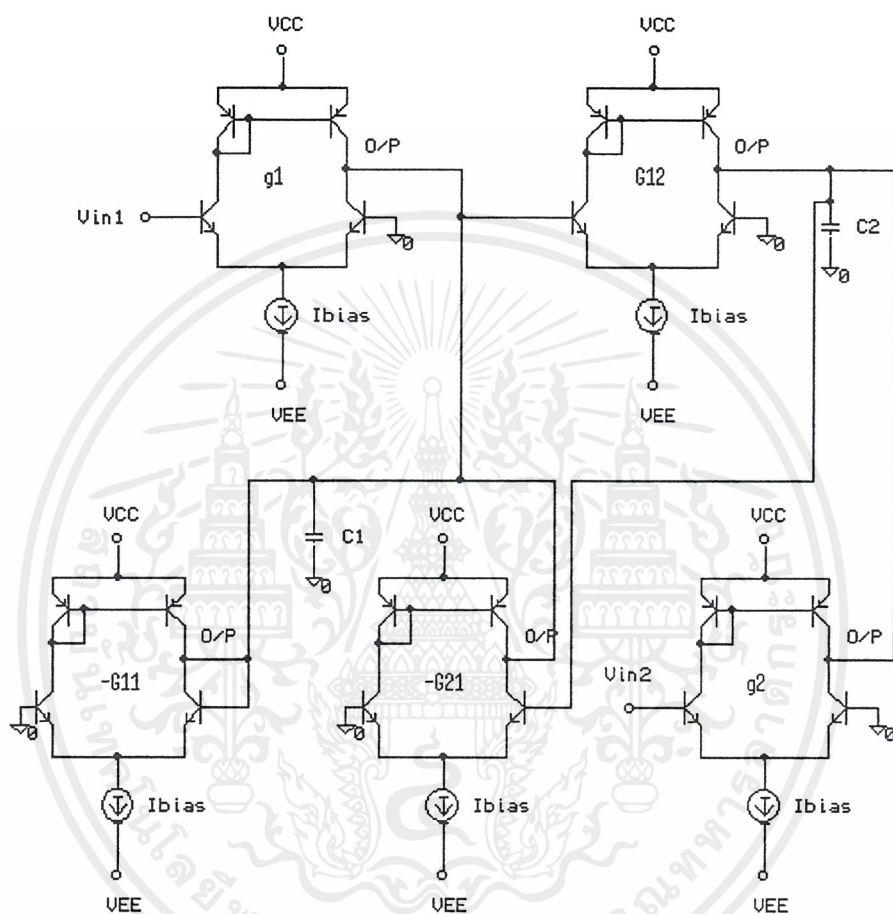
ผนวก ก

วงจรที่ใช้ในการทดลองโปรแกรม Pspice



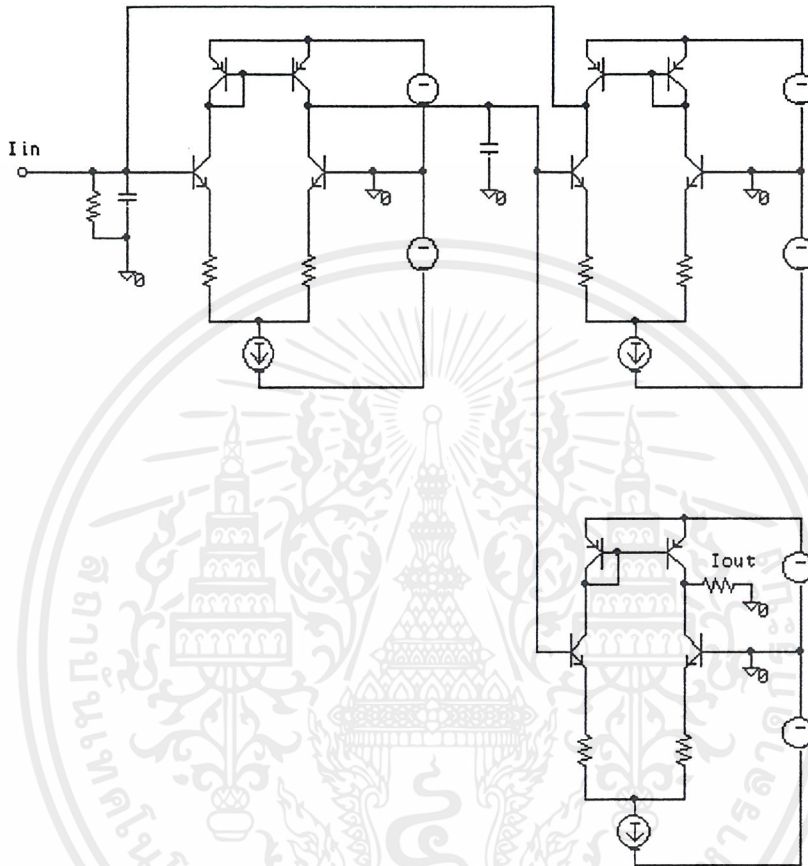
วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



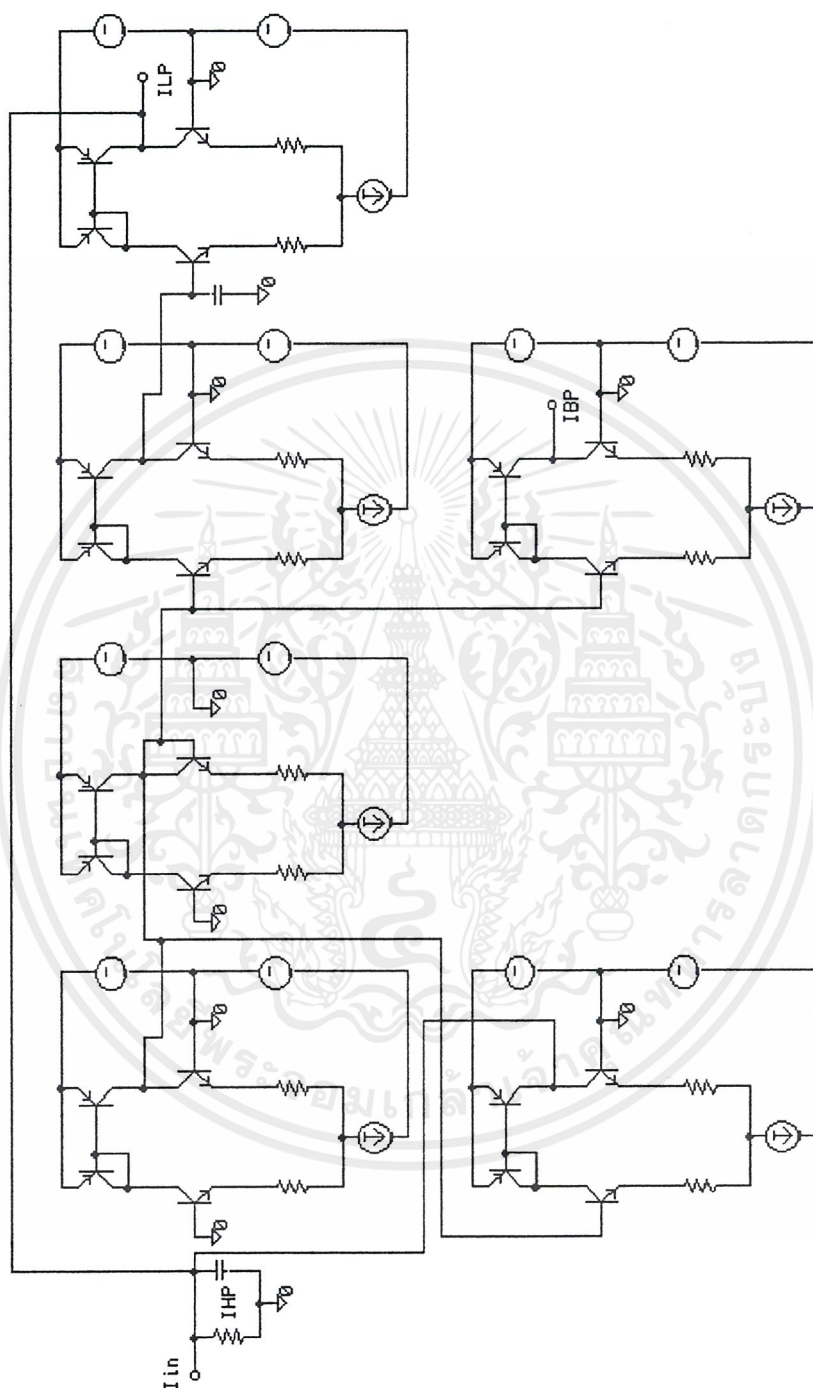
วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรไบควอคราติกในโหมดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



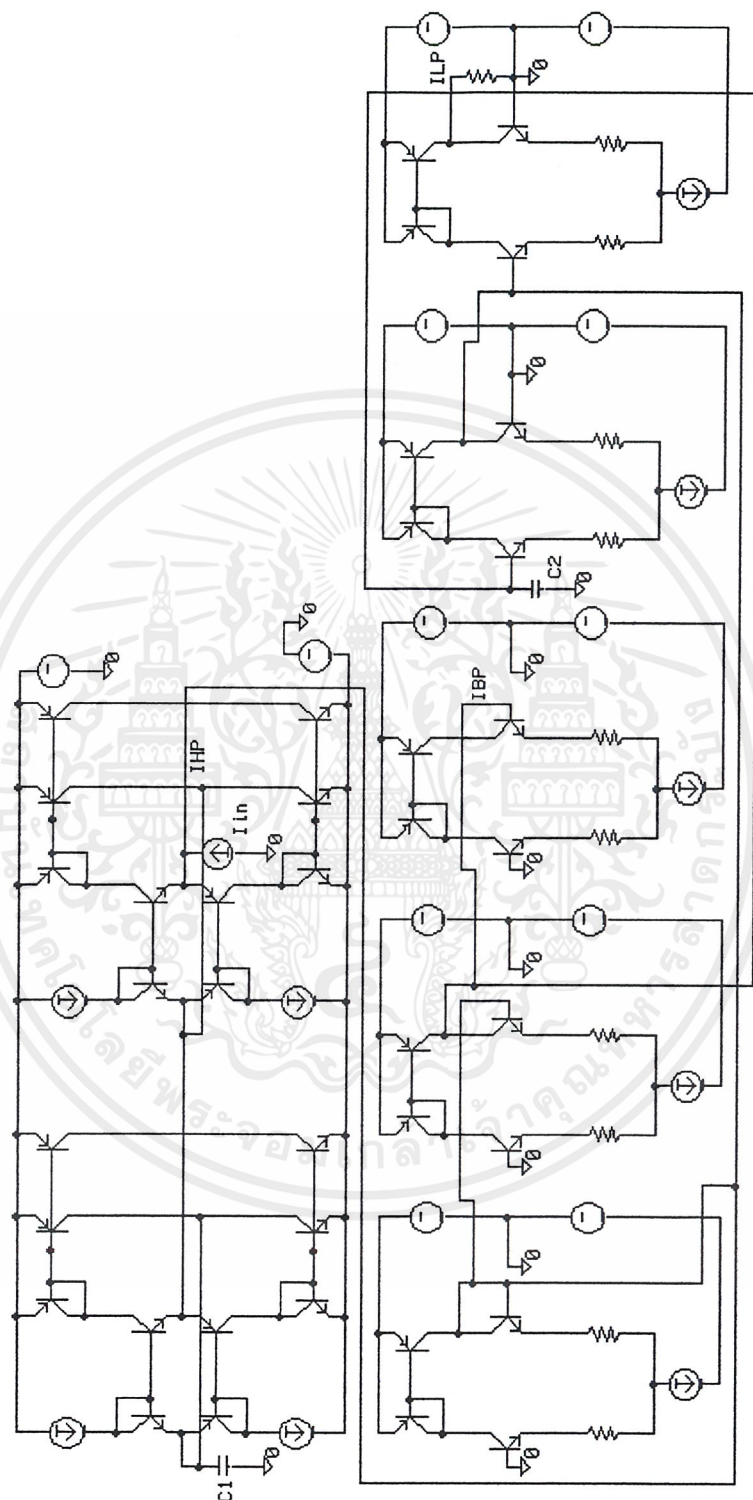
วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรกรองไปควอคราติกในโหมคระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรที่ใช้ในการทดลองวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ CCII ร่วมกับ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
R1=1e3;
R2=1e3;

C1=0.22e-6;
C2=0.22e-6;
f=logspace(0,6,1001);
s=1j*(2*pi*f);
H=(s.*C2*R2)/(s.*s.*C1*R1*C2*R2+s.*(C2*R2)+1);

subplot(2,1,1);
plot(f,20*log10(abs(H)));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Gain(dB)');

subplot(2,1,2);
plot(f,180/pi*angle(H));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ CCII ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;

clear all;

R1=1e3;

R2=1e3;

C1=0.22e-6;

C2=0.22e-6;

f=logspace(0,6,1001);

s=1j*(2*pi*f);

H1=(s.*s.*C1*R1*C2*R2)/(s.*s.*C1*R1*C2*R2+s.*(C2*R2)+1);

subplot(2,1,1);

plot(f,20*log10(abs(H1)));

set(gca,'XScale','log','YScale','linear');

set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');

xlabel('Frequency(Hz)');

ylabel('Gain(dB)');

subplot(2,1,2);

plot(f,180/pi*angle(H1));

set(gca,'XScale','log','YScale','linear');

set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');

xlabel('Frequency(Hz)');

ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ CCII ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
gm1=1e-3;
gm2=1e-3;
gm3=1e-3;
gm4=1e-3;
gm5=1e-3;
gm6=1e-3;
C1=0.1e-3;
C2=0.1e-3;
f=logspace(4,8,1001);
s=1j*(2*pi*f);
H=-1./(s.*s.*(gm6*C1*C2/gm2*gm3*gm5)+s.*(gm1*C2/gm2*gm3)+1);
subplot(2,1,1);
plot(f,20*log10(abs(H)));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Current gain(dB)');

subplot(2,1,2);
plot(f,180/pi*angle(H));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
gm1=1e-3;
gm2=1e-3;
gm3=1e-3;
gm4=1e-3;
gm5=1e-3;
gm6=1e-3;
C1=0.1e-3;
C2=0.1e-3;
f=logspace(4,8,1001);
s=1j*(2*pi*f);
H=-s.*(gm4*C2/gm2*gm3)./(s.*s.*(gm6*C1*C2/gm2*gm3*gm5)+s.*(gm1*C2/gm2*gm3)+1);
subplot(2,1,1);
plot(f,20*log10(abs(H)));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Current gain(dB)');

subplot(2,1,2);
plot(f,180/pi*angle(H));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
gm1=1e-3;
gm2=1e-3;
gm3=1e-3;
gm4=1e-3;
gm5=1e-3;
gm6=1e-3;
C1=0.22e-3;
C2=0.22e-3;
f=logspace(4,8,1001);
s=1j*(2*pi*f);
H=(s.*s.*(gm6*C1*C2/gm2*gm3*gm5))./(s.*s.*(gm6*C1*C2/gm2*gm3*gm5)+s.*
(gm1*C2/gm2*gm3)+1);
subplot(2,1,1);
plot(f,20*log10(abs(H)));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Current gain(dB)');

subplot(2,1,2);
plot(f,180/pi*angle(H));
set(gca,'XScale','log','YScale','linear');
set(gca,'XGrid','on','YGrid','on');
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
gm11=2e-3;
gm12=2e-3;
gm13=2e-3;
gm21=2e-3;
gm22=2e-3;
gi=10e-6;
g0=14.3e-9;
Ci=2.6e-12;
C0=3.6e-12;
C1=0.1e-9;
C2=0.1e-9;
w=10e3:10e4:10e8;
w1=w./(2.*pi);
s=j*w1;
H=(gm12*gm22)./(s.*s.*(Ci+C1+C0).*(Ci+(2*C0)+C2)+s.*[(Ci+C1+C0).*(gm11+(2*g0)+gi)+
(Ci+(2*C0)+C2).*(gi+g0)]+(gm11+(2*g0)+gi).*(gi+g0)+(gm12*gm21));
subplot(2,1,1);
semilogx(20*log10(abs(H)));
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Current gain(dB)');
subplot(2,1,2);
semilogx(180/pi*angle(H));
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ร่วมกับ

CCII ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
gm11=2e-3;
gm12=2e-3;
gm13=2e-3;
gm21=2e-3;
gm22=2e-3;
gi=10e-6;
g0=14.3e-9;
Ci=2.6e-12;
C0=3.6e-12;
C1=0.1e-9;
C2=0.1e-9;
w=10e3:10e4:10e8;
w1=w./(2.*pi);
s=j*w1;
H=-((gm13*[gi+g0+(s.*(Ci+C1+C0))])./(s.*s.*(Ci+C1+C0).*(Ci+(2*C0)+C2)+s.*[(Ci+C1+C0).*(gm11+(2*g0)+gi)+(Ci+(2*C0)+C2).*(gi+g0)]+(gm11+(2*g0)+gi).*(gi+g0)+(gm12*gm21)));
subplot(2,1,1)
semilogx(20*log10(abs(H)));
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Current gain(dB)');
subplot(2,1,2);
semilogx(180/pi*angle(H));
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ร่วมกับ

CCII ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
gm11=2e-3;
gm12=2e-3;
gm13=2e-3;
gm21=2e-3;
gm22=2e-3;
gi=10e-6;
g0=14.3e-9;
Ci=2.6e-12;
C0=3.6e-12;
C1=0.1e-9;
C2=0.1e-9;
w=10e3:10e4:10e8;
w1=w./(2.*pi);
s=j*w1;
H=((s.*C2).*[gi+g0+(s.*(Ci+C1+C0))])./(s.*s.*(Ci+C1+C0).*(Ci+(2*C0)+C2)+s.*[(Ci+C1+C0).*(gm11+(2*g0)+gi)+(Ci+(2*C0)+C2).*(gi+g0)]+(gm11+(2*g0)+gi).*(gi+g0)+(gm12*gm21));
subplot(2,1,1);
semilogx(20*log10(abs(H)));
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Current gain(dB)');
subplot(2,1,2);
semilogx(180/pi*angle(H));
xlabel('Frequency(Hz)');
ylabel('Phase(Degree)');

```

โปรแกรมจำลองการทำงานวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านทั้งด้านขนาดและเฟสที่ใช้ OTA ร่วมกับ

CCII ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

close all;
clear all;
gm11=2e-3;
gm12=2e-3;
gm13=2e-3;
gm21=2e-3;
gm22=2e-3;

C1=0.1e-9;
C2=0.1e-9;

w=10e3:10e4:10e8;
w1=w./(2.*pi);
s=j.*w1;

n=(s.*s.*(C1*C2)+(s.*C1*gm11));
d=(s.*s.*(C1*C2)+(s.*C1*gm11)+(gm21*gm12));
senk=abs(n./d);

figure(1)
semilogx(w,senk,'r'),...
grid

```

โปรแกรมจำลองการหาค่าความไวของอุปกรณ์ในส่วนของ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

close all;

clear all;

gm11=2e-3;

gm12=2e-3;

gm13=2e-3;

gm21=2e-3;

gm22=2e-3;

gi=10e-6;

g0=14.3e-9;

Ci=2.6e-12;

C0=3.6e-12;

C1=0.1e-9;

C2=0.1e-9;

w=10e3:10e4:10e8;

w1=w./(2.*pi);

s=j.*w1;

n=(s.*s.*(Ci+C1+C0).*(Ci+(2*C0)+C2)+s.*[(Ci+C1+C0).*(gm11+(2*g0)+gi)+(Ci+(2*C0)+C2).*(gi+g0)]+(gm11+(2*g0)+gi).*(gi+g0));

d=(s.*s.*(Ci+C1+C0).*(Ci+(2*C0)+C2)+s.*[(Ci+C1+C0).*(gm11+(2*g0)+gi)+(Ci+(2*C0)+C2).*(gi+g0)]+(gm11+(2*g0)+gi).*(gi+g0)+(gm12*gm21));

senk=abs(n./d);

figure(1)

semilogx(w, senk, 'r'),...

grid

โปรแกรมจำลองการหาค่าความไวของอุปกรณ์ในส่วนของ OTA ร่วมกับ CCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้