

การออกแบบวงจรกรองความถี่และวงจรควอดเรเจอร์ด้วยออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม

DESIGN OF OTA-BASED CURRENT CONTROLLED FILTER AND  
QUADRATURE OSCILLATOR

นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส

NONGLUK EIAMJURUS

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาภาคดุษฎีปริญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-9546-16-4

การออกแบบวงจรกรองความถี่ และวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม

DESIGN OF OTA-BASED CURRENT CONTROLLED FILTER AND  
QUADRATURE OSCILLATOR

นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส

NONGLUK EIAMJURUS

เลขหมึก.....  
เลขทะเบียน..... 43735  
วัน, เดือน, ปี..... 30 ก.ย. 2545

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-9546-16-4

**DESIGN OF OTA-BASED CURRENT CONTROLLED FILTER  
AND QUADRATURE OSCILLATOR**

**NONGLUK EIAMJUMRUS**

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

**2002**

**ISBN 974-9546-16-4**

**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองความถี่ และวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม
นักศึกษา	นางสาวนงลักษณ์ เอี่ยมจำรัส
รหัสประจำตัว	43061518
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. เกียรติศักดิ์ คมวัชระ

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวิธีการออกแบบ ทฤษฎี และหลักการทำงานของวงจรพื้นฐานที่สามารถทำงานเป็นทั้งวงจรกรองความถี่ และวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ได้ในวงจรเดียวกัน ซึ่งในการออกแบบ ได้ใช้วงจรขยายโอทีเอ ที่จัดเป็นอุปกรณ์ประเภทแอกทิฟเป็นองค์ประกอบหลักของวงจร โดยต่อร่วมอยู่กับองค์ประกอบพาสซีฟชนิดตัวเก็บประจุ (C) และความต้านทาน (R) ซึ่งวงจรพื้นฐานนี้ สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติ หรือค่าความถี่คัทออฟ ( $\omega_c$ ) สำหรับวงจรกรองความถี่และค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต ( $\omega_0$ ) สำหรับวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้กระแสไบอัส ( $I_b$ ) จากภายนอกควบคุม ซึ่งมีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลง และวงจรพื้นฐานนี้ยังเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพโดยไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ นั่นคือ ค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต และค่าความถี่คัทออฟ จะไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง และยังมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างขึ้น เพื่อเป็นการยืนยันหลักการที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนจึงได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมวิเคราะห์สำเร็จรูป PSPICE และยังสามารถทดลองต่อวงจรจริง ซึ่งได้แสดงผลไว้ด้วยแล้วในวิทยานิพนธ์นี้

<b>Thesis Title</b>	Design of OTA-based current controlled Filter and Quadrature Oscillator
<b>Student</b>	Miss.Nongluk Eiamjumrus
<b>Student ID</b>	43061518
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2002
<b>Thesis Advisor</b>	Assistant Professor Dr.Kiattisak Kumwachara

## **ABSTRACT**

The objective of this thesis proposes the design of basic circuit which can be a filter and quadrature oscillator. The conception of circuit design from one circuit using by active elements are OTAs (Operational Transconductance Amplifier) and passive elements are capacitance and resistance . The frequency of oscillation ( $\omega_o$ ) and natural frequency ( $\omega_c$ ) of circuit can be linearly controlled by adjusting the external biasing current ( $I_b$ ) of the OTA. Simulation results are included. Moreover , this basic circuit has been improved to be insensitive to temperature change and has wide dynamic ranges. To confirm the theoretical design of the schemes are demonstrated by PSPICE simulation and experimental result are already included in this thesis .

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ผู้เขียนขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เกียรติศักดิ์ คมวัชระ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม คำปรึกษา ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหาต่างๆ อย่างทุ่มเท พร้อมทั้งฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัย และพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ มาโดยตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาทั้งหมดให้แก่ผู้เขียน

ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่คอยห่วงใย เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้ง พี่ๆ ที่คอยให้คำปรึกษา พร้อมทั้งให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ แก่ผู้เขียนโดยตลอด

ขอขอบคุณคุณกิตติพงษ์ อภารัตนชัย และ เพื่อน ๆ ร่วมรุ่นทุกท่าน ที่คอยให้กำลังใจ และคอยช่วยเหลือทุก ๆ ด้านอย่างจริงใจเสมอมา

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ให้เงินทุนสนับสนุนการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส

# สารบัญ

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการดำเนินงานของวงจรรขยาย OTA.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรรขยาย OTA.....	4
2.2.1 โครงสร้างภายในพื้นฐานของวงจรรขยาย OTA.....	6
2.2.2 การนำวงจรรขยาย OTA ไปใช้งาน.....	12
2.3 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวงจรรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผล ของอุณหภูมิ .....14	14
2.3.1 ทฤษฎี และหลักการดำเนินงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ด้วยวงจรรขยาย OTA มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	14
2.3.2 ช่วงปฏิบัติการของวงจรรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของ อุณหภูมิ.....	17
2.3.3 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	18
2.3.4 การวิเคราะห์ค่าความไวของวงจร.....	20
2.3.5 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....	21
2.4 บทสรุป.....	26

## สารบัญ(ต่อ)

บทที่ 3 ทฤษฎีการกำเนิดสัญญาณ และหลักการทำงาน.....	27
3.1 บทนำ.....	27
3.2 ทฤษฎีและหลักการทำงานเบื้องต้นของการออสซิลเลตสัญญาณ.....	27
3.2.1 ประเภทของวงจรกำเนิดสัญญาณ.....	27
3.2.2 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ แบบที่มีการป้อนกลับ.....	31
3.3 บทสรุป.....	34
บทที่ 4 ทฤษฎี และหลักการทำงานของวงจรกรองความถี่.....	35
4.1 บทนำ.....	35
4.2 หลักการทำงานทั่วไปของวงจรกรองความถี่.....	35
4.2.1 วงจรกรองความถี่ชนิดความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter).....	37
4.2.2 วงจรกรองความถี่ชนิดความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter).....	38
4.2.3 วงจรกรองความถี่ชนิดความถี่แถบผ่าน (Bandpass Filter).....	39
4.2.4 วงจรกรองความถี่ชนิดความถี่แถบหยุด (Bandstop Filter).....	40
4.3 บทสรุป.....	41
บทที่ 5 วงจรกรองความถี่ และวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม.....	42
5.1 บทนำ.....	42
5.2 ทฤษฎี และหลักการทำงานของวงจรพื้นฐาน.....	42
5.2.1 ทฤษฎี และหลักการทำงานทั่วไปของวงจรพื้นฐาน.....	42
5.2.2 การทำงานเป็นวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature Oscillator).....	43
5.2.3 การทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ (Filter).....	45

## สารบัญ(ต่อ)

5.2.4 การวิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivity) ของวงจร.....	47
5.3 ทฤษฎี และหลักการทํางานของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	51
5.3.1 กรณีทํางานเป็นวงจรควอด์เครเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....	51
5.3.2 กรณีทํางานเป็นวงจรกรองความถี่ (Filter).....	52
5.4 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรพื้นฐาน ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	55
5.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรพื้นฐาน ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	55
5.4.2 การวิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivity) ของวงจร ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	57
5.4.3 ช่วงปฏิบัติงานแรงดันอินพุตของวงจรพื้นฐาน ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	60
5.5 บทสรุป.....	60
บทที่ 6 ผลการเลียนแบบการทํางานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง.....	61
6.1 บทนำ.....	61
6.2 ผลการเลียนแบบการทํางานของวงจรพื้นฐาน ที่ไม่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	61
6.3 ผลการเลียนแบบ และผลการทดลองการทํางานของวงจรพื้นฐาน ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	66
6.3.1 การเลียนแบบการทํางาน และผลการทดลอง กรณีทํางานเป็นวงจรควอด์เครเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....	66
6.3.2 การเลียนแบบการทํางาน และผลการทดลอง กรณีทํางานเป็นวงจรกรองความถี่.....	68
6.4 บทสรุป.....	73
บทที่ 7 บทสรุป และวิจารณ์.....	74
7.1 บทสรุป และวิจารณ์.....	74

## สารบัญ(ต่อ)

7.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัย และพัฒนาต่อ.....	74
เอกสารอ้างอิง.....	76
ภาคผนวก.....	78
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ ของวงจรถยาย OTA.....	79
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์อินพุต และอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรถยาย OTA.....	82
ภาคผนวก ค. แสดงรูปโครงสร้างวงจรถยายในของ วงจรถยาย OTA ในไอซีเบอร์ LM3080.....	85
ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	86
ประวัติผู้เขียน.....	103

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรถยาย OTA.....5
2.2	วงจรมุมลู่ทางอุดมคติของวงจรถยาย OTA.....5
2.3	สัญลักษณ์แทนวงจรถยาย OTA.....5
2.4	โครงสร้างวงจรถยายพื้นฐานของวงจรถยาย OTA.....6
2.5	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต $I_o$ เทียบกับค่าแรงดันอินพุต $V_{in}$ ของวงจรถยาย OTA.....7
2.6	โครงสร้างภายในของวงจรถยาย OTA ที่มีการใช้งานกันทั่วไป.....8
2.7	วงจรมุมลู่ของวงจรถยาย OTA ที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่.....12
2.8	การใช้งานวงจรถยาย OTA ของไอซีเบอร์ LM13600.....14
2.9	วงจรถยายเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....15
2.10	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุต ของวงจรถยาย OTA.....17
2.11	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส $I_{O2}$ กับแรงดันอินพุต $V_{in}$ .....18
2.12	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุต ที่ $\Delta T$ ค่าต่างๆ.....21
2.13	วงจรมุมลู่ของวงจรถยายเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....22
2.14	ผลตอบสนองทางความถี่ที่เอาต์พุตของวงจรถยายเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....26
3.1	วงจรรอสซิโลเตอร์ LC.....28
3.2	วงจรรอสซิโลเตอร์ RC.....29
3.3	วงจรมุมลู่ และสัญลักษณ์ของซินพลิก.....29
3.4	วงจรถายกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) โดยใช้ซินพลิก.....30
3.5	วงจรถายกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ไอซีเบอร์ 555.....30
3.6	บล็อกไดอะแกรมของวงจรถายที่มีการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback).....31
3.7	บล็อกไดอะแกรมการป้อนกลับของวงจรรอสซิโลเตอร์ ตามหลักเกณฑ์ของบาร์คูลูเช่น.....33

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 ระบบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่.....	35
4.2 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบอคูมคติ.....	38
4.3 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบอคูมคติ.....	38
4.4 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่านแบบอคูมคติ.....	39
4.5 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบ แถบความถี่หยุดแบบอคูมคติ.....	40
5.1 วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอด์เครเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่.....	42
5.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอด์เครเจอร์.....	43
5.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของการออสซิลเลตกับกระแสไบอัส.....	45
5.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ของความถี่เชิงมุมเอาต์พุตกับ $\Delta T$ .....	50
5.5 วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอด์เครเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ที่มีการชดเชยผล ของอุณหภูมิ.....	53
5.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาต์พุตกับ อุณหภูมิ $\Delta T$ ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	59
6.1 สัญญาณเอาต์พุต ที่ $V_{O1}$ และ $V_{O2}$ ของวงจรควอด์เครเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....	61
6.2 แสดง ค่าความถี่ออสซิลเลต เมื่อเทียบกับค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส $I_b$ .....	63
6.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของการออสซิลเลต เทียบกับอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนแปลง.....	64
6.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐานที่เอาต์พุต $V_{O1}$ .....	65
6.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐานที่เอาต์พุต $V_{O2}$ .....	65
6.6 สัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{O1}$ และ $V_{O2}$ สำหรับ การทำงานเป็นวงจรควอด์เครเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....	66
6.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ ของการออสซิลเลตเทียบกับอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนแปลง.....	67
6.8 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	68
6.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐาน ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่เอาต์พุต $V_{O1}$ .....	70

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐาน ที่มีการชดเชยผลของอณุมิติที่เอ๊าท์พุท $V_{O2}$ .....	70
6.11 ผลตอบสนองทางความถี่ที่อัตราขยายค่าต่างๆ ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของ อณุมิติที่เอ๊าท์พุท $V_{O1}$ .....	71
6.12 ผลตอบสนองทางความถี่ที่อัตราขยายค่าต่างๆของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของ อณุมิติที่เอ๊าท์พุท $V_{O2}$ .....	71
6.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่คัทออฟ $f_c$ ของวงจร กับอัตราส่วนของกระแส ไบอัส $I_{b1}/I_{b2}$ ค่าต่างๆ.....	72

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบัน เทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ได้มีวิวัฒนาการไปอย่างรวดเร็วมาก ทำให้เทคโนโลยีการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์พัฒนาตามไปอย่างรวดเร็ว ทั้งในระบบดิจิทัล และระบบอนาล็อก ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะกล่าวถึงในส่วนที่เป็นระบบอนาล็อกเท่านั้น โดยวงจรจะมีการทำงานในลักษณะของโหมดกระแส (Current Mode) [1] ซึ่งมีข้อดีกว่าการทำงานในโหมดของแรงดันหลายประการ เช่น มีช่วงปฏิบัติการกว้าง มีความถูกต้องแม่นยำของค่าอัตราขยายสัญญาณ (Gain) สูงกว่า ดังนั้นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสจึงเป็นที่ได้รับความนิยมกันอย่างแพร่หลาย ดังที่จะพิจารณาได้จากผลงานวิจัยหลายๆผลงานที่มีการนำเสนอวงจรต่างๆที่ทำงานในโหมดกระแส วงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ หรือวงจรขยาย OTA ก็เป็นอุปกรณ์สำคัญที่งานวิจัยเหล่านั้นนำมาใช้งาน เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) [2-3] วงจรกรองความถี่ [4-6] วงจรสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ [7-9] เป็นต้น ซึ่งผู้เขียนเองก็ได้นำวงจรขยาย OTA มาใช้ แต่เนื่องจากวงจรขยาย OTA มีข้อเสียที่สำคัญคือ มีข้อจำกัดของช่วงการรับสัญญาณทางด้านอินพุตอยู่ที่ประมาณ 52 mV และ อิทธิพลของอุณหภูมิจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร ทำให้ประสิทธิภาพในการนำไปใช้งานยังไม่ดีนัก

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

เนื่องจากทั้งวงจรกรองความถี่ (Filter) และ วงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature oscillator) เป็นวงจรที่มีความสำคัญอย่างมากในวงจรอิเล็กทรอนิกส์สำหรับงานด้านเทคโนโลยีสื่อสารโทรคมนาคม งานด้านเครื่องมือวัดต่างๆ และที่ผ่านมามีงานวิจัยทางการออกแบบวงจรกรองความถี่ (Filter) และ วงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature oscillator) ให้วงจรทั้งสองชนิด สามารถทำงานอยู่บนวงจรพื้นฐานวงจรเดียวกันได้ยังมีอยู่น้อยมาก ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้ว งานวิจัยจะมีลักษณะเป็นการออกแบบวงจรเฉพาะ [10-11] สำหรับการทำงานเป็นวงจรใดวงจรหนึ่งได้เพียงชนิดเดียวเท่านั้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรพื้นฐานหนึ่งวงจรที่สามารถทำงานเป็นได้ทั้งวงจรกรองความถี่ และวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งมีการทำงานในโหมดกระแส โดยการใช้วงจรขยาย OTA เป็นอุปกรณ์หลักของวงจร และนอกจากนี้วงจรพื้นฐานยังสามารถปรับค่าเอาต์พุตของวงจรได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก โดยการที่จะทำให้วงจรพื้นฐานมีการทำงานเป็นวงจรชนิดใดนั้น ขึ้นอยู่กับการกำหนดเงื่อนไขบางประการของวงจร

ซึ่งจะได้กล่าวถึงในรายละเอียดของบทต่อไป และเนื่องจาก ในการออกแบบให้วงจรทั้ง 2 ชนิดดังกล่าวให้สามารถทำงานอยู่บนวงจรพื้นฐานวงจรเดียวกันได้ จึงมีความเหมาะสมเป็นอย่างยิ่ง ในการนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆ ได้มากยิ่งขึ้น

### 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรพื้นฐาน สำหรับวงจรกรองความถี่และวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุมด้วยวงจรรขยาย OTA ซึ่งเป็นองค์ประกอบแอกทีฟ ต่อร่วมอยู่กับองค์ประกอบพาสซีฟ และได้ทำการชดเชยอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจรให้ลดน้อยลง ปรับปรุงช่วงปฏิบัติงานของวงจรให้กว้างขึ้นได้ ด้วยกระแสไบอัสของวงจรรขยาย OTA และด้วยหลักการงานเบื้องต้นของวงจรที่กล่าวมานี้ จึงทำให้วงจรพื้นฐานที่ออกแบบนี้ สามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่คัทออฟ (Cut-Off Frequency) และ ค่าความถี่ของการออสซิลเลต (Oscillation Frequency) ได้ด้วยวิธีการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Tunable) นั่นคือ ใช้การปรับค่ากระแสไบอัส (Bias current) ของ OTA ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้ จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ และวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์บนวงจรพื้นฐานหนึ่งวงจร โดยการใช้กระแสควบคุม ซึ่งมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลง

### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บท และ ภาคผนวก 3 ภาคผนวก โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 บทนำ เป็นการกล่าวถึงวัตถุประสงค์และหลักการงานใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการงานของวงจรรขยาย OTA เป็นการกล่าวถึงทฤษฎี และหลักการงานเบื้องต้นของวงจรรขยาย OTA และวิธีการชดเชยผลของอุณหภูมิและ เพิ่มช่วงปฏิบัติงานให้กับวงจรรขยาย OTA

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎี และหลักการงานของวงจรรกำเนิดสัญญาณ และได้แสดงวงจรรกำเนิดสัญญาณประเภทต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึง ทฤษฎีและหลักการงานของวงจรกรองความถี่ และวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ รวมทั้งสมการฟังก์ชันถ่ายโอนพื้นฐานทั่วไปของแต่ละวงจร

บทที่ 5 กล่าวถึงวงจรพื้นฐานที่ได้ออกแบบ และแสดงการวิเคราะห์การทำงานของวงจร

บทที่ 6 เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ออกแบบ สามารถทำงานได้จริงตามทฤษฎี ในบทนี้ จึงเป็นการแสดงผลของการเขียนแบบการทำงานของวงจร และ ผลจากการทดลองต่อวงจรจริงบน เซอร์किบบอร์ด

บทที่ 7 เป็นบทสรุปของวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางในการพัฒนางจรต่อไป  
ภาคผนวก ก. เป็นการวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายทรานส์คอนคัคแดนซ์ ของวงจรรขยาย OTA  
ภาคผนวก ข. เป็นการวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์อินพุต และอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรรขยาย OTA  
ภาคผนวก ค. แสดงรูปโครงสร้างวงจรรภายในของวงจรรขยาย OTA ในไอซีเบอร์ LM3080  
ประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

# ทฤษฎี และหลักการทํางานของวงจรรขยาย OTA

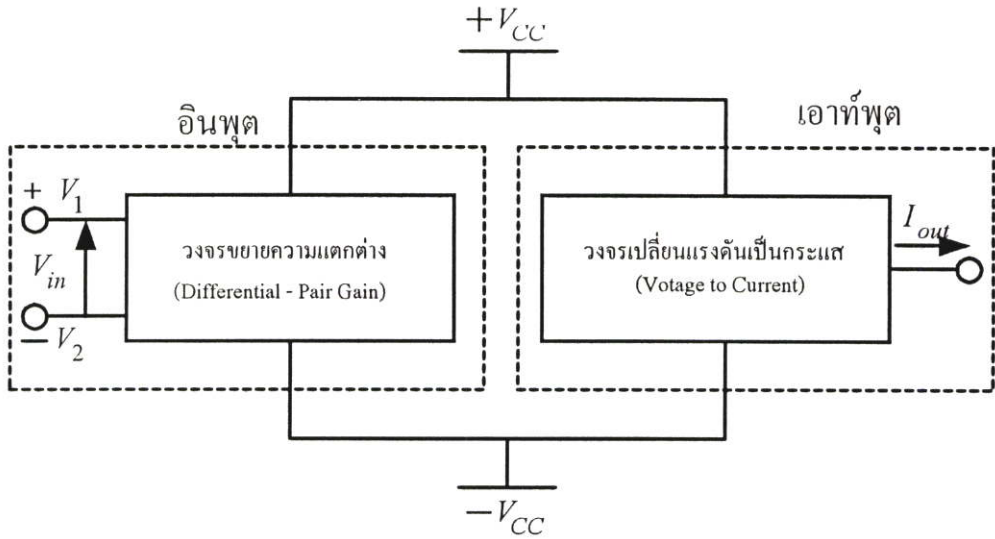
### 2.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรรขยาย หรือวงจรประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอกนั้น ออปแอมป์ (Operational Amplifier : Op-Amp) จัดเป็นวงจรรขยายประเภทหนึ่งที่น่านำมาใช้เป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจร แต่ในปัจจุบันนี้ได้มีวงจรรขยายอีกประเภทหนึ่ง ที่มีหลักการทํางานและโครงสร้างภายในคล้ายคลึงกันกับออปแอมป์ และกำลังเป็นที่นิยมใช้กันมาก นั่นคือ วงจรรขยายความนำ หรือวงจรรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) ซึ่งจัดเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Element) ที่สร้างขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำในรูปแบบของวงจรรวม (Integrated Circuit) และเป็นวงจรรขยายที่นิยมใช้ในงานประเภทการประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอก ที่มีลักษณะการทํางานในโหมดกระแส ซึ่งจะมีคุณสมบัติที่ดีกว่าการทํางานในโหมดของแรงดันอยู่หลายประการด้วยกัน คือ มีช่วงความถี่ของการใช้งาน (Bandwidth) และช่วงปฏิบัติการ (Dynamic Range) ที่กว้างกว่า และนอกจากนี้วงจรรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ หรือที่เราเรียกกันดีในชื่อของวงจรรขยาย OTA ยังได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ มากมาย [12-16] เช่น เป็นวงจรรองความถี่ชนิดแอคทีฟ (Active Filter) วงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรเครื่องมือวัด และในวงจรรีเลย์โทรคมนาคมต่าง ๆ ซึ่งเนื้อหาในบทนี้ จะกล่าวถึงวงจรรขยาย OTA ที่ใช้ทฤษฎีไบโพลาร์เท่านั้น

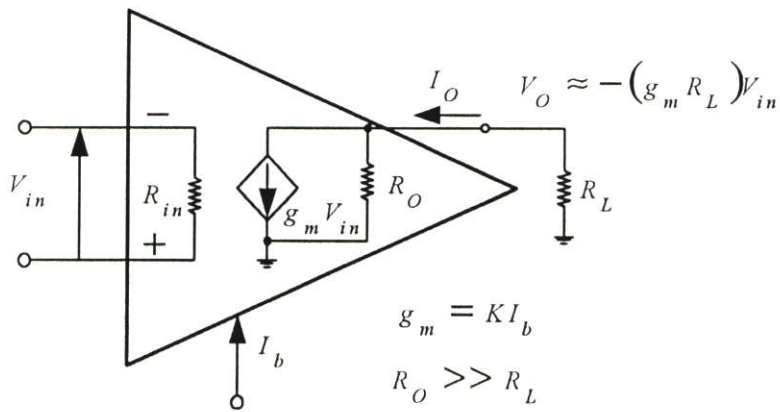
### 2.2 หลักการทํางานพื้นฐานของวงจรรขยาย OTA

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในเบื้องต้นว่า วงจรรขยาย OTA จัดเป็นวงจรรขยายอีกประเภทหนึ่ง ซึ่งเป็นอุปกรณ์ชนิดแอคทีฟ ที่ให้กำเนิดสัญญาณกระแสที่ด้านเอาต์พุตของวงจร นั่นคือวงจรรขยาย OTA จะมีลักษณะการทํางานเป็นแหล่งจ่ายกระแส ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Current Source :  $VCCS$ ) โดยที่ค่ากระแสเอาต์พุต (Output Current :  $I_o$ ) ของวงจร มีค่าขึ้นกับผลต่างของแรงดันอินพุต (Input Voltage:  $V_m$ ) และมีค่าอัตราขยายความนำ หรือค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance Gain :  $g_m$ ) ของวงจร เป็นค่าอัตราส่วนระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต ต่อค่าผลต่างของแรงดันอินพุต ซึ่งค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของวงจรรขยาย OTA สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส ( $I_b$ ) จากภายนอก จึงทำให้เกิดการพัฒนาไปสู่วงจรที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Tunable) โดยสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแสดงโครง

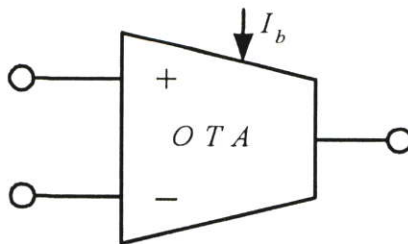
สร้างพื้นฐานของวงจรขยาย OTA วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของวงจรขยาย OTA และสัญลักษณ์แทนวงจรขยาย OTA ได้ดังรูปที่ 2.1 , 2.2 และ 2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรขยาย OTA



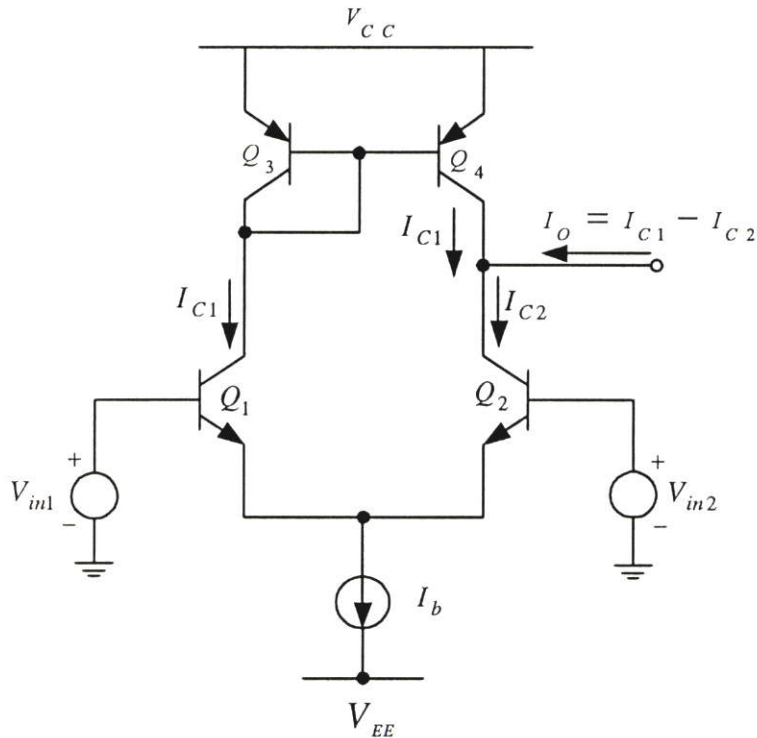
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของวงจรขยาย OTA



รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์แทนวงจรขยาย OTA

### 2.2.1 โครงสร้างภายในพื้นฐานของวงจรขยาย OTA

สำหรับโครงสร้างวงจรพื้นฐานแบบง่ายของวงจรขยาย OTA นั้น [17-19] มีพื้นฐานวงจรภายในมาจากวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 โครงสร้างวงจรพื้นฐานของวงจรขยาย OTA

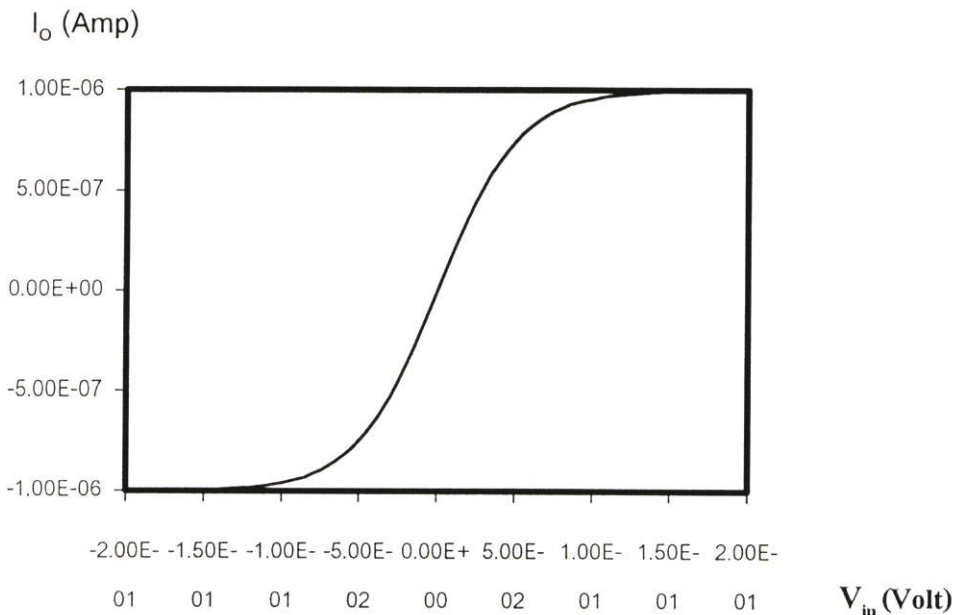
พิจารณาวงจรพื้นฐานของวงจรขยาย OTA ในรูปที่ 2.4 ซึ่งประกอบด้วยทรานส์ซิสเตอร์ Q1 และ Q2 เป็นวงจรขยายความแตกต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียล ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และมีแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ทำหน้าที่จ่ายกระแสไบอัส  $I_b$  ให้กับวงจร โดยมีทรานส์ซิสเตอร์ Q3 และ Q4 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส และเนื่องจากทรานส์ซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ จึงทำให้อัตราการสะท้อนกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับหนึ่ง เมื่อป้อนแรงดันอินพุตเข้ามาที่  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  จะทำให้เกิดกระแสคอลเลกเตอร์  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  ขึ้นที่ทรานส์ซิสเตอร์ Q1 และ Q2 และเนื่องจาก ทรานส์ซิสเตอร์ Q3 และ Q4 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ จึงทำให้กระแส  $I_{C1}$  จะถูกส่งนามายังขั้วอิมิตเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์ Q4 ดังนั้นจะได้ค่ากระแสเอาต์พุต  $I_o$  มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแส  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  นั่นคือจะได้ว่า

$$I_o = I_{C1} - I_{C2}$$

ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_O$  กับค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 2.4 ได้ดังสมการ (การวิเคราะห์ คูในภาคผนวก ก.)

$$I_O = I_b \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $I_O$  เทียบกับค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ได้ดังรูปที่ 2.5

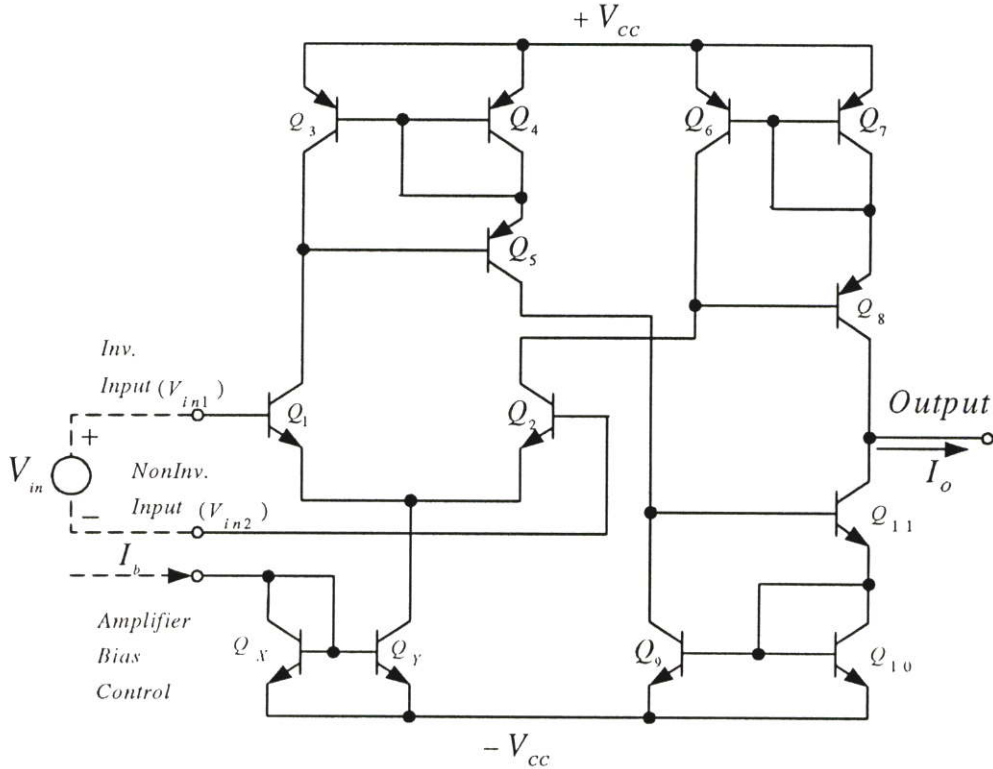


รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $I_O$  เทียบกับค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ของวงจรขยาย OTA

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $I_O$  เทียบกับค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  แสดงให้เห็นได้ว่าค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยาย OTA จะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลาแทนเจนต์ (Hyperbolic-Tangent) จากกราฟ ค่าอัตราขยายความนำของวงจรขยาย OTA จะมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ แล้วจึงจะเข้าสู่ช่วงอิมิตัว

สำหรับวงจรในรูปที่ 2.6 เป็นโครงสร้างวงจรภายในของวงจรขยาย OTA ที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไป เช่น ในไอซีเบอร์ LM3080 และ LM13600 ที่ได้พัฒนามาจากวงจรพื้นฐานของวงจรขยาย OTA ในรูปที่ 2.4 เพื่อให้วงจรมีช่วงปฏิบัติการที่กว้างขึ้น สำหรับการทำงานของวงจรขยาย OTA

ในรูปที่ 2.6 กำหนดให้ทรานส์ซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการ และมีค่าอัตราขยายกระแส ( $h_{fe}$ ) สูงมากๆ ทำให้กระแสเบสของทรานส์ซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับกระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) โดยมีกระแส  $I_b$  เป็นกระแสไบอัสคงที่ป้อนให้วงจรรขยาย OTA



รูปที่ 2.6 โครงสร้างภายในของวงจรรขยาย OTA ที่มีการใช้งานกันทั่วไป

โดยที่ทรานส์ซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายความแตกต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียล [18] เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสให้กับวงจร ส่วนทรานส์ซิสเตอร์  $Q_x$  และ  $Q_y$  ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ที่มีอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยกระแสคอลเลกเตอร์  $I_{Cx}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสไบอัส  $I_b$  จะถูกสำเนาไปยัง  $I_{Cy}$  ทำให้ขาคอลเลกเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์  $Q_y$  มีกระแสไหลเท่ากับกระแสไบอัส  $I_b$  ด้วย และเมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุตเข้ามาที่  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  จะทำให้มีกระแสไหลผ่านทรานส์ซิสเตอร์ Q1 และ Q2 เท่ากับ  $I_b/2$  เป็นกระแสคอลเลกเตอร์  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  ตามลำดับ ขณะเดียวกันทรานส์ซิสเตอร์ Q3 - Q5 จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ โดยสำเนากระแส  $I_{C1}$  ไปยังวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกของ ทรานส์ซิสเตอร์ Q9 - Q11 ทำให้ทรานส์ซิสเตอร์ Q11 มีกระแสไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์เท่ากับกระแส  $I_{C1}$  นั่นคือ  $I_{C11} = I_{C1} = I_b/2$  และเช่นเดียวกัน กระแส  $I_{C2}$  จะไหลผ่านไปยังวงจรสะท้อนกระแสแบบ

บวกของทรานส์ซิสเตอร์ Q6 – Q8 ทำให้ทรานส์ซิสเตอร์ Q8 มีกระแสไหลผ่านเท่ากับกระแส  $I_{C2}$  นั่นคือ  $I_{C8} = I_{C2} = I_b/2$  ดังนั้นที่ด้านเอาต์พุตของวงจร จะสามารถหาค่ากระแส  $I_o$  ได้จากสมการ

$$I_o = I_{C8} - I_{C11} = 0 \quad (2.2)$$

ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่า ถ้าป้อนสัญญาณอินพุตขนาดเล็กที่  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ให้มีค่าเท่ากัน นั่นคือ ถ้ากำหนดให้  $V_{in1} = V_{in2}$  แล้วจะได้ว่า  $V_{in} = V_{in1} - V_{in2} = 0$  ทำให้กระแสที่ไหลผ่านทรานส์ซิสเตอร์ Q1 มีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านทรานส์ซิสเตอร์ Q2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_b/2$  ดังนั้นที่ด้านเอาต์พุตของวงจรจะไม่มีกระแสเอาต์พุต  $I_o$  ไหลออกมา

แต่ถ้ามีการป้อนสัญญาณอินพุตขนาดเล็กที่  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ให้มีค่าต่างกัน จะทำให้ค่าผลต่างของแรงดันสัญญาณที่อินพุตของวงจรมีค่าไม่เป็นศูนย์ นั่นคือ  $V_{in} = V_{in1} - V_{in2} \neq 0$  ดังนั้นสัญญาณอินพุตนี้จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์ Q1 และ Q2 มีค่าไม่เท่ากัน เพราะเนื่องจาก กระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  และค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเบสและขาอีมีตเตอร์  $V_{BE}$  ของทรานส์ซิสเตอร์ จะมีความสัมพันธ์กันในรูปของฟังก์ชันเอกโปเนนเชียลดังสมการ

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

แต่เนื่องจาก  $V_T = kT/q$  คือค่าแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิห้อง (300 °K) ดังนั้นจะได้ว่า

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

หรือ

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.5)$$

ทั้งนี้เนื่องจากทรานส์ซิสเตอร์ Q1 และ Q2 มีความสมพียงกันทุกประการ จึงทำให้มีพื้นที่รอยต่อระหว่างเบสและอีมีเตอร์เท่ากัน ดังนั้นค่ากระแสอิ่มตัวย้อนกลับ  $I_S$  ของทรานส์ซิสเตอร์ทั้งสองก็จะเท่ากันด้วย จึงทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  กับกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  ดังสมการ

$$V_{in} = V_{in1} - V_{in2} \quad (2.6)$$

$$V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.5) และ (2.6) จะได้ว่า

$$V_{in} = \left( \frac{kT}{q} \right) \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) = V_T \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \quad (2.8)$$

เมื่อ  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  คือกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ตามลำดับ และถ้าผลต่างของแรงดันอินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  มีขนาดเล็กมาก ๆ แล้ว จะได้ว่า  $I_{C1} \approx I_{C2} \approx I_b/2$  ซึ่งจะทำให้ค่าอัตราส่วนกระแสคอลเลกเตอร์ในเทอมของ  $\ln(I_{C2}/I_{C1})$  มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ดังนั้นจากการกระจายอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's Series Expansion) จะได้ว่า

$$f(x) = f(0) + f'(0)x + \frac{f''(0)}{2!}x^2 + \frac{f'''(0)}{3!}x^3 + \dots \quad (2.9)$$

ถ้ากำหนดให้  $f(x) = \ln x$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.9) จะได้ว่า

$$\ln x = 2 \left[ \left( \frac{x-1}{x+1} \right) + \frac{1}{3} \left( \frac{x-1}{x+1} \right)^3 + \frac{1}{5} \left( \frac{x-1}{x+1} \right)^5 + \dots \right] \quad (2.10)$$

แต่เนื่องจาก  $x = I_{C2}/I_{C1}$  แทนค่าลงในสมการที่ (2.10) จะได้ว่า

$$\ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) = 2 \left[ \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C2} + I_{C1}}\right) + \frac{1}{3} \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C2} + I_{C1}}\right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C2} + I_{C1}}\right)^5 + \dots \right] \quad (2.11)$$

จากการประมาณค่าอนุกรมเทเลอร์ในสมการที่ (2.11) พิจารณาเพียงพจน์แรกเท่านั้น เนื่องจากพจน์ที่เหลือมีค่าน้อยมาก จึงสามารถละทิ้ง โดยไม่ต้องนำมาพิจารณา ดังนั้นจะได้ว่า

$$\ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) \approx \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (2.12)$$

เมื่อแทนค่า สมการที่ (2.12) ลงในสมการที่ (2.8) จะได้ว่า

$$(V_{in1} - V_{in2}) = V_{in} = \frac{kT}{q} \left( \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \right) \quad (2.13)$$

เนื่องจาก  $I_{C8} = I_{C2}$  และ  $I_{C11} = I_{C1}$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.13) จะได้ว่า

$$(V_{in1} - V_{in2}) = V_{in} = \frac{kT}{q} \left( \frac{I_{C8} - I_{C11}}{I_b/2} \right) \quad (2.14)$$

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่า  $I_{C2} - I_{C1} = I_{C8} - I_{C11} = I_o$  ดังนั้นสมการที่ (2.14) จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{in} = 2V_T \left( \frac{I_o}{I_b} \right) \quad (2.15)$$

หรือสามารถหาค่ากระแสเอาท์พุตได้จากสมการ

$$I_O = \left( \frac{I_b}{2V_T} \right) V_{in} = g_m V_{in} \quad (2.16)$$

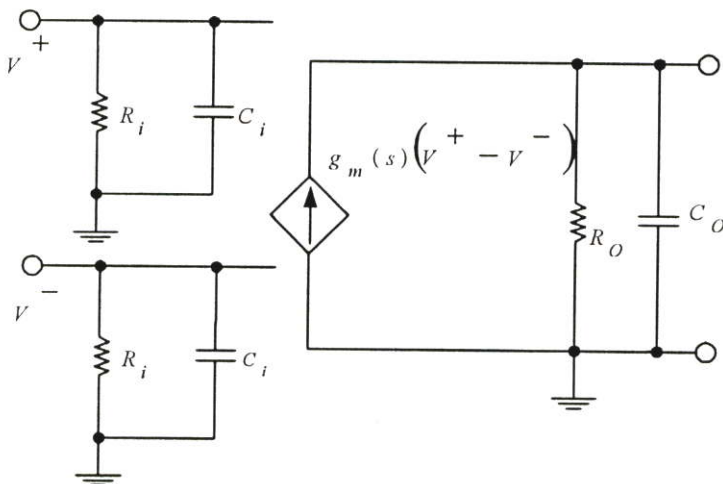
นั่นคือจะได้ว่า

$$g_m = \left( \frac{I_b}{2V_T} \right) \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) สามารถสรุปได้ว่า  $g_m$  คือค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ หรือค่าอัตราขยายความนำของวงจรรขยาย OTA โดยค่า  $g_m$  นี้สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_b$  จากภายนอกที่ป้อนให้วงจรรขยาย OTA ดังนั้นจากสมการที่ (2.16) จะสามารถอธิบายได้ว่า แรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรรขยาย OTA มีลักษณะความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นกัน

### 2.2.2 การนำวงจรรขยาย OTA ไปใช้งาน

สำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรขยาย OTA ในทางปฏิบัตินั้น สามารถวิเคราะห์ได้โดยใช้วงจรสมมูลดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของวงจรรขยาย OTA ที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่

จากรูปที่ 2.7 กำหนดให้  $C_i$  คือ คาปาซิแตนซ์ด้านอินพุตของวงจร

$C_o$  คือ คาปาซิแตนซ์ด้านเอาต์พุตของวงจร

$R_i$  คือ ความต้านทานด้านอินพุตของวงจร

$R_o$  คือ ความต้านทานด้านเอาต์พุตของวงจร

โดยค่า  $R_i$  และ  $R_o$  ของวงจรรขยาย OTA มีค่าสูงมาก (ดูการวิเคราะห์ได้จากภาคผนวก ข.)

สำหรับการนำวงจรรขยาย OTA ไปใช้งานนั้น ในบทนี้ได้เลือกใช้วงจรรขยาย OTA ที่อยู่ในรูปแบบวงจรรวมของไอซีเบอร์ LM13600 ซึ่งมีลักษณะการต่อขาต่างๆ ของไอซีดังรูปที่ 2.8 ซึ่งจากรูปเป็นการนำวงจรรขยาย OTA มาใช้งานเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแบบพื้นฐาน โดยค่าอัตราขยายทรานส์คอนคัคแตนซ์ของวงจรมีค่าควบคุมได้ด้วยค่ากระแสไบอัส  $I_b$

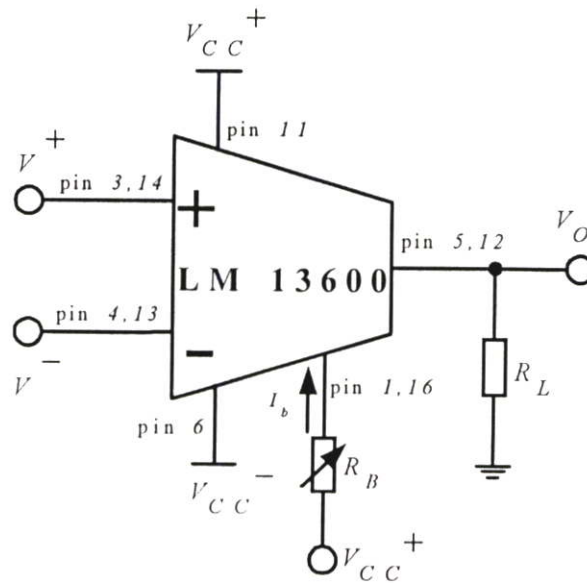
จากสมการที่ 2.17 ค่าอัตราขยายทรานส์คอนคัคแตนซ์  $g_m$  ของวงจรรขยาย OTA มีค่าแปรผกผันกับค่าแรงดันความร้อน ( $V_T$ ) ดังนั้นที่อุณหภูมิห้องประมาณ  $27^\circ\text{C}$  วงจรรขยาย OTA จะมีค่าแรงดันความร้อน  $V_T$  ประมาณ 26 mV ทำให้ได้ค่าอัตราขยายทรานส์คอนคัคแตนซ์  $g_m$  ของวงจรรขยาย OTA จะมีค่าเท่ากับ  $19.23I_b$  ดังนั้น จากสมการที่ 2.16 วงจรรขยาย OTA จะให้กระแสเอาต์พุต  $I_o$  มีค่าดังสมการ

$$I_o = 19.23I_b V_{in} \quad (2.18)$$

และสามารถหาค่ากระแสไบอัส  $I_{ABC}$  ได้จากสมการ

$$I_b = \frac{(V_{CC}^+ - V_{CC}^- - 2V_{be})}{R_B} \quad (2.19)$$

โดยที่  $V_{be}$  คือ ค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างรอยต่อเบส และอีมีเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์ ซึ่งมีค่าประมาณ 0.5-0.7 V



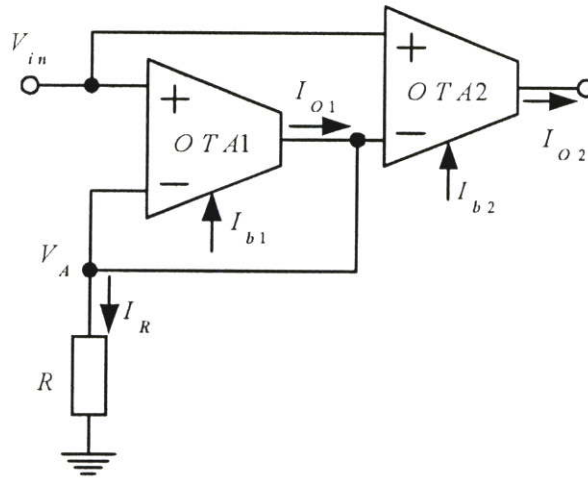
รูปที่ 2.8 การใช้งานวงจรขยาย OTA ของไอซีเบอร์ LM13600

### 2.3 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวงจรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่า วงจรขยาย OTA ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยสามารถควบคุมค่าอัตราขยายความนำ หรือ ค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance Gain :  $g_m$ ) ของวงจรได้ด้วยกระแสไบอัส  $I_b$  จากภายนอก จากสมการที่ 2.17 ซึ่งเป็นสมการแสดงคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรขยาย OTA จะเห็นได้ว่า วงจรขยาย OTA ยังมีข้อจำกัดในเรื่องผลของอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือ มีพจน์ของ  $V_T$  ติดอยู่ในสมการ ซึ่งจะทำให้  $g_m$  มีค่าเปลี่ยนแปลงเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง และนอกจากนี้ วงจรขยาย OTA ยังมีข้อจำกัดในเรื่องของช่วงปฏิบัติการสำหรับแรงดันด้านอินพุต ซึ่งมีค่าสูงสุดได้ไม่เกิน  $2V_T$  หรือประมาณ 52 mV ดังนั้นจึงได้มีการประยุกต์วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวงจรขยาย OTA ใหม่ เพื่อให้สามารถชดเชยผลของอุณหภูมิ และปรับปรุงช่วงปฏิบัติการของวงจรให้กว้างขึ้นได้ [20-22]

#### 2.3.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวงจรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากรูปที่ 2.9 เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิด้วยการใช้วงจรขยาย OTA 2 ชุด คือ OTA1 และ OTA2 ต่อร่วมอยู่กับองค์ประกอบพาสซีฟ คือความต้านทานจำนวน 1 ตัว โดยที่กระแส  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  เป็นกระแสไบอัสจากภายนอกที่ป้อนให้กับวงจรขยาย OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.9 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

ซึ่งจากสมการที่ (2.17) จะได้อัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  ของวงจรขยาย OTA มีค่าเท่ากับ  $I_{b1}/2V_T$  และ  $I_{b2}/2V_T$  ดังนั้นเมื่อป้อนแรงดันอินพุต  $V_{in} > 0$  เข้าที่ขาอินพุตบวก (+) ของวงจรขยาย OTA1 จะทำให้เกิดกระแสเอาต์พุต  $I_{o1}$  ที่เอาต์พุตของวงจรขยาย OTA1 และเนื่องจากคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรขยาย OTA ที่ว่า วงจรขยาย OTA มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก จึงทำให้กระแสเอาต์พุต  $I_{o1}$  ถูกส่งผ่านไปยังขาลบ (-) ของวงจรขยาย OTA1 แล้วไหลผ่านความต้านทาน  $R$  ซึ่งกระแสเอาต์พุต  $I_{o1}$  นี้สามารถหาค่าได้จากสมการ (2.20)

$$I_{o1} = g_{m1}(V_{in} - V_A) \quad (2.20)$$

และเนื่องจาก

$$V_A = I_R R = I_{o1} R \quad (2.21)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.20) และ (2.21) จะได้ว่า

$$V_A = \left( \frac{g_{m1} R}{1 + g_{m1} R} \right) V_{in} \quad (2.22)$$

และเมื่อพิจารณาวงจรขยาย OTA2 จะได้ว่า

$$I_{O2} = g_{m2}(V_{in} - V_A) \quad (2.23)$$

เมื่อแทนค่า  $V_A$  ในสมการที่ (2.23) ด้วยสมการที่ (2.22) จะได้กระแส  $I_{O2}$  มีค่าเป็น

$$I_{O2} = \left( \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}R} \right) V_{in} \quad (2.24)$$

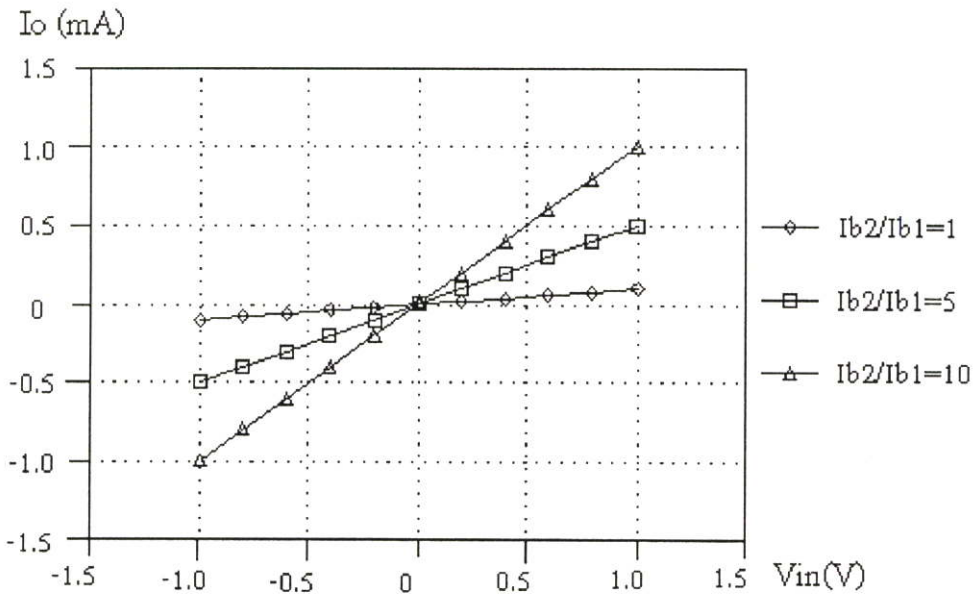
จากสมการที่ (2.24) ถ้ากำหนดให้  $g_{m1}R \gg 1$  จะทำให้กระแส  $I_{O2}$  มีค่าประมาณดังสมการ

$$I_{O2} \approx \left( \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \frac{V_{in}}{R} \quad (2.25)$$

และเมื่อแทนค่า  $g_m$  ด้วย  $I_b/2V_T$  ลงในสมการที่ (2.25) จะได้ว่า

$$I_{O2} = \left( \frac{I_{b2}}{I_{b1}} \right) \frac{V_{in}}{R} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) จะเห็นได้ว่าไม่มีพจน์  $V_T$  ซึ่งเป็นค่าแรงดันความร้อนอยู่ในสมการอีก ดังนั้น ค่ากระแสเอาต์พุต  $I_{O2}$  จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  จากภายนอก โดยที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิอีก จึงทำให้วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 2.9 เป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิ และยังสามารถปรับค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้ด้วยกราฟ รูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต กับกระแสเอาต์พุตของวงจรรขยาย OTA

จากกราฟจะเห็นได้ว่า ค่ากระแสเอาต์พุต  $I_{O2}$  มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  และที่แรงดันอินพุตค่าหนึ่ง สามารถควบคุมให้กระแสเอาต์พุต  $I_{O2}$  มีค่าสูงขึ้นได้ ด้วยการปรับให้อัตราส่วนระหว่างกระแสไบอัส  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  มีค่าสูงขึ้น

### 2.3.2 ช่วงปฏิบัติงานของวงจรรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

พิจารณาสมการที่ (2.24) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสไบอัส  $I_b$  ได้เป็น

$$I_O = \left( \frac{I_{b2}}{2V_T + I_{b1}R} \right) V_{in} \quad (2.27)$$

และจากโครงสร้างวงจรรภายในของวงจรรขยาย OTA ที่ใช้งานกันทั่วไปในรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าค่ากระแสเอาต์พุต  $I_O$  ของวงจรมีค่าเท่ากับกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์ Q8 รวมกับกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์ Q10 นั่นคือ กระแสเอาต์พุต  $I_O$  จะมีค่าเท่ากับ

$$I_O = I_{C8} + I_{C10} = \frac{I_b}{2} + \frac{I_b}{2} = I_b \quad (2.28)$$

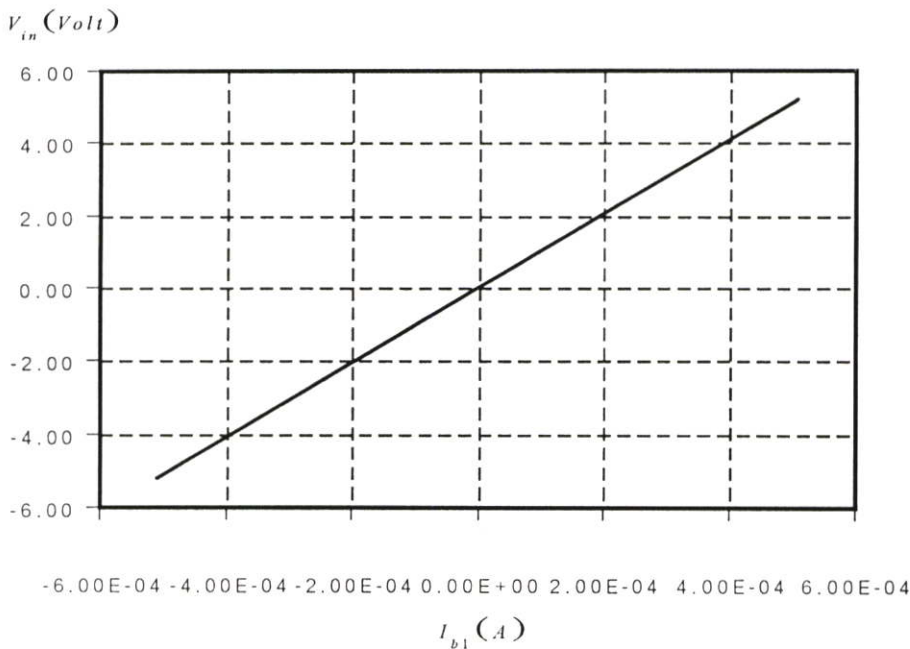
นั่นคือกระแสเอาต์พุต  $I_O$  ของวงจรรขยาย OTA จะมีค่าเท่ากับกระแสไบอัส  $I_b$  จากภายนอก ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $I_O = I_{b2}$  ลงในสมการที่ (2.27) จะได้ว่า

$$V_{in} = 2V_T + I_{b1}R \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.29) แสดงให้เห็นว่าวงจรรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิในรูปที่ 2.9 จะมีช่วงปฏิบัติงานสูงสุดเป็นไปตามสมการ

$$-(2V_T + I_{b1}R) \leq V_{in} \leq 2V_T + I_{b1}R \quad (2.30)$$

ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  และค่ากระแสไบอัส  $I_{b1}$  ตามสมการที่ (2.30) ได้ในกราฟในรูปที่ 2.11 ดังนี้



รูปที่ 2.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส  $I_{O2}$  กับแรงดันอินพุต  $V_{in}$

### 2.3.3 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากสมการที่ (2.22) และ (2.24) สามารถวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาด  $\mathcal{E}_a$  ของวงจรถ่ายแรงดันเป็นกระแสได้ดังนี้ ซึ่งสมการที่ (2.22) และ (2.24) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปใหม่ได้เป็น

$$V_A = (1 - \mathcal{E}_a) V_{in} \quad (2.31)$$

และ

$$I_O = (1 - \mathcal{E}_a) \begin{pmatrix} I_{b2} \\ I_{b1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{in} \\ R \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

โดยที่

$$\mathcal{E}_a = \left( \frac{1}{1 + g_{m1} R} \right) \times 100\% \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.33) ถ้ากำหนดให้

$$g_{m1} = \frac{I_{b1}}{2V_T} = \frac{500\mu A}{(2 \times 26mV)} = 9.62 \times 10^{-3} \quad (2.34)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการที่ (2.34) ลงในสมการที่ (2.33) และกำหนดให้  $R=10 \text{ k}\Omega$  จะได้ว่า

$$\mathcal{E}_a = \frac{1}{1 + (9.62 \times 10^{-3})(10^4)} \times 100\% = 1\% \quad (2.35)$$

จากสมการ (2.35) ถ้ากำหนดให้กระแสไบอัส  $I_{b1}$  และความต้านทาน  $R$  มีค่าเท่ากับ  $500 \mu A$  และ  $10 \text{ k}\Omega$  ตามลำดับ วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวงจรขยาย OTA ที่มีการชดเชยผลของอนุภูมิจะมีค่าความผิดพลาด  $\mathcal{E}_a$  เท่ากับ 1% ซึ่งแสดงให้เห็นได้ว่า ค่าความผิดพลาด  $\mathcal{E}_a$  ของวงจร จะมีค่าลดลงได้ ถ้ากำหนดให้  $g_{m1} R \gg 1$

### 2.3.4 การวิเคราะห์ค่าความไว ของวงจร

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivity) ของวงจรที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิ นั้น เป็นการจัดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติบางประการขององค์ประกอบภายในวงจรมานั้น ๆ ดังนั้นวงจรที่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ (Compensated Temperature) แล้วควรมีค่าความไวเนื่องจากอุณหภูมิต่ำ เพื่อให้สามารถรักษาเสถียรภาพของวงจรไว้ได้ สำหรับสมการที่ใช้ในการวิเคราะห์ความไวของวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_X^Y = \frac{\partial \ln Y}{\partial \ln X} \quad (2.36)$$

หรือ

$$S_X^Y = \frac{\partial Y/Y}{\partial X/X} \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.37) สามารถอธิบายได้ว่าค่าความไวของตัวแปร  $Y$  เมื่อเทียบกับตัวแปร  $X$  ซึ่งอาจจะเทียบเป็นเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $Y$  เทียบกับเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $X$  ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว ค่า  $Y$  จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ  $X$

จากวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 2.9 นั้น สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรได้จากค่าความไวของกระแสเอาต์พุต  $I_O$  เทียบกับอุณหภูมิ (Temperature : $T$ ) ซึ่งสามารถเขียนสมการความไวของวงจรได้เป็น

$$S_T^{I_O} = \frac{T}{I_O} \left( \frac{\partial I_O}{\partial T} \right) \quad (2.38)$$

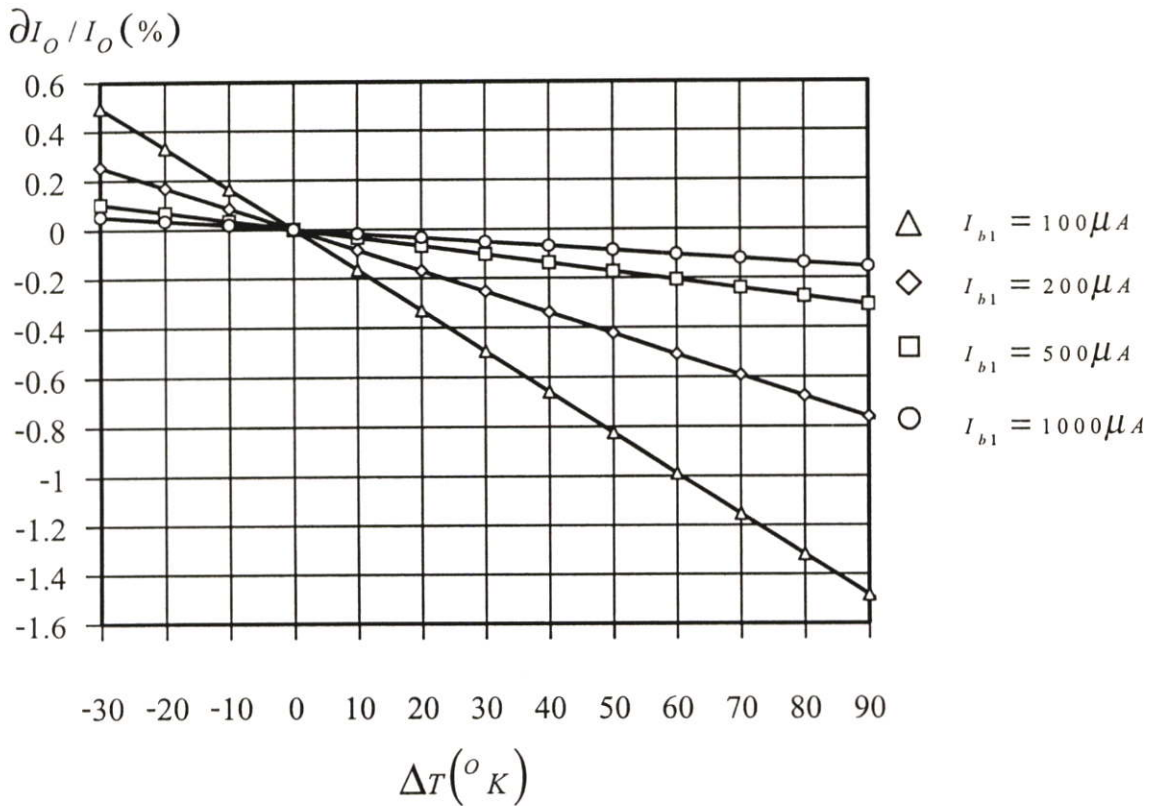
โดยค่าความไวของกระแสเอาต์พุต  $I_O$  เทียบกับอุณหภูมิ  $T$  ในสมการที่ (2.24) จะสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$S_T^{I_O} = \frac{-2V_T}{(2V_T + I_{b1}R)} \quad (2.39)$$

หรือเขียนให้อยู่ในรูปเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\frac{\partial I_o}{I_o} = \left( \frac{-2V_T}{2V_T + I_{b1}R} \right) \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (2.40)$$

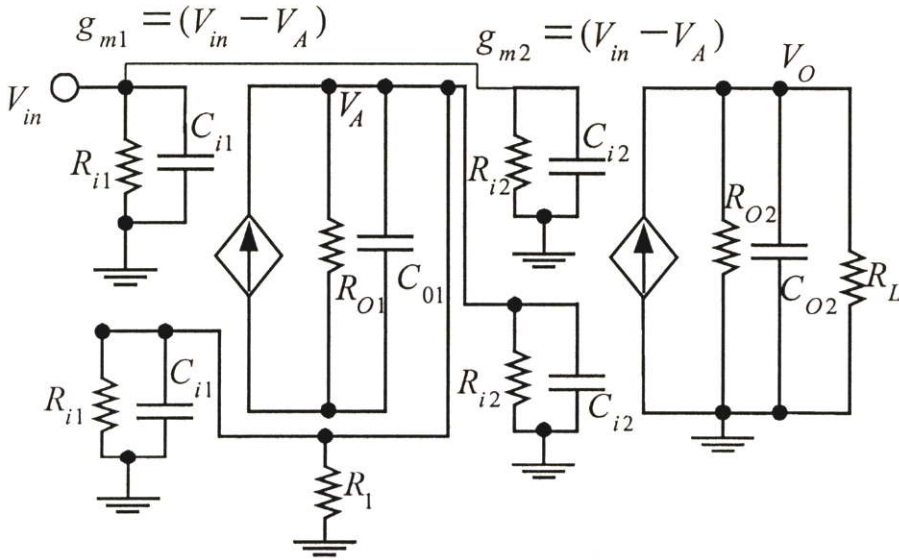
เมื่อ  $T$  คือค่าอุณหภูมิห้อง ,  $\Delta T$  คือค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป และ  $V_T$  คือค่าแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) มีค่าเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ 300°K จากสมการที่ (2.40) ถ้ากำหนดให้  $\Delta T = 10^\circ\text{K}$  และ  $I_{b1} = 100 \mu\text{A}$  ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ 0.2% โดยที่ค่าความไวของกระแสเอาต์พุตเมื่อเทียบกับอุณหภูมิจะมีค่าลดลง ถ้ากำหนดให้  $I_{b1}R_1$  มีค่าสูงขึ้น ดังแสดงความสัมพันธ์ได้จากกราฟ



รูปที่ 2.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุต ที่  $\Delta T$  ค่าต่างๆ

### 2.3.5 การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร [23-24]

จากวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 2.9 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบของวงจรสมมูลย์ได้ดังรูป



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลย์ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากวงจรสมมูลย์รูปที่ 2.12 พิจารณาที่ Node  $V_A$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_{m1}(V_{in} - V_A) = V_A \left( \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{O1}} + \frac{1}{R_1} + S(C_{O1} + C_{i1} + C_{i2}) \right) \quad (2.41)$$

$$g_{m1}(V_{in}) = V_A \left( g_{m1} + \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{O1}} + \frac{1}{R_1} + S(C_{O1} + C_{i1} + C_{i2}) \right) \quad (2.42)$$

และเนื่องจาก คุณสมบัติของวงจรขยาย OTA ที่มีค่าอิมพีแดนซ์อินพุต และเอาต์พุตสูงมากๆ นั่นคือ จะได้ว่า  $R_{i1}, R_{i2}, R_{O1} \gg R_1$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.42) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{V_A}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + \frac{1}{R_1} + S(C_{i1} + C_{i2} + C_{O1})} \quad (2.43)$$

$$\frac{V_A}{V_{in}} = \frac{g_{m1} R_1}{1 + g_{m1} R_1 + R_1 s (C_{i1} + C_{i2} + C_{O1})} \quad (2.44)$$

จากสมการผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่าย OTA<sub>1</sub>

$$g_{m1} = g_{m1}(s) = \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{s + \omega_1} \quad (2.45)$$

โดยที่  $\omega_1$  คือความถี่สูงสุดที่วงจรถ่าย OTA ยังจะสามารถทำงานได้ (Cutoff Frequency) และเมื่อแทนค่า  $g_{m1}$  จากสมการที่ (2.45) ลงในสมการที่ (2.43) จะได้ว่า

$$\frac{V_A}{V_{in}} = \frac{\frac{(g_{m1}(0)\omega_1)}{s + \omega_1}}{\left( \frac{1}{R_1} + s(C_{i1} + C_{i2} + C_{O1}) + \left( \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{s + \omega_1} \right) \right)} \quad (2.46)$$

$$\frac{V_A}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{O1})} \left\{ \frac{1}{s^2 + s \left( \frac{(C_{i1} + C_{i2} + C_{O1})\omega_1 R_1 + 1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{O1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{O1})R_1}} \right\} \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.47) จะสามารถหาค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_n$ ) ของวงจรถ่ายได้จาก

$$S^2 + S \left( \frac{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})\omega_1 R_1 + 1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1} = 0 \quad (2.48)$$

ซึ่งจะได้ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_n$ ) ของวงจรมีค่าเป็น

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1}} \quad (2.49)$$

และเมื่อพิจารณาที่ Node เอาท์พุต  $V_o$  จะได้ว่า

$$g_{m2}(V_{in} - V_A) = V_o \left( \frac{1}{R_{O2}} + sC_{O2} + \frac{1}{R_L} \right) \quad (2.50)$$

เนื่องจาก  $R_{O2} \gg R_L$  ดังนั้นในสมการที่ (2.47) จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_A = \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})} \left\{ \frac{1}{S^2 + S \left( \frac{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})\omega_1 R_1 + 1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1}} \right\} V_{in} \quad (2.51)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.51) ลงในสมการที่ (2.50) จะได้ว่า

$$g_{m2} V_{in} - \frac{g_{m1}(0)g_{m2}\omega_1 R_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1} \left\{ \frac{1}{S^2 + S \left( \frac{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})\omega_1 R_1 + 1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1}} \right\} V_{in}$$

$$= V_O \left( sC_{O2} + \frac{1}{R_L} \right) \quad (2.52)$$

และจากสมการผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถยาย OTA<sub>2</sub>

$$g_{m2} = g_{m2}(s) = \frac{g_{m2}(0)\omega_2}{s + \omega_2} \quad (2.53)$$

โดยที่  $\omega_2$  คือค่าความถี่สูงสุดที่วงจรถยาย OTA<sub>2</sub> ยังจะสามารถทำงานได้ และเมื่อแทนค่า  $g_{m2}$  จากสมการที่ (2.53) ลงในสมการที่ (2.52) จะได้ว่า

$$\frac{I_O}{V_{in}} = \frac{g_{m2}(0)\omega_2}{R_L} \left\{ \frac{S^2 + S \left( \frac{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})\omega_1 R_1 + 1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1} \right) + \frac{\omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1}}{S^2 + S \left( \frac{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})\omega_1 R_1 + 1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1} \right) + \frac{gm_1(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})R_1}} \right\} \left( \frac{1}{s + \omega_2} \right) \left( \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{R_L}} \right) \quad (2.54)$$

เมื่อ  $C_{i1}$  และ  $C_{i2}$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์อินพุตของวงจรถยาย OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ

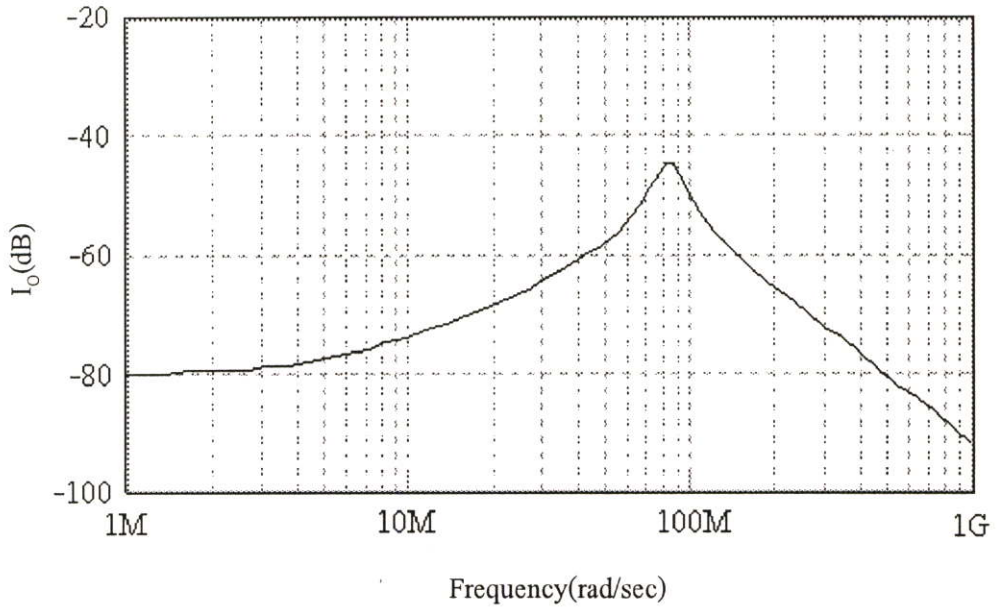
$C_{o1}$  และ  $C_{o2}$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์เอาต์พุตของวงจรถยาย OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ

$\omega_1$  และ  $\omega_2$  คือค่าความถี่เชิงมุมคัทออฟของ OTA<sub>1</sub> และ OTA<sub>2</sub> ตามลำดับ

สำหรับวงจรถยาย OTA ของไอซีเบอร์ LM13600 จะมีค่า  $g_{m1}(0) = 9600 \mu\text{mho}$ ,  $C_{i1} = C_{i2} = 6.2 \text{ pF}$ ,  $C_{o1} = C_{o2} = 4.8 \text{ pF}$  และ  $\omega_1 = 12.6 \times 10^6 \text{ rad/sec}$  และเมื่อเรากำหนดให้  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.49) ที่ Node A จะมีความถี่เชิงมุมธรรมชาติ เท่ากับ 17MHz

และจากสมการที่ 2.54 สามารถพล็อตผลตอบสนองทางความถี่ที่เอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสได้โดยใช้โปรแกรม MATLAB สามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.9 ซึ่งมีความถี่คัทออฟ

ประมาณ  $500 \times 10^6$  rad/sec หรือ 79.6MHz ซึ่งในทางปฏิบัติแล้ว วงจรขยาย OTA นั้นมีค่า Open-Loop Bandwidth เพียง 2 MHz เท่านั้น จากการทดลองต่อวงจรจริง [20]



รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองทางความถี่ที่เอาท์พุทของวงจรในเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โปรแกรม MATLAB

## 2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรขยาย OTA อันได้แก่ โครงสร้างพื้นฐานของวงจรวงจรสมมูล และการนำวงจรขยาย OTA ไปใช้งาน โดยค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยาย OTA สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก และนอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงการนำวงจรขยาย OTA ไปประยุกต์ใช้ เพื่อให้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ทำให้ค่าแรงดันความร้อนไม่มีผลกระทบต่อค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร และยังปรับปรุงช่วงปฏิบัติการของวงจรให้สูงขึ้นอีกด้วย อีกทั้งยังได้มีการวิเคราะห์เสถียรภาพ หรือค่าความไวของกระแสเอาท์พุทของวงจรต่อพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งวงจรขยาย OTA นี้เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการออกแบบวงจรที่จะได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ต่อไป

## บทที่ 3

# ทฤษฎีการกำเนิดสัญญาณ และหลักการทํางาน

### 3.1 บทนำ

วงจรกำเนิดสัญญาณ หรือวงจรออสซิลเลเตอร์ [25-26] (Oscillator Circuit) คือวงจรไฟฟ้าที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณได้โดยตัวของวงจรงเอง โดยให้กำเนิดสัญญาณด้านขาออก (Output Signal) ที่มีลักษณะสัญญาณเป็นรายคาบเวลา (Periodic Signal) ที่แน่นอน โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุต (Input Signal) ซึ่งรูปคลื่นของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากวงจรออสซิลเลเตอร์ก็มีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบ เช่นอาจเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ รูปคลื่นสามเหลี่ยม รูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือรูปคลื่นสัญญาณแบบฟันเลื่อย ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์จึงเป็นวงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งที่เข้ามามีบทบาทสำคัญในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้าต่างๆมากมาย เช่น นำไปประยุกต์ใช้ในการสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงหลัก (Reference Clock Signal) ให้แก่ระบบ , สร้างสัญญาณคลื่นพาห้ (Carrier Signal) เพื่อใช้ในการมอดูเลต (Modulation)สัญญาณ สำหรับระบบสื่อสารโทรคมนาคม หรือนำไปใช้งานด้านเครื่องมือวัดต่างๆ เป็นต้น

เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ เช่นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบจูนคอลลกเลเตอร์ (Tuned Collector Oscillator) , วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเลื่อนเฟส (Phase Shift Oscillator) และ วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ Wien Bridge เป็นต้น ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จึงเป็นการศึกษาเฉพาะวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์เท่านั้น ซึ่งมีรายละเอียด หลักการและวิธีการออกแบบวงจรดังต่อไปนี้

### 3.2 ทฤษฎี และหลักการทํางานเบื้องต้น ของการออสซิลเลตสัญญาณ

#### 3.2.1 ประเภทของวงจรกำเนิดสัญญาณ

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นที่คงตัว และมีคาบเวลาที่แน่นอน โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุต ดังนั้นเมื่อเราแบ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ออกตามกลไกของการเกิดการออสซิลเลต จึงสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ

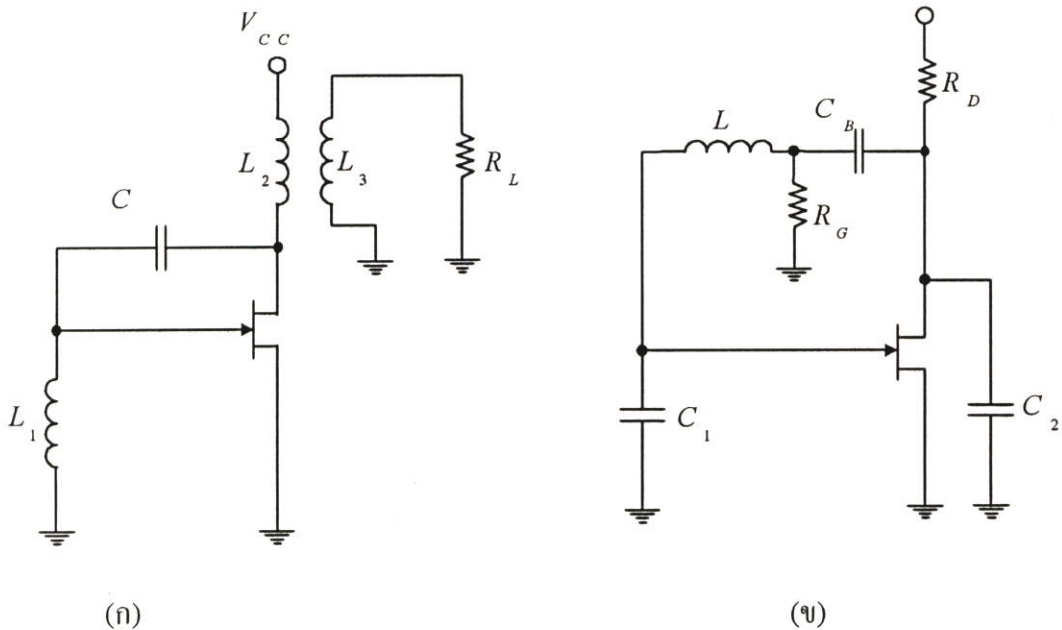
1. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบความต้านทานลบ (Negative Resistance Oscillators) เป็นวงจรที่นำอุปกรณ์ที่ออกแบบเป็นตัวต้านทานชนิดลบ มาต่อห้ก้างกับค่าความต้านทานบวกของวงจรออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้เกิดการออสซิลเลตที่คงตัว
2. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ (Feedback Oscillators) เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต่อวงจรขยายสัญญาณในลักษณะที่มีการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) เพื่อให้เป็นไปตามกฎเกณฑ์ของบาร์คัสเซิน (Barkhausen Criterion)[27]

ส่วนประเภทของวงจรกำเนิดสัญญาณ หรือวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่ให้กำเนิดสัญญาณรูปไซน์ โดยแบ่งตามอุปกรณ์ที่ใช้ นั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ประเภทคือ

1. วงจรกำเนิดสัญญาณหรือวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้ L และ C (LC-Oscillators) มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ เช่น

- วงจรรอสซิลเลเตอร์ LC แบบฮาร์ทลีย์ (Hartley Oscillator)
- วงจรรอสซิลเลเตอร์ LC แบบโคลพิทซ์ (Colpitts Oscillator)

ซึ่งวงจรประเภทนี้มีข้อดี คือสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ง่าย และใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่มีข้อเสียคือ เสถียรภาพทางความถี่ยังไม่ดีนัก และเนื่องจากการสร้างตัวเหนี่ยวนำ (Inductance) ทำได้ยาก จึงมีปัญหาในการสร้างเป็นวงจรรวม ซึ่งสามารถแสดงตัวอย่างของวงจรได้ดัง รูปที่ 3.1



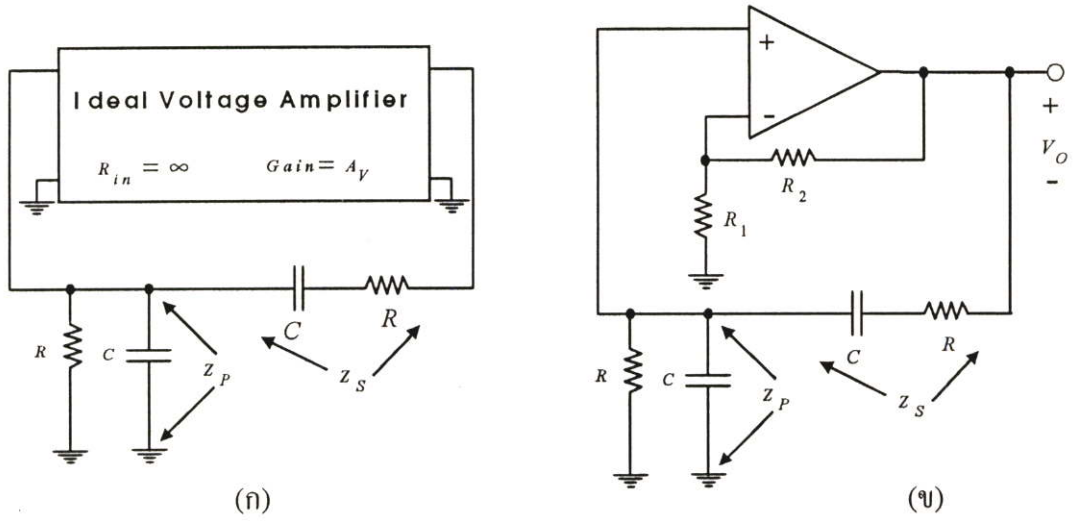
รูปที่ 3.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์ LC (ก) แบบฮาร์ทลีย์ (Hartley Oscillator)

(ข) แบบโคลพิทซ์ (Colpitts Oscillator)

2. วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ R และ C (RC-Oscillators) มีอยู่ด้วยกันหลายแบบเช่น

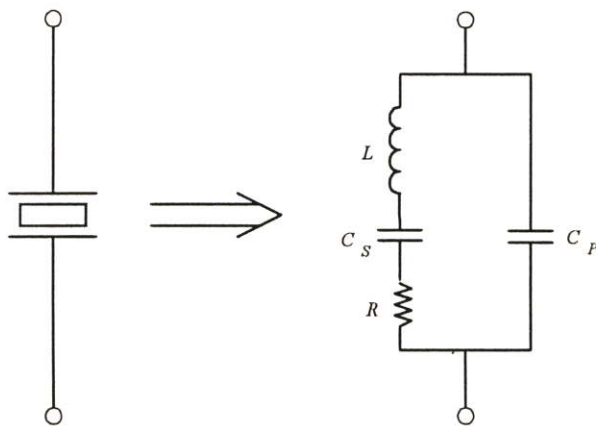
- วงจรรอสซิลเลเตอร์ RC แบบ Wien-Bridge Oscillator
- วงจรรอสซิลเลเตอร์ RC แบบเลื่อนเฟส (Phase Shift)

วงจรรประเภทนี้มีข้อดีคือสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ และใช้งานในย่านความถี่สูงได้ แต่มีข้อเสียคือเสถียรภาพทางความถี่ยังไม่ดีนัก ซึ่งสามารถแสดงตัวอย่างของวงจรได้ดัง รูปที่ 3.2



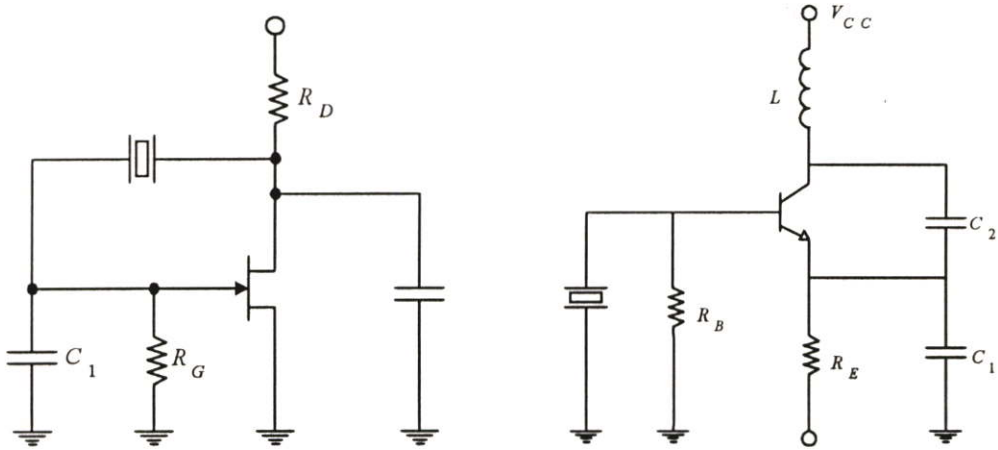
รูปที่ 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ RC (ก) แบบ Wien-Bridge Oscillator  
(ข) แบบ Wien-Bridge Oscillator โดยใช้ OP-AMP

3. วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ชิ้นผลึก (Crystal Oscillators) วงจรประเภทนี้มีข้อดีคือมีเสถียรภาพความถี่ที่ดีมาก และสามารถใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่มีข้อเสียคือ การเปลี่ยนแปลงความถี่ทำได้ยากมาก ซึ่งอาจต้องใช้วงจรอื่นมาช่วย



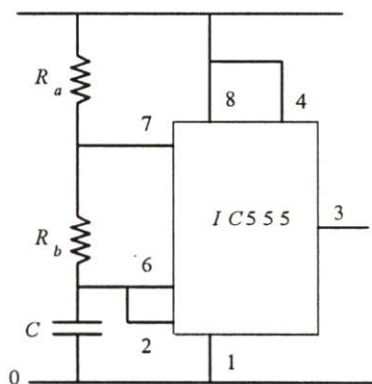
รูปที่ 3.3 วงจรสมมูล และสัญลักษณ์ของชิ้นผลึก

จากวงจรสมมูลของชิ้นผลึกในรูปที่ 3.3 ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะมีค่าสูงมากประมาณ  $100 \text{ H}$  , ตัวเก็บประจุ  $C_s$  มีค่าค่อนข้างต่ำ โดยมีหน่วยเป็น  $\mu\text{H}$  และ ความต้านทาน  $R$  มีค่าน้อย ประมาณ  $10 \Omega$  โดยที่  $C_p$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างอิเล็กโทรด ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมีค่าประมาณ  $1-10 \text{ pF}$  สำหรับการนำชิ้นผลึกใช้งานเป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณสามารถแสดงตัวอย่างได้ดังรูป ที่ 3.4



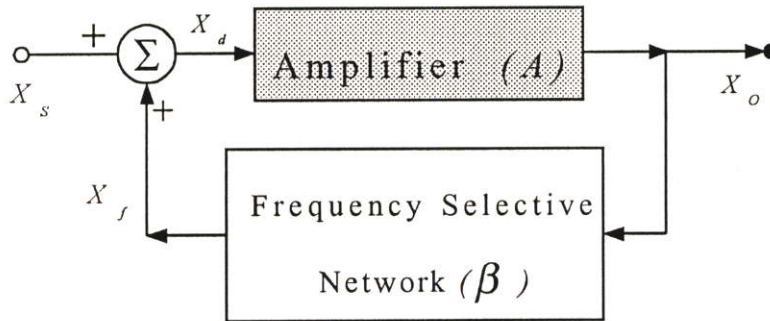
รูปที่ 3.4 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) โดยใช้ชิ้นผลึก

4. วงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่อยู่ในรูปแบบของวงจรรวม (Integrated Circuit) สำเร็จรูป หรือเรียกว่า ไอซีฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ (IC Function Generator) ซึ่งผลิตขึ้นมาเพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณโดยเฉพาะ ซึ่งมีข้อดีคือ นำไปใช้งานได้ง่าย และสามารถปรับความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณได้โดยใช้หลักการของ VCO (Voltage Control Oscillator) และนอกจากนี้ยังสามารถเลือกรูปร่างของสัญญาณได้หลายแบบ แต่มีข้อเสียคือนำไปใช้งานในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น เช่น ไอซีเบอร์ XR-2240 , 8038 และ ไอซีเบอร์ 555 โดยมีตัวอย่างการต่อวงจรสำหรับการนำไอซีเบอร์ 555 ไปใช้งาน ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ไอซีเบอร์ 555

### 3.2.2 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบที่มีการป้อนกลับ [28]



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ในรูปที่ 3.6 ประกอบด้วยองค์ประกอบที่สำคัญคือ

$X_s$  = สัญญาณอินพุตของวงจร

$X_o$  = สัญญาณเอาต์พุตของวงจร

$X_f$  = สัญญาณป้อนกลับของวงจร

$X_d$  = ผลรวมระหว่างสัญญาณอินพุต กับสัญญาณป้อนกลับของวงจร =  $X_s + X_f$

$A$  = ค่าอัตราขยาย (Gain) ของวงจรขยาย

$\beta$  = ค่าอัตราขยาย (Gain) ของวงจรกำเนิดความถี่

ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ขององค์ประกอบในบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้

$$X_d = X_s + X_f \quad (3.1)$$

$$X_f = \beta X_o \quad (3.2)$$

$$X_o = AX_d \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.1) จะได้

$$X_d = X_s + \beta X_o \quad (3.4)$$

นั่นคือ

$$A_f = \frac{X_O}{X_S} = \frac{A}{1 - \beta A} = \frac{A(s)}{1 - \beta(s)A(s)} \quad (3.5)$$

ซึ่ง  $A_f$  เป็นค่าอัตราขยายรูปปิดของวงจร

$$D(s) = 1 - \beta(s)A(s) = 1 - L(s) \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) จะได้ว่า

$$L(s) = A(s)\beta(s) \quad (3.7)$$

ซึ่งเราจะเรียก  $L(s) = A(s)\beta(s)$  ในสมการที่ (3.7) ว่าเป็นอัตราขยายรูปเปิด (Open Loop Gain) ดังนั้นจากสมการที่ (3.5) และ (3.6) จะได้ว่า

$$X_O(s) = \left( \frac{A(s)}{1 - L(s)} \right) X_S(s) \quad (3.8)$$

ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว ถึงหลักการทำงานเบื้องต้นของวงจรออสซิลเลเตอร์ว่าเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณที่ไม่จำเป็นต้องป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจร นั่นคือสัญญาณอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ  $X_S(s) = 0$  ดังนั้นในการกำเนิดสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรจะต้องสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้ โดยที่ไม่ต้องมีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับวงจร ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะเป็นจริงขึ้นมาได้ ก็ต่อเมื่อ ค่าอัตราขยายรูปปิดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ นั่นคือ

$$A_f = \frac{X_O}{X_S} = \frac{A(s)}{1 - L(s)} = \text{Infinity}(\infty) \quad (3.9)$$

โดยที่สมการที่ (3.9) จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) ซึ่งเป็นเงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณสำหรับวงจรรออสซิลเลเตอร์ ที่ ณ ความถี่ค่าหนึ่ง ( $\omega_0$ ) จะให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตออกมา เป็นไปตามหลักเกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhausen Criterion) ซึ่งเป็นหลักเกณฑ์ที่เป็นรู้จักกันดีในการออกแบบสร้างวงจรรออสซิลเลเตอร์ นั่นคือเราจะได้เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณแยกออกเป็นสองเงื่อนไขที่จะต้องเกิดพร้อมกันคือ

$$|L(s)| = |A(s)\beta(s)| = 1 \quad (3.11)$$

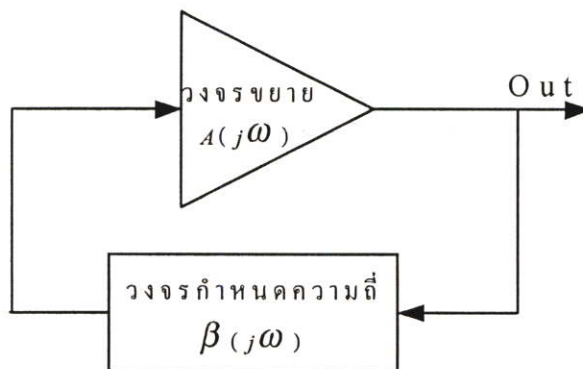
เมื่อแทนค่า  $s=j\omega$  จากสมการที่ (3.11) จะได้ว่า

$$|A(j\omega)\beta(j\omega)| = 1 \quad (3.12)$$

และมีค่ามุมเฟสเป็น

$$\arctan\{A(j\omega_0)\beta(j\omega_0)\} = 0 \text{ หรือ } 2n\pi \quad (\text{โดยที่ } n = \text{เลขจำนวนเต็ม})$$

นั่นคือ วงจรรออสซิลเลเตอร์จะให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ  $\omega_0$  เมื่ออัตราขยายแบบเปิดลูปของวงจรมีค่าเท่ากับ 1 และมีเฟสเท่ากับ 0 ณ ความถี่นั้นๆ ทั้งนี้ก็เพื่อรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงที่อยู่ตลอด ซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรรกำเนิดสัญญาณตามหลักเกณฑ์ของบาร์คฮูเซนได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมการป้อนกลับของวงจรรออสซิลเลเตอร์ตามหลักเกณฑ์ของบาร์คฮูเซน

โดยการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้อัตราขยายแบบลูปปิด (Close Loop Gain) ของวงจรมีค่าสูงขึ้น และเมื่ออัตราขยายแบบลูปเปิด (Open Loop Gain) ของวงจรมีค่าเป็น 1 ก็จะทำให้อัตราขยายแบบลูปปิดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ( $\infty$ ) ซึ่งหมายความว่าถึงแม้จะไม่มีสัญญาณอินพุต วงจรก็จะสามารถสร้างสัญญาณขึ้นมาได้ แต่อย่างไรก็ตามเงื่อนไขที่ได้ สามารถที่จะกำหนดได้เพียงความถี่ของสัญญาณเท่านั้น แต่จะไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณที่เกิดขึ้นได้ ดังจะเห็นได้จากหลักเกณฑ์ของบาร์คฮูเซน ที่กล่าวไว้เพียงแต่ว่า ณ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเฟสของสัญญาณเท่ากับ  $2n\pi$  เมื่อ  $n$  เป็นเลขจำนวนเต็ม

แต่สำหรับการควบคุมขนาดของสัญญาณที่เกิดขึ้นมานั้น มีวิธีที่นิยมใช้อยู่ 2 วิธีด้วยกันคือ

1. เพิ่มวงจรในส่วนที่จะทำหน้าที่รักษาระดับของสัญญาณ
2. ใช้หลักการในการจำกัดขนาดด้วยตัวเอง (Self Limiting) ของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจากทรานส์ซิสเตอร์ โดยในขณะที่เริ่มต้นเมื่อสัญญาณมีค่าต่ำ ทรานส์ซิสเตอร์จะมีค่าอัตราขยายสูงมาก ดังนั้นลูปเกนของวงจรจะมีค่ามากกว่า 1 ณ ตำแหน่งที่เฟสมีค่าเท่ากับ  $2n\pi$  แต่เมื่อขนาดของสัญญาณมีค่าสูงขึ้น จะทำให้ทรานส์ซิสเตอร์เกิดการอิ่มตัว (Saturate) อัตราขยายของทรานส์ซิสเตอร์ก็จะต่ำลง ลูปเกนของวงจรก็จะต่ำลง จนสัญญาณมีขนาดคงที่

### 3.3 บทสรุป

วงจรออสซิลเลเตอร์จัดเป็นวงจรขยายป้อนกลับแบบบวก ดังนั้นส่วนของการป้อนกลับจึงเป็นส่วนสำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ เพราะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณของวงจร ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน เช่นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (Hartley Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิทซ์ (Colpitts Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ชิ้นผลึก หรือวงจรออสซิลเลเตอร์ที่อยู่ในรูปแบบของวงจรรวม หรือ ไอซี แต่ทั้งนี้ไม่ว่าจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใดก็ตาม จะต้องมีความสัมพันธ์กันคือ เป็นไปตามหลักเกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhausen Criterion)

## บทที่ 4

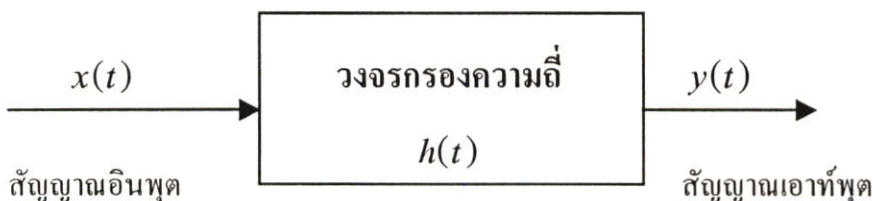
# ทฤษฎี และหลักการทํางานของวงจรกรองความถี่

### 4.1 บทนำ

วงจรกรองความถี่ (Filter) จัดได้ว่าเป็นวงจรไฟฟ้าอีกประเภทหนึ่งที่มีบทบาทสำคัญในงานด้านต่าง ๆ เช่น ด้านเครื่องมือวัด และด้านระบบสื่อสารโทรคมนาคมต่าง ๆ วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ ๆ ได้ 2 ประเภทตามชนิดของสัญญาณ คือ วงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital Filter) สำหรับการใช้งานกับสัญญาณชนิดดิจิทัล (Digital Signal) และวงจรกรองความถี่อนาล็อก (Analog Filter) สำหรับการใช้งานกับสัญญาณชนิดอนาล็อก (Analog Signal) ซึ่งวงจรกรองความถี่อนาล็อกนี้ยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆ ตามประเภทของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร คือ วงจรกรองความถี่ชนิดพาสซีฟ (Passive Filter) และวงจรกรองความถี่แอคทีฟ (Active Filter) และนอกจากนี้ ทั้งวงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล และวงจรกรองความถี่อนาล็อก ยังสามารถแบ่งออกเป็นชนิดย่อยๆ ตามการใช้งานด้านความถี่ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter) วงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Bandpass Filter) วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด (Bandstop Filter) วงจรกรองความถี่แบบผ่านทุกย่านความถี่ (Allpass Filter) ซึ่งมีวิธีการและ ใช้อุปกรณ์ได้หลากหลายในการออกแบบ

สำหรับเนื้อหาในบทนี้ จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการทํางานพื้นฐานทั่วไปของวงจรกรองความถี่ และจะกล่าวถึงรูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนทั่วไป ซึ่งเป็นแบบไบควอดของวงจรกรองความถี่แบบ อนาล็อกชนิดต่างๆ

### 4.2 หลักการทํางานทั่วไปของวงจรกรองความถี่



รูปที่ 4.1 ระบบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่

พิจารณาล็อกโคอะแกรมระบบพื้นฐานของวงจรรองความถี่ในรูปที่ 4.1 ประกอบด้วย

$x(t)$  = สัญญาณอินพุตของวงจร (Input Signal)

$y(t)$  = สัญญาณเอาต์พุตของวงจร (Output Signal)

$h(t)$  = สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของระบบ (Impulse Response)

ซึ่งกำหนดให้วงจรรองความถี่ที่กำลังพิจารณามีคุณสมบัติเป็นแบบคอซอด (Causall) แบบเชิงเส้น (Linear) และให้ระบบไม่มีการแปรเปลี่ยนตามเวลา (Time Invariant) ดังนั้นจากบล็อกโคอะแกรมจะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \quad (4.1)$$

จากสมการที่(4.1) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการลาปลาซ (Laplace Transfrom) ได้เป็น

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (4.2)$$

และเมื่อพิจารณามอดูลัสความถี่  $s=j\omega$  สมการที่ (4.2) จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของขนาดและมุมเฟสได้ตามสมการที่ (4.3) และ(4.4) ตามลำดับ

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \quad (4.3)$$

$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \quad (4.4)$$

หลักการงานทั่วไปของวงจรรองความถี่ คือ จะทำหน้าที่กำจัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออก เช่นสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสาร และระบบเครื่องมือวัดต่างๆ โดยในสมการที่ (4.3) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตนั้น มีค่าเท่ากับผลคูณของขนาดสัญญาณอินพุต กับขนาดของฟังก์ชันตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response Function) ของวงจรรองความถี่ ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่า ถ้าขนาดของฟังก์ชันตอบสนองทางความถี่มีค่าเป็นศูนย์ ณ ช่วงความถี่ระหว่าง  $\omega_{s1}$

และ  $\omega_{s2}$  แล้ว สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย ไม่ว่าสัญญาณอินพุตจะมีค่าเป็นเท่าไรก็ตาม ในช่วงความถี่ระหว่าง  $\omega_{s1}$  ถึง  $\omega_{s2}$  ซึ่งช่วงความถี่ระหว่าง  $\omega_{s1}$  ถึง  $\omega_{s2}$  นี้จะเรียกว่าช่วงความถี่แถบหยุด (Stopband) ของวงจรสำหรับฟังก์ชันตอบสนองทางความถี่  $H(j\omega)$  และในทำนองเดียวกันนั้น ถ้าขนาดของฟังก์ชันตอบสนองทางความถี่มีค่าไม่เป็นศูนย์ ณ ช่วงความถี่ระหว่าง  $\omega_{p1}$  และ  $\omega_{p2}$  แล้วจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเป็นไปตามสมการที่ (4.3) ซึ่งช่วงความถี่ ระหว่าง  $\omega_{p1}$  ถึง  $\omega_{p2}$  นี้จะเรียกว่าช่วงความถี่แถบผ่าน (Bandpass) ของวงจร  $H(j\omega)$

ซึ่งโดยทั่วไปแล้วฟังก์ชันตอบสนองทางความถี่  $H(j\omega)$  สามารถทำให้วงจรกรองความถี่แบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆ ได้อีก 4 ประเภทตามคุณลักษณะการใช้งานของแถบความถี่หยุด และแถบความถี่ผ่าน สำหรับเนื้อหาที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็น การอธิบายถึงลักษณะการทำงานของวงจรกรองทั้ง 4 ชนิด โดยกำหนดให้เป็นวงจรกรองที่เป็นอุดมคติ คือการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น และมีค่าการสูญเสียทางขนาดเป็นศูนย์ในช่วงแถบความถี่ผ่าน และ การสูญเสียในช่วงแถบความถี่หยุดมีค่าเป็นอนันต์ ( $|H(j\omega)|=0$ )

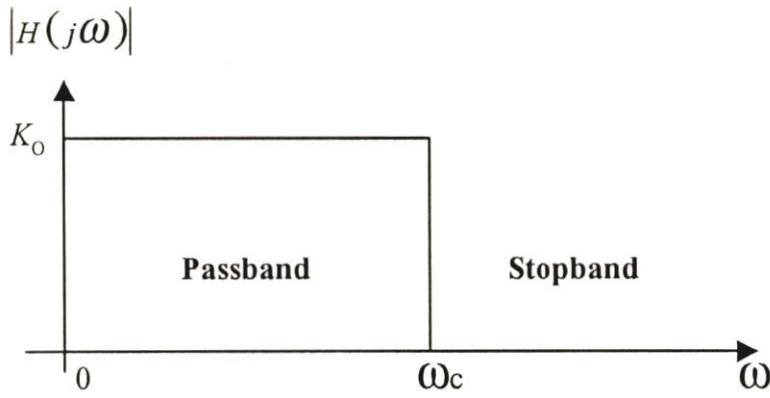
สำหรับรูปแบบสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบใดควอดนั้นจะมีรูปแบบทั่วไปดังสมการ

$$H(s) = K \frac{\left( s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} s + \omega_z^2 \right)}{\left( s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2 \right)} \quad (4.5)$$

โดย  $\omega_z$ ,  $\omega_p$ ,  $Q_z$  และ  $Q_p$  คือ พารามิเตอร์แสดงค่าความถี่ซีโร่ (Zero), ค่าความถี่โพล (Pole), ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ซีโร่ (Quality Factor Zero) และค่าควอลิตี้แฟกเตอร์โพล (Quality Factor Pole) ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (4.5) เปลี่ยนไป จะทำให้ได้วงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ ดังนี้

#### 4.2.1 วงจรกรองความถี่ชนิดความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter)

วงจรกรองชนิดนี้เป็นวงจรกรองให้ความถี่ที่มีความถี่อยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง ค่าความถี่หยุด หรือค่าความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency:  $\omega_c$ ) ในขณะที่ช่วงความถี่ที่สูงกว่าค่าความถี่คัทออฟนี้เป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในกรณีนี้จะได้แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของวงจรมีค่าเป็น  $\omega_c$  ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรชนิดนี้ได้ดังรูปที่ 4.2



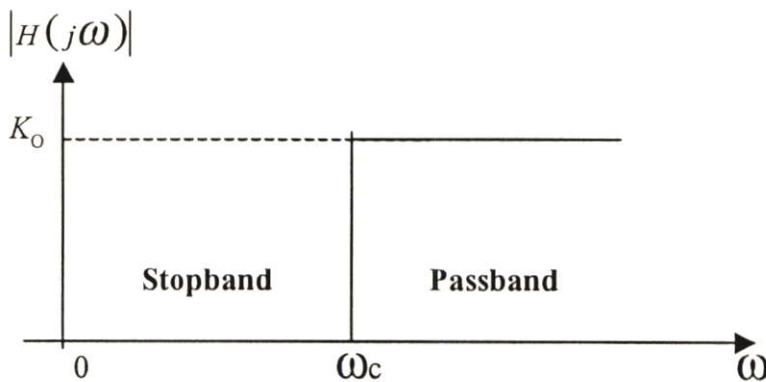
รูปที่ 4.2 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบอุดมคติ

โดยที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะมีรูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอด แสดงได้ดังสมการ

$$H_{LPF}(s) = K \frac{(\omega_p^2)}{\left( s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2 \right)} \quad (4.6)$$

#### 4.2.2 วงจรกรองความถี่ชนิดความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter)

วงจรกรองชนิดนี้เป็นวงจรกรองให้ความถี่ที่มีความถี่ต่ำที่อยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง ค่าความถี่หยุด หรือค่าความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  เป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในขณะที่ยอมให้สัญญาณที่มีช่วงความถี่ที่สูงกว่าค่าความถี่คัทออฟนี้ผ่านไปได้ ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรชนิดนี้ได้ดังรูปที่ 4.3



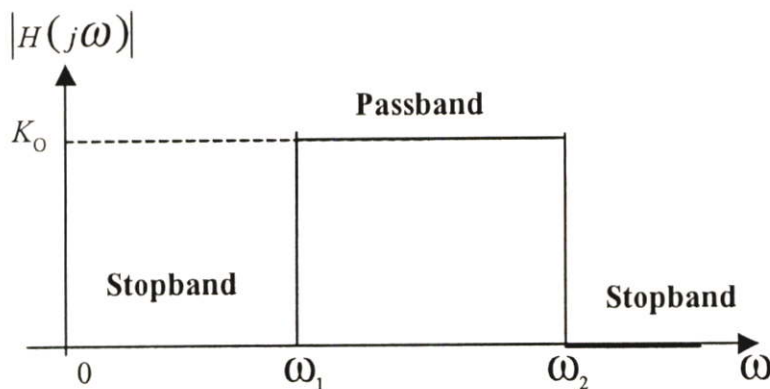
รูปที่ 4.3 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบอุดมคติ

โดยที่วงจรรองความถี่สูงผ่านจะมีรูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไปควอด แสดงได้ดังสมการ

$$H_{HPF}(s) = K \frac{(s^2)}{\left( s^2 + \frac{\omega_P}{Q_P} s + \omega_P^2 \right)} \quad (4.7)$$

#### 4.2.3 วงจรรองความถี่ชนิดความถี่แถบผ่าน (Bandpass Filter)

วงจรรองความถี่แถบผ่าน เป็นวงจรรองความถี่ที่มีความถี่แถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงค่าความถี่หยุดสองค่า คือ  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ในขณะที่แถบความถี่หยุดของวงจรจะมีสองช่วงด้วยกันคือช่วงตั้งแต่ความถี่ 0 ถึง  $\omega_1$  และ ช่วงความถี่ที่สูงกว่า  $\omega_2$  ขึ้นไป ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรชนิดนี้ได้ดังรูปที่ 4.4



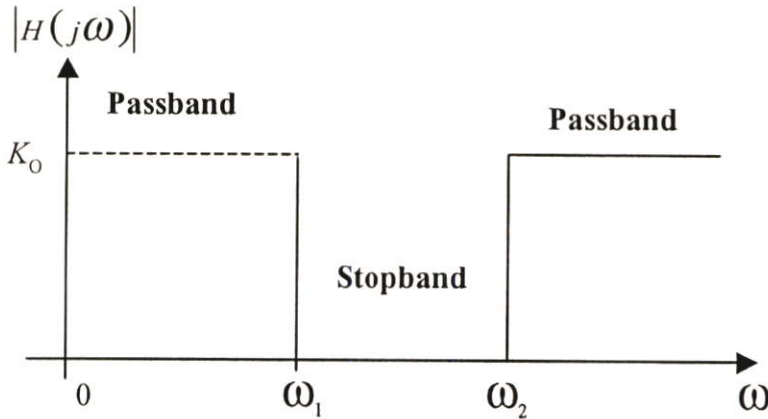
รูปที่ 4.4 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่แถบผ่านแบบอุดมคติ

โดยที่วงจรรองความถี่แถบผ่านจะมีรูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไปควอด แสดงได้ดังสมการ

$$H_{BPF}(s) = K \frac{\left( s \frac{\omega_P}{Q_P} \right)}{\left( s^2 + \frac{\omega_P}{Q_P} s + \omega_P^2 \right)} \quad (4.8)$$

#### 4.2.4 วงจรกรองความถี่ชนิดแถบความถี่หยุด (Bandstop Filter)

วงจรกรองความถี่แถบความถี่หยุด เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีความถี่แถบหยุดอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่ คือ  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีสองช่วงด้วยกันคือช่วงตั้งแต่ความถี่ 0 ถึง  $\omega_1$  และ ช่วงความถี่ที่สูงกว่า  $\omega_2$  ขึ้นไป ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรชนิดนี้ได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดแบบอุดมคติ

โดยที่วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดจะมีรูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไปควอด แสดงได้ดังสมการ

$$H(s) = K \frac{(s^2 + \omega_p^2)}{\left( s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2 \right)} \quad (4.9)$$

ซึ่งในความเป็นจริงแล้ว วงจรกรองความถี่ที่มีการตอบสนองความถี่ตามอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง เพียงแต่ในทางปฏิบัตินั้นจะสามารถสร้างวงจรที่มีผลตอบสนองทางความถี่ที่ประมาณคล้ายกับผลตอบสนองในทางอุดมคติเท่านั้น

### 4.3.บทสรุป

สำหรับวงจรกรองความถี่ในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ ผู้เขียนได้พัฒนาขึ้น และจะนำเสนอในบทต่อไปนั้น เป็นวงจรกรองที่มีคุณสมบัติพิเศษคือสามารถเป็นวงจรกรองความถี่ได้ 2 ชนิดในวงจรเดียว คือ เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และเป็นวงจรกรองความถี่แถบผ่าน ซึ่งจะมีรูปแบบสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นแบบไบควอด โดยใช้วงจรขยาย OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สำคัญในการออกแบบวงจร

## บทที่ 5

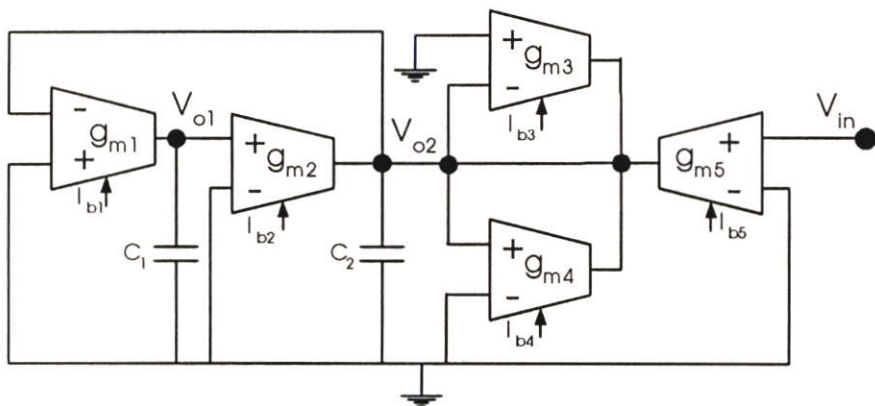
# วงจรรองความถี่ และวงจรรวอด์เดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้ เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรพื้นฐานสำหรับการทำงานเป็นวงจรรวอด์เดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรรองความถี่ที่สามารถทำงานได้บนพื้นฐานวงจรเดียวกัน โดยใช้วงจรรขยาย OTA ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (Active Element) ต่อรวมอยู่กับคาปาซิเตอร์  $C$  ที่เป็นอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive Element) โดยวงจรพื้นฐานนี้สามารถควบคุมค่าความถี่ของการออสซิลเลต (Oscillation Frequency :  $\omega_o$ ) และ ค่าความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency :  $\omega_c$ ) ของวงจรได้ด้วย กระแสไบอัส  $I_b$  จากภายนอก จึงถือได้ว่าเป็นวิธีการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Tunable) และนอกจากนี้ กระแสไบอัสที่เปลี่ยนแปลง ยังมีความสัมพันธ์ในลักษณะเป็นเชิงเส้นกับค่าความถี่ของการออสซิลเลต และค่าความถี่คัทออฟที่เปลี่ยนแปลงอีกด้วย

### 5.2 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรพื้นฐาน

#### 5.2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานทั่วไปของวงจรพื้นฐาน

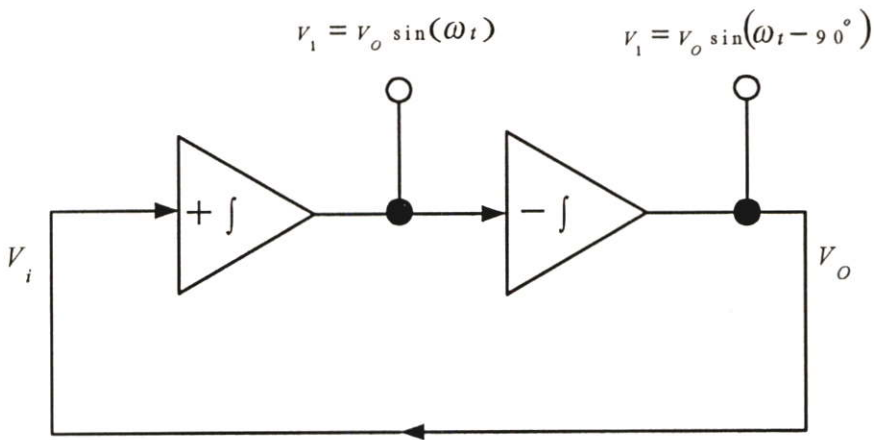


รูปที่ 5.1 วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรรวอด์เดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรรองความถี่

จากวงจร รูปที่ 5.1 OTA<sub>1</sub> ต่อรวมอยู่กับ  $C_1$  และ OTA<sub>2</sub> ต่อรวมอยู่กับ  $C_2$  จะทำงานเป็นวงจรรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ที่มีความต่างเฟสกัน  $180^\circ$  ส่วนที่ OTA<sub>3</sub> และ OTA<sub>4</sub> ทำหน้าที่เป็นความ

ด้านทานบวกและลบตามลำดับ สุดท้ายคือ OTA<sub>5</sub> ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต ( $V_{in}$ ) เป็นค่ากระแสป้อนเข้าสู่ตัววงจร ดังนั้นวงจรดังกล่าวนี้ จึงสามารถทำงานเป็นได้ทั้งวงจรกรองความถี่ (Filter) และวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature oscillator)

และเนื่องจากวงจรพื้นฐานนี้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์[29] ที่ให้กำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  ดังนั้นสัญญาณคลื่นไซน์ที่ได้ จะต้องมามีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  โดยสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอด์เรเจอร์ ได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอด์เรเจอร์

ซึ่งสามารถอธิบายลักษณะการทำงานของวงจรได้ในหัวข้อต่อไป

### 5.2.2 การทำงานเป็นวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature Oscillator)

จากวงจรรูปที่ 5.1 เมื่อไม่มีการป้อนสัญญาณอินพุต นั่นคือ  $V_{in} = 0$  วงจรจะมีลักษณะการทำงานเป็นวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ให้กำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ (Sinusoidal Wave) ออกที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  โดยสามารถแสดงสมการคุณลักษณะของวงจรได้ดังสมการ

$$s^2 + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2} \right) + \frac{s}{c_2}(g_{m3} - g_{m4}) = 0 \quad (5.1)$$

โดยที่  $g_m$  เป็นค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยาย OTA (Transconductance Gain) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_b/2V_T$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.1) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต ( $\omega_0$ ) มีค่าเป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \sqrt{\frac{I_{b1}I_{b2}}{4V_T^2C_1C_2}} \quad (5.2)$$

และเงื่อนไขของการออสซิลเลตดังสมการ

$$g_{m3} = g_{m4} \quad (5.3)$$

ถ้ากำหนด  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  จากสมการที่ (5.2) จะได้ว่า

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} = \frac{I_b}{2V_T C} \quad (5.4)$$

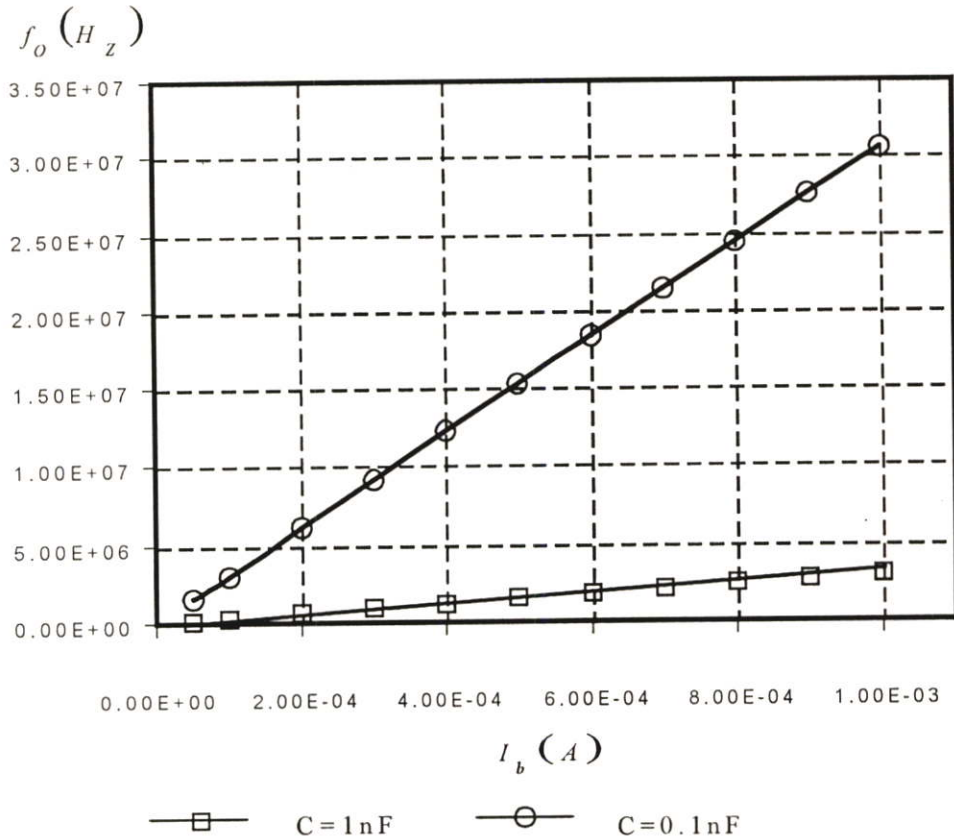
นั่นคือ วงจรควอดเรอร์จอร์ออสซิลเลเตอร์จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ ที่มีค่าความถี่เท่ากับ

$$f_0 = \frac{I_b}{4\pi V_T C} \quad (5.5)$$

เมื่อวงจรมีเงื่อนไขของการออสซิลเลตเป็น

$$I_{b3} = I_{b4} \quad (5.6)$$

จากสมการที่ (5.2) จะเห็นได้ว่าค่าความถี่ของการออสซิลเลตขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  ของวงจรขยาย OTA และจากสมการที่ (5.5) เมื่อได้กำหนดให้  $I_{b1} = I_{b2} = I_b$  สามารถแสดงให้เห็นได้ว่า อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณ จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับกระแสไบอัส  $I_b$  ที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส  $I_{b1}$  กับความถี่ของการออสซิลเลต  $f_0$  ในรูปที่ 5.2 โดยกำหนดให้  $C_1 = C_2 = C = 1\text{nF}$  และ  $0.1\text{nF}$  ตามลำดับ



รูปที่ 5.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของการออกซิเลตกับกระแสไบอัส

### 5.2.3 การทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ (Filters)

เมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  ให้กับวงจรพื้นฐาน วงจรจะมีความถี่ทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ที่ให้อัตราส่วนความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass) ออกที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  และให้อัตราส่วนความถี่แถบผ่าน (Band-Pass) ออกที่เอาต์พุต  $V_{o2}$  โดยมีค่ากระแสไบอัส  $I_b$  ของวงจรขยาย OTA เป็นตัวควบคุมค่าความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) ร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ  $C_1$  และ  $C_2$  ซึ่งสามารถแสดงอัตราส่วน  $V_{o1}(s)/V_{in}(s)$  และ อัตราส่วน  $V_{o2}(s)/V_{in}(s)$  ได้จากสมการที่ (5.7) และ (5.8) ดังนี้

$$\frac{V_{o1}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m5}}{c_1c_2}}{s^2 + \left(\frac{g_{m3} - g_{m4}}{c_2}\right)s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2}\right)} \quad (5.7)$$

$$\frac{V_{O_2}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s \left( \frac{g_{m5}}{c_2} \right)}{s^2 + \left( \frac{g_{m3} - g_{m4}}{c_2} \right) s + \left( \frac{g_{m1} g_{m2}}{c_1 c_2} \right)} \quad (5.8)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.7) ซึ่งได้แสดงอัตราส่วนของ  $V_{O1}(s)/V_{in}(s)$  จะเห็นได้ว่ามีรูปแบบฟังก์ชันเดียวกันกับสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) แสดงว่าที่เอาต์พุต  $V_{O1}$  วงจรจะให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำผ่าน เช่นเดียวกับกับสมการที่ (5.8) ที่แสดงอัตราส่วน  $V_{O2}(s)/V_{in}(s)$  ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันเดียวกันกับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band-Pass Filter)

จากสมการที่ (5.7) และ (5.8) จะได้ค่าความถี่คัทออฟ ( $\omega_c$ ) ของวงจรพื้นฐานที่ขึ้นกับค่ากระแสไบอัส  $I_b$  ของวงจรขยาย OTA ดังสมการ

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{c_1 c_2}} = \sqrt{\frac{I_{b1} I_{b2}}{4V_T^2 c_1 c_2}} \quad (5.9)$$

และสามารถหาค่า Q (Quality Factor) ของวงจรกรองความถี่ได้จากสมการ

$$Q = \frac{c_2}{(g_{m3} - g_{m4})} \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{c_1 c_2}} \quad (5.10)$$

และเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.7) ซึ่งเป็นสมการคุณลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) จะสามารถหาค่าอัตราขยาย  $K_{(LPF)}$  ของวงจรได้จากสมการ

$$K_{(LPF)} = -\frac{g_{m5}}{g_{m2}} \quad (5.11)$$

เช่นเดียวกัน เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.8) ซึ่งเป็นสมการคุณลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band-Pass Filter) จะได้ค่าอัตราขยาย  $K_{(BPF)}$  เป็นดังนี้

$$K_{(BPF)} = \frac{g_{m5}}{(g_{m3} - g_{m4})} \quad (5.12)$$

และถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  ดังนั้นจากสมการที่ (5.9) จะได้ว่า

$$\omega_c = \frac{g_m}{c} = \frac{I_b}{2V_T c} \quad (5.13)$$

นั่นคือ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  ให้กับวงจรพื้นฐาน วงจรจะมีการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่าความถี่คัทออฟเป็น

$$f_c = \frac{I_b}{4\pi V_T c} \quad (5.14)$$

#### 5.2.4 การวิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivity) ของวงจร

จากวงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอดรีโตรีออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ในรูปแบบที่

5.1 จะสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวซึ่งเป็นตัวบอกรวมรรถนะการทำงานของวงจรทั้งสองชนิดนี้ได้ โดยพิจารณาจากสมการที่ (5.2) และ สมการที่ (5.9) ซึ่งเป็นสมการแสดงค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต และ ค่าความถี่คัทออฟของวงจร เนื่องจากสมการทั้งสองมีรูปแบบสมการเดียวกันจึงสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวในรูปแบบเดียวกันได้ ซึ่งจะสามารถแบ่งการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรออกได้เป็น

- การวิเคราะห์หาค่าความไวของค่าความถี่เชิงมุมเอาต์พุตเทียบกับตัวแปรพาสซีฟ

โดยตัวแปรพาสซีฟในวงจร คือ คาปาซิแตนซ์  $C$  ดังนั้นจากสมการการวิเคราะห์ค่าความไวของค่าความถี่เชิงมุมเอาต์พุต  $\omega$  เทียบกับตัวแปรพาสซีฟ  $C$

$$s_c^\omega = \left( \frac{c}{\omega} \right) \frac{\partial \omega}{\partial c} \quad (5.15)$$

แต่เนื่องจากค่าความถี่เชิงมุมเอาท์พุทของวงจรมีค่าคงสมการ

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

ซึ่งมีตัวแปรที่เป็นองค์ประกอบพาสซีฟมากกว่า 1 ตัว นั่นคือ  $C_1$  และ  $C_2$  ดังนั้นจึงต้องแยกการวิเคราะห์ความไวออกเป็น 2 ส่วนคือ

$$S_{C_1}^{\omega} = \left( \frac{C_1}{\omega} \right) \frac{\partial \omega}{\partial C_1} \quad (5.16)$$

$$S_{C_1}^{\omega} = \left( \frac{C_1}{\omega} \right) \frac{\partial}{\partial C_1} \left[ \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] = -\left( \frac{1}{2} \right) \quad (5.17)$$

ส่วนค่าความไวของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทเมื่อเทียบกับ  $C_2$  จะสามารถหาได้จาก

$$S_{C_2}^{\omega} = \left( \frac{C_2}{\omega} \right) \frac{\partial \omega}{\partial C_2} \quad (5.18)$$

$$S_{C_2}^{\omega} = \left( \frac{C_2}{\omega} \right) \frac{\partial}{\partial C_2} \left[ \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] = -\left( \frac{1}{2} \right) \quad (5.19)$$

และเช่นเดียวกัน จากสมการที่ (5.17) และ (5.19) ค่าความไวของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทเมื่อเทียบกับ  $C_1$  และ  $C_2$  จะมีค่าเท่ากับ  $-0.5$

- ความไวของควมถี่เชิงมุมเอาต์พุตเทียบกับตัวแปรแอกทีฟ

โดยตัวแปรคือค่าอัตราขยาย ทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ซึ่งสามารถเขียนสมการความไวของควมถี่เชิงมุมเอาต์พุตเทียบกับตัวแปรแอกทีฟ ได้ดังนี้

$$S_{g_m}^{\omega} = \left( \frac{1}{g_m \omega} \right) \frac{\partial \omega}{\partial g_m} \quad (5.20)$$

แต่เนื่องจากสมการที่ (5.2) และ (5.9)

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}$$

ซึ่งมีตัวแปรที่เป็นองค์ประกอบพาสซีฟมากกว่า 1 ตัวนั่นคือ  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  ดังนั้นจึงแยกการวิเคราะห์ความไวออกเป็น 2 ส่วนคือ

$$S_{1/g_{m1}}^{\omega} = \left( \frac{1}{g_{m1} \omega} \right) \frac{\partial \omega}{\partial 1/g_{m1}} \quad (5.21)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega} = \left( \frac{g_{m1}}{\omega} \right) \frac{\partial}{\partial g_{m1}} \left[ \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \right] = \frac{1}{2} \quad (5.22)$$

และค่าความไวของควมถี่เอาต์พุตเมื่อเทียบกับ  $g_{m2}$  จะสามารถหาได้จาก

$$S_{g_{m2}}^{\omega} = \left( \frac{g_{m2}}{\omega} \right) \frac{\partial}{\partial g_{m2}} \left[ \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \right] = \frac{1}{2} \quad (5.23)$$

จากสมการที่ (5.17) ,(5.19) ,(5.22) และ (5.23) แสดงให้เห็นได้ว่าทั้งตัวแปรพาสซีฟ และตัวแปรแอกทีฟต่างก็มีผลต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร

- การวิเคราะห์ความไวของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทเทียบกับอุณหภูมิ  
วงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.1 สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวซึ่งเป็นตัวบอกประสิทธิภาพ  
อีกตัวหนึ่งของวงจรคือค่าความไวของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทเทียบกับอุณหภูมิ ได้จากสมการ

$$S_T^{\omega_o} = \left( \frac{T}{\omega_o} \right) \frac{\partial \omega_o}{\partial T} \quad (5.24)$$

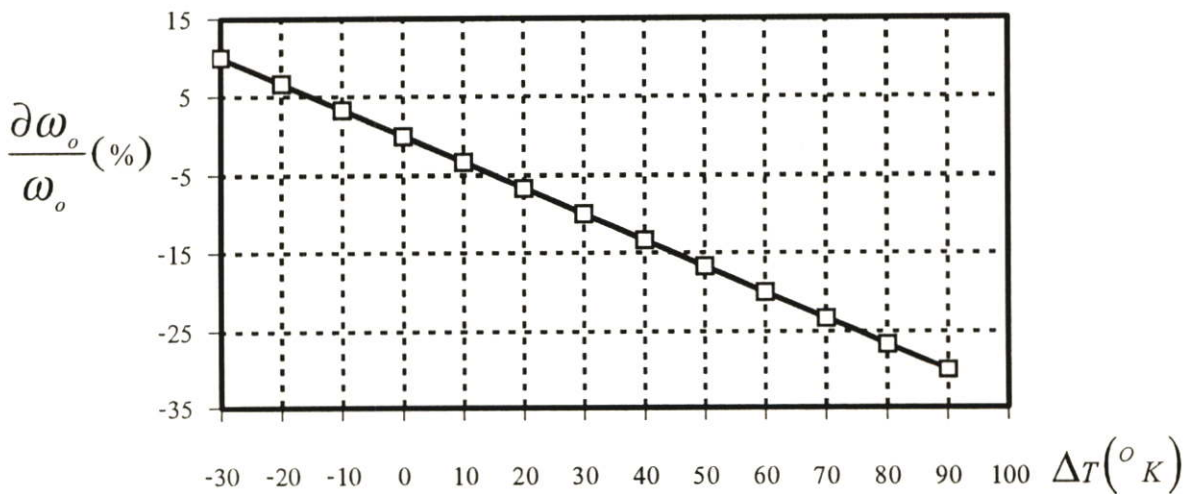
จากสมการที่ (5.24) สามารถหาค่าความไวของความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต เทียบกับอุณหภูมิ  $T$  ได้จากสมการที่ (5.2) ดังนี้

$$S_T^{\omega_o} = \left( \frac{T}{\omega_o} \right) \frac{\partial}{\partial T} \left[ \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \right] = -1 \quad (5.25)$$

หรือสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทได้เป็น

$$\frac{\partial \omega_o}{\omega_o} = - \left( \frac{\Delta T}{T} \right) \times 100\% \quad (5.26)$$

จากสมการที่ (5.26) เมื่อนำมาพล็อตเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาท์พุท เทียบกับอุณหภูมิ  $\Delta T$  จะได้กราฟความสัมพันธ์ดังรูป



รูปที่ 5.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทกับ  $\Delta T$

### 5.3 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากสมการที่ (5.2) และ (5.9) เป็นสมการแสดงค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต สำหรับการทำงานเป็นวงจรควอด์แคร์เจอร์ออสซิลเลเตอร์และสมการแสดงค่าความถี่คัทออฟ สำหรับการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.1 ซึ่งจากสมการจะเห็นได้ว่าเทอมของความถี่ยังมีพจน์ของ  $V_T$  รวมอยู่ด้วย แสดงว่าวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.1 จะมีอิทธิพลของอุณหภูมิเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.1 ใหม่ โดยนำพื้นฐานของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสมาใช้ ซึ่งได้อธิบายไว้แล้วอยู่ในเนื้อหาของบทที่ 2 ทั้งนี้เพื่อให้วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอด์แคร์เจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ สามารถทำงานได้โดยไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง หรือที่เรียกว่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้วนั้น (Temperature Insensitive) โดยวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.5

สำหรับทฤษฎี และหลักการทำงานของวงจรพื้นฐานที่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้ว จะสามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรได้ดังนี้

#### 5.3.1 กรณีทำงานเป็นวงจรควอด์แคร์เจอร์ออสซิลเลเตอร์ ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากวงจรรูปที่ 5.5 เมื่อกำหนดให้  $V_{in}=0$  และ  $g_m R \gg 1$  แล้วจะได้ว่า  $(1+g_m R) \approx g_m R$  วงจรจะมีลักษณะการทำงานเป็นวงจรควอด์แคร์เจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ให้กำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ออกที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  โดยสามารถแสดงสมการคุณลักษณะของวงจรได้จากสมการ

$$S^2 (R_1 R_2 C_1 C_2 I_{b2} I_{b4}) + S(R_1 C_1 I_{b2}) (I_{b5} - I_{b6}) + I_{b1} I_{b3} = 0 \quad (5.27)$$

โดยที่กำหนดให้  $g_m$  ซึ่งเป็นค่าอัตราขยายของ OTA (Operational Transconductance Gain) มีค่าเท่ากับ  $I_b/2V_T$  และเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.27) จะได้ค่าความถี่ของการออสซิลเลต ( $\omega_o$ ) เป็น

$$\omega_o = \sqrt{\frac{I_{b1} I_{b3}}{R_1 R_2 C_1 C_2 I_{b2} I_{b4}}} \quad (5.28)$$

และมีเงื่อนไขของการออสซิลเลตดังสมการ

$$I_{b5} = I_{b6} \quad (5.29)$$

และถ้ากำหนด  $I_{b1} = I_{b3} = I_{b1}$  ,  $I_{b2} = I_{b4} = I_{b2}$  ,  $C_1 = C_2 = C$  และ  $R_1 = R_2 = R$  จากสมการที่ (5.28) จะได้ว่า

$$\omega_o = \frac{g_{m1}}{g_{m2} RC} = \frac{I_{b1}}{RC I_{b2}} \quad (5.30)$$

นั่นคือ

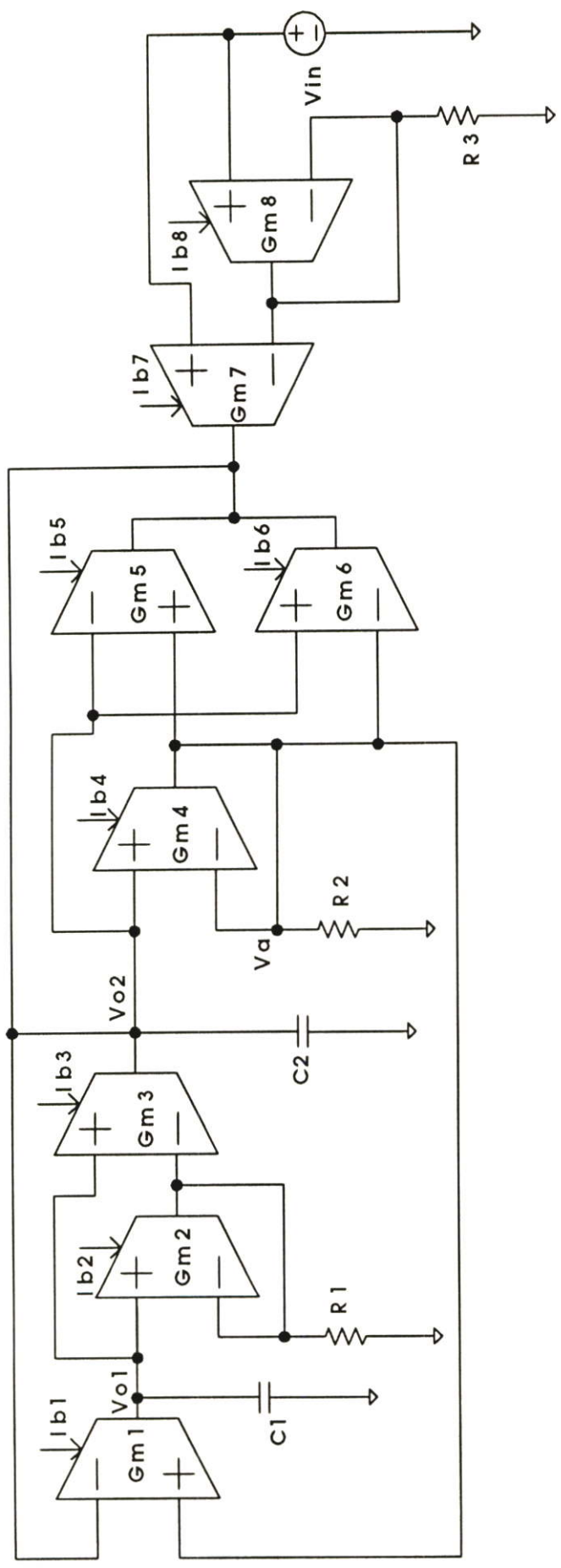
$$f_o = \frac{I_{b1}}{2\pi RC I_{b2}} \quad (5.31)$$

จากสมการที่ (5.31) ได้แสดงให้เห็นว่า เมื่อวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ และมีการทำงานเป็นวงจรควอด์เดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จะสามารถปรับค่าความถี่ของการออสซิลเลตได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก นั่นคือปรับที่ค่ากระแสไบอัส  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  โดยเมื่อกำหนดให้กระแสไบอัส  $I_{b2}$  มีค่าคงที่ แล้วปรับที่ค่ากระแสไบอัส  $I_{b1}$  ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของการออสซิลเลต จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกันกับ กระแสไบอัสที่เปลี่ยนแปลง

### 5.3.2 กรณีทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ (Filters)

เช่นเดียวกันกับวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.1 เมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  วงจรจะทำงานเป็น วงจรกรองความถี่ที่ให้อสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass) ออกที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  และให้อสัญญาณความถี่แถบผ่าน (Band-Pass ) ออกที่เอาต์พุต  $V_{o2}$  โดยมีค่ากระแสไบอัสของ OTA เป็นตัวควบคุมค่าความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) ร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ  $C_1$  และ  $C_2$  ซึ่งสามารถแสดงอัตราส่วน  $V_{o1}(s) / V_{in}(s)$  และ อัตราส่วน  $V_{o2}(s) / V_{in}(s)$  ได้ดังสมการที่ (5.32) และ (5.33) ดังนี้

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{-\left(\frac{I_{b1} I_{b7}}{R_2 R_3 C_1 C_2 I_{b4} I_{b8}}\right)}{s^2 + \frac{s(I_{b5} - I_{b6})}{R_2 C_2 I_{b4}} + \left(\frac{I_{b1} I_{b3}}{R_1 R_2 C_1 C_2 I_{b2} I_{b4}}\right)} \quad (5.32)$$



รูปที่ 5.5 วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควด์เครอ์ออกซิดเคอ์ และวงจรงรอกความถี่ที่มีการชดเชยผลของอนุภูมิ

$$\frac{V_{O2}}{V_{in}} = \frac{S \left( \frac{I_{b7}}{R_3 C_2 I_{b8}} \right)}{S^2 + \frac{S(I_{b5} - I_{b6})}{R_2 C_2 I_{b4}} + \left( \frac{I_{b1} I_{b3}}{R_1 R_2 C_1 C_2 I_{b2} I_{b4}} \right)} \quad (5.33)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.32) และ (5.33) เป็นสมการแสดงอัตราส่วนของ  $V_{O1}(s)/V_{in}(s)$  และแสดงอัตราส่วน  $V_{O2}(s)/V_{in}(s)$  คือสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) และสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band-Pass Filter) ตามลำดับ

ดังนั้นจากสมการที่ (5.32) และ (5.33) จะได้ค่าความถี่คัทออฟ ( $\omega_c$ ) ที่ขึ้นกับค่ากระแสไบอัส  $I_b$  ของวงจรขยาย OTA ของวงจรพื้นฐานที่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ดังสมการ

$$\omega_c = \sqrt{\frac{I_{b1} I_{b3}}{R_1 R_2 C_1 C_2 I_{b2} I_{b4}}} \quad (5.34)$$

และถ้ากำหนด  $I_{b1} = I_{b3} = I_{b1}$ ,  $I_{b2} = I_{b4} = I_{b2}$ ,  $C_1 = C_2 = C$  และ  $R_1 = R_2 = R$  จากสมการที่ (5.34) จะได้ว่า

$$\omega_c = \frac{g_{m1}}{g_{m2} RC} = \frac{I_{b1}}{RC I_{b2}} \quad (5.35)$$

นั่นคือ

$$f_c = \frac{I_{b1}}{2\pi RC I_{b2}} \quad (5.36)$$

และสามารถหาค่า Q (Quality Factor) ของวงจรกรองความถี่ได้ดังนี้

$$Q = \frac{I_{b1}}{(I_{b5} - I_{b6})} \quad (5.37)$$

และเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.32) ซึ่งเป็นสมการคุณลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) จะได้อัตราขยาย (Gain) ของวงจรดังนี้

$$K_{(LPF)} = -\frac{I_{b2} I_{b7}}{I_{b3} I_{b8}} \quad (5.38)$$

และเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.33) ซึ่งเป็นสมการคุณลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band-Pass Filter) จะได้อัตราขยาย (Gain) ดังนี้

$$K_{(BPF)} = \frac{I_{b4} I_{b7}}{(I_{b5} - I_{b6}) I_{b8}} \quad (5.39)$$

## 5.4 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

### 5.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวงจรขยาย OTA ตามสมการที่ 2.24 คือ

$$\text{จากสมการ} \quad I_{O2} = \left( \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1} R} \right) V_{in}$$

ดังนั้น จากสมการที่ (5.27) สำหรับการทำงานเป็นวงจรควอด์-เทรเจอ์-ออสซิลเลเตอร์ของวงจรในรูปที่ 5.5 จะสามารถเขียนสมการใหม่ที่ไม่มีการประมาณค่า ได้เป็น

$$S^2 + \frac{S(g_{m5} - g_{m6})}{C_2 (1 + g_{m4} R_2)} + \frac{g_{m3} g_{m1}}{C_1 C_2 (1 + g_{m2} R_1)(1 + g_{m4} R_2)} = 0 \quad (5.40)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (5.39) จะสามารถหาค่าความถี่ของการออสซิลเลตได้จากสมการ

$$\omega_{OE}^2 = \frac{g_{m3}g_{m1}}{C_1C_2(1+g_{m2}R_1)(1+g_{m4}R_2)} \quad (5.41)$$

และเมื่อกำหนดให้  $R_1=R_2=R$  ,  $C_1=C_2=C$  ,  $g_{m1}=g_{m3}=g_{m1}$  และ  $g_{m2}=g_{m4}=g_{m2}$  จากสมการที่ (5.41) จะได้ว่า

$$\omega_{OE} = \frac{g_{m1}}{C(1+g_{m2}R)} \quad (5.42)$$

ดังนั้นเราจะสามารถวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของความถี่ของการออสซิลเลต  $\mathcal{E}_\omega$  ของสมการที่ (5.30) เทียบกับสมการที่ (5.42) ได้จาก

$$\omega_{OE} = \omega_o (1 - \mathcal{E}_\omega) \quad (5.43)$$

ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการแสดงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่ของการออสซิลเลต  $\mathcal{E}_\omega$  ได้เป็น

$$\mathcal{E}_\omega = \frac{1}{(1+g_{m2}R)} \times 100\% \quad (5.44)$$

ซึ่งจากสมการที่ (5.44) สามารถแสดงให้เห็นได้ว่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่ของการออสซิลเลต  $\mathcal{E}_\omega$  จะมีค่าลดลงได้ ถ้าเรากำหนดให้  $g_{m2}R \gg 1$  เช่น ถ้ากำหนดให้  $I_{b2} = 1000\mu A$  และ  $R = 10\text{ k}\Omega$  จะได้  $\mathcal{E}_\omega$  มีค่าประมาณ 0.51%

และในกรณีที่วงจรในรูปที่ 5.5 ทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ วงจรจะมีค่าความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  เท่ากับค่าความถี่ของการออสซิลเลต  $\omega_o$  เมื่อกำหนดให้  $\omega_o$  เป็นวงจรคอร์ดเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ดังสมการที่ (5.42) ดังนั้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่คัทออฟเมื่อกำหนดให้  $\omega_o$  เป็นวงจรกรองความถี่จึงสามารถวิเคราะห์ได้แบบเดียวกันกับค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่ของการออสซิลเลตเมื่อกำหนดให้  $\omega_o$  เป็นวงจรคอร์ดเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งค่าที่ได้จะมีค่าที่เท่ากันตามสมการที่ (5.44)

5.4.2 การวิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivity) ของวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ  
วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอดรีโตรีโอสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่ใน  
รูปที่ 5.5 สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวซึ่งเป็นตัวบอกสมรรถนะของวงจรได้จากสมการที่ (5.42)  
โดยสามารถแบ่งการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรถูกได้เป็น

- ความไวของความถี่เชิงมุมเอาต์พุตเทียบกับตัวแปรพาสซีฟโดยตัวแปร คือ  $C$   
ซึ่งสามารถเขียนสมการความไวได้ดังนี้

$$S_C^{\omega_{OE}} = \left( \frac{C}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial \omega_{OE}}{\partial C} \quad (5.45)$$

$$S_C^{\omega_{OE}} = \left( \frac{C}{\omega_{OR}} \right) \frac{\partial}{\partial C} \left[ \frac{g_{m1}}{C(1 + g_{m2}R)} \right] = -1 \quad (5.46)$$

และค่าความไวของความถี่เชิงมุมเอาต์พุตเมื่อเทียบกับ  $R$  สามารถหาได้ดังนี้

$$S_R^{\omega_{OE}} = \left( \frac{R}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial \omega_{OE}}{\partial R} \quad (5.47)$$

$$S_R^{\omega_{OE}} = \left( \frac{R}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial}{\partial R} \left[ \frac{g_{m1}}{C(1 + g_{m2}R)} \right] = -\frac{g_{m2}R}{(1 + g_{m2}R)} \approx -1 \quad (5.48)$$

- ความไวของความถี่เชิงมุมเอาต์พุตเทียบกับตัวแปรแอกทีฟโดยตัวแปร คือ  $g_m$   
ซึ่งสามารถเขียนสมการความไวได้เป็น

$$S_{g_{m1}}^{\omega_{OE}} = \left( \frac{g_{m1}}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial \omega_{OE}}{\partial g_{m1}} \quad (5.49)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_{OE}} = \left( \frac{g_{m1}}{\omega_{OR}} \right) \frac{\partial}{\partial g_{m1}} \left[ \frac{g_{m1}}{C(1 + g_{m2}R)} \right] = 1 \quad (5.50)$$

และค่าความไวของความถี่เอาต์พุตเมื่อเทียบกับ  $g_{m2}$  สามารถหาได้ดังนี้

$$S_{g_{m2}}^{\omega_{OE}} = \left( \frac{g_{m2}}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial \omega_{OE}}{\partial g_{m2}} \quad (5.51)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_{OE}} = \left( \frac{g_{m2}}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial}{\partial g_{m2}} \left[ \frac{g_{m1}}{C(1 + g_{m2}R)} \right] = - \frac{g_{m2}R}{(1 + g_{m2}R)} \approx -1 \quad (5.52)$$

- ความไวของความถี่เชิงมุมเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิ

จากสมการที่ (5.42) แทนค่า  $V_T$  ด้วย  $kT/q$  จะสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\omega_{OE} = \frac{qI_{b1}}{C(2kT + I_{b2}Rq)} \quad (5.53)$$

ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการความไวของความถี่เชิงมุมเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิ  $T$  ได้ดังนี้

$$S_T^{\omega_{OE}} = \left( \frac{T}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial \omega_{OE}}{\partial T} \quad (5.54)$$

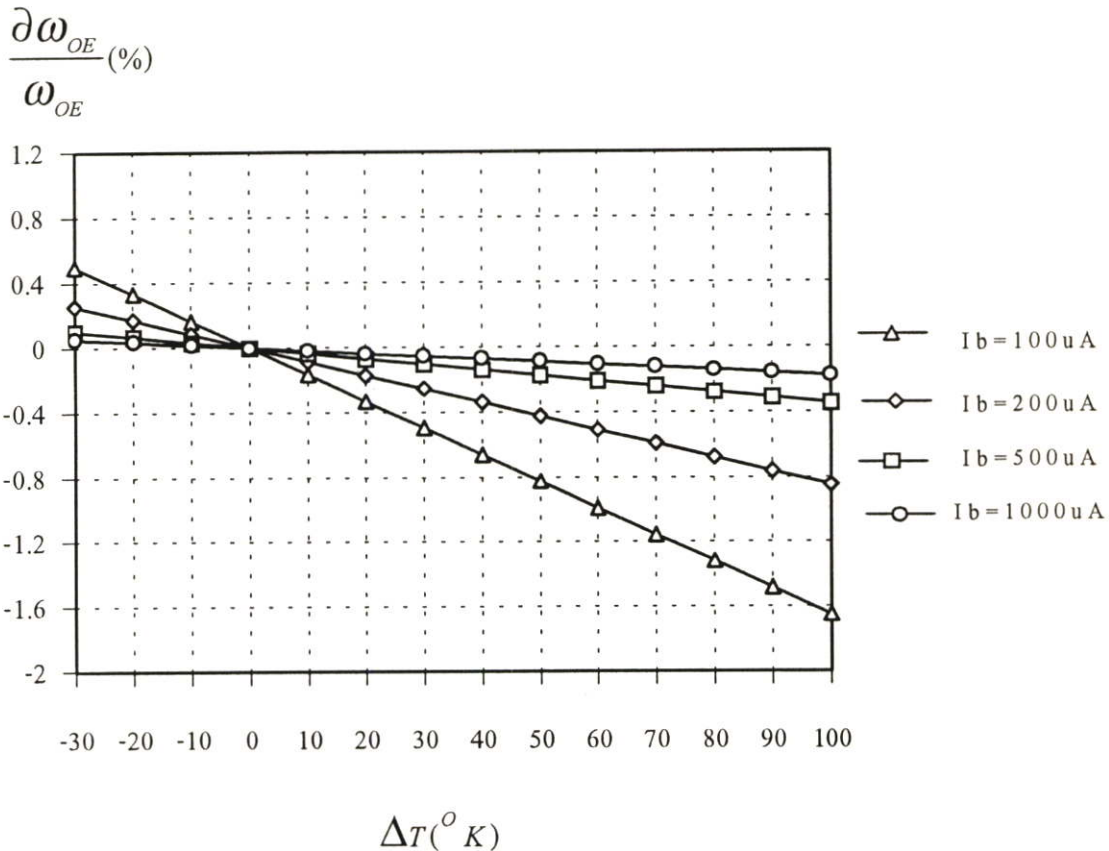
$$S_T^{\omega_{OE}} = \left( \frac{T}{\omega_{OE}} \right) \frac{\partial}{\partial T} \left[ \frac{qI_{b1}}{C(2kT + I_{b2}Rq)} \right] \quad (5.55)$$

$$S_T^{\omega_{OE}} = \frac{-2V_T}{(2V_T + I_{b2}R)} \quad (5.56)$$

หรือสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทได้เป็น

$$\frac{\partial \omega_{OE}}{\omega_{OE}} = \frac{-2V_T}{(2V_T + I_{b2}R)} \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (5.57)$$

ซึ่งจากสมการที่ (5.57) จะเห็นได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทของวงจรรูปที่ 5.5 จะมีค่าลดลงได้ ถ้า  $I_{b2}R \gg$  โดยสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาท์พุท กับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงที่กระแสไบอัส  $I_{b2}$  มีค่าต่างๆได้จากกราฟ



รูปที่ 5.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่เชิงมุมเอาท์พุทกับอุณหภูมิ  $\Delta T$  ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

### 5.4.3 ช่วงปฏิบัติงานแรงดันอินพุตของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากวงจรรูปที่ 5.5 พิจารณาที่วงจรขยาย OTA<sub>7</sub> และ OTA<sub>8</sub> จะเห็นได้ว่าต่อกันเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสเช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.9 ดังนั้นเมื่อวงจรพื้นฐานที่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ทำงานเป็นวงจรรองความถี่ ค่าแรงดันอินพุตสูงสุดที่วงจรยังสามารถทำงานได้สามารถวิเคราะห์ได้เช่นเดียวกับกับวงจรในรูปที่ 2.9 นั่นคือจะได้ว่า วงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.5 จะมีช่วงปฏิบัติงานเป็น

$$-(2V_T + I_{b8}R_3) \leq V_{in} \leq 2V_T + I_{b8}R_3 \quad (5.57)$$

จากสมการที่ (5.57) ได้แสดงให้เห็นว่าเราสามารถปรับค่าช่วงปฏิบัติงานของวงจรได้ด้วยกระแสไบอัส  $I_{b8}$  ความต้านทาน  $R_3$

## 5.5 บทสรุป

วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอด์แคร์เจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรรองความถี่ที่ได้ออกแบบนั้น ใช้หลักการทำงานของวงจรขยาย OTA ร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ  $C$  และใช้หลักการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสด้วยวงจรขยาย OTA เพื่อให้วงจรพื้นฐานมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือ อิทธิพลของอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง จะไม่ทำให้เอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนแปลงไปด้วย และนอกจากวงจรพื้นฐานจะสามารถทำงานเป็นได้ทั้งวงจรควอด์แคร์เจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรรองความถี่ ในวงจรเดียวกันแล้ว ยังสามารถควบคุมค่าเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการได้ โดยการใส่กระแสไบอัสจากภายนอกควบคุม นั่นคือสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของการออสซิลเลต และค่าความถี่คัทออฟของวงจรได้ ซึ่งวิธีนี้เรียกว่าวิธีการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งวงจรยังมีช่วงปฏิบัติงานกว้างขึ้น

## บทที่ 6

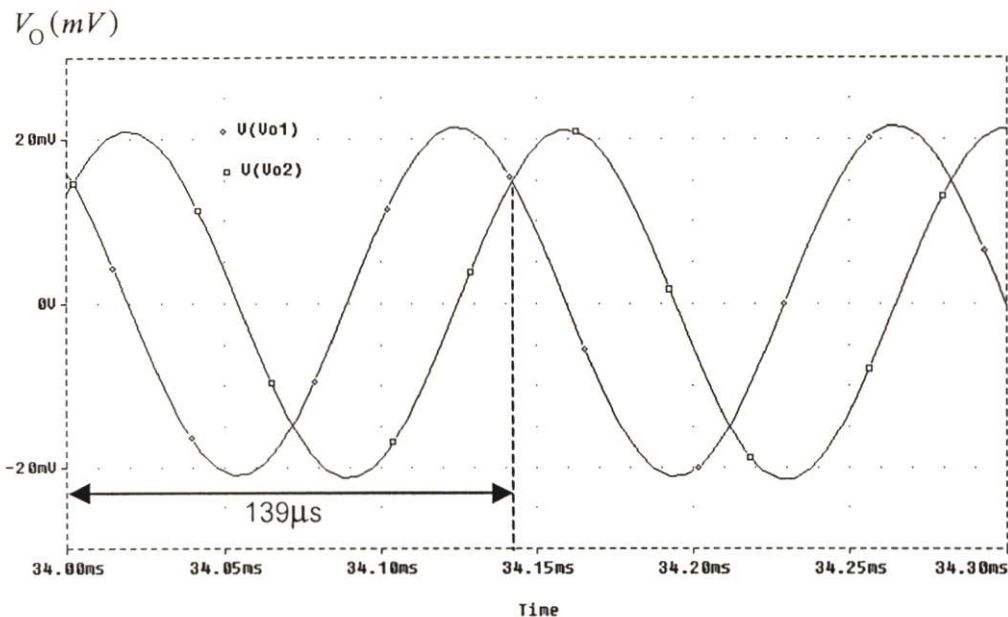
# ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง

### 6.1 บทนำ

บทนี้เป็นการนำเสนอผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรรองความถี่ รวมทั้งผลการเลียนแบบ และผลการทดลองของวงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรรองความถี่ที่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ (Insensitive Temperature) แล้ว เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรพื้นฐานที่ได้ออกแบบ สามารถปฏิบัติงานได้จริงตามคุณสมบัติของวงจร

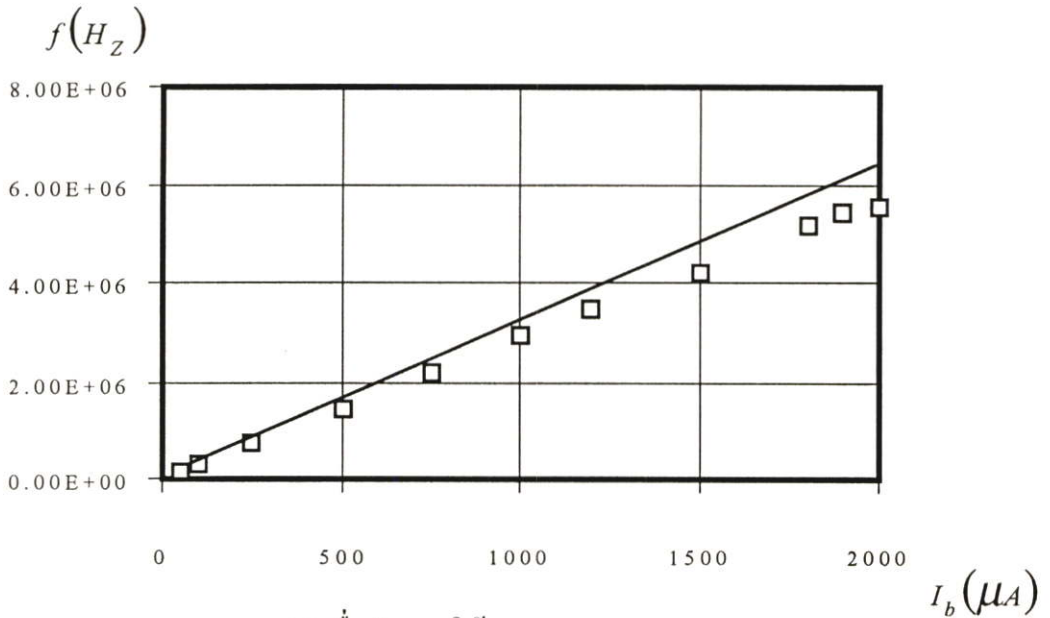
### 6.2 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรพื้นฐานที่ไม่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากการออกแบบวงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรรองความถี่ในรูปที่ 5.1 ที่ได้นำเสนอมาแล้วนั้น เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงรดังกล่าวสามารถทำงานได้ตามคุณสมบัติของวงจร ดังนั้นจึงได้นำวงจรในรูปที่ 5.1 มาใช้การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยกำหนดให้  $I_{b1} = I_{b2} = I_b = 250 \mu A$ ,  $I_{b3} = I_{b4} = 50 \mu A$ ,  $I_{b5} = 300 \mu A$  และ  $C_1 = C_2 = 0.1 \mu F$  เพื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรเป็นวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์

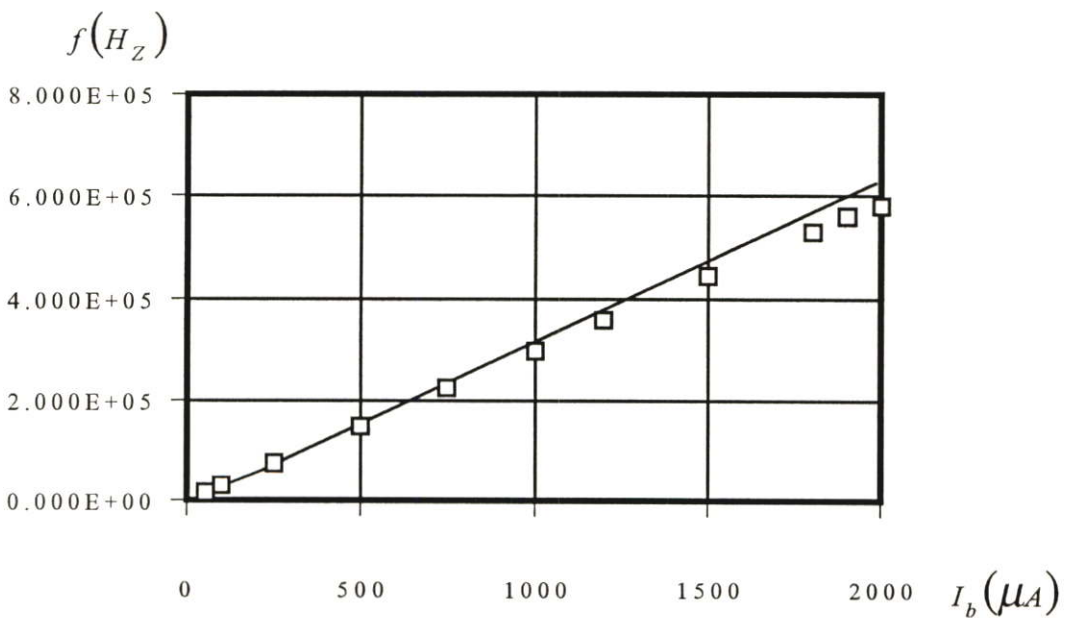


รูปที่ 6.1 สัญญาณเอาต์พุตความถี่ 7.2 kHz ที่  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  ของวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 6.1 เป็นการแสดงผลการเลียนแบบสัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = 0$  จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรเป็นสัญญาณคลื่นไซน์ (Sinusoidal Wave) ที่มีขนาดและความถี่เท่ากัน แต่มีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร สัญญาณคลื่นไซน์เอาต์พุตที่ได้มีค่าความถี่ประมาณ 7.2 kHz ซึ่งค่าความถี่ของการออสซิลเลตที่คำนวณได้ตามทฤษฎีจะมีค่าประมาณ 7.6 kHz ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่ใกล้เคียงกับทฤษฎี

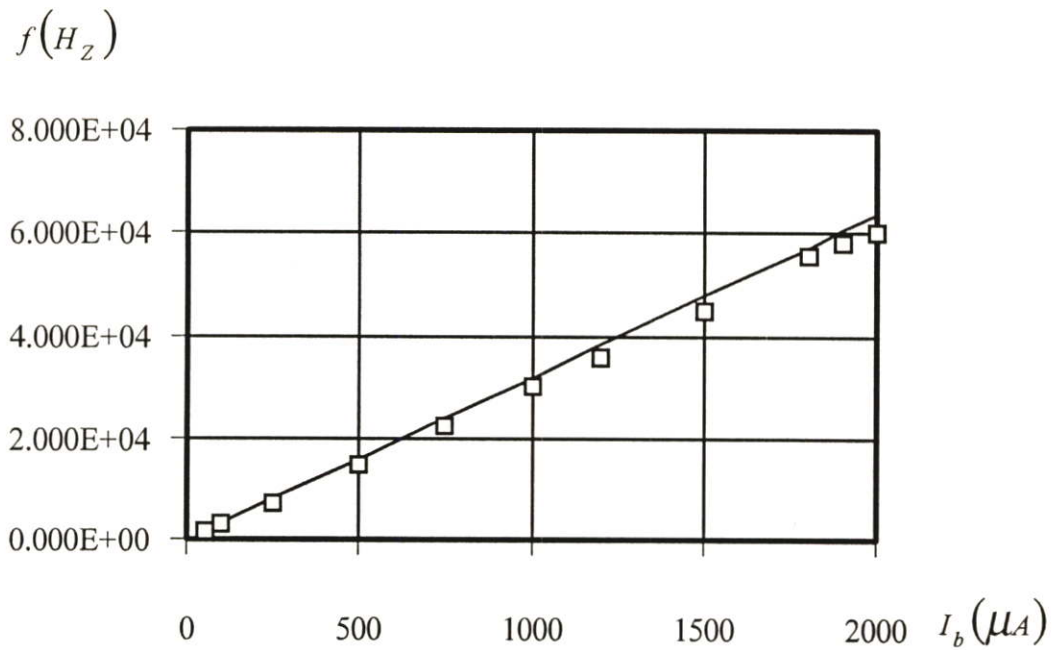
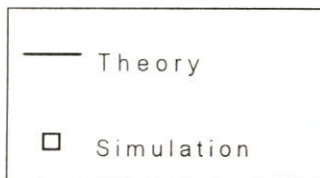


(a) เมื่อกำหนดให้  $C_1 = C_2 = 0.001 \mu F$



(b) เมื่อกำหนดให้  $C_1 = C_2 = 0.01 \mu F$

รูปที่ 6.2 แสดง ค่าความถี่ออสซิลเลต เมื่อเทียบกับค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส  $I_b$

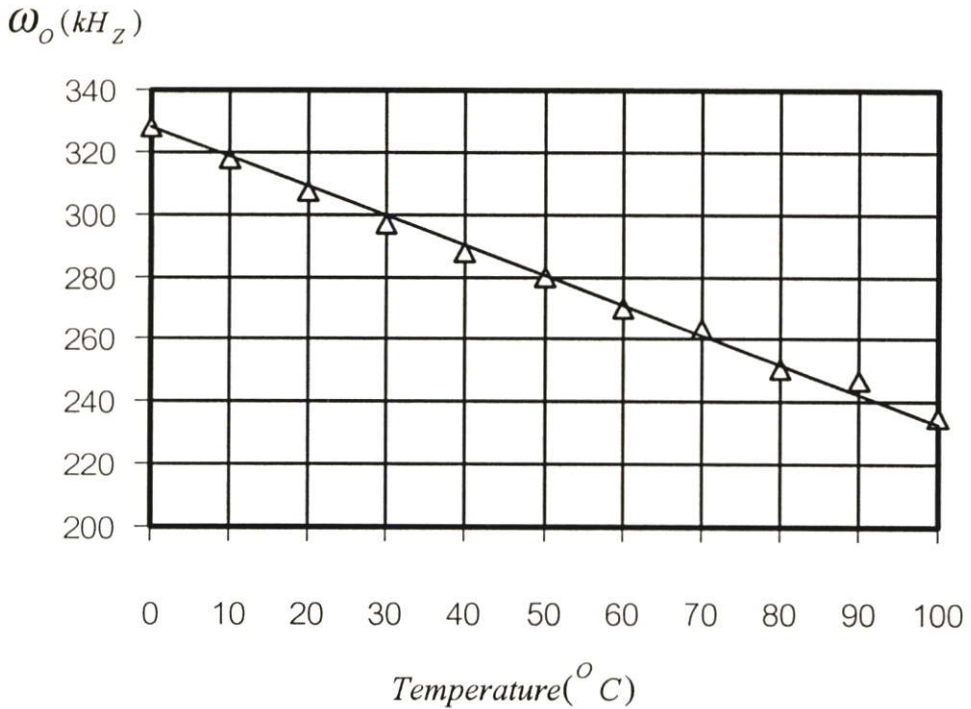
(c) เมื่อกำหนดให้  $C_1 = C_2 = 0.1 \mu F$ 

รูปที่ 6.2 (ต่อ) แสดง ค่าความถี่ออสซิลเลต เมื่อเทียบกับค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส  $I_b$

และจากรูปที่ 6.2 ได้แสดงการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงความถี่ของการออสซิลเลตของสัญญาณเมื่อมีการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_b$  ที่คาปาซิเตอร์  $C$  มีค่าต่าง ๆ กัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงความถี่ของการออสซิลเลต มีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับกระแสไบอัสที่เปลี่ยนแปลง

นอกจากนี้ ยังได้ทำการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจร ในกรณีที่วงจรพื้นฐานทำงานเป็นวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยหาค่าความไวของความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลตเทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง โดยใช้การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แล้วนำค่าความถี่เชิงมุมเอาต์พุตของสัญญาณคลื่นไซน์ที่เอาต์พุต  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  ที่อุณหภูมิห้องค่าต่างๆ มาพล็อตเป็นกราฟเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต กับอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนแปลง ดังแสดงในกราฟรูปที่ 6.3

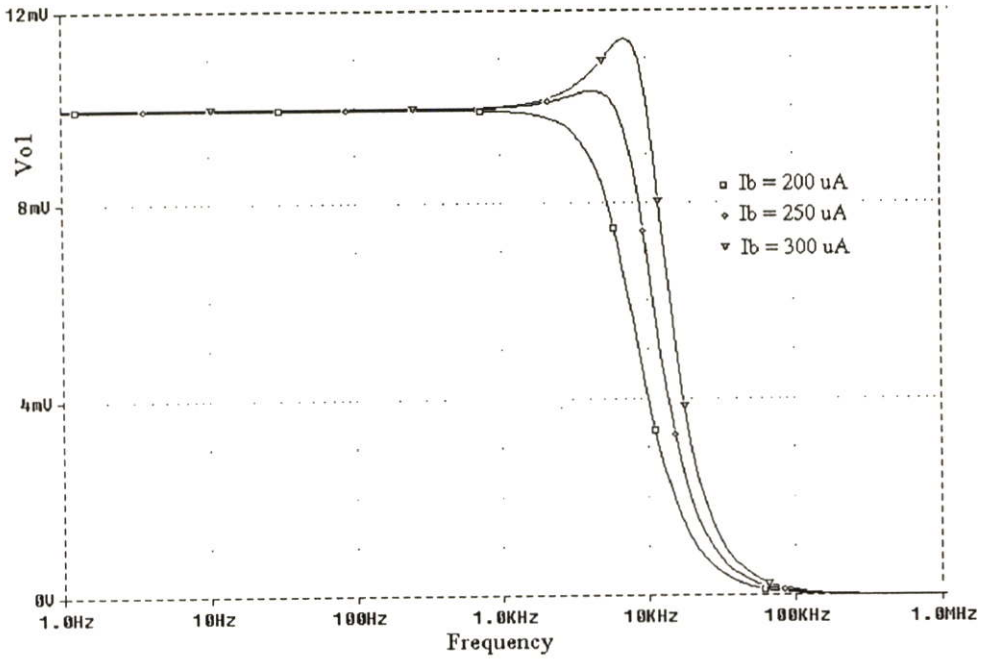
จากราฟจะเห็นได้ว่า ที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลตจะมีแนวโน้มที่ลดต่ำลง ค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลตเปลี่ยนแปลงไปตามค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง แสดงว่าวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.1 นี้ ยังไม่มีเสถียรภาพในเรื่องของอุณหภูมิ



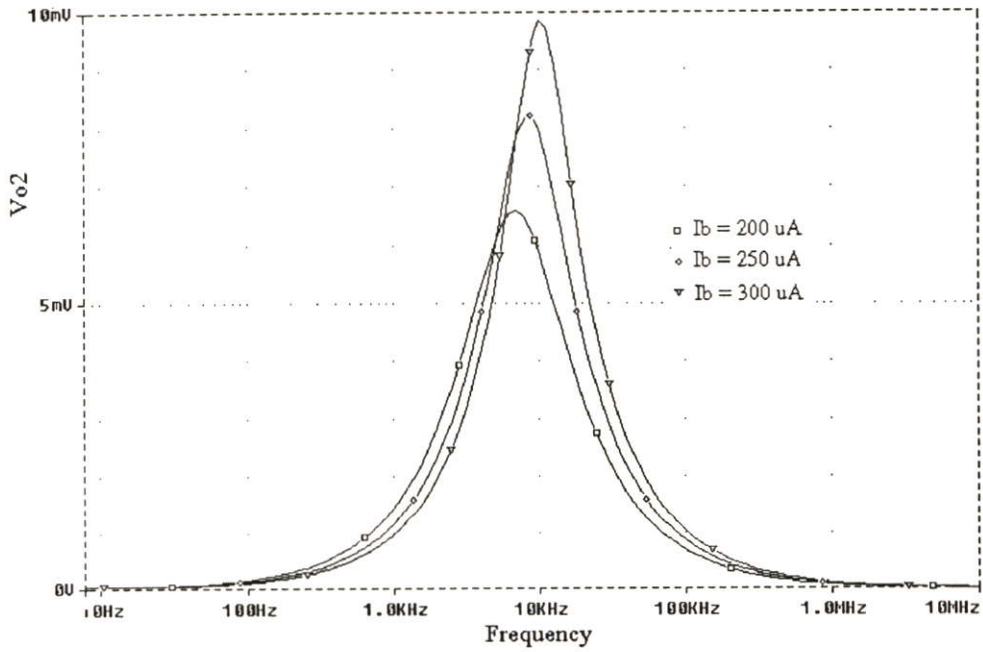
รูปที่ 6.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของการออสซิลเลต เทียบกับอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนแปลง

จากกราฟรูปที่ 6.3 จะเห็นได้ว่าวงจรพื้นฐานรูปที่ 5.1 เป็นวงจรที่ยังไม่ได้มีการปรับปรุงให้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ดังนั้นเมื่ออุณหภูมิห้องมีค่าเปลี่ยนแปลงไป จะมีผลทำให้ค่าความถี่เชิงมุมเอาท์พุทของการออสซิลเลตสัญญาณของวงจร มีค่าเปลี่ยนแปลงไปด้วย

สำหรับการทดสอบการทำงานเป็นวงจรรองความถี่ เมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in} = 10 \text{ mV}$  แล้วปรับค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัส  $I_{b1} = I_{b2} = I_{b3} = I_b$  เป็น  $200 \mu\text{A}$ ,  $250 \mu\text{A}$  และ  $300 \mu\text{A}$  โดยให้  $I_{b3} = 400 \mu\text{A}$ ,  $I_{b4} = 100 \mu\text{A}$  และกำหนดให้  $C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{F}$  วงจรจะให้การทำงานเป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองความถี่แถบผ่าน โดยให้กำเนิดสัญญาณเอาท์พุทที่  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงขนาดผลตอบสนองความถี่การทำงานของวงจรได้ดังแสดงในรูปที่ 6.4 และ 6.5 จากรูปจะเห็นได้ว่าสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่คัทออฟของวงจรได้ ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของ OTA



รูปที่ 6.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐานที่เอาต์พุต  $V_{O1}$

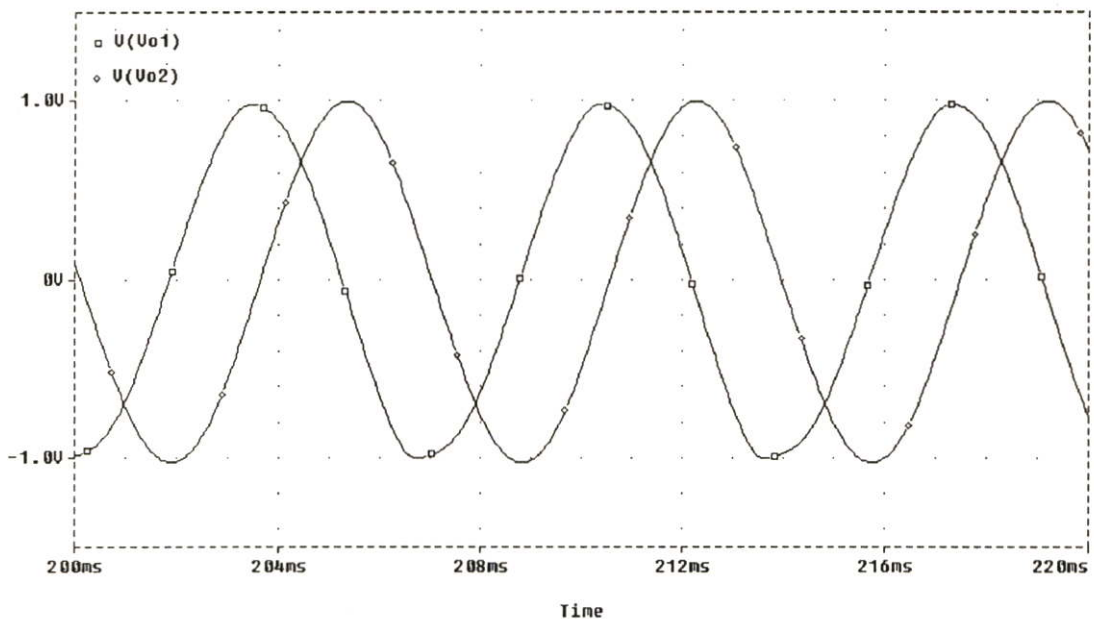


รูปที่ 6.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐานที่เอาต์พุต  $V_{O2}$

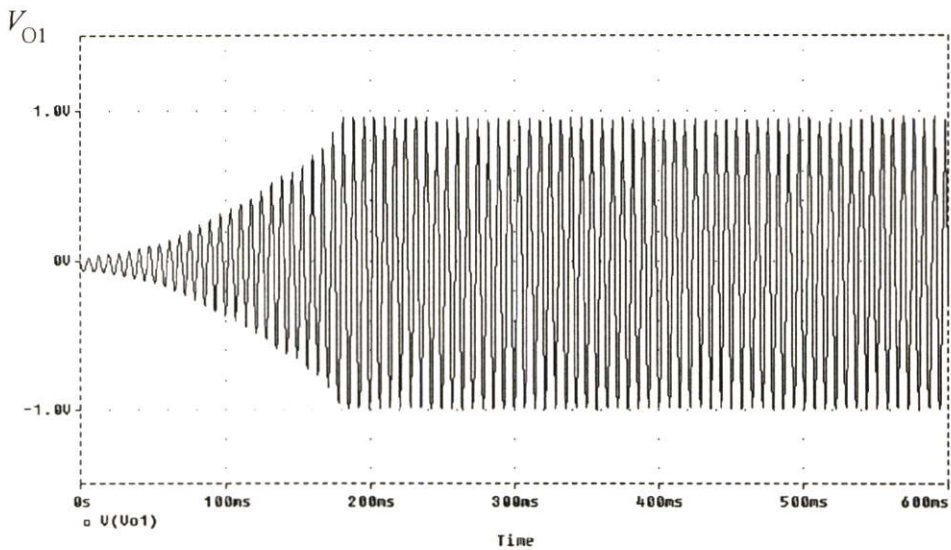
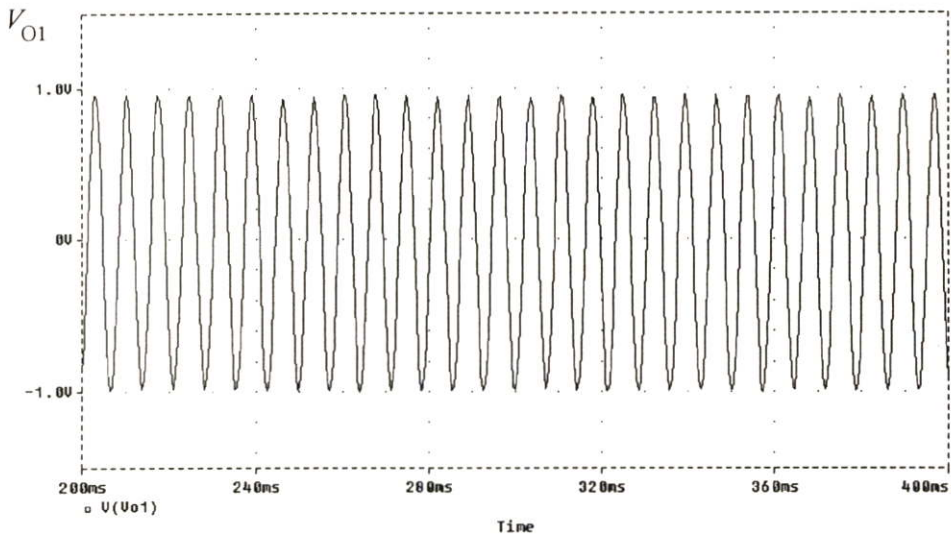
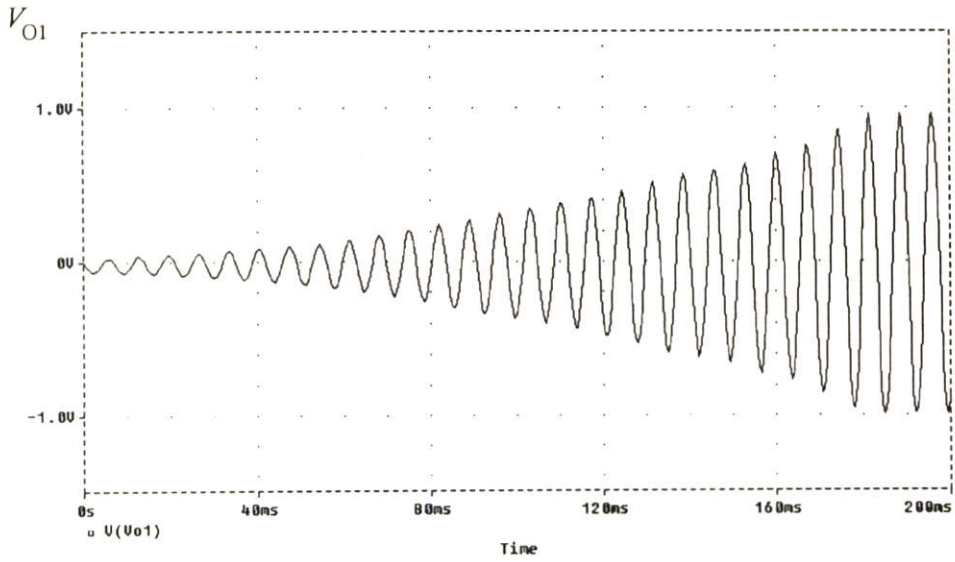
### 6.3 ผลการเลียนแบบ และผลการทดลองการทำงานของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

#### 6.3.1 การเลียนแบบการทำงานและผลการทดลองของวงจร กรณีสที่ทำงานเป็นวงจรควอด์เครเจอร์ออสซิลเลเตอร์

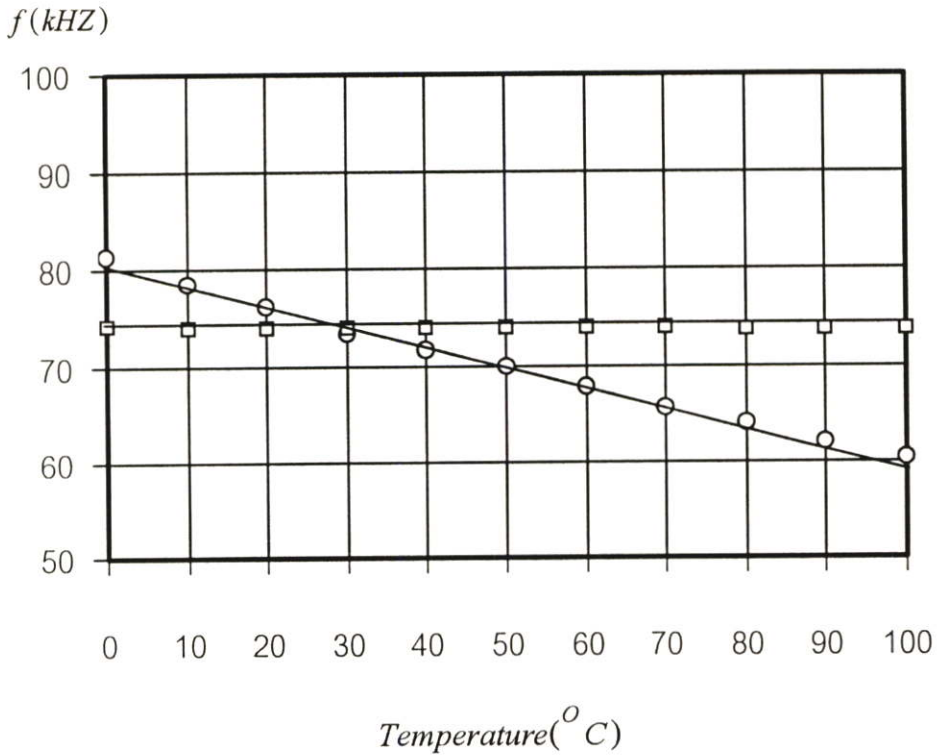
สำหรับการเลียนแบบการทำงาน เป็นวงจรควอดเครเจอร์ออสซิลเลเตอร์ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ในรูปที่ 5.4 โดยทำการเลียนแบบด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งใช้วงจรขยาย OTA ตามโครงสร้างของไอซีเบอร์ LM3080 และใช้ทรานส์ซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ตามลำดับ (ดูโครงสร้างได้จากภาคผนวก ค.) โดยกำหนดให้ แรงดันอินพุต  $V_{in} = 0$ ,  $R_1 = R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{F}$ , กระแสไบอัส  $I_{b1} = I_{b3} = 100 \mu\text{A}$  และกระแสไบอัส  $I_{b2} = I_{b4} = 100 \mu\text{A}$  โดยกำหนดให้กระแสไบอัส  $I_{b5} = I_{b6} = 200 \mu\text{A}$  ตามเงื่อนไขของการออสซิลเลต ผลจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรจะได้ว่าที่เอาต์พุต  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  ซึ่งสามารถแสดงลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  ได้ดังรูปที่ 6.6 ส่วนกราฟรูปที่ 6.7 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของการออสซิลเลต เทียบกับอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.6 (a) สัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  ขนาด  $2 V_{p-p}$  ความถี่ 155 Hz และมีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  สำหรับการทำงานเป็นวงจรควอดเครเจอร์ออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 6.6 (b) สัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{O1}$  สำหรับการทำงานเป็นวงจรควอดเรอร์ออสซิลเลเตอร์ ตั้งแต่สภาวะเริ่มต้นจนกระทั่งถึงสภาวะคงตัว



□ จากวงจรรูปที่ 5.4 (ชดเชยผลของอุณหภูมิแล้ว)

○ จากวงจรรูปที่ 5.1 (ยังไม่ชดเชยผลของอุณหภูมิ)

รูปที่ 6.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของการออสซิลเลตเทียบกับอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนแปลง

จากกราฟรูปที่ 6.7 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของการออสซิลเลตเทียบกับอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่  $0-100^{\circ}C$  โดยจากกราฟเป็นการเปรียบเทียบผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.1 ที่ยังไม่มีชดเชยผลของอุณหภูมิ กับวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้วในรูปที่ 5.4

ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าอุณหภูมิมีผลต่อการทำงานของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.4 น้อยมากเมื่อเทียบกับวงจรในรูปที่ 5.1 ที่ยังไม่ได้ชดเชยผลของอุณหภูมิ นั่นคือ ค่าความถี่เอาต์พุตของการออสซิลเลต สำหรับการทำงานเป็นวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ของวงจรในรูปที่ 5.4 จะไม่แปรเปลี่ยนไปตามค่าของอุณหภูมิห้องที่เปลี่ยนไป หรืออาจเปลี่ยนไปน้อยมากจนถือได้ว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ส่วนการทดสอบการทำงานของวงจรพื้นฐานรูปที่ 5.4 สำหรับการทำงานเป็นวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ด้วยการทดลองต่อวงจรจริงบนเซอร์กิตบอร์ดนั้นกำหนดให้

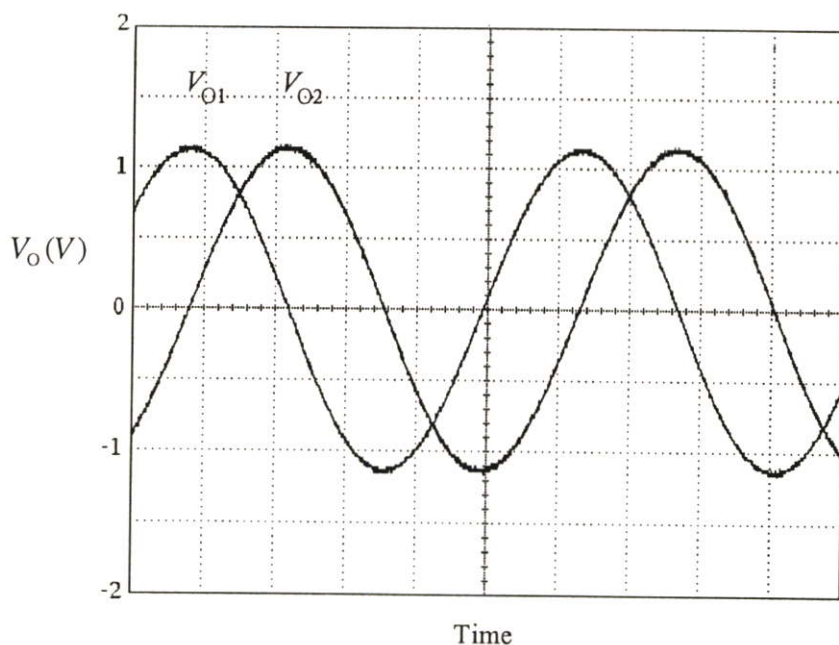
ค่าความต้านทาน  $R_1=R_2=R_3 = 10 \text{ k}\Omega$  ที่มีค่าความคลาดเคลื่อน 1%

กระแสไบอัส  $I_{b1}=I_{b3} = I_{b2}=I_{b4} = 100 \mu\text{A}$

กระแสไบอัส  $I_{b5}\approx I_{b6} = 200 \mu\text{A}$  และ  $I_{b7} = I_{b8} = 100 \mu\text{A}$

คาปาซิแตนซ์  $C_1=C_2$  มีค่าเท่ากับ  $0.1\mu\text{F}$

โดยสัญญาณเอาต์พุต  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  ที่วัดได้จากออสซิลอโคปแสดงได้ในรูปที่ 6.8 มีขนาดประมาณ  $2.2 \text{ V}_{\text{p-p}}$  ความถี่  $170 \text{ Hz}$  และมีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

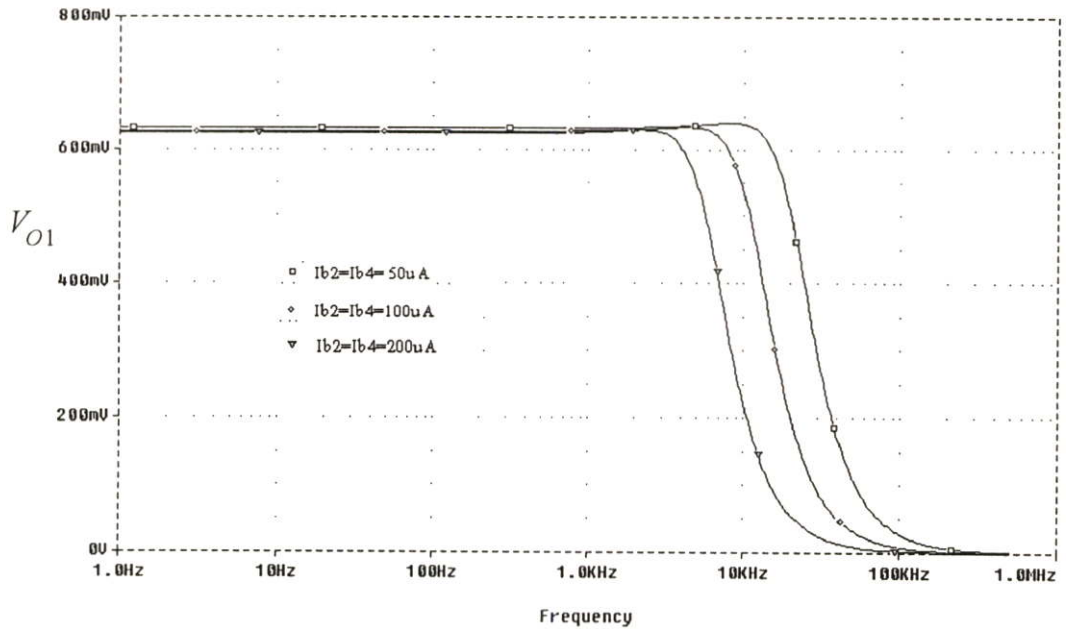


รูปที่ 6.8 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ โดยกำหนดค่าให้ออสซิลอโคปตั้งค่าไว้ที่ Volts/Div = 500 mV และ Time/Div = 1 ms

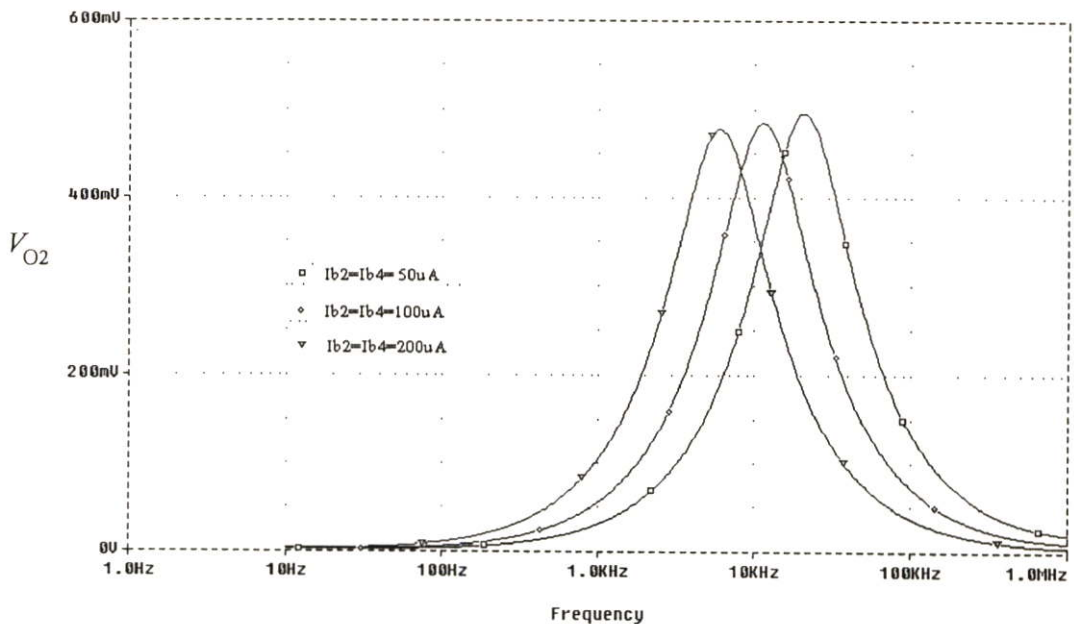
### 6.3.2 การเลียนแบบการทำงานและผลการทดลองของวงจร กรณีที่ทำงานเป็นวงจรกรองความถี่

สำหรับการเลียนแบบการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ของวงจรพื้นฐานที่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ในรูปที่ 5.4 ใช้การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เช่นเดียวกันกับกรณีทดสอบการทำงานของวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้วงจรขยาย OTA ตามโครงสร้างของไอซีเบอร์ LM3080 และใช้ทรานส์ซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ตามลำดับ โดยกำหนดให้ แรงดันอินพุต  $V_{in}=1\text{V}$ ,  $R_1=R_2=R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1=C_2 = 0.01\mu\text{F}$ , กระแสไบอัส  $I_{b1}=I_{b3} = 800 \mu\text{A}$  และกำหนดให้กระแสไบอัส  $I_{b2}=I_{b4} = I_{b8} = 50, 100$  และ  $200\mu\text{A}$

ตามลำดับ ส่วนกระแสไบอัส  $I_{b5}, I_{b6}, I_{b7} = 1,100 \mu\text{A}, 50 \mu\text{A}$  และ  $500 \mu\text{A}$  ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองความถี่ที่เอาต์พุต การทำงานของวงจร  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  ได้ดังแสดงในรูปที่ 6.9 และ 6.10 จากรูปจะเห็นได้ว่าสามารถควบคุมค่าความถี่คutoff ( $\omega_c$ ) ของวงจรได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรขยาย OTA

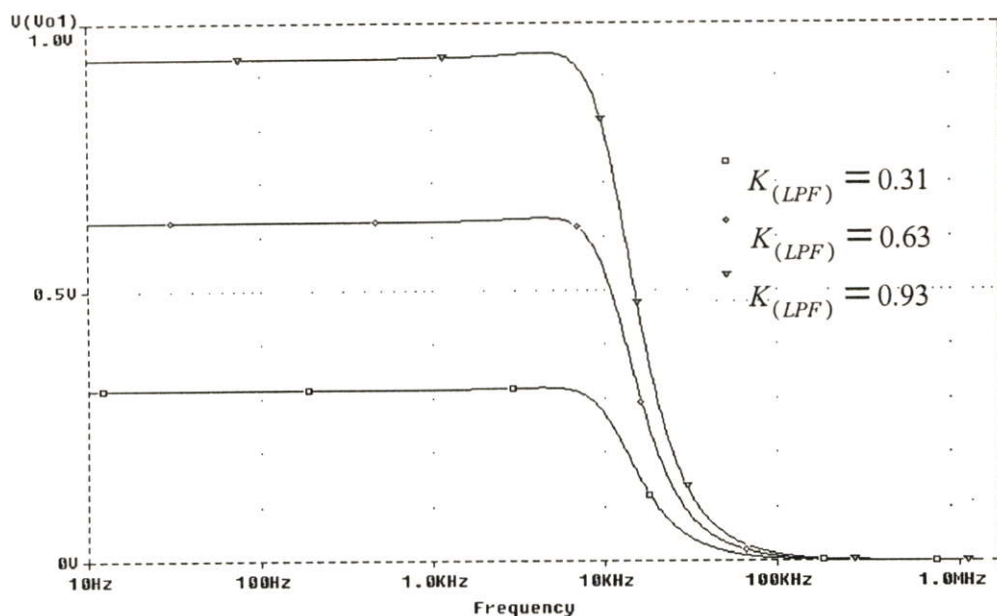


รูปที่ 6.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่เอาต์พุต  $V_{O1}$

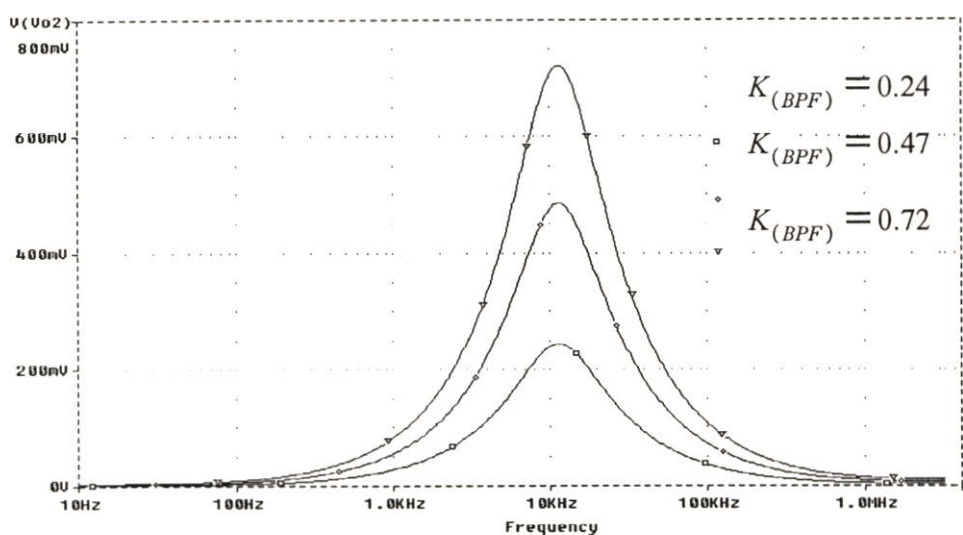


รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่เอาต์พุต  $V_{O2}$

และจากรูปที่ 6.11 และ 6.12 เป็นรูปผลตอบสนองทางความถี่ที่เอาต์พุต  $V_{O1}$  และ  $V_{O2}$  ของวงจร โดยจากรูปแสดงให้เห็นว่า วงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิจาก รูปที่ 5.4 กรณีที่ทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ นอกจากจะสามารถปรับค่าความถี่คutoffของวงจรได้ด้วย กระแสไบอัสจากภายนอกแล้ว ยังสามารถปรับค่าอัตราขยาย (Gain) ของวงจรด้วยกระแสไบอัสจาก ภายนอกได้เช่นเดียวกัน



รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองทางความถี่ที่อัตราขยายค่าต่างๆ ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของ อุณหภูมิที่เอาต์พุต  $V_{O1}$

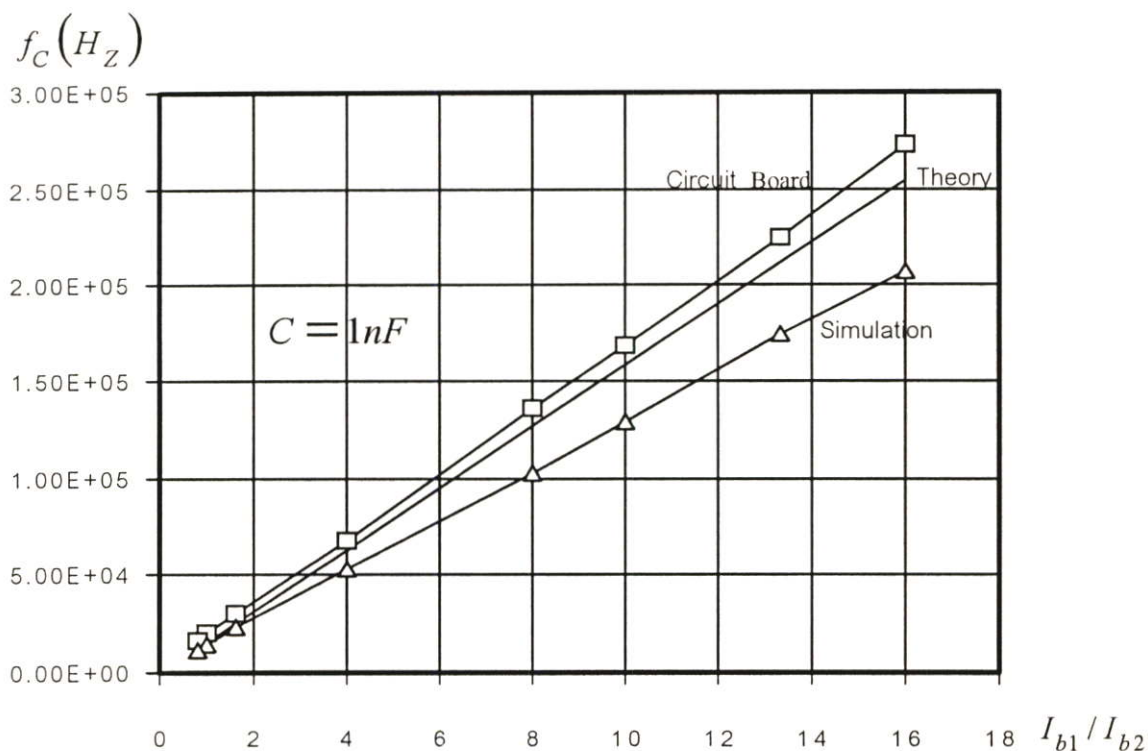


รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองทางความถี่ที่อัตราขยายค่าต่างๆ ของวงจรพื้นฐานที่มีการชดเชยผลของ อุณหภูมิที่เอาต์พุต  $V_{O2}$

ส่วนการทดสอบการทำงานของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 5.5 สำหรับการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ด้วยการทดลองต่อวงจรจริงบนเซอร์กิตบอร์ดนั้น ผู้เขียนได้ทำการทดลองต่อวงจรโดยเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือ กำหนดให้ความต้านทาน  $R_1 = R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$  , คาปาซิแตนซ์  $C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{F}$  ,  $0.01 \mu\text{F}$  และ  $1 \text{ nF}$  , วงจรขยาย OTA ใช้ IC เบอร์ LM13600 และแรงดันอินพุต  $V_{in} = 2\text{V}_{p-p}$

จากผลการทดลอง ในรูปที่ 6.13 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่คัทออฟ  $f_c$  ของวงจร กับอัตราส่วนของกระแสไบอัส  $I_{b1}/I_{b2}$  ค่าต่างๆ โดยเปรียบเทียบกับค่าความถี่ในทางทฤษฎี ตาม สมการแสดงค่าความถี่คัทออฟ จากสมการที่ (6.1) และจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

$$f_c = \left( \frac{I_{b1}}{I_{b2}} \right) \frac{1}{2\pi RC} = \left( \frac{I_{b1}}{I_{b2}} \right) \frac{(1.59 \times 10^{-5})}{C} \quad (6.1)$$



รูปที่ 6.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่คัทออฟ  $f_c$  ของวงจร กับอัตราส่วนของกระแสไบอัส  $I_{b1}/I_{b2}$  ค่าต่างๆ

## 6.4 บทสรุป

ในบทที่ 6 นี้ เป็นการแสดงผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรพื้นฐาน สำหรับวงจรกรองความถี่ และวงจรควอด์ครเเจอร์ออสซิลเลเตอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE ทั้งแบบที่ยังไม่ได้ปรับปรุงให้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ และแบบที่ได้มีการปรับปรุงให้ชดเชยผลของอุณหภูมิแล้ว และยังได้แสดงผลจากการทดลองจากการต่อวงจรจริงบนเซอร์กิตบอร์ด ซึ่งผลที่ได้มีค่าความถี่ของการออสซิลเลต และ ค่าความถี่คัทออฟผิดพลาดไปจากทฤษฎีอยู่บ้าง แต่ก็สามารถยืนยันได้ว่าวงจรพื้นฐานนี้สามารถทำงานได้จริง เป็นไปตามหลักการที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 5 ซึ่งจะได้กล่าวบทสรุปผลของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ในบทต่อไป

## บทที่ 7

# บทสรุปและวิจารณ์

### 7.1 บทสรุปและวิจารณ์

ในการนำเสนอการออกแบบวงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอด์ครเเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ ที่ได้เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำวิจัย และพัฒนาขึ้น โดยใช้วงจรขยาย OTA ซึ่งเป็นอุปกรณ์ชนิดแอกทีฟ ต่อรวมอยู่กับอุปกรณ์ชนิดพาสซีฟ ที่มีการควบคุมในโหมดกระแส นั่นคือสามารถปรับค่าความถี่ของการออสซิลเลต และค่าความถี่คัทออฟของวงจรได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส ของวงจรขยาย OTA และนอกจากนี้วงจรพื้นฐานที่ผู้เขียนได้ทำการวิจัยขึ้นมานั้น ได้เริ่มมาจากวงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอด์ครเเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ในแบบที่ยังไม่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ และยังไม่ได้มีการปรับปรุงช่วงการปฏิบัติงานของวงจร เพราะเนื่องจากอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ของ วงจรขยาย OTA จะขึ้นกับค่าของอุณหภูมิ ดังสมการ  $g_m = I_b / 2V_T$  ซึ่ง  $V_T$  คือค่าแรงดันความร้อน มีค่าเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ 300 °K และจากคุณสมบัติเบื้องต้นของวงจรขยาย OTA ที่มีค่าแรงดันอินพุตสูงสุดได้ไม่เกิน  $2V_T$  ผู้เขียนจึงได้ทำการพัฒนางจรพื้นฐาน เพื่อให้สามารถชดเชยผลของอุณหภูมิ (Temperature Insensitive) และปรับปรุงช่วงปฏิบัติงานของวงจรให้กว้างขึ้น (Wide Dynamic Range) ดังนั้นวงจรพื้นฐานที่ได้ทำการพัฒนาแล้วในงานวิจัยนี้ จึงเป็นวงจรที่ไม่ขึ้นกับอิทธิพลของอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง และมีช่วงปฏิบัติงานสูงขึ้นกว่าเดิม และเพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ออกแบบไว้ทั้งสองกรณี สามารถทำงานได้จริงตามหลักการที่ได้ออกแบบไว้ ผู้เขียนจึงได้แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และยังได้ทำการทดลองต่อวงจรจริงบนเซอร์กิตบอร์ด ซึ่งได้แสดงผลจากการทดลองไว้ด้วยแล้ว

### 7.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัย และพัฒนาต่อ

เนื่องจากวงจรพื้นฐานที่ได้ออกแบบไว้นั้น สำหรับการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่จะได้เพียงวงจรกรองความถี่ชนิดกรองความถี่ต่ำผ่าน และความถี่แถบผ่านเท่านั้น ดังนั้นแนวทางในการศึกษาวิจัยและพัฒนาต่อไป คือออกแบบวงจรพื้นฐานให้สามารถทำงานเป็นวงจรควอด์ครเเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ให้สามารถเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter) และ ชนิดความถี่แถบหยุด (Bandstop Filter) เพิ่มขึ้นมาจากเดิมได้ และให้สามารถเลือกกำหนดได้ว่าต้องการให้เป็นวงจรกรองความถี่ชนิดใด โดยเลือกกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจร และควรพัฒนาให้วงจรพื้นฐานสำหรับวงจรควอด์ครเเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรอง

ความถี่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย ๆ เพื่อให้วงจรมีขนาดเล็ก แต่สามารถทำงานได้หลากหลายขึ้น เนื่องจากวงจรที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ ต้องใช้วงจรขยาย OTA ถึง 8 ตัว โดยต้องรวมอยู่กับอุปกรณ์พาสซีฟ R จำนวน 3 ตัว และ C จำนวน 2 ตัว

## เอกสารอ้างอิง

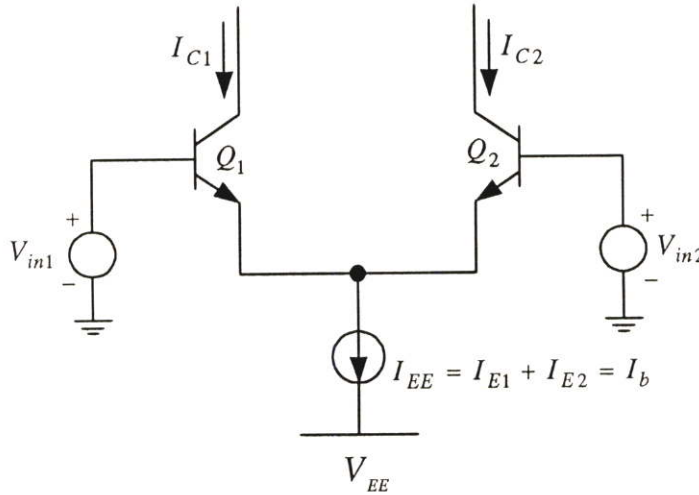
- [1] Toumazou C., Lidgey F.J. and Haigh D.G. **Analogue IC Design: The Current-Mode Approach.** London : Peter Peregrinus Ltd. 1990.
- [2] ปิติกันต์ รักษาราชการ. “วงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์โดยใช้วงจรถ่ายโอนสัญญาณสแต็คคอนดักเตอร์.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2540.
- [3] Abuelma’atti M.T., Almaskati R.H. “A new OTA-Based active-C oscillator.” Int.J.Electron.,vol. 63, 1987, pp. 331-334.
- [4] Sun Y., Jefferies B., and Teng J., “Universal third-order OTA-C filters.” Int. J. Electron. vol. 85, no. 5, 1998. pp. 597-609.
- [5] Soliman A.M. ” Generation of Current Conveyor - based All - Pass Filter from Op Amp-based Circuit,”IEE Trans. Circuit and syst : proc. ,Vol. 44,No. 4,1997.
- [6] Fabre A., Saaïd O., Wiest F. and Boucheron C. ”Current controlled bandpass filter based on translinear conveyor.” Electron.Letts., vol.31, Sept 1995. pp.1727-1728.
- [7] Antonoiu A., “Realization of gyrators using operational amplifiers and their use in RC-active network synthesis.” IEEE Proc., 1969 .pp.1838-1850
- [8] Surakamponorn W. Jutaviriya S. and Riewruja V. “OTA-BASE Electronically Tunable Voltage-Controlled Resistance Converter.” Int.J.Electron., vol. 67, no. 1,pp. 81-85-464.
- [9] Senani R. and Bhaskar D.R. ”A Simple Configuration for Realizing Voltage-Controlled Impedances.” IEEE Tran.CAS-29 , vol.39,no.1,Jan 1982 .
- [10] Pookaiyaudom S. and Samootrut K. ”Current – mirror phase-shifter oscillator.” Electron.Letts., vol.23, Jan. 1987,pp.21-23
- [11] Lin S.I. and Lee J.L.” Voltage - mode universal filters using two current conveyors,” Int.J.Electron. , vol.82 ,no.82 , 1997 , pp.145-149.
- [12] Hou C.L., Wang J.H, Wu J.S., Lin H.C. “OTA-Based Even-Phase Sinusoidal Oscillators.” IEEE Proc., vol. 2, 1995. , pp. 743-746.
- [13] Deiyannis T., Yichuang S., Fider J.K. **Continuous-Time Active Filter Design.** CRC Press LLC. 1999.
- [14] Abuelma’ATTI M.T and Almaskati R.H. ”Two new integrable active - C OTA - based linear voltage (current) controlled oscillations,” Int.J.Electron., Vol.64, No.1 ,1989 , pp.135-138 .

- [15] Barranco B.L., Vazquez A.R., Sinencio E.S. and Huertas J.L. "10 MHz CMOS OTA-C Voltage-Controlled quadrature oscillator," *Electron. Lett.*, Vol.25, No.12, 1989, pp.765-767.
- [16] พัชรารณณ์ นิปีทหัตพงษ์. "วงจรวีความถี่สามเท่า โดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอูณหภูมิต." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [17] Greeniech E.W. **Analog Integrated Circuits**. New York : Chapman & Hall. 1997.
- [18] Johns D.A. and Martin K., **Analog Integrated Circuit Design**. John Wiley & Sons: New York, 1997.
- [19] Grebene A.B. **Bipolar and MOS Analog Integrated Circuits**. 3rd ed., John Wiley : New York, 1984.
- [20] Surakampontrorn W., Riewruja V., Kumwachara K., Surawatpunya C. and Anuntahirunrat K. "Temperature –Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications." *IEEE Trans.*, vol. 48, no. 6, Dec 1999, pp. 1270-1277.
- [21] สุชาติ สงวนไว้ "วงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์ที่มีการชดเชยผลของอูณหภูมิต." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2545.
- [22] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร. "การชดเชยของอูณหภูมิตในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรรขยายโอทีเอ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542.
- [23] Ogata K. **Modern Control Engineering**. 2nd ed., Prentice Hall International Inc., 1995.
- [24] นรินทร์ ธรรมารักษ์วัฒน์. "การออกแบบวงจรรีจกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยใช้ OTA." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2543.
- [25] Horng J.W., Chang C.W. and Lee M.H. "Single-element controlled sinusoidal oscillators using CCII's," *Int.J.Electron.*, vol.83, no.6, 1997, pp.831-836.
- [26] Abuelma'ATTI M.T. and Almansoury W.A. "New sinusoidal oscillators employing the CII internal pole," *Int.J.Electron.*, vol.83, No.6, 1997, pp.817-823.
- [27] Rgray P. and Meyer R.G. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. 2nd Ed. John Wiley & Sons, Singapore, Inc. 1984.
- [28] Grebene A. "Monolithic wavefrom generation." *IEEE Spectrum.*, April 1972., pp. 34-40,
- [29] สักกริยา ชิตวงศ์ **วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์** ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์หาค่าอัตราขยาย  $g_m$  สำหรับวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล



รูปที่ ก.1 วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล

สมมติให้  $I_{EE}$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสไบอัสทางอุดมคติ เข้าที่ขาคอมมอน-อิมิตเตอร์ของ วงจร(Common-Emitter) ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของกระแสไบอัส  $I_b$  ได้ดังนี้

$$I_{E1} + I_{E2} = \frac{I_{C1}}{\alpha_F} + \frac{I_{C2}}{\alpha_F} = I_b \quad (\text{ก.1})$$

และเนื่องจาก 
$$I_C = I_S e^{\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{C1} = I_S e^{\left(\frac{qV_{BE1}}{kT}\right)} \quad (\text{ก.2})$$

$$I_{C2} = I_S e^{\left(\frac{qV_{BE2}}{kT}\right)} \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อวิเคราะห์รูปแรงดันที่ขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะได้ว่า

$$-V_{in1} + V_{BE1} - V_{BE2} + V_{in2} = 0 \quad (ก.4)$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_{in1} - V_{in2} = V_{in} \quad (ก.5)$$

โดยที่  $V_{in}$  เป็นผลต่างของแรงดันอินพุต

และจากสมการที่ (ก.2) และ (ก.3) จะได้สมการแสดงอัตราส่วนระหว่างกระแส  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  ดังนี้

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{q(V_{BE1} - V_{BE2})/kT} = e^{qV_{in}/kT} \quad (ก.6)$$

จากสมการที่ (ก.1) จะได้ว่า

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{-qV_{in}/kT}} \quad \text{และ} \quad I_{C2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{qV_{in}/kT}}$$

ดังนั้นจะสามารถหาค่ากระแสเอาต์พุต  $I_O$  ซึ่งมีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสคอลเลกเตอร์  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  นั้น

คือ  $I_O = I_{C1} - I_{C2}$  ได้จากสมการ

$$I_O = \alpha_F I_{EE} \left( \frac{1}{1 + e^{-qV_{in}/kT}} - \frac{1}{1 + e^{qV_{in}/kT}} \right) \quad (ก.7)$$

$$I_O = \alpha_F I_{EE} \tanh\left(\frac{qV_{in}}{2kT}\right) \quad (ก.8)$$

เนื่องจาก  $\alpha_F \approx 1$

$$I_O \approx I_{EE} \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก.9)$$

เนื่องจาก

$$g_m = \frac{dI_O}{dV_{in}} = \left(\frac{I_{EE}}{2V_T}\right) \operatorname{sech}^2\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก.10)$$

$$\frac{dI_O}{dV_{in} V_{in}=0} = \left( \frac{I_{EE}}{2V_T} \right) = g_m \quad (\text{ก.11})$$

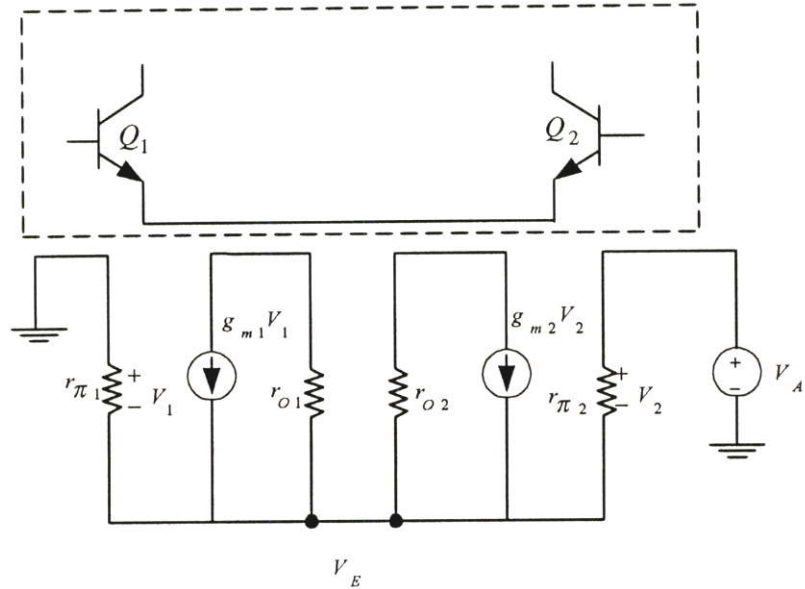
และถ้ากำหนดให้  $I_{EE} = I_{ABC}$  เป็นกระแสไบอัสที่ป้อนเข้าสู่วงจร ดังนั้นจากสมการที่ (ก.11) จะ  
ได้สมการแสดงค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยาย OTA เป็น

$$\frac{dI_O}{dV_{in} V_{in}=0} = \left( \frac{I_{ABC}}{2V_T} \right) = g_m \quad (\text{ก.12})$$

## ภาคผนวก ข.

- ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย OTA [17]

จากวงจรขยาย OTA ในรูปที่ 2.7 จะสามารถวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ ข.1 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความแตกต่าง

จะเห็นได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรขยาย OTA คือค่าความต้านทานอินพุตของวงจรขยายความแตกต่างของทรานส์ซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  นั่นเอง ซึ่งสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความแตกต่างได้ดังรูป ข.1

พิจารณาวงจรรูป ข.1 เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน  $r_{\pi 1}$  และ  $r_{\pi 2}$  มีค่าน้อยมาก ดังนั้นจึงสามารถละทิ้ง ไม่ต้องนำมาพิจารณาได้ และจาก Node  $V_A$  จะได้ว่า

$$\frac{V_1}{r_{\pi 1}} + g_{m1} V_1 + \frac{V_2}{r_{\pi 2}} + g_{m2} V_2 = 0 \quad (\text{ข.1})$$

และเนื่องจาก

$$V_1 = V_2 - V_A \quad (\text{ข.2})$$

ดังนั้นแทนค่าสมการที่ (ข.2) ลงในสมการที่ (ข.1) จะได้ว่า

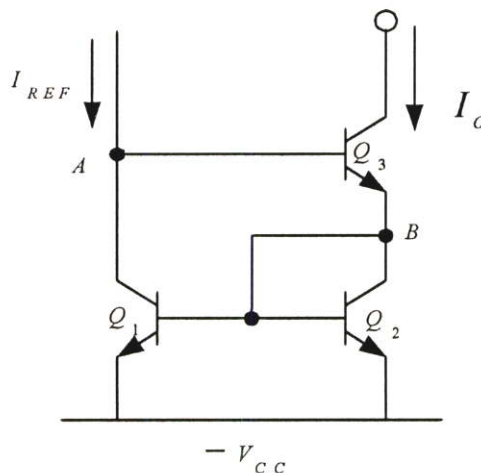
$$\left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2} \right) V_A = \left( \frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2} \right) V_1 \quad (\text{ข.3})$$

แต่เนื่องจาก  $V_2 = I_A r_{\pi 2}$  (ข.4)

แทนค่าสมการที่ (ข.4) ลงในสมการที่ (ข.3) และกำหนดให้  $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi}$  และ  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  เนื่องจากทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 มีความสมพ้องกันทุกประการ ดังนั้นจากสมการที่ (ข.3) จะสามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย OTA ได้จากสมการ

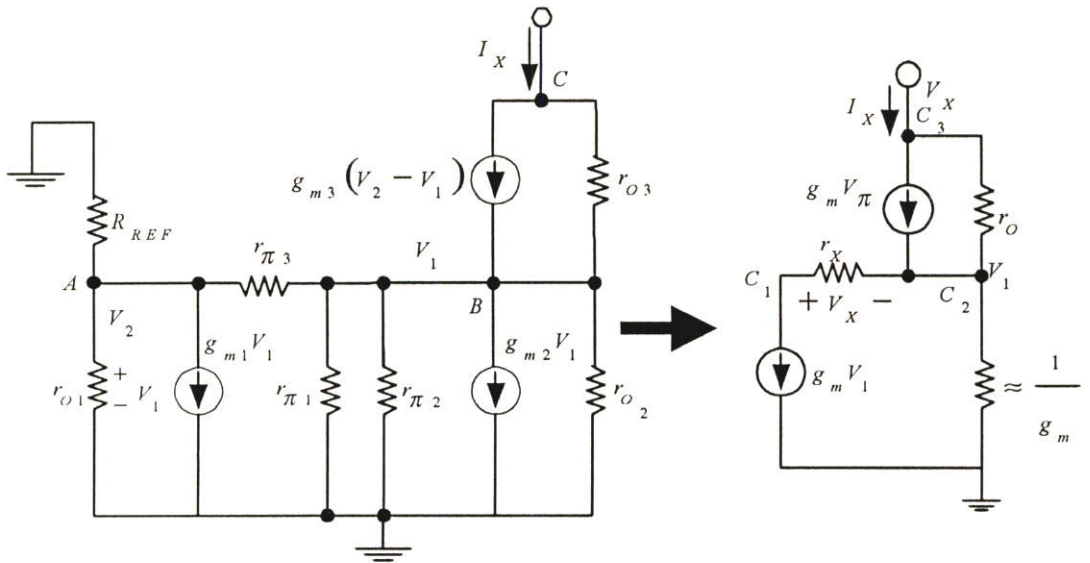
$$R_i = \frac{V_A}{I_A} = 2r_{\pi} \quad (\text{ข.5})$$

- ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย OTA



รูปที่ ข.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Willson

จากวงจรสะท้อนกระแสแบบ Willson ในรูปที่ ข.2 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปวงจรสมมูลย์ได้ดังนี้



รูปที่ ข.3 วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Willson

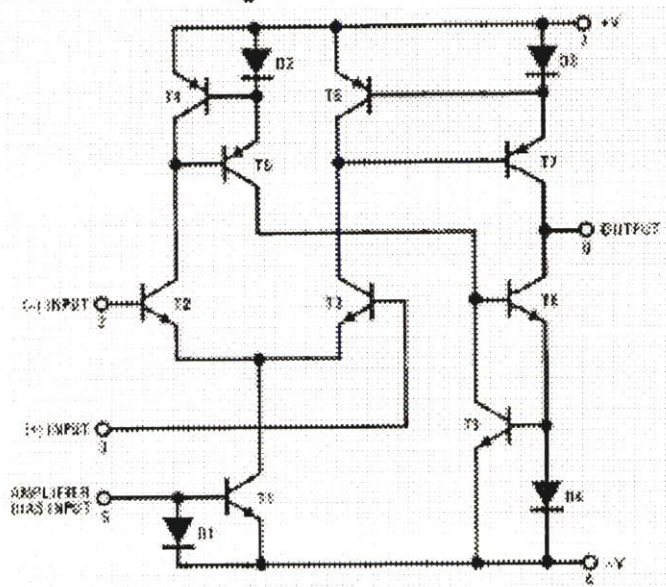
การวิเคราะห์หาค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย OTA สามารถพิจารณาได้จากวงจรในรูปที่ 2.7 ซึ่งค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยาย OTA ก็คือค่าความต้านทานที่จุดออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Willson ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานได้เป็น

$$R_o \approx \frac{V_X}{I_X} \approx \left(1 + \frac{\beta}{2}\right) r_o \approx \frac{\beta}{2} r_o \quad (ข.5)$$

## ภาคผนวก ค.

โครงสร้างวงจรภายในของวงจรขยาย OTA จากไอซีเบอร์ LM3080 ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้ทรานส์ซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ชนิด Q2N3904 และ Q2N3906 ตามลำดับ

### Schematic and Connection Diagrams



รูป ค.1 รูปโครงสร้างวงจรภายในของวงจรขยาย OTA ตามไอซีเบอร์ LM3080

## ภาคผนวก ง.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสารในวิทยานิพนธ์นี้มี 2 บทความ ดังต่อไปนี้

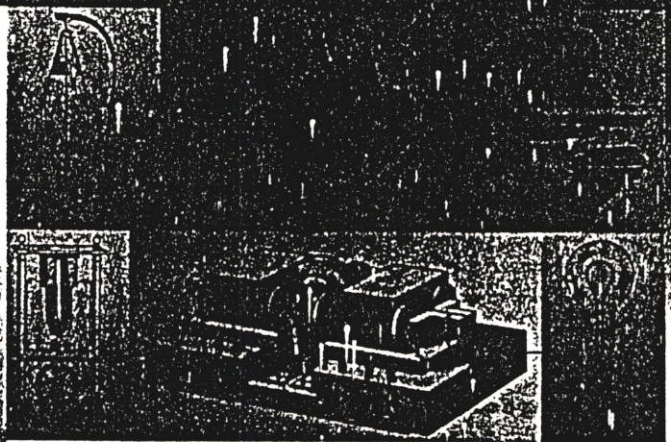
- [1] นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส เกียรติศักดิ์ คมวัชระ วัลลภ สุระกำพลธร “ วงจรกรองความถี่ และวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON'24) , 2544, หน้า 1035-1039
- [2] นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส เกียรติศักดิ์ คมวัชระ วัลลภ สุระกำพลธร “ การสังเคราะห์ อิมพีแดนซ์ ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 40 ,2544, หน้า287-294

# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

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



- ① วิศวกรรมเครื่องกล
- ② วิศวกรรมโยธา
- ③ วิศวกรรมไฟฟ้า
- ④ วิศวกรรมโลหการ
- ⑤ วิศวกรรมปิโตรเลียม
- ⑥ วิศวกรรมอุตสาหการ
- ⑦ วิศวกรรมคอมพิวเตอร์
- ⑧ วิศวกรรมสิ่งแวดล้อม
- ⑨ วิศวกรรมสำรวจ
- ⑩ วิศวกรรมธรณีวิทยา
- ⑪ วิศวกรรมเคมี
- ⑫ วิศวกรรมเกษตร
- ⑬ วิศวกรรมเหมืองแร่
- ⑭ วิศวกรรมพลังงาน
- ⑮ วิศวกรรมอากาศยาน
- ⑯ วิศวกรรมการขนส่ง
- ⑰ วิศวกรรมการเกษตร
- ⑱ วิศวกรรมการประมง
- ⑲ วิศวกรรมการชลประทาน
- ⑳ วิศวกรรมการชลประทาน
- ㉑ วิศวกรรมไฟฟ้า



ผ่านเนกาโบล คณะวิศวกรรมศาสตร์  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 22-23 พฤศจิกายน 2544  
 โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9865  
<http://www.kadkrabang.com>

สาขาบทความ	EL	จำนวน	บทความ	(เรียงตามรหัสสาขาบทความ)
รหัส	EL.1	38	บทความ	
1.	015	นางสาวนงลักษณ์ เอี่ยมจิวรัส	วงจรรองความถี่และวงจรถอดเคอร์แอสซิงเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม	OTA-Based Linear Current-Controlled Filters and Quadrature Oscillator
2.	083	นางวิจิตรา เพ็ชรกิจ	วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่ใหม่กระแสแบบใหม่โดยใช้ CCHs	Novel Universal Current Mode Filters Using CCHs
3.	174	วิชัย แสงนาค	วงจรมแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำมากและการประยุกต์ใช้งานใน การออกแบบวงจรรักษา	Ultra low Voltage CMOS V-I Converter And Its Application to RF Band pass Amplifier Design
4.	263	บุญชัย บุญชู	วงจรรคูณอะนาล็อก 4 ควอดแดรนต์เชิงแรงดัน โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซิมดิส	Voltage-Mode CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier
5.	264	เกษสุดา กล้าหาญ	วงจรมเฟอเรนทิเอเตอร์ใหม่กระแสแบบที่ใช้กฎเกณฑ์ที่เพียงอย่างเดียวและการประยุกต์ใช้งาน	An Active-Only Current-Mode Differentiator and its Applications
6.	280	รังสิมันต์ สิกขิกร	วงจรรองความถี่ผ่านแถบแอมป์เชิงซ้อนทำงานที่แรงดันไฟ 1.8 โวลต์ สำหรับเครื่องรับแบบไร้สายโดยอาศัยเทคนิค	A 1.8V Class-AB Switched-Current Complex Filter for Wireless Receivers
7.	281	กฤษฎา สิริวาทะนันท์	Folded Cascode-Based Very-Low-Voltage High-Order Filter for High Frequency Applications	
8.	282	บุษณา พิพัฒน์ธวัชชัย	วงจรถอดโดเมนอินทิเกรเตอร์แบบผลต่างสองด้านที่มีอัตราจำกัดผลรวมสูง	High CMRR Fully Differential Log-Domain Integrator
รหัส	EL.2			
1.	099	นางสาวปัญญา เรืองสินทรัพย์	การออกแบบวงจรมเชิงผสมแบบคอมบิเนชันโดยใช้โครงสร้างของเอฟพีเอ็ม	Asynchronous Combinational Circuit Design Using FPGA Structure
2.	113	นายกวี วัฒนะวิรุณ	การออกแบบวงจรมเชิงผสมประเภททรานส์ไดรภาคชนิดบีที่ไร้ฮาร์ดแวร์เนื่องจากความหน่วง	Design of Delay Hazard Free B-Ternary Logic Combinational Circuits
3.	225	ศราวดี ทองทา	การทวนสอบไมโครโพรเซสเซอร์ด้วยสถานะนามธรรมและการจำลองการทำงาน	Verify Microprocessor Using Abstract State Machine and Simulation-Based
4.	287	กฤษฎา สุวรรณรงค์	การสร้างตัวกรองจตุรพหุเหลี่ยมสำหรับโมเด็มของระบบ DS-CDMA โดยใช้กฎเกณฑ์ FPGA	Implementation of a Pulse Shaping Filter for DS-CDMA Modem Using FPGA

# วงจรรองความถี่ และ วงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยใช้กระแสควบคุม OTA – based linear current – controlled Filters and Quadrature oscillator

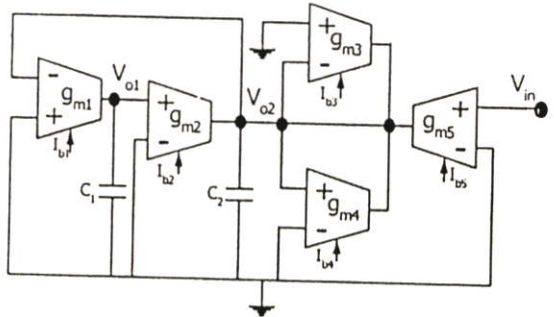
นงลักษณ์ เจียมจรัส เกียรติศักดิ์ คมวัชระ วัลลภ สุระกำพล  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520  
โทรศัพท์ (02) 3269979 Email: s.3061518@kmitl.ac.th

## บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นารนำเสนอวิธีการทำงานของวงจรรองความถี่ และวงจรรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์บนวงจรพื้นฐานวงจรรเดียวกัน โดยการใช้ OTA จำนวน 5 ตัว ต่รวมอยู่กับคาปาซิเตอร์ ซึ่งเป็นองค์ประกอบพาสซีฟจำนวน 2 ตัว โดยที่ความถี่ของารออสซิลเลเตอร์และค่าความถี่คutoffของวงจรรองความถี่ สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ตามต้องการด้วยการใช้กระแสควบคุม ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลง และในบทความนี้ได้แสดงผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรไว้ด้วยแล้ว

ขิด ให้สามารถทำงานอยู่บนพื้นฐานวงจรรเดียวกันได้ และนอกจากนี้ยังสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของการออสซิลเลเตอร์และค่าความถี่คutoffตามที่ต้องการได้ โดยการใช้กระแสไบอัสของ OTA เป็นตัวควบคุมซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นกับค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงอีกด้วย ดังนั้นจะเห็นได้ว่าวงจรที่ออกแบบขึ้นนั้นจึงมีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆ ได้มากยิ่งขึ้น

## 2. หลักการทำงาน



รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานของวงจรรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรรองความถี่

จากวงจร รูปที่ 1 OTA<sub>1</sub> ต่รวมอยู่กับ C<sub>1</sub> และ OTA<sub>2</sub> ต่รวมอยู่กับ C<sub>2</sub> จะทำงานเป็นวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ที่มีความต่างเฟสกัน 180° ส่วนที่ OTA<sub>3</sub> และ OTA<sub>4</sub> ทำหน้าที่เป็นความต้านทานบวกและลบตามลำดับ สุดท้ายคือ OTA<sub>5</sub> ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต (V<sub>in</sub>) เป็นค่ากระแสเข้ามาสู่วงจร ดังนั้นจากวงจรดังกล่าวนี้ สามารถที่จะเป็นได้ทั้งวงจรรองความถี่ (Filter) และวงจรรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature oscillator) ซึ่งสามารถอธิบายลักษณะการทำงานของวงจรได้ดังนี้

## Abstract

This paper presents a filters and quadrature oscillator. The conception of circuit design from one circuit using by five OTAs (Operational Transconductance Amplifier) and two passive elements are capacitors . The frequency of oscillation and natural frequency (f<sub>0</sub>) of circuit can be linearly controlled by adjusting the biasing current of the OTA. Simulation results are included.

Keywords : quadrature oscillator, filter, OTA and integrator

## 1. บทนำ

เนื่องจากทั้งวงจรรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature Oscillator) และวงจรรองความถี่ (Filters) ต่างก็มีความสำคัญในการนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ (Sinusoidal Wave) และใช้งานในวงจรสื่อสารต่างๆอีกมากมาย ซึ่งในการออกแบบวงจรควอด์เรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และวงจรรองความถี่ สามารถที่จะออกแบบวงจรมีได้หลายแบบ เช่น จกการใช่วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) [1-3] , อปแอมป์ (Operational Amplifier) [4] และ OTA [5-7] เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามในการออกแบบวงจรทั้ง 2 ชนิดนี้ ยังไม่ปรากฏการออกแบบให้ทำงานอยู่บนวงจรรพื้นฐานวงจรรเดียวกันได้ ดังนั้นบทความนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรทั้ง 2

2.1 การที่วงจรมีป้อนจากวงจรออสซิลเลเตอร์

(Quadrature Oscillator)

จากวงจร รูปที่ 1 เมื่อไม่มีการป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in} = 0$  วงจรจะมีลักษณะการที่วงจรมีป้อน จากทรานสดูแรนเซอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ให้กำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ออกที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  โดยสามารถแสดงสมการคุณลักษณะของวงจรได้ดังสมการ

$$s^2 + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2} \right) + \frac{s}{c_2}(g_{m3} - g_{m4}) = 0 \tag{1}$$

โดยที่  $g_m$  เป็นค่าอัตราขยายของ OTA (Operational Transconductance Gain) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_b/2V_T$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (1) จะได้ค่าความถี่ของวงจรออสซิลเลต ( $\omega_0$ ) ดังสมการ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{I_{b1}I_{b2}}{4V_T^2c_1c_2}} \tag{2}$$

และเงื่อนไขของทรานสดูแรนเซอร์ออสซิลเลตดังสมการ

$$g_{m3} = g_{m4} \tag{3}$$

และถ้ากำหนด  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $c_1 = c_2 = c$  จากสมการที่ (2) และ (3) จะได้ว่า

$$\omega_0 = \frac{g_m}{c} = \frac{I_b}{2V_Tc} \tag{4}$$

นั่นคือ

$$f_0 = \frac{I_b}{4\pi V_Tc} \tag{5}$$

และ มีสมการเงื่อนไขของทรานสดูแรนเซอร์ออสซิลเลตเป็น

$$I_{b3} = I_{b4} \tag{6}$$

จากสมการการที่ (2) จะเห็นได้ว่าค่าความถี่ของทรานสดูแรนเซอร์ออสซิลเลตขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  ของ OTA และจากสมการที่ (5) เมื่อได้กำหนดค่าให้  $I_{b1} = I_{b2} = I_b$  ได้แสดงให้เห็นว่า อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของทรานสดูแรนเซอร์ออสซิลเลตสัญญาณ จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับกระแสไบอัส  $I_b$  ที่เปลี่ยนแปลง

2.2 วงจรกรองความถี่ (Filters)

เมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  วงจรจะทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ ที่ให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass) ออกที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  และให้สัญญาณความถี่แถบผ่าน (Band-Pass) ออกที่เอาต์พุต  $V_{o2}$  โดยมีค่ากระแสไบอัสของ OTA เป็นตัวควบคุมค่าความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) ร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive)  $C_1$  และ  $C_2$  ซึ่งสามารถแสดงอัตราส่วน  $V_{o1}(s) / V_{in}(s)$  และ อัตราส่วน  $V_{o2}(s) / V_{in}(s)$  ได้ดังสมการที่ (7)และ(8) ดังนี้

$$\frac{V_{o1}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2} \frac{1}{s^2 + \left( \frac{g_{m3} - g_{m4}}{c_1} \right) s + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2} \right)} \tag{7}$$

$$\frac{V_{o2}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s \left( \frac{g_{m4}}{c_2} \right)}{s^2 + \left( \frac{g_{m3} - g_{m4}}{c_2} \right) s + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2} \right)} \tag{8}$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (7) ซึ่งได้แสดงอัตราส่วนของ  $V_{o1}(s) / V_{in}(s)$  จะเห็นได้ว่ามีรูปแบบฟังก์ชันเดียวกันกับสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ( Low-Pass Filter ) แสดงว่าที่  $V_{in}$  วงจรจะให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำผ่าน เช่นเดียวกับสมการที่ (8) ที่แสดงอัตราส่วน  $V_{o2}(s) / V_{in}(s)$  ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันเดียวกับฟังก์ชันถ่ายโอน ของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band-Pass Filter )

และจากสมการที่ (7) และ (8) จะได้ค่าความถี่คutoff ของ วงจร ( $\omega_c$ ) ที่ขึ้นกับค่ากระแสไบอัส  $I_b$  ของ OTA ดังสมการ

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2}} = \sqrt{\frac{I_{b1}I_{b2}}{4V_T^2c_1c_2}} \quad (9)$$

และสามารถหา Q (Quality Factor) ของวงจรกรองความถี่ได้ดังนี้

$$Q = \frac{c_2}{(g_{m1} - g_{m2})} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{c_1c_2}} \quad (10)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (7) ซึ่งเป็นสมการฟังก์ชันถ่ายโอน ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) จะได้ค่าอัตราขยาย (Gain) ของวงจรดังนี้

$$K_{LPF} = -\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (11)$$

และเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (8) ซึ่งเป็นสมการฟังก์ชันถ่ายโอน ของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band Pass Filter) จะได้ค่าอัตราขยาย (Gain) ดังนี้

$$K_{BPF} = \frac{g_{m2}}{(g_{m1} - g_{m2})} \quad (12)$$

และถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  จากสมการที่ (9) จะได้

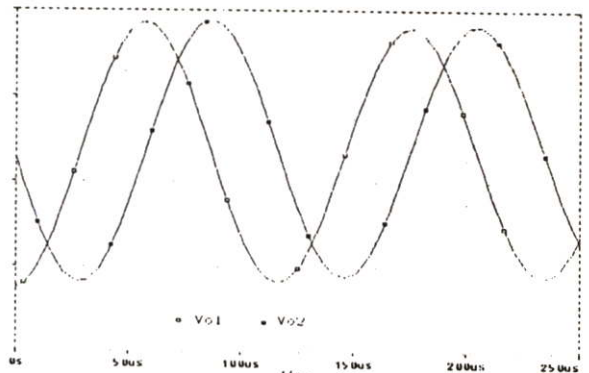
$$\omega_c = \frac{g_m}{c} = \frac{I_b}{2V_Tc} \quad (13)$$

หรือ

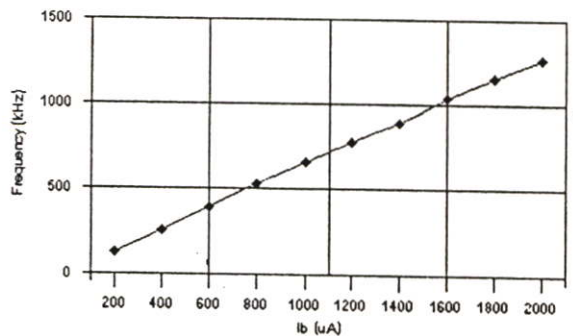
$$f_c = \frac{I_b}{4\pi V_Tc} \quad (14)$$

### 3. ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร

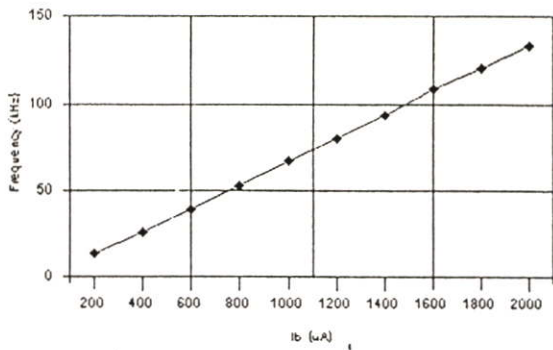
จากวงจรรูปที่ 1 จะใช้การเขียนแบบการทำงานของวงจร พื้นฐานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งมีโครงสร้างวงจรของ OTA ตามแบบ IC เบอร์ LM 3080 โดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3904 และ 2N3906 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ตามลำดับ โดยกำหนดให้  $I_{b1} = I_{b2} = I_b = 250 \mu A$ ,  $I_{b1} = I_{b2} = 50 \mu A$ ,  $I_{b1} = 300 \mu A$  และ  $C_1 = C_2 = 0.1 \mu F$  เพื่อเขียนแบบการทำงานของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 1 เป็นวงจร ควอดรีเทรเจอรด์ออสซิลเลเตอร์ จากรูปที่ 2 เป็นการแสดงผลการเขียนแบบสัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = 0$  จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานของวงจร เป็นสัญญาณคลื่นไซน์ (Sinusoidal Wave) ที่มีขนาดและความถี่เท่ากัน แต่มีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  รูปที่ 3 แสดงถึงค่าความเปลี่ยนแปลงความถี่ของ การออสซิลเลชันของสัญญาณเมื่อมีการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_b$



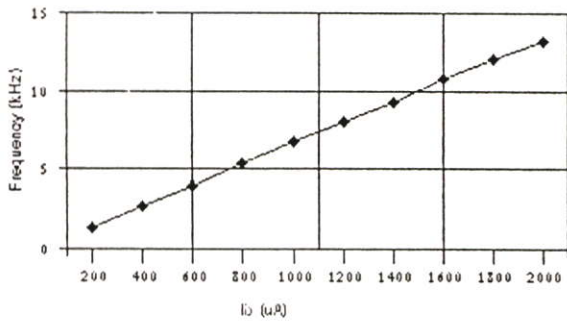
รูปที่ 2 สัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  ของวงจร ควอดรีเทรเจอรด์ออสซิลเลเตอร์



(a)



(b)

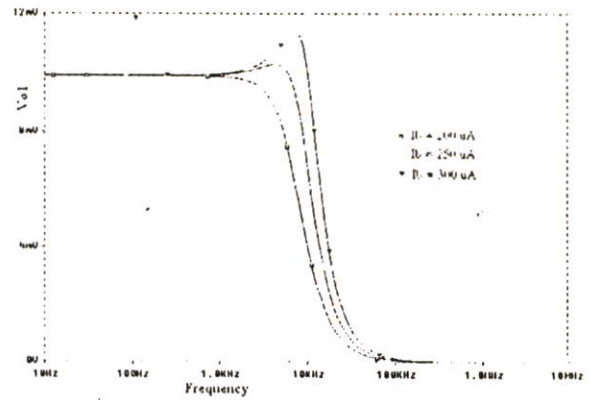


(c)

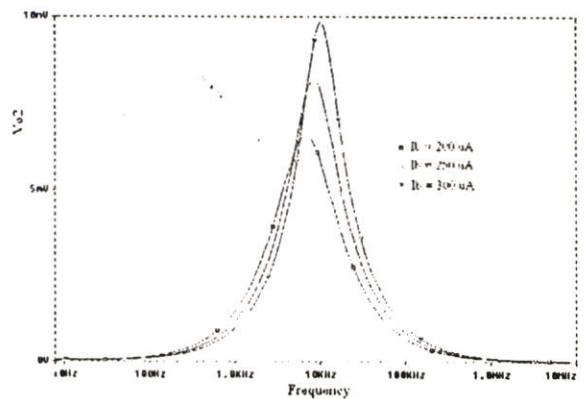
รูปที่ 3 ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความถี่ออสซิลเลต เมื่อเทียบกับค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส I<sub>b</sub>

- (a) เมื่อกำหนดให้ C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub> = 0.005 μF
- (b) เมื่อกำหนดให้ C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub> = 0.05 μF
- (c) เมื่อกำหนดให้ C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub> = 0.5 μF

จากรูปกราฟที่ 3 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ มีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับกระแสไบอัสของ OTA ที่เปลี่ยนแปลง และเมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุต V<sub>in</sub> = 10 mV แล้วปรับค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัส I<sub>b1</sub> = I<sub>b2</sub> = I<sub>b3</sub> = I<sub>b4</sub> เป็น 200 μA, 250 μA และ 300 μA โดยกำหนดให้ I<sub>b1</sub> = 400 μA, I<sub>b2</sub> = 100 μA และกำหนดให้ C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub> = 0.1 μF วงจรพื้นฐานรูปที่ 1 จะมีการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่แถบผ่าน โดยให้กำเนิดสัญญาณเอาท์พุทที่ V<sub>o1</sub> และ V<sub>o2</sub> ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงขนาดผลตอบสนองความถี่การทำงานของวงจรได้จากรูปที่ 4 และ 5 จากรูปจะเห็นได้ว่าสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่คutoff ของวงจรได้ ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส (I<sub>b</sub>) ของ OTA<sub>1</sub> และ OTA<sub>2</sub> เป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4 การทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่เอาท์พุท V<sub>o1</sub>



รูปที่ 5 การทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่เอาท์พุท V<sub>o2</sub>

#### 4. สรุป

จากผลของการเขียนแบบการทำงานของวงจรนี้ได้แสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 1 สามารถเป็นได้ทั้งวงจรกรองความถี่และวงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ด้วยการเลือกกำหนดค่าแรงดันที่อินพุต V<sub>in</sub> โดยเมื่อไม่มีการป้อนสัญญาณอินพุต V<sub>in</sub> = 0 และกำหนดให้ I<sub>b1</sub> = I<sub>b2</sub> วงจรในรูปที่ 1 จะทำงานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ และเมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุต V<sub>in</sub> และมีการกำหนดให้ I<sub>b1</sub> ≠ I<sub>b2</sub> วงจรจะทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ ให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านที่ V<sub>o1</sub> และให้สัญญาณความถี่แถบผ่านที่ V<sub>o2</sub> ซึ่งสามารถควบคุมค่าความถี่ของการออสซิลเลตและค่าความถี่คutoff ของวงจรกรองความถี่ ได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของ OTA<sub>1</sub> และ OTA<sub>2</sub> ดังนั้นวงจรดังกล่าว จึงมีความเหมาะสมในการนำไปใช้งานได้กว้างขวางกว่าการทำงานได้เพียงวงจรใดวงจรหนึ่งเพียงอย่างเดียว

## เอกสารอ้างอิง

- [1] M.T.AbuElma'ATTI and W.A.Almansoury, "New sinusoidal oscillators employing the CCI internal pole," *Int.J.Electron.*, Vol.83, No.6, pp.817-823, 1997.
- [2] J.W.Horng, C.W.Chang and M.H.Lee, "Single-element controlled sinusoidal oscillators using CCII's," *Int.J.Electron.*, Vol.83, No.6, pp.831-836, 1997.
- [3] S.I.Lin and J.L.Lee, "Voltage-mode universal filters using two current conveyors," *Int.J.Electron.*, Vol.82, No.82, pp.145-149, 1997.
- [4] A.M.Soliman, "Generation of Current Conveyor-based All-Pass Filter from Op Amp-based Circuit," *IEE Trans. Circuit and syst. : proc.*, Vol. 44, No. 4, 1997.
- [5] B.L.Barranco, A.R.Vazquez, E.S.Sinencio and J.L.Huertas, "10 MHz CMOS OTA-C Voltage-Controlled quadrature oscillator," *Electron. Lett.*, Vol.25, No.12, pp.765-767, 1989.
- [6] M.T.AbuElma'ATTI and R.H.Almaskati, "A new OTA-based active-C oscillation," *Int.J.Electron.*, Vol.63, No.3, pp.331-334, 1987.
- [7] M.T.AbuElma'ATTI and R.H.Almaskati, "Two new integrable active-C OTA-based linear voltage (current) controlled oscillations," *Int.J.Electron.*, Vol.64, No.1, pp.135-138, 1989.



Nongluk Eiamjurnus was born in Ratchaburi, Thailand. She received the B.Eng in electrical engineering of communication from the Prince of Songkla University (PSU), Hadyai, Songkla, Thailand in 1998.

She is now studying Master degree in the Department of Control Engineering, Faculty of Engineering at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand. Her research interests includes analog integrated circuit and filter design and electronic instrumentation.



Klattisak Kumwachara was born in Khon Kaen, Thailand. He received the B.Sc. (Hons) degree in applied physics, and the M.Eng. and D.Eng. degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),

Bangkok, Thailand, in 1987, 1991, and 1977, respectively.

He is now an Assistant Professor in the Department of Control Engineering, Faculty of Engineering, at the KMITL. His research interests includes analog signal processing, analog integrated circuit, filter design and electronic instrumentation.



Wanlop Surakamponorn (M'84) was born in Bangkok, Thailand. He received the B.Eng. and M.Eng degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1976, and 1978,

respectively, and the Ph.D. degree in electronics from the University of Kent at Canterbury, Kent, U.K., in 1983.

Since 1978, he has been a member of the department of Electronics at the Faculty of Engineering, KMITL, where he is currently a Professor of Electronic Engineering. His research interests are in the areas of analog and digital integrated circuit designs, real-time application of PC computer and microprocessors, digital signal processing, electronic instrumentation, and VLSI signal processing.



# เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 40 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

The Proceedings of 40<sup>th</sup> Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์ (Engineering)

4-7 กุมภาพันธ์ 2545

ณ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตบางเขน

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ร่วมกับ

ทบวงมหาวิทยาลัย

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

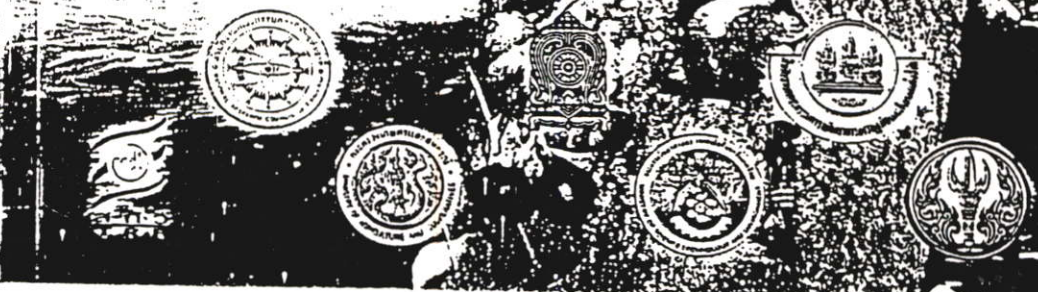
กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

กระทรวงศึกษาธิการ

สำนักงานคณะกรรมการพัฒนาการเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติ

สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ



35. วศ48/O101 การศึกษาคุณสมบัติรับแรงดึงของก้านทุเรียนที่อายุต่างกัน..... 255  
A study on durian stem tensile property at different ages  
โดย กรกฎ วัฒนวิเชียร กฤษฎา เสียงแจ้ว กัท พงษ์พันธ์  
และ ธเนศ อรรถโสภณศักดิ์
36. วศ49/O103 การวิเคราะห์ระบบการแลกเปลี่ยนความร้อน และมวลร่วมของก๊าซแอมโมเนียและ  
ไฮโดรเจนซัลไฟด์..... 263  
Synthesis of combined heat and mass exchanger networks for NH<sub>3</sub> and H<sub>2</sub>S gas  
โดย ทิพโลจน์ เกริกไกรทองพร และ ชงไชย ศรีนพคุณ
37. วศ51/O106 การทดสอบความแข็งแรงของโครงสร้างอากาศยานไร้คน..... 271  
Structural test for strength of an UAV airplane  
โดย พล.อ.ต. ปรีชา วรรมณูมิ กนิดา จัยวัฒน์ และ วลัยลักษณ์ สิทธิพล
38. วศ52/O107 วงจรแปลงสัญญาณ True RMS เป็นค่าไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN.. 279  
True RMS -to-DC converter using only NPN BJTs  
โดย ภูติพิงศ์ อาการ์ตันชัย เกียรติศักดิ์ คมวัชร  
และ วิมลภ สุระกำพลธร
39. วศ53/O108 การสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.. 287  
Synthesis of electronically tunable GIC with temperature-insensitive  
โดย นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส เกียรติศักดิ์ คมวัชร  
และ วิมลภ สุระกำพลธร
40. วศ54/O111 วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดชนิด 2 อินพุตสำหรับสัญญาณกระแส..... 295  
Current mode two-input Max/Min Circuit  
โดย อานนท์ ชาติชนะนา วรรมณี เพชรรมณีล้ำค่า พรชัย หลวยพล  
และ วันชัย ธีรวิภา
41. วศ56/O115 การศึกษาความเป็นไปได้ในการปรับบทบาทการใช้ประโยชน์ท่าอากาศยานกรุงเทพ  
เป็นศูนย์ซ่อมบำรุงอากาศยานและศูนย์กลางการส่งถ่ายสินค้านานาชาติ..... 303  
A feasibility study of adapting the Bangkok International Airport's Utilization to  
be Aircraft Maintenance Center and Global Transpark  
โดย นวทัศน์ ก้องสมพร อารยา ศักดิ์บุรพาเพชร จีรพรรณ คำอักษร  
และ ญัฐพล เอนจินดามันท์
42. วศ58/O120 การศึกษาความเป็นไปได้ในการปรับอากาศในประเทศไทยโดยใช้สารดูดความชื้น..... 308  
Feasibility study of desiccant-based air conditioning in Thailand  
โดย วันพุทธ แซ่ฉั่ว โจเซฟ เคาารี และ องจิตร ธีรวิภา



การสังเคราะห์ห่ออิมพีแดนซ์ ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ  
Synthesis of Electronically tunable GIC with temperature-insensitive

นงลักษณ์ เอี่ยมจำรัส  
Nongluk Eiamjumrus

เกียรติศักดิ์ คมวัชร  
Kiattisak Kumwachara

วัลลภ สุระกำพลธร  
Wanlop Surakampontr

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอ วงจรสังเคราะห์ห่ออิมพีแดนซ์ โดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ต่อรวมอยู่กับวงจรสายพานกระแส ซึ่งเป็นองค์ประกอบแอคทีฟ และอิมพีแดนซ์ที่ทราบค่า จำนวน 3 ตัว ซึ่งเป็นองค์ประกอบพาสซีฟ โดยอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในบทความนี้ได้แสดงผลการทดสอบอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร โดยใช้วงจรรองความถี่เป็นวงจรทดสอบ และได้แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรไว้ด้วยแล้ว

Abstract

In this paper presents the synthesis of electronically tunable GIC circuit using by OTA with temperature insensitive , two CCII (Second Generation Current Conveyor) and three passive elements of impedance. All the synthesis impedance values can be linearly controlled by electronically tunable. In this paper ,simulation results of the test filter circuits constructed with the synthesis impedance are included.

Keywords : Temperature Insensitive,OTA,CCII,GIC and Filter

บทนำ

ทั้งนี้เนื่องจาก อุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ชนิดที่เป็นองค์ประกอบพาสซีฟ (Passive Element) ได้แก่ R,L และ C อิมพีแดนซ์ ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือชนิดที่ไม่สามารถปรับค่าได้ (Fixed) และชนิดที่ปรับค่าได้ (Variable) การใช้งานของแต่ละชนิดขึ้นอยู่กับวงจรที่นำไปใช้ แต่เนื่องจากที่ผ่านมาอุปกรณ์พาสซีฟชนิดที่ปรับค่าได้มักมีขนาดใหญ่และใช้การปรับค่าด้วยวิธีการทางกล (Mechanical) ดังนั้น ต่อมาจึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีการสร้างและออกแบบวงจรรวม (Integrated Circuit) ขึ้นมา ทำให้มีการพัฒนาอุปกรณ์ที่ปรับค่าได้ และปรับค่าไม่ได้ให้เป็นอุปกรณ์ชนิดแอคทีฟ (Active Element) เนื่องจากสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางกว่า

ซึ่งในปัจจุบันได้มีการออกแบบอิมพีแดนซ์ R,L และ C จากอุปกรณ์แอคทีฟหลายชนิด เช่นจากการใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and Information Technology

(ReCCIT),King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

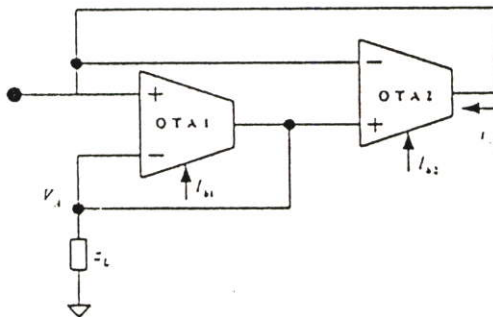


วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) [1-2], ออปแอมป์ (Operational Amplifier) [3] หรือจากการใช้ OTA (Operational Transconductance Amplifier)

ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนองจรสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ หรือ GIC (General Impedance Converter) ด้วย OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิต่อการทำงาน และยังได้มีการปรับปรุงช่วงปฏิบัติการของ OTA ให้กว้างขึ้น โดยต่อร่วมกับวงจรสายพานกระแส และ อิมพีแดนซ์ที่เป็นองค์ประกอบพาสซีฟที่ทราบค่าจำนวน 3 ตัว ทำให้อิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร GIC ที่ได้ออกแบบในบทความนี้ ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง และยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นั่นคือจากการปรับค่ากระแสไบอัสของ OTA ดังนั้นวงจร GIC ที่ได้ออกแบบนี้จึงเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานด้านอื่นๆได้

**ทฤษฎี และหลักการทำงานของวงจร**

วงจปรับค่าอิมพีแดนซ์โดยไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ



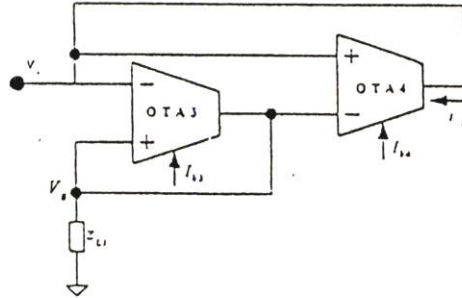
รูปที่ 1 วงจปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีการป้อนกลับแบบลบ

จากวงจรรูปที่ 1 เป็นวงจปรับค่าอิมพีแดนซ์ โดย OTA<sub>1</sub> ต่อเป็นวงจแรงดันตาม มี Z<sub>L</sub> เป็นตัวเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นกระแส และปรับปรุงช่วงปฏิบัติการของวงจ [4] ส่วน OTA<sub>2</sub> ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันต่างเป็นค่ากระแสเอาท์พุท I<sub>o2</sub> ป้อนกลับมาที่ส่วนอินพุตของวงจ โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V<sub>in</sub>/I<sub>o2</sub> ได้ดังสมการ

$$\frac{V_{in}}{I_{o2}} = Z_{in} = Z_L \left( \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) + \frac{1}{g_{m2}} \tag{1}$$

โดยที่ Z<sub>in</sub> เป็นค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจ

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (1) จะเห็นได้ว่า ค่าอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจ สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของ OTA แต่เนื่องจากมีการบวกด้วยค่าความต้านทาน 1/g<sub>m2</sub> ดังนั้นจึงทำการออกแบบ Z<sub>L</sub> ใหม่โดยใช้วงจปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ดังรูป

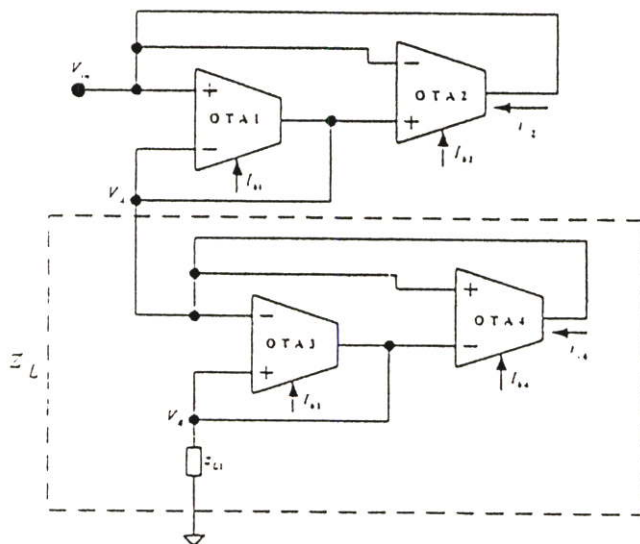


รูปที่ 2 วงจรปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีการป้อนกลับแบบบวก

จากวงจรรูปที่ 2 สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรได้ดังสมการ

$$\frac{V_s}{I_{s4}} = Z_L = Z_{L'} \left( \frac{g_{m3}}{g_{m4}} \right) - \frac{1}{g_{m4}} \quad (2)$$

ดังนั้นสามารถแสดงวงจรรูปที่ 1 ที่ทำการแทน  $Z_L$  ด้วยวงจรในรูปที่ 2 ได้ดังนี้



รูปที่ 3 วงจรปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่ขึ้นตรงกับจุดหมุน

จากวงจรรูปที่ 3 สามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจร ได้ดังสมการ

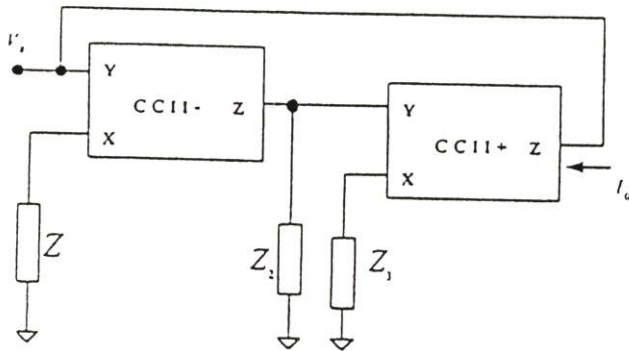
$$Z_{in} = \frac{V_o}{I_{o1}} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} Z_{L1} \quad (3)$$

โดยกำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2}$  และจากการที่  $g_m = I_o / 2V_T$  เป็นค่าอัตราขยายของ OTA (Transconductance Gain) จะได้ว่า

$$Z_{in} = \frac{I_{o1}}{I_{o2}} Z_{L1} \quad (4)$$

จากสมการที่ (4) จะเห็นได้ว่า ค่าอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้ สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของ OTA ซึ่งมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับ ค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลง

วงจร GIC (General Impedance Converter) ที่ไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ

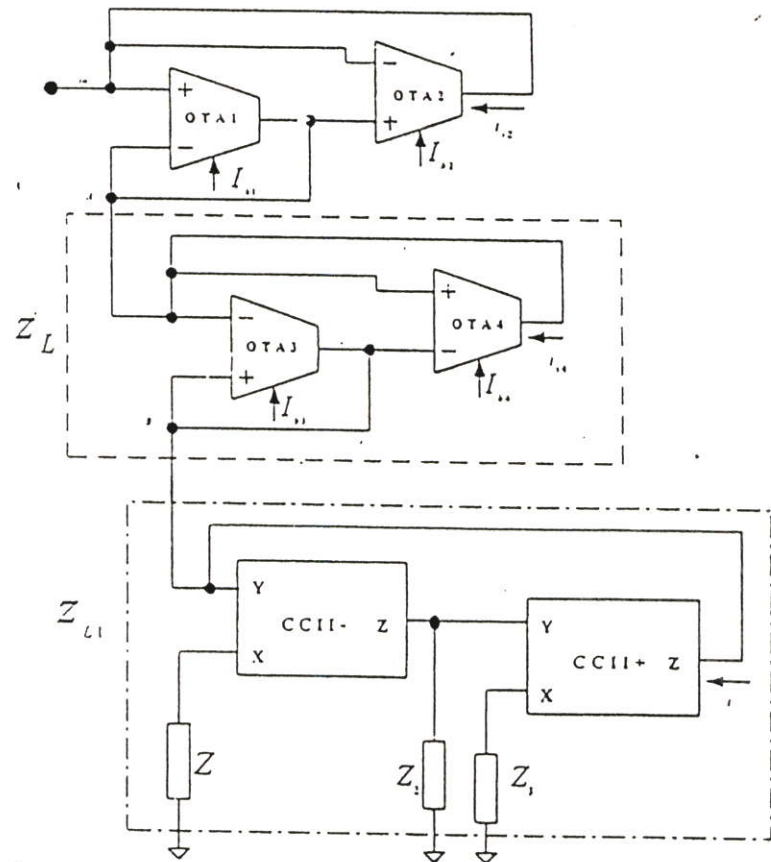


รูปที่ 4 วงจรปรับค่าอิมพีแดนซ์ ด้วย CCII (Current Conveyor)

จากวงจรรูปที่ 4 เป็นวงจรปรับค่าอิมพีแดนซ์ โดยใช้ CCII + และ CCII- ต่อรวมอยู่กับอิมพีแดนซ์ที่ทราบค่า ซึ่งเป็นองค์ประกอบพาสซีฟ จำนวน 3 ตัว จากวงจร สามารถหาค่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_o / I_o$  ได้ดังสมการที่ (5) ดังนี้

$$\frac{V_o}{I_o} = Z_{in} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \quad (5)$$

จากวงจรรูปที่ 1, 2 และ 3 สามารถแสดงวงจร GIC ที่ไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิได้ดังนี้



รูปที่ 5 วงจร GIC ที่ไม่ขึ้นตรงกับอุนหภูมิ และสามารถปรับค่าได้ด้วยอัตราส่วนกระแส

จากวงจรรูปที่ 5 จะเห็นได้ว่าเป็นวงจรสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ หรือ วงจร GIC (General Impedance Converter Circuit) ที่ไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง ทั้งนี้เนื่องจากการชดเชยผลของอุณหภูมิ ซึ่งปกติแล้วในการเลือกใช้ OTA ในกรอกแบบ ค่าของระบบจะขึ้นตรงกับ  $g_m = I_o/2V_T$  โดยมี  $V_T$  เป็นแรงดันที่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ ดังนั้นจากรูปที่ 5 วงจรได้ออกแบบการสังเคราะห์อิมพีแดนซ์ขึ้นโดยปราศจากค่า  $V_T$  ดังแสดงในสมการที่ (7) และนอกจากนี้ยังได้มีการปรับปรุงช่วงปฏิบัติการของ OTA ให้สูงขึ้นด้วย [4] โดยจากวงจร GIC แสดงให้เห็นได้ว่า อิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้นั้น จะเป็นอิมพีแดนซ์ชนิดใด ขึ้นอยู่กับการเลือกใช้อิมพีแดนซ์  $Z_1, Z_2, Z_3$  ในวงจรว่าจะเลือกใช้อย่างไร โดยที่ชนิดและค่าของอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร สามารถกำหนดและปรับเปลี่ยนค่าได้ ตามความสัมพันธ์ของ  $Z_1, Z_2$  และ  $Z_3$  ต่อ กระแสไบอัสของ OTA ดังสมการ

$$\frac{V_o}{I_{o2}} = Z_m = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \left( \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \right) \tag{6}$$

และจากกาที่  $g_m = I_o/2V_T$  จากสมการที่ (6) จะได้ว่า



$$Z_{in} = \frac{I_{o2}}{I_{o1}} \left( \frac{Z_1 Z_2}{Z_2} \right) \tag{7}$$

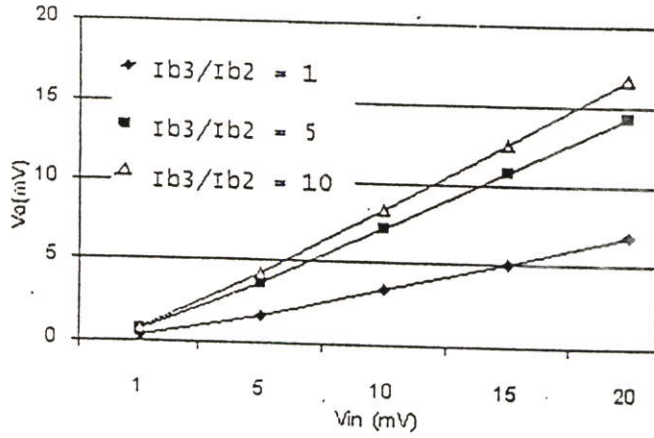
จากสมการที่ (7) แสดงว่า วงจร GIC สามารถกำหนดให้เป็นอิมพีแดนซ์ได้ทั้งชนิด R, L หรือ C และยัง  
สามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ได้ ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically Tunable) โดยเลือกปรับที่ค่ากระแส  
ไบอัสของ OTA ซึ่งมีคุณลักษณะเป็นเชิงเส้นกับค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลง

**ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร**

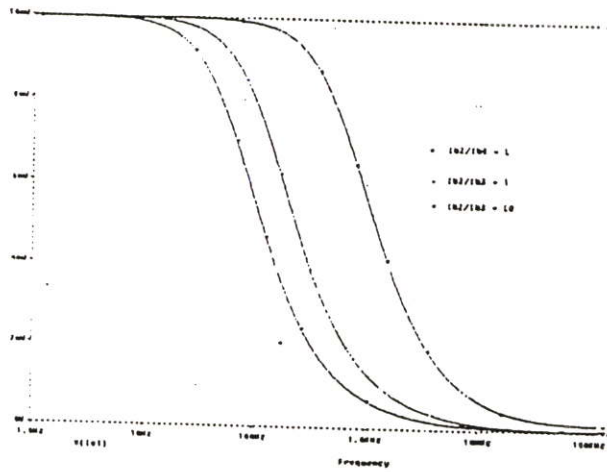
จากวงจรรูปที่ 5 ได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจร โดยใช้การเลียนแบบการทำงานของวงจรอง  
ความถี่ ด้วยโปรแกรม PSPICE เป็นวงจรทดสอบ และใช้โครงสร้างของ OTA ตาม IC เบอร์ LM3080 , โครงสร้าง  
ของ CCII ตาม IC เบอร์ AD844 ซึ่งสามารถแสดงรูปแบบวงจรทดสอบ สำหรับอิมพีแดนซ์แต่ละชนิดที่สังเคราะห์  
จากวงจร ได้ดังตารางที่ 1

IMPEDANCE	TESTING CIRCUIT	CIRCUIT	THEORY
R-GROUND	VOLTAGE DIVIDER		$Z_{in} = R_{in} = \frac{I_{o1}}{I_{o2}} R$ เมื่อ $z_1 = z_2 = z_3 = R$
C-GROUND	LOWPASS-FILTER		$C_{in} = \left( \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{I_{o2}}{I_{o1}} C_2$
L-GROUND	HIGHPASS-FILTER		$L_{in} = \left( \frac{I_{o1}}{I_{o2}} \right) R_1 C_2$ เมื่อ $z_1 = z_3 = R$

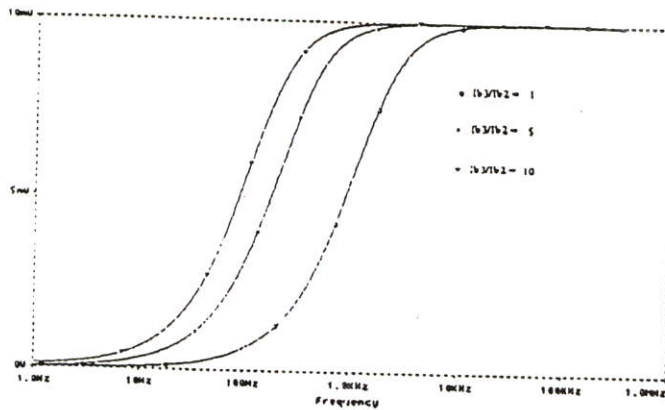
จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร สามารถแสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรองความถี่  
ต่ำผ่าน (Lowpass-Filter) และวงจรองความถี่สูงผ่าน (Highpass-Filter) ที่เกิดจากการต่อวงจร GIC ร่วมกับองค์  
ประกอบพาสซีฟอื่น ได้ดังรูป



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 6 ผลตอบสนองของวงจรทดสอบที่โซิมทีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร GIC



- (a) กรณีอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้เป็น  $R_{\infty}$
- (b) กรณีอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้เป็น  $C_{\infty}$
- (c) กรณีอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้เป็น  $L_{\infty}$

จากรูปที่ 6 เป็นรูปแสดงผลตอบสนองของวงจรทดสอบ ที่เกิดจากการใช้อิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร GIC โดยรูปที่ 6(a) เป็นรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตต่อแรงดันเอาต์พุต ( $V_{in}/V_o$ ) ที่อัตราส่วน  $I_{o1}/I_{o2}$  ค่าต่างๆ ซึ่งเกิดจากการต่อวงจรทดสอบเป็นวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) โดย  $R_{\infty}$  ที่สังเคราะห์นี้ได้เกิดจากการกำหนดให้  $Z_1 = Z_2 = Z_3 = R = 1 \text{ k}\Omega$  รูปที่ 6(b) เป็นรูปแสดงผลตอบสนองต่อความถี่การทำงานของวงจรทดสอบกรองความถี่ต่ำผ่านที่  $I_{o1}/I_{o3}$  มีค่าต่างๆ โดย  $C_{\infty}$  ที่สังเคราะห์ได้เกิดจากการกำหนดให้  $Z_1 = R = 2 \text{ k}\Omega$   $Z_2 = R = 5 \text{ k}\Omega$  ,  $Z_3 = 1/sC$  (กำหนดให้  $C=0.1\mu\text{F}$ ) และรูปที่ 6(c) แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรทดสอบความถี่สูงผ่านโดย  $L_{\infty}$  ที่สังเคราะห์ได้เกิดจากการกำหนดให้  $Z_1 = R = 2 \text{ k}\Omega$  ,  $Z_2 = 1/sC$  (กำหนดให้  $C_3=0.1 \text{ uH}$ ) และ  $Z_3 = R = 5 \text{ k}\Omega$

### บทสรุป

เมื่อพิจารณาจากทฤษฎี และหลักการทำงานของวงจร GIC และจากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรทดสอบด้วยอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร GIC นั้น จะเห็นได้ว่าการกำหนดให้อิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้จากวงจร GIC เป็นอิมพีแดนซ์ชนิดใดนั้นขึ้นอยู่กับข้อกำหนดชนิดของ  $Z_1, Z_2$  และ  $Z_3$  และอิมพีแดนซ์ที่สังเคราะห์ได้ สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นั่นคือจากการปรับค่ากระแสไบอัสของ  $OTA_2$  และ  $OTA_3$  นอกจากนั้นวงจร GIC ที่ได้นำเสนอในบทความนี้ มีค่าที่ไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง และยังมี การปรับปรุงช่วงการปฏิบัติงานของ  $OTA$  ให้สูงขึ้นอีกด้วย ดังนั้นวงจร GIC จึงมีประโยชน์อย่างมากในการนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรด้านต่างๆ

### เอกสารอ้างอิง

- [1] C. L. Hour , R. Yean and W. Y. Wang , " Novel Floating-Impedance Using CCII+ ," *Int. Con. on Microelectronics* , vol. 2 , Sep.1997.
- [2] C. M. Chang , H. Y. Wang and C. C. Chien , " Realization of series impedance function using one CCII+ ," *Int. J. Electronics* , vol.76 , no.1 . pp.83-85, 1994
- [3] R. Senani and D. R. Bhaskar, " A Simple Configuration for Realizing Voltage - Controlled Impedances," *IEE Trans. Circuit and Systems*, vol. 39, no.1, Jan. 1992.
- [4] W.Surakamptom , V.Riewruja , K.Komwachara , C.Surawatpunya and K.Auntahirunrat. " Temperature - Insensitive Voltage - to - Current Converter and Its Applications ," *IEEE Trans.Instrument.Measure.*, vol.48 , no.6 , pp.1270-1277 , Dec.1990.

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวนงลักษณ์ เอี่ยมจรัส เกิดเมื่อวันที่ 9 สิงหาคม 2519 จังหวัดราชบุรี และได้สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร) จากมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ปีการศึกษา 2540 และในปีการศึกษา 2543 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์ทำงาน เริ่มทำงานที่การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค ตั้งแต่ พ.ศ. 2541 จนถึงปัจจุบัน ปัจจุบันทำหน้าที่วิศวกร ระดับ 4 แผนกบำรุงรักษาสายส่ง 2 กองบำรุงรักษาระบบไฟฟ้า ฝ่ายบำรุงรักษาระบบไฟฟ้า การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค (สำนักงานใหญ่)