

จงจรกรองความถี่ไบควอด OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล

A DIGITALLY PROGRAMMABLE OTA-C BIQUAD FILTER



จัดทำขึ้นเป็นงานหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

KMITL-2010-EN-M-010-033

วงจรกรองความถี่ไปควอด OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล

A DIGITALLY PROGRAMMABLE OTA-C BIQUAD FILTER



T110320



อพ.

๘ ๕๕๗ ๑

๑๕๕๖

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน... **110320**  
วัน,เดือน,ปี... - 1 พ.ย. 2553

b...12262432...  
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

# A DIGITALLY PROGRAMMABLE OTA-C BIQUAD FILTER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2010

**KMITL 2010-EN-M--010-033**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2010**

**FACULTY OF ENGINEERING**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานภายในของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรกรองความถี่ไปควอด OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล

Thesis Title A Digitally Programmable OTA-C Biquad Filter

นักศึกษา นายสุรัตน์ สุภรรณะ

รหัสประจำตัว 48060956

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-M-010-033

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี	
รศ.สมยศ จุณณะปิยะ	
รศ.จิระศักดิ์ ชาญวุฒิชัยธรรม	
รศ.ดร.ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์	
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 1 เมษายน พ.ศ. 2553 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

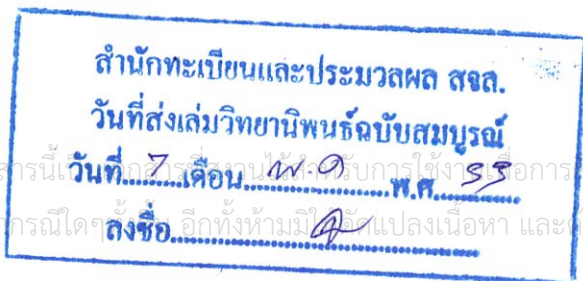
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 1 เมษายน พ.ศ. 2553



เอกสารนี้ได้รับการขึ้นทะเบียนไว้เพื่อใช้ในการอ้างอิงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีข้อสงสัยหรือต้องการแจ้งเรื่องร้องเรียน กรุณาติดต่อฝ่ายทะเบียนและประมวลผล

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรกรองความถี่ไบควอด OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล
นักศึกษา	นายสุรัตน์ สุภรณ์ระ
รหัสประจำตัว	48060956
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวิธีการโปรแกรมค่าพารามิเตอร์วงจรกรองความถี่ไบควอดทางดิจิทัล วงจรกรองความถี่ไบควอดแบบยูนิเวอร์แซลที่จูนค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้อย่างอิสระจากกันจะถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับวงจรโปรแกรมค่าทางดิจิทัล ดังนั้นวงจรกรองความถี่ไบควอดแบบยูนิเวอร์แซลที่ได้จึงสามารถควบคุมค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  โดยการโปรแกรมแบบดิจิทัลซึ่งทำให้วงจรกรองความถี่ที่ได้เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมในแบบผสมระหว่างอนาล็อกและดิจิทัลด้วยเทคโนโลยี LSI ทั้งเทคโนโลยีซีมอสและไบโพลาร์ ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice สามารถยืนยันการทำงานของวงจรโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

<b>Thesis Title</b>	A Digitally Programmable OTA-C Biquad Filter
<b>Student</b>	Mr. Surat Sukanna
<b>Student ID.</b>	48060956
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2010
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

### ABSTRACT

In this paper, a technique for digitally programmable universal biquad filter is presented. The independent control of  $\omega_o$  and  $Q$  of universal biquad filter is joined with the proposed technique. Therefore, the  $\omega_o$  and  $Q$  of universal biquad filter can be programmable, the digitally programmable universal biquad filter is suitable for a mixed digital-analog LSI. The proposed system performance is confirmed by using PSpice simulation based on bipolar transistors.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วง ได้ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ บุคคลและองค์กรที่มีรายชื่อดังนี้

พ่อและแม่ ผู้อบรมเลี้ยงดู ให้การศึกษา สนับสนุน ให้คำแนะนำและเป็นแบบอย่างที่ดีต่อผู้เขียนเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร. กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้กรุณาให้โอกาสแก่ผู้เขียนเสมอมา ตลอดจนคำปรึกษา ชี้แนะแนวคิดใหม่ในการทำวิจัย และฝึกฝนผู้เขียนให้มีความสามารถในการทำวิจัยที่มีประสิทธิภาพ ทั้งทางตรงและทางอ้อม รวมถึงการอบรมสั่งสอนให้แนวคิดในการดำเนินชีวิต ผู้เขียนจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ดร.มนตรี คำเงิน ที่ได้ให้โอกาสแก่ผู้เขียน แนวคิด ความรู้ทางวิชาการ และกำลังใจ โดยไม่หวังสิ่งตอบแทน ส่งผลให้เป็นแบบอย่างที่ดีแก่ผู้เขียน เพื่อได้ถ่ายทอดความรู้แก่ผู้อื่นต่อไป

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พิพัฒน์ พรหมมี ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กฤษณ์ อ่างแก้ว รองศาสตราจารย์ ดร. สุรพันธ์ ยิ้มมั่น และรองศาสตราจารย์ จิระศักดิ์ ชาญวุฒิชิธรรม ที่มีส่วนในการช่วยเหลือต่าง ๆ จนทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงไปได้

ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องมือวัดและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ซึ่งเป็นสถานที่ทำงานของผู้เขียน เป็นที่ให้ประสบการณ์ที่มีคุณค่า ที่ส่งเสริมผู้เขียนด้วยดี ตลอดมา

สุรัตน์ สุภรรณะ

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 ที่มาของงานวิจัย.....	1
1.3 จุดมุ่งหมายของงานวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	3
2.2.1 วงจรสมมูลย์และแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	3
2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	5
2.3 สรุป.....	9
บทที่ 3 ทฤษฎีวงจรรองความถี่.....	10
3.1 บทนำ.....	10
3.2 พื้นฐานวงจรรองความถี่.....	10
3.2.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน.....	10
3.2.2 วงจรรองความถี่สูงผ่าน.....	11
3.2.3 วงจรรองแถบความถี่ผ่าน.....	11
3.2.4 วงจรรองกำจัดแถบความถี่.....	12
3.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่.....	12
3.4 วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่.....	15

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5 ค่าความไว.....	22
3.6 บทสรุป.....	24
บทที่ 4 วงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	25
4.1 บทนำ.....	25
4.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	25
4.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	25
4.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาตโคด.....	26
4.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....	28
4.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....	28
4.3 วงจรขยายค่าความนำ.....	28
4.3.1 วงจรขยายค่าความนำชนิดใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	28
4.3.2 โครงสร้างภายในของวงจรขยายค่าความนำ.....	29
4.4 หลักการพื้นฐานของวงจรอินทิเกรเตอร์.....	35
4.5 วงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้โอทีเอและตัวเก็บประจุ.....	42
4.5.1 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียในโหมดกระแส.....	42
4.5.2 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียในโหมดกระแส.....	43
4.6 วงจรความต้านทานทางอิเล็กทรอนิกส์.....	45
4.7 สรุป.....	46
บทที่ 5 วงจรกรองความถี่ไปควอด OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล.....	47
5.1 บทนำ.....	47
5.2 ทฤษฎีและหลักการ.....	48
5.3 วงจรกรองความถี่ไปควอดแบบยูนิเวอร์แซล.....	48
5.4 วงจรไบอัสที่ควบคุมด้วยสวิทช์.....	50
5.4.1 ค่าความไวของ $\omega_0$ และค่า $Q$ .....	53
5.5 ผลการเลียนแบบการทำงาน.....	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	58
6.1 บทสรุป.....	58
บรรณานุกรม.....	59
ภาคผนวก.....	62
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์และวงจรรองความถี่.....	62
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	71
ประวัติผู้เขียน.....	79



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	4
2.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....	4
2.3 วงจรสมมูลย์ของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....	8
3.1 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ.....	10
3.2 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ.....	11
3.3 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ.....	11
3.4 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองกำจัดแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ.....	12
3.5 โครงข่ายวงจรสองพอร์ตที่มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแบบลอยตัว.....	12
3.6 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	16
3.7 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง.....	16
3.8 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง.....	17
3.9 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง.....	17
3.10 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านอันดับสอง.....	18
3.11 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่านอันดับสอง.....	19
3.12 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรรองกำจัดแถบความถี่ผ่านอันดับสอง.....	20
3.13 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองกำจัดแถบความถี่ผ่านอันดับสอง.....	20
3.14 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรรองผ่านทุกความถี่ผ่านอันดับสอง.....	21
3.15 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านทุกความถี่ผ่านอันดับสอง.....	21
3.16 การตอบสนองทางขนาดเชิงเฟสของวงจรรองผ่านทุกความถี่ผ่านอันดับสอง.....	21
3.17 รูปวงจรซึ่งตัวต้านทานตัวหนึ่งถูกแยกออกมาเพื่อศึกษา.....	23
4.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	25
4.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาจโคคที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	26
4.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	27
4.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุงที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	27
4.5 บล็อกไดอะแกรมแสดง โครงสร้างพื้นฐานของ OTA.....	29
4.6 วงจรสมมูลของวงจรมิตเตอร์ร่วมค่าความนำทางอุดมคติ.....	29
4.7 วงจรขยายค่าความแตกต่าง.....	29
4.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตของวงจรมิตเตอร์ร่วมค่าความนำ.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 วงจรรวมพื้นฐานของโอทีเอที่ใช้งานทั่วไป.....	32
4.10 สัญลักษณ์วงจรรวมพื้นฐานของโอทีเอ.....	34
4.11 หลักการทำงานของวงจรรีทริกเตอร์.....	35
4.12 วงจรรีทริกเตอร์แบบอูมคคิเมื่อจ่ายแรงดันอินพุทเป็นแรงดันที่มีค่าคงที่ ณ ช่วงเวลาหนึ่ง.....	36
4.13 วงจรรีทริกเตอร์ RC.....	36
4.14 แรงดันเอาต์พุทของวงจรรีทริกเตอร์ RC เมื่อแรงดันอินพุทเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม.....	39
4.15 วงจรรีทริกเตอร์โดยใช้อุปกรณ์ต่อร่วมกับ RC.....	39
4.16 สัญญาณเอาต์พุทของวงจรรีทริกเตอร์กรณีที่เป็นอูมคคิและกรณีที่ไม่เป็นไปตาม อูมคคิ.....	41
4.17 สัญญาณเอาต์พุทของวงจรรีทริกเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทรูปแบบต่าง ๆ.....	41
4.18 วงจรรีทริกเตอร์แบบ ไม่มีการสูญเสียในโหมคระแส.....	42
4.19 วงจรรีทริกเตอร์แบบมีการสูญเสียในโหมคระแส.....	43
4.20 วงจรความต้านทานทางอิเล็กทรอนิกส์.....	45
5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ไปควอดแบบยูนิเวอร์แซล.....	48
5.2 วงจรกรองไปควอดยูนิเวอร์แซลแบบ SIMO.....	48
5.3 วงจรควบคุมด้วยกระแสไบอัส (ก) วงจรโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	50
(ข) สัญลักษณ์.....	50
5.4 วงจรไปควอดที่ควบคุมด้วยวิธีทางดิจิทัล.....	52
5.5 วงจร โอทีเอแบบหลายเอาต์พุทโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	52
5.6 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 10 \mu A$ .....	55
5.7 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 50 \mu A$ .....	55
5.8 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 100 \mu A$ .....	56
5.9 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 150 \mu A$ .....	56
5.10 ผลการจำลองการปรับค่า $Q$ มีค่าเท่ากับ 0.707, 1, 2, 4 และ 6.....	57

# สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

5.1 การควบคุมค่า  $\omega_0$  ด้วยกรโปรแกรมแบบดิจิทัลขนาด 4 บิต.....54



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีทางการออกแบบวงจรรวมได้วิวัฒนาการไปอย่างรวดเร็ว โดยจะใช้เทคโนโลยี VLSI ในการออกแบบวงจรทั้งประเภทอนาล็อกและดิจิทัล สำหรับวงจรประเภทอนาล็อกในปัจจุบัน เช่น วงจรกรองสัญญาณหรือวงจรกรองความถี่ นับว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญที่ใช้ในการออกแบบวงจรระบบโทรคมนาคม ระบบเครื่องมือวัด และในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อก เช่น Adaptive Filter Tracking Filter การสังเคราะห์เสียงพูด การสังเคราะห์เสียงดนตรี ล้วนแต่ต้องการวงจรกรองความถี่ที่โปรแกรมได้ในแบบดิจิทัลมาประยุกต์ใช้งาน

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการ โปรแกรมค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่ที่โปรแกรมได้ในแบบดิจิทัล เพื่อที่จะสามารถนำไปตัดแปลงใช้ร่วมกับไมโครคอมพิวเตอร์ได้ โดยการออกแบบวงจรสามารถใช้ได้กับเทคโนโลยีไบโพลาร์และเทคโนโลยีซีมอส

### 1.2 ที่มาของงานวิจัย

จากความสำคัญที่กล่าวมาในข้างต้นของประเด็นปัญหาวงจรกรองความถี่ที่โปรแกรมได้แบบดิจิทัล ที่ผ่านมามีการนำเสนอวงจรกรองความถี่ที่โปรแกรมได้แบบดิจิทัลไว้มากมายใน [1]-[8] Switched Capacitor (SC) คือวิธีการที่มักจะถูกนำมาใช้สำหรับตัวกรองที่โปรแกรมได้ [1]-[5] ถึงแม้ว่าวิธีการ SC จะมีข้อดีหลายอย่าง แต่ข้อเสียที่เป็นปัญหาสำคัญคือใช้โอปแอมป์ ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าความสามารถในการปฏิบัติงานที่ความถี่สูงถูกกำหนดโดยค่า Gain Bandwidth Product (GBW) ของตัวมัน อีกทั้งวงจรที่สร้างจากโอปแอมป์มักจะใช้แหล่งจ่ายสูง นอกจากนี้วงจร SC ยังใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวอีกด้วยซึ่งจะทำให้การนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมีความยุ่งยาก Switched-Current (SI) คืออีกวิธีหนึ่งที่ถูกนำมาใช้สำหรับตัวกรองที่โปรแกรมได้ [6]-[8] การไม่ใช้ตัวเก็บประจุและไม่ต้องการวงจรส่วนประกอบที่มีความเที่ยงตรงคือข้อดีของวิธีการ SI แต่ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวิธีการ SI คือ มีค่าผิดพลาดอัตราส่วนของค่าความนำอินพุตต่อเอาต์พุต (output-input conductance ratio error) มีค่าผิดพลาดจากการตั้ง (setting error) อีกทั้งมีค่าผิดพลาดจากการฉีดประจุ (charge injection error) และที่ผ่านมามีการนำเสนอวงจรกรองความถี่ไบควอดแบบหลายหน้าที่ ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่แบบหนึ่งที่สามารถทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ได้หลายชนิดในวงจรเดียว เช่น วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่านและวงจรกรองแถบความถี่หยุด โดยใช้วงจรโอทีเอและตัวเก็บประจุ (OTA-C) ได้มีการนำเสนอไว้มากมาย แต่มีเพียงเล็กน้อยเท่านั้นที่นำเสนอวิธีการ โปรแกรมค่าแบบดิจิทัล [9]-[11] ทำให้เป็นประเด็นที่น่าสนใจ ในการคิดที่จะปรับปรุงและพัฒนาวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ที่ทำงานในโหมดกระแส การที่จะทำให่วงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถโปรแกรมค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรกรองความถี่สามารถโปรแกรมได้ในแบบดิจิทัล เพื่อนำไปดัดแปลงใช้งานร่วมกับไมโครคอมพิวเตอร์ได้

### 1.3 จุดมุ่งหมายของงานวิจัย

จุดประสงค์ของงานวิจัยที่นำเสนอนี้คือต้องการออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่โหมคระแสดที่มีหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตและสามารถโปรแกรมค่าได้แบบดิจิทัล ซึ่งวงจรที่สร้างมีความง่ายสามารถสร้างจากวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย วงจรขยายความนำ (OTA) และค่าความจุเพียง 2 ตัว เท่านั้น โดยทั้งหมดจะถูกออกแบบให้อยู่บนพื้นฐานของเทคโนโลยีไบโพลาร์ วงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นวงจรกรองความถี่ได้ 3 ชนิดมาตรฐาน โดยคาดหวังว่าเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมจะทำให้ง่ายต่อการใช้งาน ไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ เมื่อต้องการที่จะเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  โดยในการศึกษาและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรจะใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อยืนยันประสิทธิภาพและทฤษฎีของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

### 1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาวิจัยเพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ที่ทำงานในโหมคระแสดสามารถโปรแกรมได้ในแบบดิจิทัล โดยเนื้อหาจะแบ่งออกเป็น 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 จะกล่าวถึงที่มาของงานวิจัยและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

บทที่ 4 จะกล่าวถึงวงจรย่อยที่จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจร ซึ่งเนื้อหาต่างๆ ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแส วงจรขยายค่าความนำ

บทที่ 5 จะกล่าวถึงวงจรกรองความถี่ในรูปแบบกระแสหลายหน้าที่ที่สามารถโปรแกรมค่าได้ทางดิจิทัล การจำลองและผลการจำลองการทำงานที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice

บทที่ 6 จะเป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

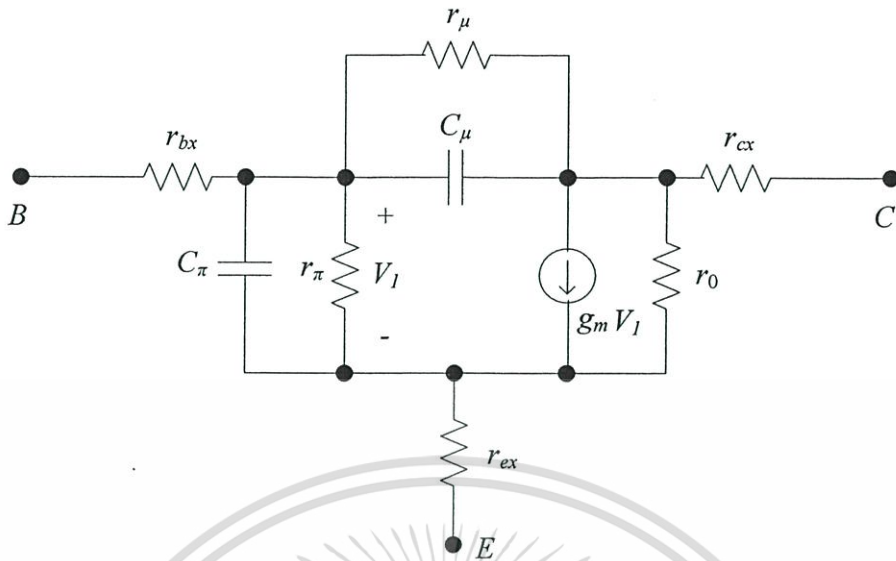
### 2.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์การออกแบบวงจรและการเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องเข้าใจ ถึงวงจรสมมูลย์ และแบบจำลองที่ใช้แสดงพฤติกรรมทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์ซึ่งเป็นสิ่งประดิษฐ์ทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ตัวนำประเภทแอคทีฟจำพวกไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์[12]-[14] และเพื่อเป็นแนวทางที่จะนำผลจากสมการของอุปกรณ์นั้น ๆ ไปใช้คำนวณกับวงจรรวมที่ออกแบบขึ้น เนื่องจากสมรรถนะของวงจรมานั้น จะขึ้นอยู่กับความเหมาะสมและความถูกต้องของแบบจำลองที่จะใช้แทนตัวอุปกรณ์นั้น ซึ่งจะมีความสำคัญมาก สำหรับนักออกแบบวงจรที่จะต้องเข้าใจขีดจำกัดการทำงานและย่านการใช้งานแบบจำลองการทำงานของอุปกรณ์ ซึ่งนำไปสู่ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้น และใช้เป็นข้ออ้างอิงกับผลที่ได้จากการทดลองต่อวงจรจริงขึ้น หรือการเลียนแบบการทำงานของวงจรจากการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป เช่น โปรแกรม PSpice เป็นต้น

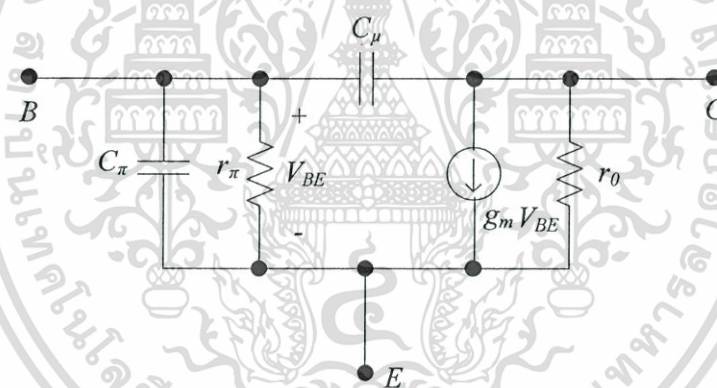
### 2.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

#### 2.2.1 วงจรสมมูลย์และแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ในการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โดยทั่ว ๆ ไปนั้น จะกำหนดให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีการทำงานภายใต้การทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear) หรือการทำงานในช่วงแอคทีฟ (Active Mode) โดยรอยต่อของขาเบส (Base) กับขาคอลเลคเตอร์ (Collector) จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ (Reverse Bias) วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.1 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ นั้นจะประกอบไปด้วยค่าความต้านทาน  $r_{\mu}$  และ  $r_o$  คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับ ของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาคอลเลคเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ ตามลำดับ สำหรับความต้านทาน  $r_{\mu}$  จะมีค่าที่สูงมากเสมือนกับเป็นวงจรเปิด จึงสามารถตัดทิ้งได้ ในส่วนค่าความต้านทาน  $r_o$  คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์และในการพิจารณา ค่าคาปาซิแตนซ์ (Capacitance) ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $C_{\mu}$  และ  $C_{\pi}$  คือคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ ตามลำดับ ดังนั้น วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) โดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) สามารถเขียนใหม่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

สำหรับแบบจำลอง (Model) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้เลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยใช้แบบจำลองของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP จะใช้เบอร์ Q2N3904 และเบอร์ Q2N2906 ตามลำดับ โดยแบบจำลองทั้งสองมีดังนี้

\* Q2N3904 NPN TRANSISTOR NATIONAL

.MODEL Q2N3904 NPN(Is=6.734f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=416.4 Ne=1.259

Ise=6.734f Ikf=66.78m Xtb=1.5 Br=.7371 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1 Cjc=3.638p Mjc=.3085

Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.493p Mje=.2593 Vje=.75 Tr=239.5n Tf=301.2p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า (Rb=10)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\* Q2N2905 PNP TRANSISTOR NATIONAL

.MODEL Q2N2905 PNP(Is=1.41f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=18.7 Bf=180.7 Ne=1.5 Ise=0  
Ikf=80m Xtb=1.5 Br=4.977 Nc=2 Isc=0 Ikr=0Rc=2.5 Cjc=9.728p Mjc=.5776 Vjc=.75  
Fc=.5 Cje=8.063p Mje=.3677 Vje=.75 Tr=33.42n Tf=179.3p Itf=.4 Vtf=4Xtf=6 Rb=10)

## 2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เนื่องจากทฤษฎีการทำงานและสมการโดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้มีการนำเสนอไว้แล้วในเอกสารอ้างอิง [1,6] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขออ้างอิงและกล่าวถึงเฉพาะสมการสำคัญ ๆ ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์และอ้างผลการทำงานของวงจรเท่านั้น ซึ่งในการใช้งานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะไปอัสให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีการทำงานในช่วงแอกทีฟ ช่วงนี้จะไปอัสให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ หรือ  $V_{BE}$  จะต้องเป็นไบอัสตรง (Active Mode) และจะไปอัสให้ค่าแรงดันไฟฟ้า ที่รอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ หรือ  $V_{BC}$  จะต้องไบอัสกลับ ซึ่งจะพบว่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของช่วงปฏิบัติงานสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (Large Signal) ของกระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (2.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} I_C &= I_S \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \\ &= I_S \exp\left(\frac{qV_{BE}}{V_T}\right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

โดยที่

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

หรือ

$$I_S = JA_E$$

และ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$q$  = ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$

$D_B$  = ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส ( $\text{cm}^2 / \text{s}$ )

$n_i$  = ค่าความหนาแน่นของประจุพาหะชนิดหนึ่งชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทรีซิก ( $\text{cm}^{-3} / \text{s}$ )

$A_E$  = ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ( $\text{cm}^2$ )

$Q_B$  = ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ ( $\text{cm}^{-3}$ )

$V_{BE}$  = ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขา B กับขา E (V)

$k$  = ค่าคงที่ของ Boltzmann's Constant มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J}/^\circ\text{K}$

$T$  = ค่าอุณหภูมิรอบข้าง ( $^\circ\text{K}$ )

$I_S$  = ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) (A)

$J$  = ค่าความหนาแน่นของกระแส ( $\text{A}/\text{cm}^2$ )

$V_T$  = ค่าแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) (V)

จากสมการที่ (2.2) พบว่า ค่ากระแส  $I_C$  จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $V_T$  โดยที่ค่าของ  $V_T$  มีค่าประมาณ  $26 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$  ซึ่งค่ากระแส  $I_C$  เห็นได้ว่าสมการดังกล่าวมีคุณลักษณะเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล

จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส  $I_C$  คงที่เทียบกับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทางปฏิบัติ เมื่อค่ากระแส  $I_C$  เพิ่มขึ้น จะมีผลทำให้ค่าแรงดัน  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากผลของ Base-Width Modulation ทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เป็นดังสมการที่ (2.3)

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left[1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right] \quad (2.3)$$

เมื่อ  $V_A$  คือ ค่าแรงดันชดเชย (Early Voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ จากสมการที่ (2.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน  $V_{BE}$  กับค่ากระแส  $I_C$  ได้ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมูลยของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) แสดงดังในรูปที่ 2.2 ในการหาสมการแสดงความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.2 สามารถหาได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่ (2.2) สามารถหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{BE}$  ซึ่งจะได้ดังสมการที่ (2.5)

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_C}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} \\ &= \frac{qI_C}{kT} \\ &= \frac{I_C}{V_T} \end{aligned} \quad (2.5)$$

โดยที่  $g_m$  คือค่าความนำของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Transconductance) จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง  $T$  และจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัสของกระแสคอลเลกเตอร์ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และในส่วนความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_B$  กับค่าแรงดัน  $V_{BE}$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} g_\pi &= \left. \frac{dI_B}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} \\ &= \frac{1}{\beta_F} \left. \frac{dI_C}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} \\ &= \frac{g_m}{\beta_F} \end{aligned} \quad (2.6)$$

เมื่อ

$\beta_F$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

$g_\pi$  คือ ค่าความนำที่ขาเบส ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน ( $r_\pi$ ) ได้ดังสมการที่ (2.7)

$$\begin{aligned} r_\pi &= \frac{1}{g_m} \\ &= \frac{\beta_F}{g_m} \end{aligned} \quad (2.7)$$

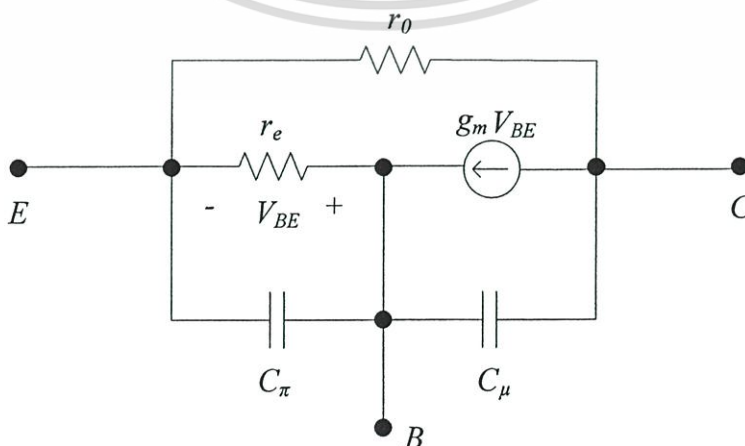
ส่วนความต้านทานเอาต์พุต ( $r_o$ ) จะได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  โดยจากสมการที่ (2.3) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_o} &= g_o = \left. \frac{dI_C}{dV_{CE}} \right|_{V_{CE} = 0} \\ &= \frac{I_S}{V_A} \exp\left[\frac{V_{BE}}{V_T}\right] \\ &= \frac{I_C}{V_A} \end{aligned} \quad (2.8)$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (2.9)$$

จากวงจรสมมูลย์ที่ใช้ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วม สามารถเขียนวงจรสมมูลย์ ให้อยู่ในวงจรเบสร่วม (Common Base) ได้ดังรูปที่ 2.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของวงจรเบสร่วม  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ ( $r_e$ ) ของวงจรเบสรวมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} r_e &= \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \\ &= \frac{1}{g_m + (1 + \beta_F)} \\ &= \frac{\alpha_F}{g_m} \\ &\cong \frac{V_T}{I_C} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$\alpha_F$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรเบสรวมนั้น

### 2.3 บทสรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการทำงานพื้นฐานของวงจรสมมูล และแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการนำความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ ต่าง ๆ ดังกล่าวที่ได้จากสมการ โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่กล่าวมานั้น จะพบว่าขึ้นอยู่กับค่าแรงดันความร้อน  $V_T$  ซึ่งค่าแรงดันความร้อนจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้าง ดังนั้นถ้ามีการนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ไปใช้งาน จะทำให้มีผลการทำงานผิดพลาดไปตามอุณหภูมิรอบข้าง จึงต้องมีการชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างขึ้นด้วย ในการนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ไปใช้งาน ซึ่งต้องมีสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ได้ จะนำไปใช้วิเคราะห์ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้น และเพื่อให้นำไปอ้างอิง หรือเปรียบเทียบกับผลซึ่งอาจจะได้มาจากการทดลองต่อวงจรจริง หรือใช้คอมพิวเตอร์มาช่วยในการวิเคราะห์ ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice ซึ่งวงจรที่ทำการออกแบบขึ้นนั้น ว่าจะมีสมรรถนะและการทำงานเป็นไปตามหลักการที่ได้ทำการออกแบบ

## บทที่ 3

# ทฤษฎีวงจรกรองความถี่

### 3.1 บทนำ

ในงานวิจัยนี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ดังนั้นจึงต้องอาศัยความรู้พื้นฐานทางทฤษฎีของวงจรกรองความถี่ประกอบในการออกแบบและทดลอง ในบทนี้จึงจะกล่าวถึงทฤษฎีของวงจรกรองความถี่ [15]-[16] ซึ่งเนื้อหาภายในบทประกอบด้วย วงจรกรองความถี่พื้นฐานชนิดต่างๆ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดดังต่อไปนี้

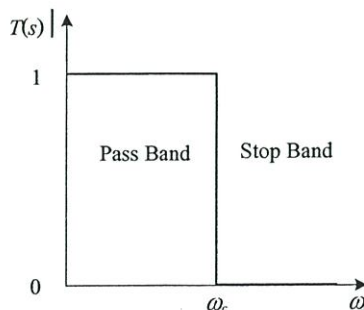
### 3.2 พื้นฐานวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรไฟฟ้าประเภทหนึ่งที่ตอบสนองต่อสัญญาณที่เข้ามาในลักษณะที่ขอมเฉพาะสเปกตรัมของสัญญาณภายในช่วงที่กำหนดผ่านวงจรไปได้หรืออาจมีการขยายก่อน ในกรณีวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ และกันสเปกตรัมของสัญญาณนอกเหนือจากช่วงที่กำหนดไม่ให้ผ่านวงจรไปได้ โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร  $T(s)$  เป็นตัวกำหนดช่วงผ่านและช่วงหยุด ในช่วงผ่านเรามักเรียกช่วงนี้ว่า แถบผ่าน (Pass Band) และในช่วงลดทอนเราเรียกช่วงนี้ว่า แถบหยุด (Stop Band)

ในทางอุดมคติแถบผ่านจะมี  $|T(s)| = 1$  ส่วนแถบหยุดจะมี  $|T(s)| = 0$  ด้วยรูปแบบของแถบผ่านและแถบหยุดนี้ จึงมีวงจรกรองความถี่พื้นฐานเกิดขึ้น 4 ชนิด ซึ่งมีรายละเอียดของวงจรกรองแต่ละชนิดดังหัวข้อยกต่อไปโดยลำดับดังนี้

#### 3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

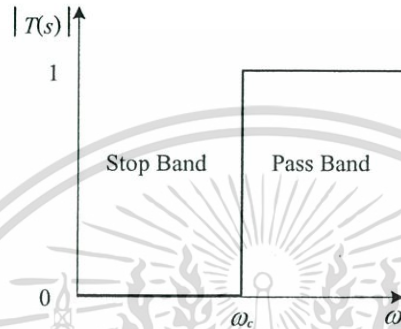
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter :LPF) เป็นวงจรที่มีช่วงความถี่ผ่านตั้งแต่  $\omega = 0$  ไปจนถึง  $\omega = \omega_c$  ไปจนถึงอนันต์เป็นแถบหยุด โดยมี  $\omega_c$  เป็นความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) ของวงจร รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรในทางอุดมคติแสดงดังรูปที่ 3.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.1 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

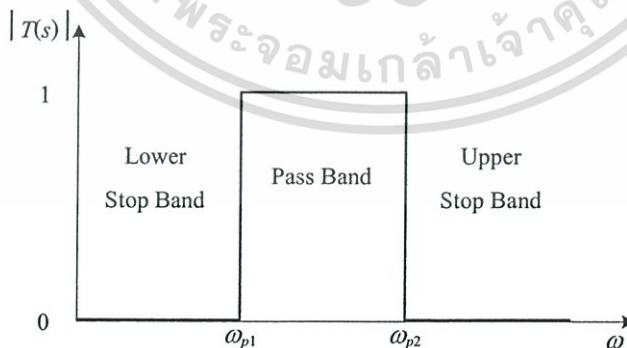
วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter :HPF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่สลับกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือ แถบหยุดของวงจรจะมีความถี่ตั้งแต่  $\omega = 0$  ไปจนถึง  $\omega = \omega_c$  ส่วนแถบผ่านนั้นตั้งแต่ความถี่  $\omega_c$  ไปจนถึงอนันต์ รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรในทางอุดมคติแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ

### 3.2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

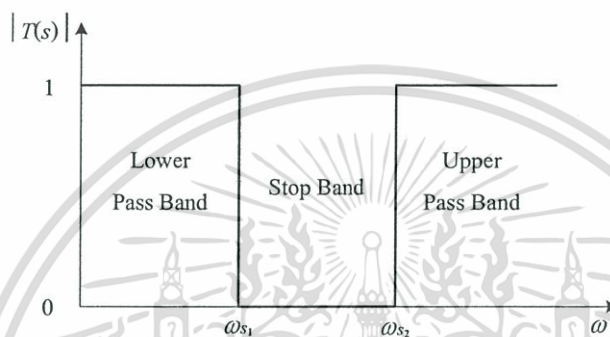
วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Filter :BPF) จะมีช่วงความถี่ที่เป็นแถบผ่านตั้งแต่  $\omega_{p1}$  ถึง  $\omega_{p2}$  ส่วนช่วงความถี่อื่นนอกเหนือจากนี้จะเป็นแถบหยุด รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ

### 3.2.4 วงจรกรองกำจัดแถบความถี่

วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ (Bandstop Filter :BSF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ตรงกันข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่คือ วงจรจะมีช่วงความถี่ที่เป็นแถบหยุด ตั้งแต่  $\omega_{s1}$  ถึง  $\omega_{s2}$  วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ที่มีแถบความถี่หยุดเฉพาะความถี่แคบๆ มีชื่อเรียกได้อีกชื่อคือ วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ (Notch Filter :NF) รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุดในทางอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



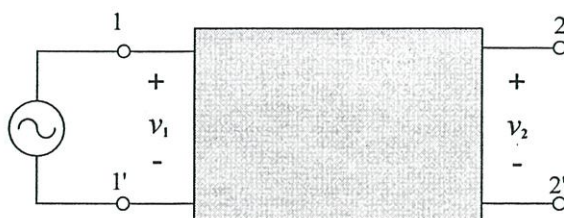
รูปที่ 3.4 รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ

### 3.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นส่วนสำคัญที่เป็นตัวกำหนดว่าวงจรมีผลตอบสนองเป็นวงจรชนิดใด ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเรื่องฟังก์ชันถ่ายโอน โดยละเอียด เริ่มจากพิจารณาวงจรกรองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดัน  $v_1(t)$  ต่ออยู่ที่พอร์ททั้งอินพุต 1-1' และมีผลตอบสนองที่พอร์ทเอาต์พุต 2-2' เป็นแรงดัน  $v_2(t)$  ถ้าที่พอร์ททั้งสองทำงานในสัญญาณไซน์ซูดอล (Sinusoidal) สถานะคงตัวแล้วสามารถจัดแสดงค่าแรงดันทั้งสองอยู่ในรูปสมการดังนี้

$$v_1(t) = v_1 \cos(\omega t + \theta_1) \quad (3.1 ก)$$

$$v_2(t) = v_2 \cos(\omega t + \theta_2) \quad (3.1 ข)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.5 โคร่งข่ายวงจรสองพอร์ท มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแบบลอยตัว  
ไม่ว่ากรณีใดๆสงวน อักทงห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเขียนอยู่ในรูปเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$\bar{V}_1 = |\bar{V}_1|e^{j\theta_1} = V_1 \angle \theta_1 \quad (3.2 \text{ ก})$$

$$\bar{V}_2 = |\bar{V}_2|e^{j\theta_2} = V_2 \angle \theta_2 \quad (3.2 \text{ ข})$$

เมื่อแปลงลาปลาซ (Laplace Transform) ของแรงดันเฟสเซอร์  $\bar{V}_1$  และ  $\bar{V}_2$  จะได้

$$\bar{V}_1 = \bar{V}_1(s)|_{s=j\omega} = |\bar{V}_1(j\omega)|e^{j\theta_1(\omega)} \quad (3.3 \text{ ก})$$

$$\bar{V}_2 = \bar{V}_2(s)|_{s=j\omega} = |\bar{V}_2(j\omega)|e^{j\theta_2(\omega)} \quad (3.3 \text{ ข})$$

สังเกตว่าทั้งขนาดและเฟสของแรงดันทั้งสองเป็นฟังก์ชันของความถี่เชิงมุม  $\omega$  อัตราส่วนของแรงดันทั้งสองในสมการที่ (3.3 ก) และ (3.3 ข) สามารถนำมาใช้นิยามทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

$$\frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} = T(s) = \frac{\text{Output Quantity}}{\text{Input Quantity}} \quad (3.4)$$

แทนสมการที่ (3.3 ก) และ (3.3 ข) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้ผลลัพธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$T(j\omega) = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)|e^{j\theta_2(\omega)}}{|\bar{V}_1(j\omega)|e^{j\theta_1(\omega)}} = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)|}{|\bar{V}_1(j\omega)|} e^{j[\theta_2(\omega) - \theta_1(\omega)]} = |T(j\omega)|e^{j\theta(\omega)} \quad (3.5)$$

ซึ่งหมายความว่าขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$|T(j\omega)| = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)|}{|\bar{V}_1(j\omega)|} = \left| \frac{\bar{V}_2(j\omega)}{\bar{V}_1(j\omega)} \right| \quad (3.6)$$

และมุมเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$\theta(\omega) = \theta_2(\omega) - \theta_1(\omega) \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อจัดเรียงสมการที่ (3.6) ใหม่ให้อยู่ในรูป

$$|\bar{V}_2| = |T(j\omega)| |\bar{V}_1| \quad (3.8)$$

ก็จะเห็นว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่จะเป็นตัวกำหนดว่าขนาดของสัญญาณอินพุตที่ความถี่ใดๆ จะถูกลดทอน (Attenuated) หรือขยาย (Magnified) เป็นจำนวนเท่าใด โดยช่วงที่สัญญาณอินพุตถูกลดทอนขนาด โดยทั่วไปมักเรียกกันว่าแถบหยุด (Stop Band) และช่วงที่สัญญาณอินพุตถูกขยายขนาด มักเรียกกันว่าแถบผ่าน (Pass Band)

ในทำนองเดียวกันเมื่อเราจัดเรียงสมการที่ (3.7) ใหม่ให้อยู่ในรูป

$$\theta_2(\omega) = \theta(\omega) + \theta_1(\omega) \quad (3.9)$$

จะเห็นว่ามุมเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนจะเป็นตัวบอกระยะการเลื่อนเฟสที่จะเกิดขึ้นกับสัญญาณอินพุตเมื่อถูกส่งผ่านยังเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่  $T(s)$  สามารถเขียนอยู่ในรูปอัตราส่วนของโพลีโนเมียล (Polynomial) สองชุด ได้ดังนี้

$$T(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \dots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0} \quad (3.10)$$

เลขยกกำลังสูงสุดของตัวส่วน (Denominator)  $N$  คือ อันดับ (Order) ของวงจรกรอง สำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีเสถียรภาพ เลขยกกำลังสูงสุดของตัวเศษ (Numerator) จะต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับตัวส่วน  $M \leq N$  สมบัติของตัวเศษและตัวส่วน  $a_0, a_1, \dots, a_M$  และ  $b_0, b_1, \dots, b_{N-1}$  นั้นจะเป็นจำนวนจริง โพลีโนเมียลในตัวเศษและตัวส่วนสามารถแยกตัวร่วม (factor) ออกจากกันได้ ฟังก์ชันถ่ายโอน  $T(s)$  จึงสามารถแสดงอยู่ในรูปหนึ่งได้คือ

$$T(s) = \frac{a_M (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_M)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_N)} \quad (3.11)$$

โดยรากของตัวเศษ  $Z_1, Z_2, \dots, Z_M$  คือซีโร่ (zero) ของฟังก์ชันถ่ายโอนหรือทรานสมิสชันซีโร่ (Transmission Zero) ส่วนรากของตัวส่วน  $P_1, P_2, \dots, P_N$  คือโพล (Pole) ของฟังก์ชันถ่ายโอนเนเจอร์รัลโหมด (Natural Mode) หรือทรานสมิสชันซีโร่หรือโพลสามารถเป็นจำนวนจริงหรือจำนวนเชิงซ้อนได้ โดยหากเป็นโพลจำนวนเชิงซ้อนหรือซีโร่คอนจูเกตก็เกิดขึ้นเป็นคู่คอนจูเกตเท่านั้น

### 3.4 วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่ (Universal Filter)

วงจรกรองสัญญาณหลายหน้าที่หรือวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Universal Filter) เป็นวงจรกรองที่มีรูปสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นฟังก์ชันแบบไบควอดราติก (Biquadratic Function) หรือเรียกสั้นๆ ว่าไบควอด ซึ่งมีรูปแบบมาตรฐานของสมการดังแสดงต่อไปนี้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.12)$$

โดยในที่นี้  $\omega_0$  คือ ค่าความถี่ของโพล (Pole Frequency)  
 $a_0, a_1, a_2$  คือ สัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ  
 $Q$  คือ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของโพล (Pole Quality Factor)

ค่าความถี่  $\omega_0$  และค่า  $Q$  กำหนดตำแหน่งของโพลตามสมการ

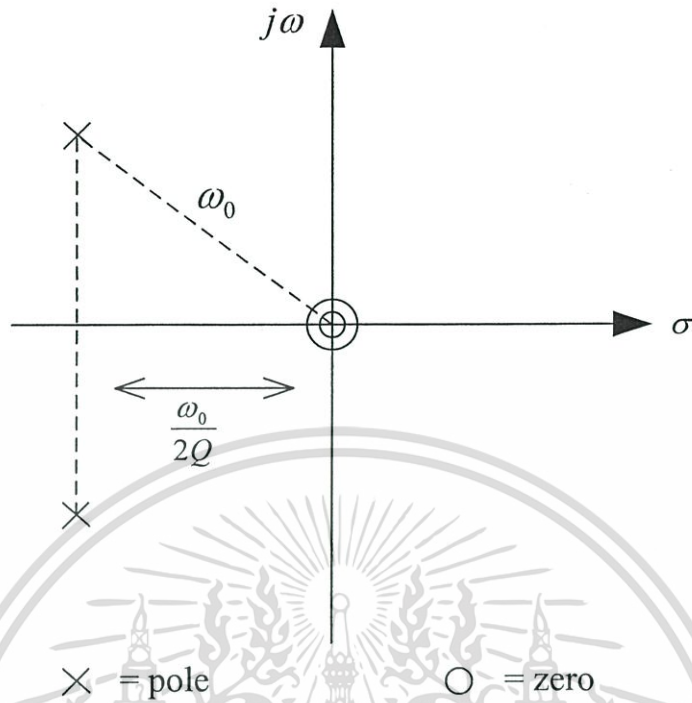
$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{4Q^2}\right)} \quad (3.13)$$

ฟังก์ชันไบควอดราติกข้างต้นสามารถให้ฟังก์ชันเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองกำจัดความถี่ผ่าน และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้ จากฟังก์ชันถ่ายโอนเดียวกัน โดยการกำหนดจากสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ ซึ่งเป็นตัวกำหนดทรานสมิชันซีโร (Transmission Zero) ของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 3 และดังนั้นจึงเป็นตัวกำหนดชนิดของฟังก์ชันกรองความถี่

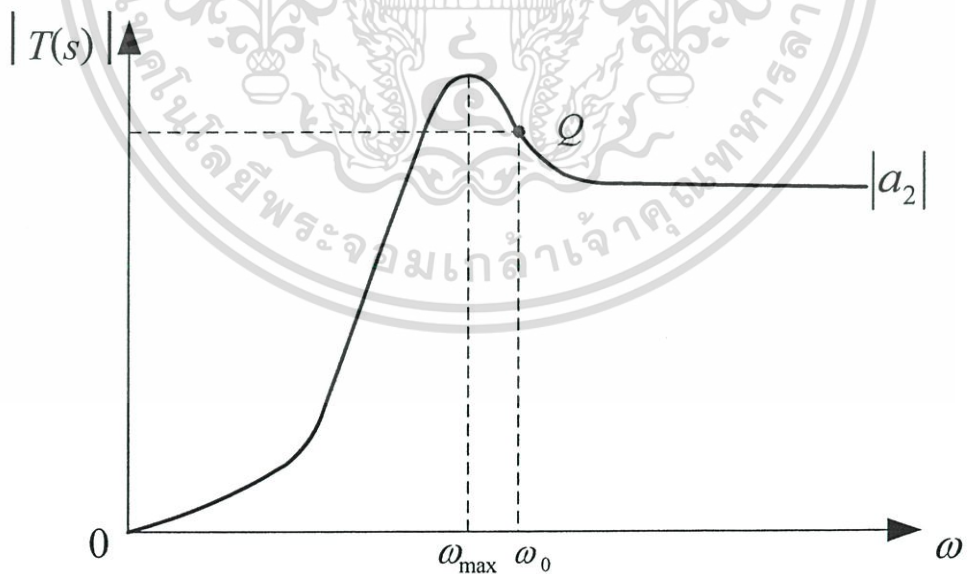
1. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งที่วางบนระนาบ  $s$  ที่  $s = 0$  ดังในรูปที่ 3.6 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.14)$$

$a_2$  คือค่าอัตราขยายความถี่สูง (High Frequency Gain) และ  $\omega_0$  คือ ค่าความถี่เรโซแนนท์ (Resonance frequency) กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.7 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรกรองความถี่สูงอันดับสอง



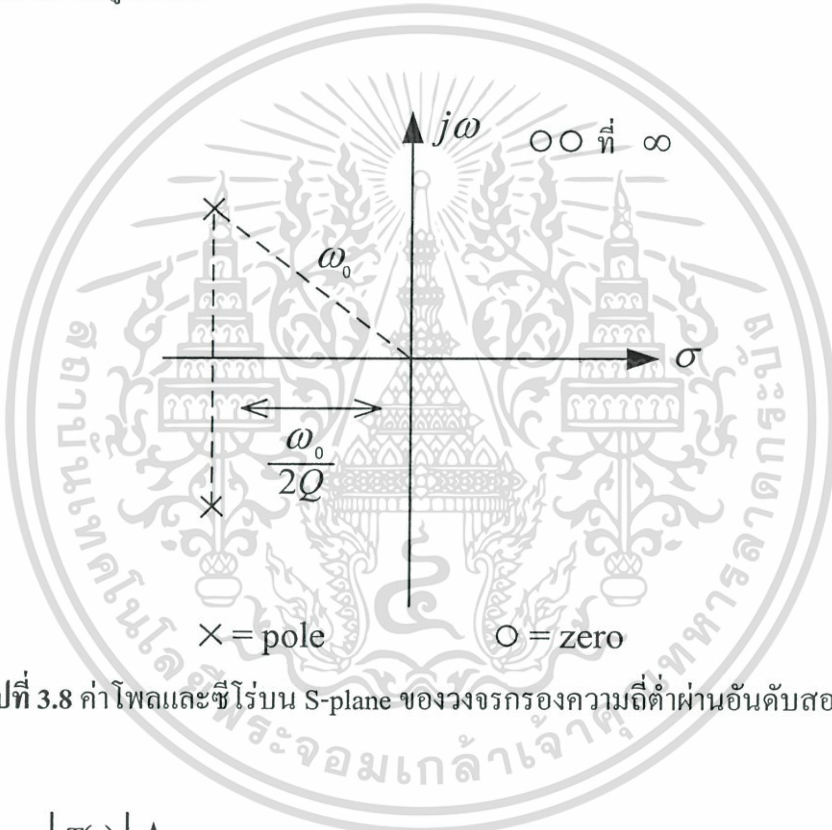
รูปที่ 3.7 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

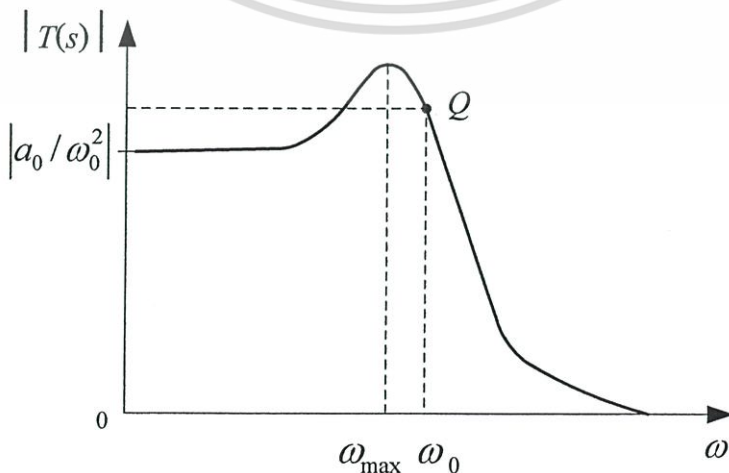
2. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งที่วางบนระนาบ  $s$  ที่  $s = \infty$  ดังในรูปที่ 3.8 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง โดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.15)$$

$a_0 / \omega_0^2$  คือค่าอัตราขยายไฟตรง (dc gain) กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

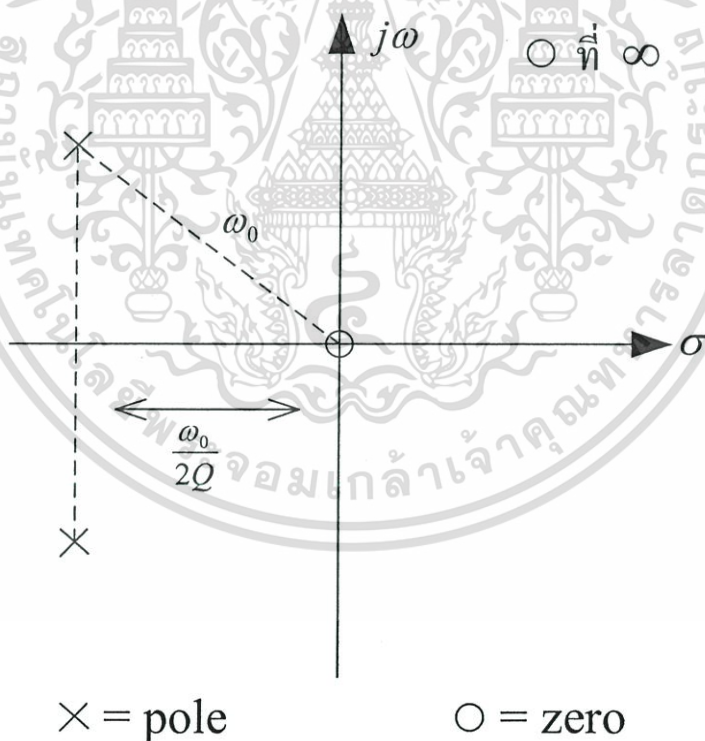


รูปที่ 3.9 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

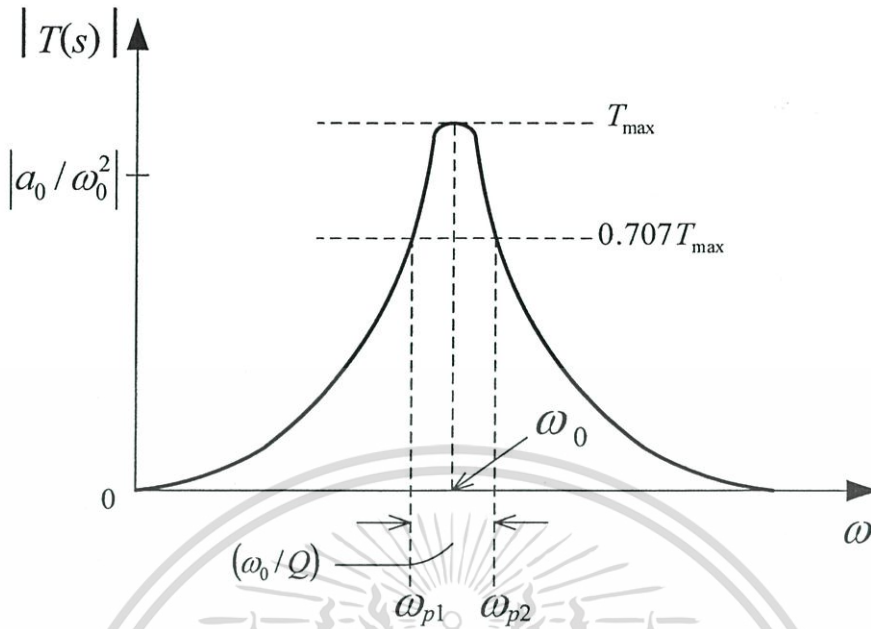
3. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งที่วางบนระนาบ  $s$  ที่  $s = 0$  หนึ่งตำแหน่ง และอีกหนึ่งตำแหน่งที่  $s = \infty$  ดังในรูปที่ 3.10 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.16)$$

$a_1 Q / \omega_0$  คือค่าอัตราขยายความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency Gain) และผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่จะมีค่าสูงสุด (Peak) ที่  $\omega = \omega_0$  คือ ค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจรซึ่งจะมีค่าเท่ากับค่าความถี่ของโพลของสมการ กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของ วงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.10 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับสอง

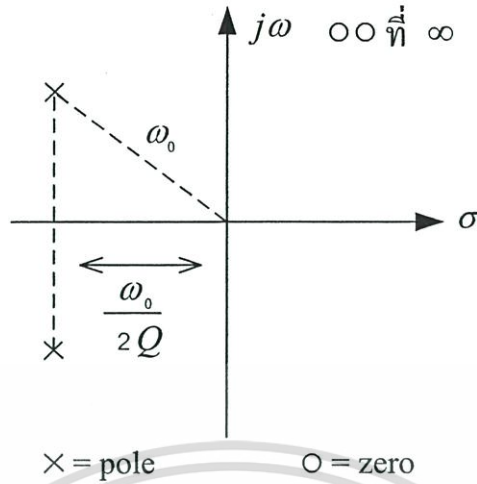


รูปที่ 3.11 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับสอง

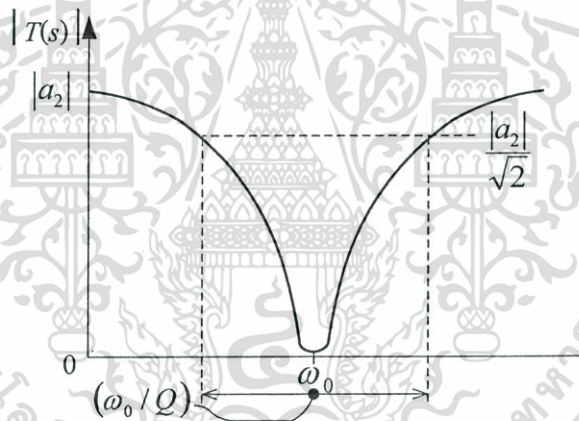
4. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งที่วางบนแกน  $j\omega$  ของ  $S$ -plane ดังใน รูปที่ 3.12 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองก้ำจัดแถบความถี่ผ่านอันดับสอง โดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2} \quad (3.17)$$

ค่าอัตราขยายความถี่สูงของวงจรมีค่าเท่ากับ  $a_2$  กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.13 และค่า  $\omega_o$  นี้เป็นที่รู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า ความถี่นอตช์ (Notch Frequency)



รูปที่ 3.12 ค่าโพลและซีโรบน  $S$ -plane ของวงจรกรองกำลังแถบความถี่ผ่านอันดับสอง

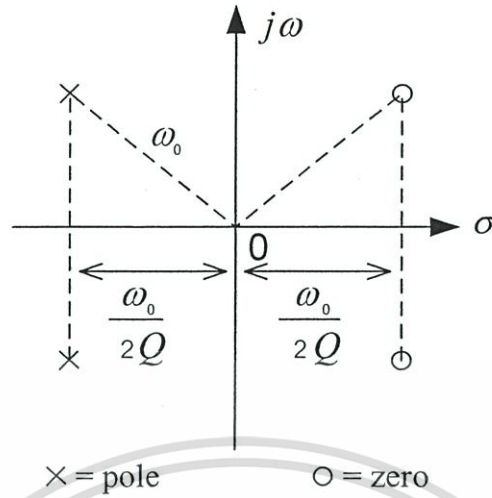


รูปที่ 3.13 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำลังแถบความถี่ผ่านอันดับสอง

5. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการทั้งสองค่ามีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวามือของ  $S$ -plane โดยมีความสมมาตรกับโพลดังในรูปที่ 3.14 สมการ (3.12) จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ผ่านอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.18)$$

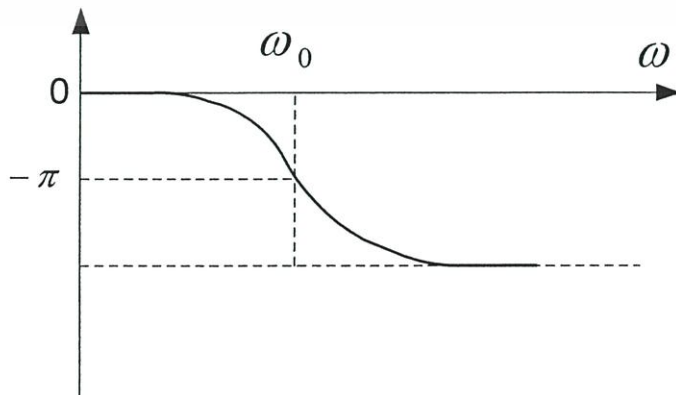
$|a_2|$  คือค่าอัตราขยายความถี่แบบราบ (Flat Gain) ของวงจร กราฟการตอบสนองทางขนาด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.15 และ 3.16 ตามลำดับ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 ค่าโพลและซีโรบน S-plane ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ผ่านอันดับสอง



รูปที่ 3.15 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ผ่านอันดับสอง



รูปที่ 3.16 การตอบสนองทางขนาดเชิงเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ผ่านอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะสังเกตเห็นว่า ชนิดของฟังก์ชันกรองความถี่สามารถเลือกเปลี่ยนได้ โดยการกำหนดที่สัมประสิทธิ์จำนวนเศษของไบควอดราติกทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน

### 3.5 ค่าความไว (Sensitivity)

ในทางปฏิบัตินั้น โดยทั่วไปแล้ว อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรไฟฟ้า มักจะมีค่าคลาดเคลื่อนไป จากค่าที่ระบุมากับอุปกรณ์ ซึ่งสาเหตุนี้อาจเกิดจากกระบวนการผลิตของโรงงาน จากสาเหตุอื่นๆ เช่น การเปลี่ยนแปลงทางเคมี อันเนื่องมาจากอายุของอุปกรณ์ และการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิก็เป็นอีก สาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนค่าได้ และนอกจากนี้ความชื้นสัมพัทธ์ของสภาพแวดล้อมที่ วงจรทำงานอยู่ภายใต้ก็ย่อมมีผลเช่นกัน การเบี่ยงเบนค่าของอุปกรณ์นั้นมีผลเกี่ยวข้องกับ การทำงานของวงจร ทำให้พารามิเตอร์ต่างๆ ยกตัวอย่างเช่น  $\omega_0, Q$  และค่าอัตราขยาย อาจเบี่ยงเบน ค่าไปจากที่กำหนด มาตราการหนึ่งที่เราใช้วัดค่าเบี่ยงเบนของค่าอุปกรณ์ในวงจรส่งผลมาน้อย เพียงใดต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร คือ การวัดค่าความไว ซึ่งถูกเสนอครั้งแรกโดย Bode ในปี ค.ศ. 1940 ได้อธิบายการนิยามไว้ดังนี้ รูปที่ 3.17 แสดงวงจรซึ่งอุปกรณ์ตัวหนึ่ง ได้ถูกแยก ออกมาเพื่อศึกษา คือ  $R_1$  สมมติว่า  $R_1$  เปลี่ยนค่าไปเป็นปริมาณ  $\Delta R_1$  ส่งผลทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอน เปลี่ยนแปลงด้วย เราจะสนใจพารามิเตอร์  $\omega_0$  ของวงจรซึ่งจะเปลี่ยนค่าไปเป็นปริมาณ  $\Delta\omega_0$  การ เปลี่ยนแปลงนี้ส่งผลต่อฟังก์ชันถ่ายโอน  $T(s)$  ได้หลายรูปแบบ อาทิเช่น อาจทำให้ตำแหน่งของ โพล (Pole) เปลี่ยนแปลง หรือทำให้ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response) เปลี่ยนรูปร่าง ไปจากที่กำหนด เมื่อเราพิจารณาไปที่เปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน  $\omega_0$  นั่นคือ

$$\frac{\nabla\omega_0}{\omega_0} \times 100\% \quad (3.19)$$

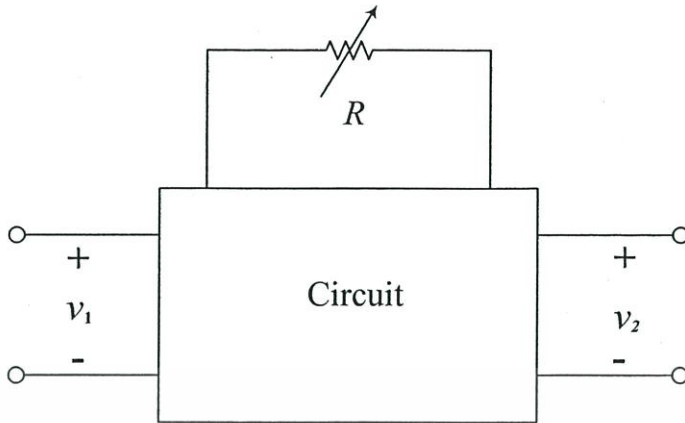
และเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน  $R_1$

$$\frac{\nabla R_1}{R_1} \times 100\% \quad (3.20)$$

และนำสัดส่วนการเปลี่ยนแปลงของทั้งสองมาเทียบกันเป็นอัตราส่วนดังสมการที่ (3.21) จะเห็น ได้ว่า

$$\frac{\% \text{ change in } \omega_0}{\% \text{ change in } R_1} = \frac{(\Delta\omega_0 / \omega_0) \times 100\%}{(\Delta R_1 / R_1) \times 100\%} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 รูปวงจรซึ่งตัวต้านทานตัวหนึ่งถูกแยกออกมาเพื่อศึกษา

ค่าอัตราส่วนของเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงของทั้งสองสามารถที่จะบ่งบอกได้ว่า ค่าอัตราส่วนที่น้อย หมายถึง การเปลี่ยนแปลงค่าใน  $R_1$  นั้นจะส่งผลต่อค่า  $\omega_0$  น้อย ในทางตรงกันข้าม หากค่าอัตราส่วนมาก การเปลี่ยนแปลงค่าใน  $R_1$  จะส่งผลอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงค่าที่เกิดขึ้นใน  $\omega_0$  ซึ่งอัตราส่วนนี้เป็นคุณสมบัติของวงจรที่เราสนใจพิจารณาในขั้นตอนการออกแบบ เมื่อนำสมการที่ (3.31) มาจัดเรียงใหม่จะได้ดังนี้

$$\frac{\% \text{ change in } \omega_0}{\% \text{ change in } R_1} = \frac{R_1}{\omega_0} \frac{\Delta \omega_0}{\Delta R_1} \quad (3.22)$$

จะเห็นว่าเทอมที่สองในสมการคือการทำอนุพันธ์ (Derivative) ของ  $\omega_0$  เทียบกับ  $R_1$  เนื่องจาก  $\omega_0$  มิได้เป็นฟังก์ชันของ  $R_1$  เพียงอย่างเดียว แต่ยังเป็นฟังก์ชันของอุปกรณ์ตัวอื่นๆ ในวงจรอีก นั่นคือ  $\omega_0$  เป็นฟังก์ชันหลายตัวแปร ดังนั้นเราจะใช้เครื่องหมายอนุพันธ์ย่อยเพื่อแสดงถึงการทำอนุพันธ์ในสมการที่ (3.22) และนิยามค่าอัตราส่วนนี้ว่า ค่าความไว (Sensitivity)

$$S_{R_1}^{\omega_0} = \frac{R_1}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial R_1} \quad (3.23)$$

สมการที่ (3.23) เป็นค่าความไวของ  $\omega_0$  ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า  $R_1$  ซึ่งสมการเขียนอยู่ในเทอมของ  $\omega_0$  และ  $R_1$  ยังไม่ได้เป็นรูปทั่วไป (General Form) ฟังก์ชันความไว (Sensitivity Function) สามารถนิยามในเทอมของตัวแปรทั่วไป  $x$  และ  $Y$  ได้ดังนี้

$$S_Y^x = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (3.24)$$

โดย  $Y$  คือ พารามิเตอร์ในวงจรที่เราสนใจ ( $\omega_0$  หรือ  $Q$ )

$x$  คือ ตัวแปรที่มีอิทธิพลต่อพารามิเตอร์  $Y$  เช่น อุปกรณ์ในวงจร  $R, L$  และ  $C$

ดังนั้น เราสามารถใช้ค่าของ  $S_Y^x$  เพื่อหาเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน  $Y$  ที่เกิดจากเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน  $x$  ยกตัวอย่างเช่น ถ้าค่าความไวของ  $\omega_0$  เทียบกับค่าความต้านทานตัวหนึ่ง  $R_1$  คือ 500 แล้ว การเบี่ยงเบนของค่า  $R_1$  ไป 1% จะส่งผลให้ค่าเบี่ยงเบนไป 5%

### 3.6 บทสรุป

ในบทนี้กล่าวถึงพื้นฐานทางทฤษฎีของวงจรกรองความถี่พื้นฐานชนิดต่างๆ ทราานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ค่าความไว เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาและออกแบบวงจรการออกแบบวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงอย่างเดียว

## บทที่ 4

# วงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรย่อยที่นำมาใช้สร้างวงจรกรองความถี่ที่โปรแกรมได้แบบดิจิทัลที่จะนำเสนอในบทที่ 5 โดยเนื้อหาต่างๆ มีดังต่อไปนี้

### 4.2 วงจรสะท้อนกระแส

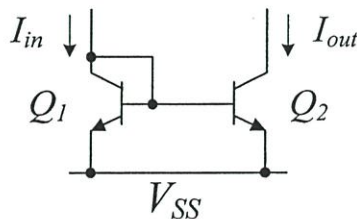
วงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) เป็นวงจรที่สำคัญอย่างมากสำหรับการออกแบบวงจรประเภทนาฬิกาที่ออกแบบโดยใช้หลักการของวงจรรวม[17]-[20] วงจรสะท้อนกระแสที่เป็นที่นิยมและใช้งานเราจะเห็นกันอยู่ประมาณ 4 วงจร แต่อย่างไรก็ตามที่ผ่านมาวงจรสะท้อนยังได้รับการพัฒนาและเผยแพร่มาอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน แต่ในบทนี้จะขอกล่าวถึงเพียง 4 แบบเท่านั้น คือ วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน วงจรสะท้อนกระแสแบบแคดโอด วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุงซึ่งรายละเอียดมีดังนี้

#### 4.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสแสดงในรูปที่ 4.1 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้ทรานซิสเตอร์เพียงสองตัวเท่านั้น วงจรสะท้อนกระแสสร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถแสดงได้ดัง รูปที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{out}$  และกระแส  $I_{in}$  สามารถแสดงได้คือ

$$I_{out} = (1 - 2/\beta)I_{in} \quad (4.1)$$

โดยที่  $\beta$  คืออัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 4.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

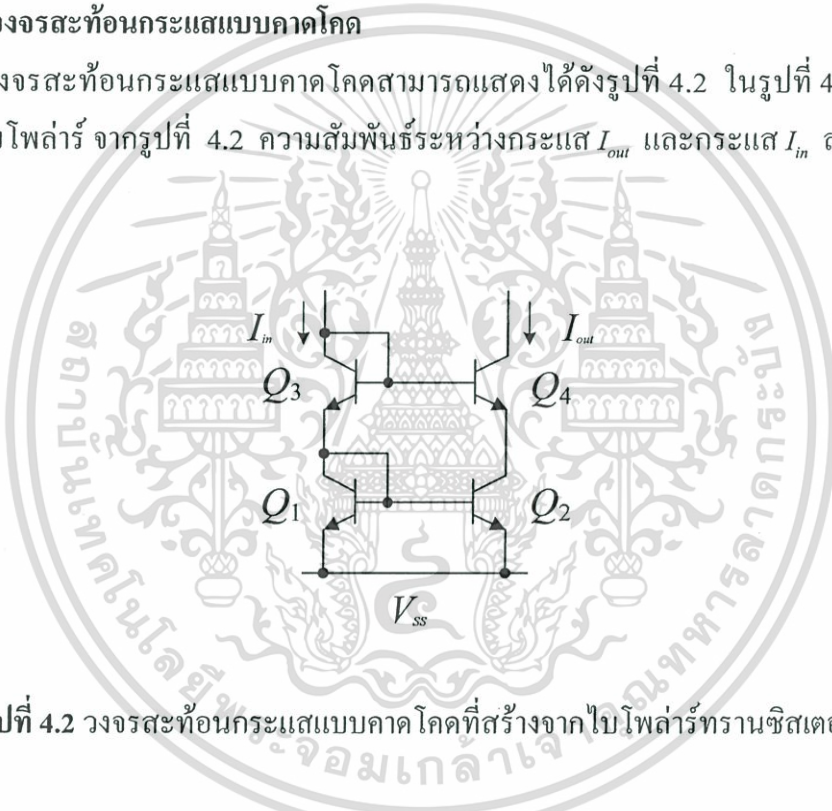
ส่วนค่าความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.1 สามารถกำหนดให้คือ

$$r_{out} = r_{o2} \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (4.2) จะเห็นว่าความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.1 จะขึ้นอยู่กับความต้านทานทางเอาต์พุตของ  $Q_2$  ( $r_{o2}$ ) ซึ่งค่าความต้านทานทางเอาต์พุตนี้ในทางอุดมคติควรจะมีค่าเข้าใกล้อนันต์ ( $\infty$ ) ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสในแบบต่างๆ เพื่อเพิ่มค่าความต้านทานทางเอาต์พุตซึ่งจะมีผลที่ดีต่อการสะท้อนกระแสของวงจรด้วย

#### 4.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบแคดโคด

วงจรสะท้อนกระแสแบบแคดโคดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 ในรูปที่ 4.2 คือวงจรที่สร้างจากไบโพลาร์ จากรูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{out}$  และกระแส  $I_{in}$  สามารถหาค่าได้คือ



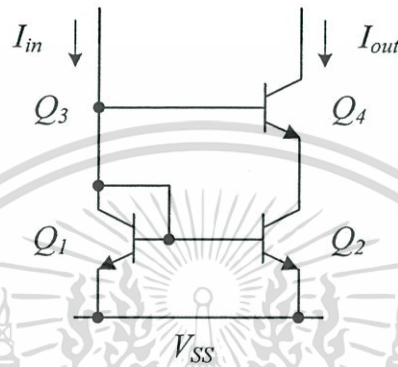
รูปที่ 4.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบแคดโคดที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

$$I_{out} \approx \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} I_{in} \quad (4.3)$$

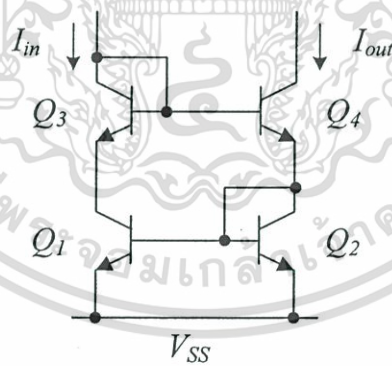
เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.2 ในแบบวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก ค่าความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.2 สามารถกำหนดให้คือ

$$r_{out} \approx \frac{\beta_2 r_{o2}}{2} \quad (4.4)$$

วงจรสะท้อนกระแสแบบแคดโคดจะมีความต้านทานทางเอาต์พุตเพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลทำให้คุณสมบัติการสะท้อนของสัญญาณกระแสดีขึ้น ซึ่งคุณสมบัติทางในทางอุดมคติเราต้องการความต้านทานทางเอาต์พุตเข้าใกล้อนันต์ ขณะเดียวกันความต้านทานทางอินพุตต้องเข้าใกล้ศูนย์ จากวงจรจะเห็นว่าเมื่อความต้านทานทางเอาต์พุตสูงขึ้นความต้านทานทางอินพุตก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นจึงได้หาวิธีลดความต้านทานทางอินพุตนี้



รูปที่ 4.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



(ก)

รูปที่ 4.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุงที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

### 4.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

รูปที่ 4.3 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่สร้างด้วยไบโพลาร์ จากวงจรในรูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{in}$  และกระแส  $I_{out}$  สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$I_{out} = \left( 1 - \frac{2(\beta + 1)}{\beta^2 + 2\beta + n + 1} \right) \quad (4.5)$$

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson คือวงจรที่มีการพัฒนาเพื่อลดความต้านทานทางอินพุตลง ในขณะที่ยังคงยังมีความต้านทานทางเอาต์พุตที่สูงเช่นเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคดเอาไว้ ดังนั้นวงจรนี้ค่อนข้างได้รับความนิยมค่อนข้างมาก

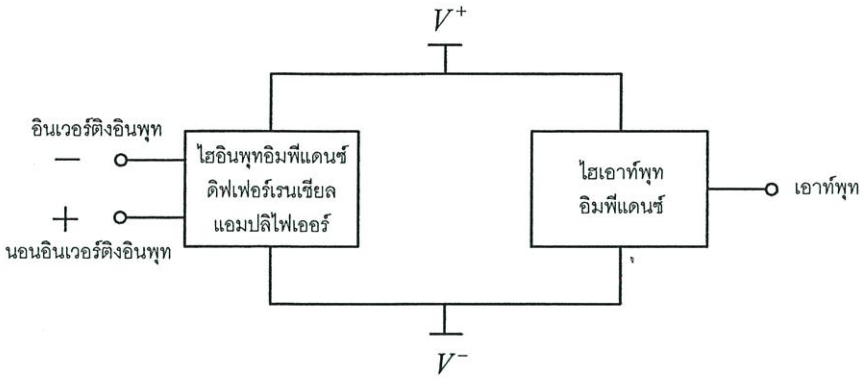
### 4.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุงจะเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านการสะท้อนกระแสดีกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ธรรมดา แต่คุณสมบัติต่างๆ เช่น ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตสามารถหาได้เหมือนสมการที่ (4.3) ค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสามารถหาได้เหมือนสมการ (4.4)

## 4.3 วงจรขยายค่าความนำ

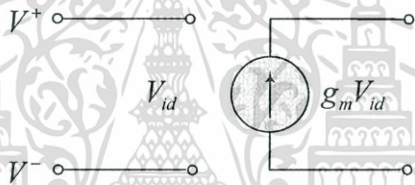
### 4.3.1 วงจรขยายค่าความนำชนิดใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

โอทีเอ [22]-[25] เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าที่อินพุตให้เป็นค่ากระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุต หรือที่เรียกเป็นภาษาในทางอิเล็กทรอนิกส์ว่า “โวลท์เตจคอนโทรลเคอร์เรนท์ซอร์ส” ( Voltage Control Current Source: VCCS ) อัตราการเปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าไปเป็นค่ากระแสไฟฟ้านี้มีชื่อเฉพาะว่า “ค่าทรานสคอนดักแตนซ์” (Transconductance :  $g_m$  ). OTA โดยทั่วไปสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำในรูปแบบของวงจรรวม (IC) และมีคุณสมบัติพื้นฐานดังต่อไปนี้คือ มีค่าอินพุต และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง มีค่าทรานคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) ที่สามารถควบคุมได้โดยการไบอัสกระแสจากภายนอก บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างง่ายๆของ OTA มีดังแสดงในรูป 4.5



รูปที่ 4.5 บล็อกโคอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐานของ OTA

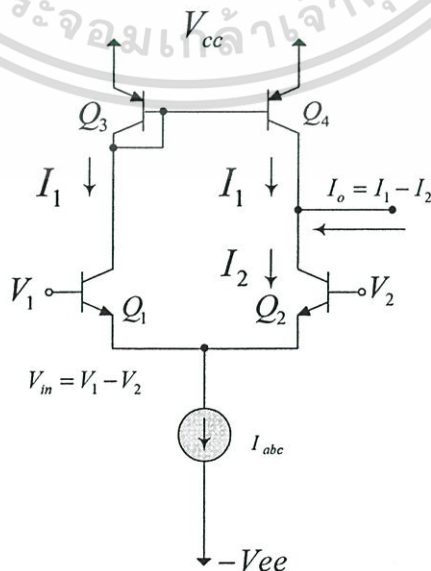
เนื่องจากภาคอินพุทของ OTA มีโครงสร้างเป็น ดิฟเฟอเรนเชียล-แอมพลิไฟเออร์ (Differential Amplifier) ถ้าสัญญาณอินพุทของ OTA มีค่าพอประมาณไม่สูงเกินครแล้ว วงจรสมมูลของ OTA จะแสดงดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลของวงจรขยายค่าความนำทางอุดมคติ

4.3.2 โครงสร้างภายในของวงจรขยายค่าความนำ

โครงสร้างภายในของวงจรขยายค่าความนำแบบง่ายที่สุดคือวงจรขยายค่าความแตกต่าง (Differential Amplifier) แสดงดังรูปที่ 4.7 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสแสดงที่ 1 ตัว



รูปที่ 4.7 วงจรขยายค่าความแตกต่าง

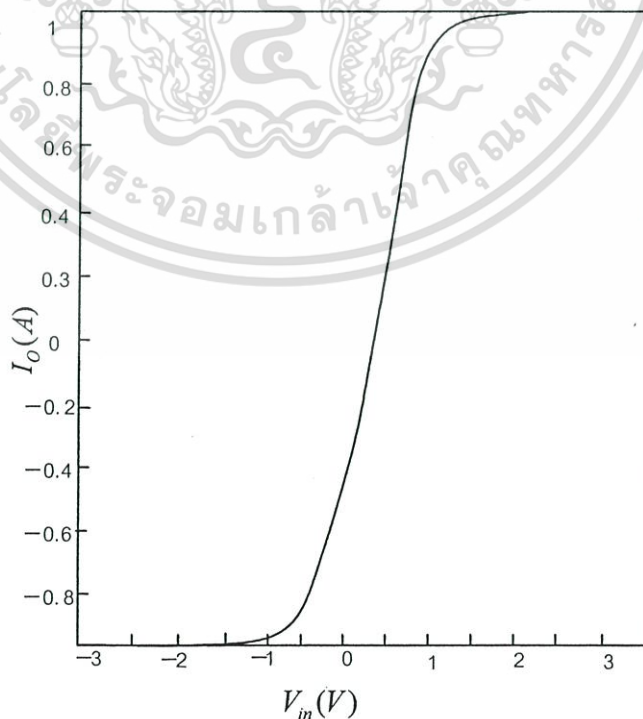
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในขององค์กรซึ่งหากท่านไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 4.7 จะมีทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็นวงจรขยายความแตกต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เป็นวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส  $I_B$  เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนแรงดันเข้ามาที่  $V_m$  จะทำให้เกิดกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ขึ้นที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ และ กระแส  $I_1$  จะถูกสะท้อนเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบลบของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ไปหักลบออกจากค่ากระแส  $I_2$  ที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ซึ่งจะได้กระแสเอาต์พุตเป็นกระแส  $I_o$  มีค่าเท่ากับ  $I_1 - I_2$

ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส  $I_o$  กับค่าแรงดันที่อินพุต  $V_m$  ของวงจรขยายความแตกต่างในรูปที่ 4.7 มีค่าเป็นดังสมการที่ 4.6 [ ดูการวิเคราะห์ได้ในภาคผนวก ก ]

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_i}{2V_T}\right) \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.6) จะสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $I_o$  กับค่าแรงดันอินพุต  $V_m$  ได้ดังรูปที่ 4.8 จากกราฟจะได้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายค่าความนำจะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลาแทนเจนต์ (Hyperbolic-Tangent) โดยในช่วงเชิงเส้นจะอยู่ในช่วงแคบๆ แล้วจากนั้นจะเข้าสู่ช่วงอิ่มตัว [21]



เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

จากสมการที่ (4.6) สามารถแสดงค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_o}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} \\ &= \frac{I_B}{2V_T} \end{aligned} \quad (4.7)$$

เมื่อ  $I_B$  คือกระแสไบอัสของตัวโอทีเอ

$V_T$  คือแรงดันความร้อนที่เกิดขึ้นภายในตัวโอทีเอ

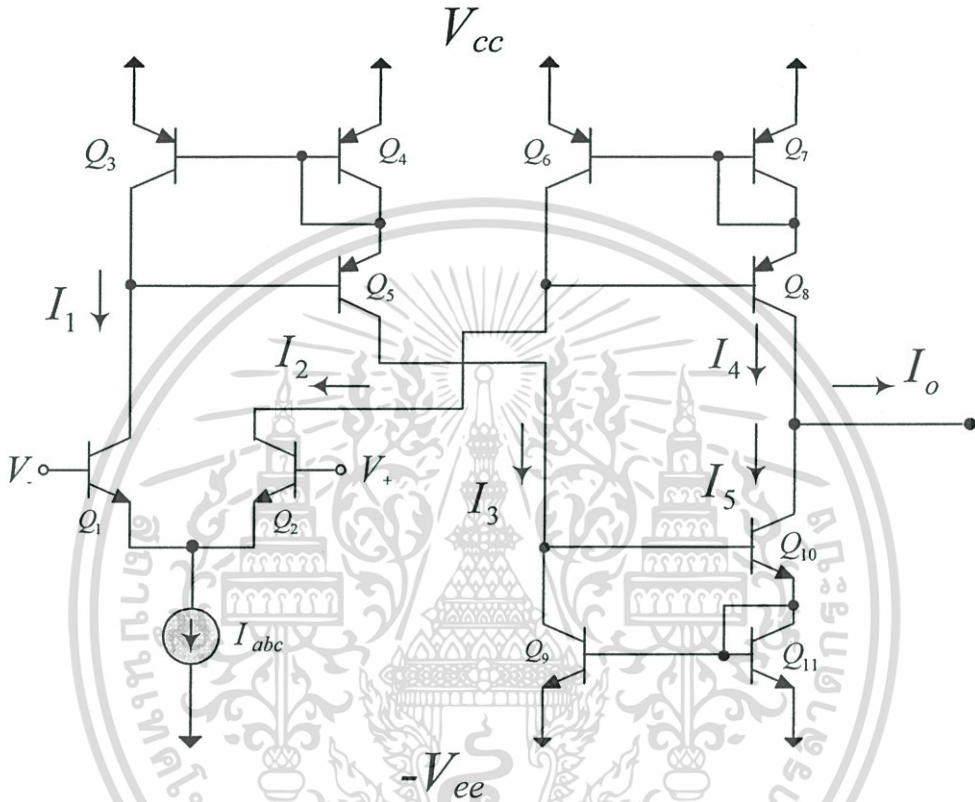
ดังนั้นจะได้ว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของวงจรที่เกิดขึ้นสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้โดยค่าของกระแส  $I_B$  ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถที่จะควบคุมค่า  $g_m$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และผลของแรงดันความร้อนที่เกิดขึ้นจะมีผลต่อค่า  $g_m$  ของโอทีเอ

สำหรับการทำงานของโอทีเอในรูปที่ 4.9 เป็นวงจรโอทีเอหรือวงจรขยายค่าความนำที่ใช้งานอยู่ทั่วไป (เช่น ไอซีเบอร์ LM13600) จะประกอบไปด้วยวงจรขยายค่าความต่าง  $Q_1$  และ  $Q_2$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีอัตราการใช้กระแสเท่ากับหนึ่ง 3 วงจร ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_3-Q_5$ ,  $Q_6-Q_8$  และ  $Q_9-Q_{11}$  สำหรับการดำเนินงานของวงจรโอทีเอในรูปที่ 4.9 นี้จะกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพียงกันทุกประการ ค่าอัตราขยายกระแส ( $h_{fe}$ ) มีค่าสูงมากๆ หรือค่า  $\beta \gg 1$  เพื่อให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมากๆ เมื่อเทียบกับกระแสคอลเลกเตอร์ กระแส  $I_B$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่เพื่อจะไบอัสกระแสให้กับโอทีเอโดยทรานซิสเตอร์  $Q_3$  จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ซึ่งมีอัตราการใช้กระแสเท่ากับหนึ่ง โดยจะทำการสะท้อนกระแสคอลเลกเตอร์จาก  $I_{C3}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_B$  ไปยัง  $I_{C4}$  ให้มีค่าเท่ากับ  $I_B$  ด้วย โดยเมื่อป้อนสัญญาณขนาดเล็กที่อินพุต  $V^+$  เท่ากับที่อินพุต  $V^-$  หรือ  $V^+ - V^- = 0$  กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  หรือกระแส  $I_1$  จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_2$  หรือกระแส  $I_2$  ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $\frac{I_B}{2}$  นั่นเอง ในขณะที่เดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_3-Q_5$  และ  $Q_6-Q_8$  จะทำการสะท้อนกระแส ทำให้กระแส  $I_1$  เท่ากับกระแส  $I_3$  และกระแส  $I_2$  เท่ากับกระแส  $I_4$  ตามลำดับ และในทำนองเดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_9-Q_{11}$  จะทำให้กระแส  $I_3$  เท่ากับกระแส  $I_5$  ดังนั้นในกรณีที่  $V^+ - V^- = 0$  จะหาค่ากระแสที่เอาต์พุต  $I_o$  ได้ดังนี้

$$I_o = I_4 - I_5 = I_2 - I_1 = 0 \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้าป้อนสัญญาณขนาดเล็กที่อินพุต  $V^+$  มากกว่าที่อินพุต  $V^-$  หรือ  $V^+ > V^-$  สัญญาณนี้จะบังคับให้กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไม่เท่ากันเพราะเนื่องจากค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) และแรงดันระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) มีความสัมพันธ์กันดังสมการ



ต่อไปนี

รูปที่ 4.9 วงจรรวมพื้นฐานของโอทีเอที่ใช้งานทั่วไป

$$I_C = I_S \exp \frac{qV_{BE}}{kT} \quad (4.9)$$

โดยในที่นี้

$I_S$  คือค่ากระแสย้อนกลับอิมิต

$k$  คือค่าคงตัวของ โบลท์มาน (Boltzman-Constant)

$q$  คือค่าของประจุ

$T$  คือค่าอุณหภูมิในหน่วยองศาเคลวิน ( $^{\circ}K$ )

และ  $\frac{kT}{q}$  นี้มีค่าเทียบเท่าเป็นศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งมักเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $V_T$

โดยจะมีค่าประมาณเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ  $25^{\circ}C$  ดังนั้นสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีพื้นที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เท่ากัน เราจะได้ค่ากระแสย้อนกลับอิมิต  $I_S$  จะมีค่าเท่ากันซึ่งจะ

เป็นผลทำให้ความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V^+$  และ  $V^-$  กับกระแสที่คอลเลกเตอร์จะเป็นดังต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V^+ - V^- = \left( \frac{kT}{q} \right) \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \quad (4.10)$$

เมื่อ  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  เป็นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ เราจะพบว่าถ้าแรงดัน  $V^+$  และ  $V^-$  มีค่าเล็กน้อย (ประมาณเป็นมิลลิโวลต์) แล้วจะได้  $I_{C1} \approx I_{C2} \approx \frac{I_B}{2}$  หรือค่าอัตราส่วน  $\frac{I_{C1}}{I_{C2}}$  จะมีค่าเข้าใกล้ 1 โดยอาศัยอนุกรมของเทเลอร์ (Taylor's Series) เราจะประมาณได้ว่า

$$f(X) = f(0) + f'(0)X + \frac{f''(0)}{2!}X^2 + \frac{f'''(0)}{3!}X^3 + \dots \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) ถ้ากำหนดให้  $f(X) = e^X$  จะได้ว่า

$$e^X = 1 + X + \frac{1}{2!}X^2 + \frac{1}{3!}X^3 + \dots \quad (4.12)$$

ถ้ากำหนดให้

$$X = \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (4.13)$$

แทนค่าจากสมการที่ (4.13) ลงในสมการที่ (4.12) จะได้ว่า

$$e^X = e^{\ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}} = \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 1 + X + \frac{1}{2!}X^2 + \frac{1}{3!}X^3 + \dots \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.14) ถ้าประมาณค่าของอนุกรมเทเลอร์เพียงแค่ 2 เทอมแรกจะได้ว่า

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cong 1 + X \quad (4.15)$$

หรือ

$$X \cong \frac{I_{C1}}{I_{C2}} - 1 \cong \frac{I_{C1} - I_{C2}}{I_{C2}} \quad (4.16)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (4.13) กับ (4.16) จะได้ว่า

$$X = \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cong \frac{I_{C1} - I_{C2}}{I_{C2}} \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่(4.10) และ (4.17) จะประมาณได้ว่า

$$(V^+ - V^-) \cong \frac{kT}{qI_{C1}}(I_{C2} - I_{C1}) = \frac{kT}{qI_B/2}(I_{C2} - I_{C1}) \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.18) จะได้ว่า

$$(V^+ - V^-) = \frac{2kT}{qI_B} I_O = \frac{2kT}{qI_B} (I_2 - I_1) \quad (4.19)$$

หรือ

$$I_O = \frac{I_B}{2 \left( \frac{kT}{q} \right)} (V^+ - V^-) \quad (4.20)$$

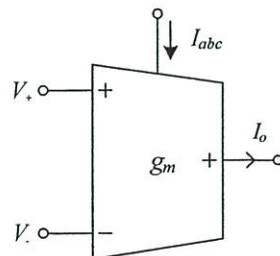
หรือ

$$I_O = \frac{I_B}{2V_T} (V^+ - V^-) \quad (4.21)$$

เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต  $I_O$  และแรงดันอินพุต  $(V^+ - V^-)$  ของโอทีเอดังนี้

$$I_O = g_m (V^+ - V^-) \quad (4.22)$$

ดังนั้นสรุปได้ว่า สามารถปรับเปลี่ยนค่าทรานคอนดักแตนซ์  $g_m$  ได้ด้วยการปรับค่ากระแสควบคุม  $I_B$  ถ้าสัญญาณที่อินพุตของ โอทีเอมีค่าน้อยพอควรแล้ว  $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$  จะมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง จะทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่อินพุตและกระแสที่เอาต์พุตของ โอทีเอดังแสดงในสมการที่ (4.22) กล่าวคือ โอทีเอจะทำงานได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่อินพุตและกระแสที่เอาต์พุตเป็นเชิงเส้น

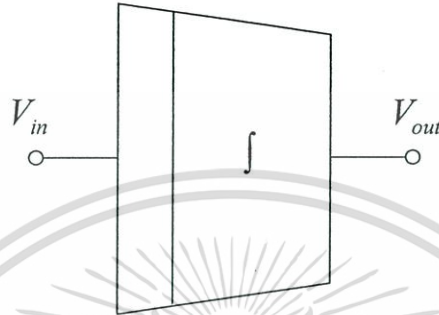


**รูปที่ 4.10** สัญลักษณ์วงจรรวมพื้นฐานของโอทีเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 หลักการพื้นฐานของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์

วงจรรวมอินทิเกรเตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการอินทิเกรตสัญญาณซึ่งถือว่าเป็นกระบวนการหนึ่งที่ใช้กันมากในกระบวนการประมวลผลสัญญาณ หลักการทำงานของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 หลักการทำงานของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์

จากรูปที่ 4.11 เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ  $V_{in}(t)$  และแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ  $V_{out}(t)$  ในวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบอุดมคติ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตของวงจรสามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบสมการทั่วไปได้ดังนี้

$$V_{out}(t) = \int_{t_0}^t V_{in}(t) dt + V_o(t_0) \quad (4.23)$$

เมื่อ  $V_o(t_0)$  คือแรงดันเริ่มต้นที่เวลา  $t$  มีค่าเท่ากับเวลาเริ่มต้น  $t_0$  ถ้ากำหนดให้แรงดันอินพุต  $V_{in}$  เป็นสัญญาณที่มีขนาดคงที่มีค่าเท่ากับ  $E$  ดังรูปที่ 4.12 เมื่อ  $E$  คือขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่าคงที่ และแรงดันเอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นแรงดันที่มีความชันของสัญญาณเทียบกับเวลามีค่าคงที่และมีขนาดสัญญาณเท่ากับ  $Et$  โวลต์ เมื่อ  $t$  คือเวลามีหน่วยเป็นวินาทีแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์สามารถหาได้ดังนี้

$$V_{out}(t) = \int_{t_0}^t V_{in}(t) dt + V_0(0) \quad (4.24)$$

ดังนั้น

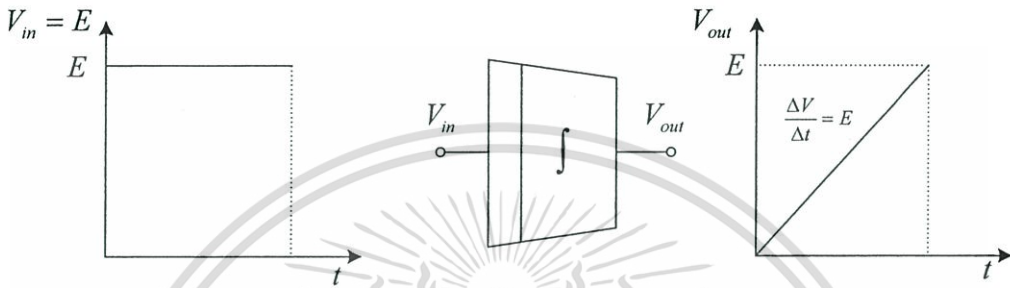
$$V_{out}(t) = \int_{t_0}^t E dt + V_0(0)$$

หรือ

$$V_{out}(t) = Et + V_0(0) \quad (4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 4.12 ในกรณีที่กำหนดให้แรงดันเอาต์พุตที่เวลา  $t = 0$  ( $V_o(0)$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ ถ้าหากแรงดันอินพุตมีค่าต่ำแล้วความชันของค่าแรงดันเอาต์พุตเทียบกับเวลาที่ได้รับ ( $\Delta V_{out} / \Delta t$ ) จะมีค่าต่ำ แต่ถ้าแรงดันอินพุตมีค่าสูงแล้วความชันของค่าแรงดันเอาต์พุตเทียบกับเวลาที่ได้รับจะมีค่าสูงตามไปด้วย



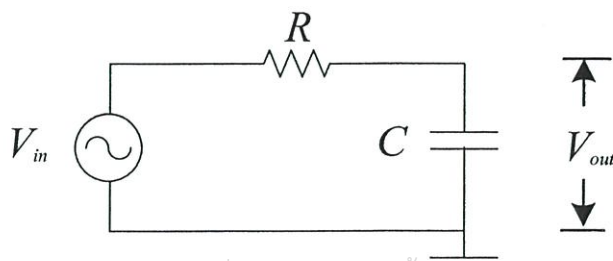
รูปที่ 4.12 วงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบอุดมคติเมื่อจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแรงดันที่มีค่าคงที่ ณ ช่วงเวลาหนึ่ง

กำหนดให้อินพุตของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์คือกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุและแรงดันเอาต์พุตคือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ สามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุได้เป็น

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + V_c(0) \tag{4.26}$$

เมื่อ  $V_c(0)$  คือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา  $t = 0$

จะเห็นว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุอยู่ในรูปของฟังก์ชันอินทิเกรเตอร์โดยมีค่าความจุไฟฟ้าเป็นค่าคงที่ของสมการ เพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์อยู่ในรูปแรงดันสามารถกระทำได้โดยต่อตัวเก็บประจุนุกรมกับตัวต้านทานดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ RC

จากรูปที่ 4.13 สามารถสรุปขั้นตอนการทำงานของวงจรดังนี้

1. ในช่วงที่ตัวเก็บประจุอัดประจุที่เวลา  $t = 0$  แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $V_C$  มีค่าเท่ากับ ศูนย์ ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของวงจรในช่วงเวลา  $t = 0$  ( $I_0$ ) มีค่าเท่ากับ

$$I_0 = \frac{E}{R} \quad (4.27)$$

เมื่อกำหนดให้  $E$  คือขนาดแรงดันสูงสุดจากแหล่งจ่ายแรงดัน ต่อมาเมื่อเวลา  $t > 0$  ตัวเก็บประจุเริ่มทำการอัดประจุ ผลรวมของแรงดันในวงจรอินทิเกรเตอร์ RC เป็นไปดังนี้

$$E - V_r - V_C = 0$$

หรือ

$$E - iR - V_C = 0 \quad (4.28)$$

$$i = \frac{E - V_C}{R} \quad (4.29)$$

แทนค่ากระแส  $i = C \frac{dV_C}{dt}$  ลงในสมการที่ (4.29) จะได้

$$C \frac{dV_C}{dt} = \frac{E - V_C}{R} \quad (4.30)$$

แทนค่าสมการที่ (4.27) ลงในสมการที่ (4.30) จะได้

$$dV_C = \frac{E}{RC} dt \quad (4.31)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.31) ลงในสมการที่ (4.26) จะได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = V_C = E - RC \frac{dV_C}{dt} \quad (4.32)$$

หรือ

$$V_{out} = E(1 - e^{-t/RC}) \quad (4.33)$$

จากสมการที่ (4.33) พบว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นฟังก์ชันแบบ เอ็กซ์โปเนนเชียล โดยมีค่าคงที่ทางเวลาเท่ากับ  $\tau = RC$  ซึ่งแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุนี้จะเอกซาร์นี้เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $E$  เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ในช่วงที่ตัวเก็บประจุคายประจุแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจะลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ที่เวลา  $t=0$  ก่อนที่ตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ณ ช่วงเวลานี้มีค่าเท่ากับแรงดันเริ่มต้น  $V_0$  และค่าแรงดันในช่วงเวลานี้มีค่าเป็น  $V_0 - I_0 R = 0$

หรือ

$$I_0 = \frac{V_0}{R} \quad (4.34)$$

เมื่อ  $I_0$  คือกระแสเริ่มต้นก่อนที่ตัวเก็บประจุจะเริ่มคายประจุ ต่อมาเมื่อเวลา ( $t > 0$ ) ตัวเก็บประจุ จะเริ่มทำการคายประจุสมการแรงดันรวมภายในวงจรอินทิเกรเตอร์ RC มีค่าดังนี้

$$V_0 - iR = 0 \quad (4.35)$$

เมื่อ

ดังนั้น

$$i = C \frac{dV_C}{dt}$$

$$V_0 = RC \frac{dV_C}{dt} \quad (4.36)$$

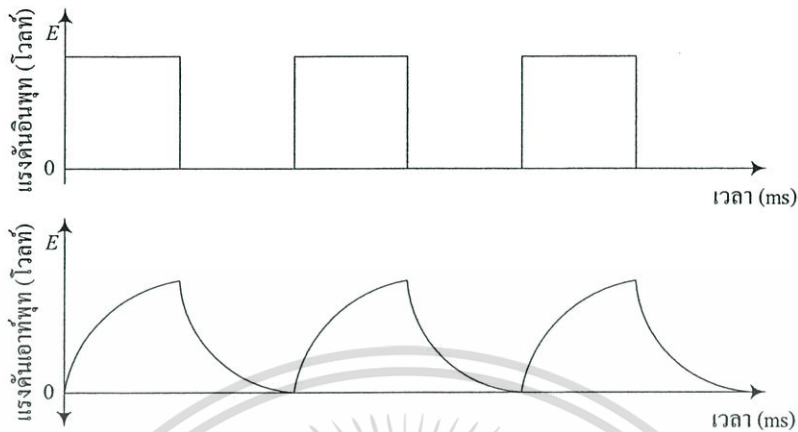
เมื่อพิจารณาสมการแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุขณะที่ตัวเก็บประจุทำการคายประจุ ( $t > 0$ ) สามารถเขียนได้เป็น

$$V_C = V_0 e^{-t/RC} \quad (4.37)$$

ค่าความถี่คัตออฟของวงจรอินทิเกรเตอร์ RC มีค่าเท่ากับ

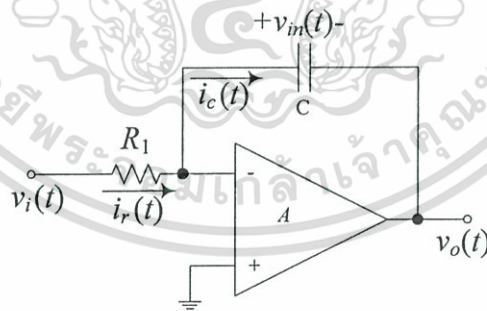
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.38)$$

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่เหลี่ยมแก่วงจรอินทิเกรเตอร์ RC สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์ RC เมื่อแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในวงจรอินทิเกรเตอร์ RC จะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อให้อัตราการอัดประจุคงที่ สามารถทำได้โดยทำให้กระแสที่ใช้ในการอัดประจุของตัวเก็บประจุ มีค่าคงที่โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC ดังแสดงในรูปที่ 4.15 [6-9]



รูปที่ 4.15 วงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC

จากรูปที่ 4.15 แรงดันเอาต์พุทของวงจรเขียนได้เป็น

$$V_o(t) = -V_C(t) \quad (4.39)$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าดังนี้

$$i_c(t) = i_r(t) = \frac{V_i(t)}{R} \quad (4.40)$$

จากสมการที่ (4.24) และ (4.40) แรงดันเอาต์พุทที่ได้รับมีค่าเป็น

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_i(t) dt + V_o(0) \quad (4.41)$$

อิมพีแดนซ์อินพุท ( $Z_i$ ) และอิมพีแดนซ์ป้อนกลับ ( $Z_f$ ) ของวงจรนี้มีค่าเท่ากับ

$$Z_i = R \quad (4.42)$$

$$Z_f = \frac{1}{j\omega C} \quad (4.43)$$

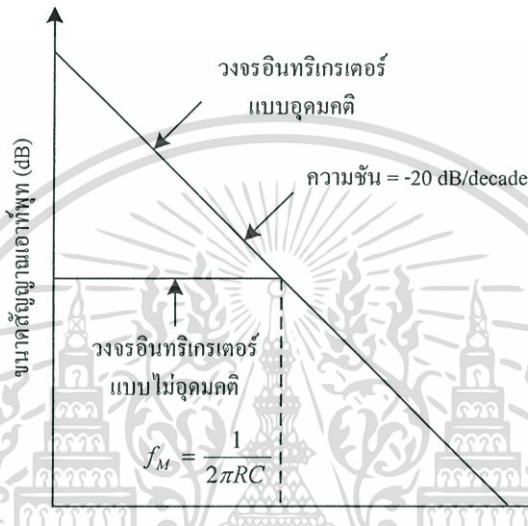
ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC เขียนได้ดังนี้

$$H(j\omega) = -\frac{1/j\omega C}{R} = -\frac{1}{sRC} \quad (4.44)$$

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์  $M(\omega)$  เขียนได้ดังสมการ

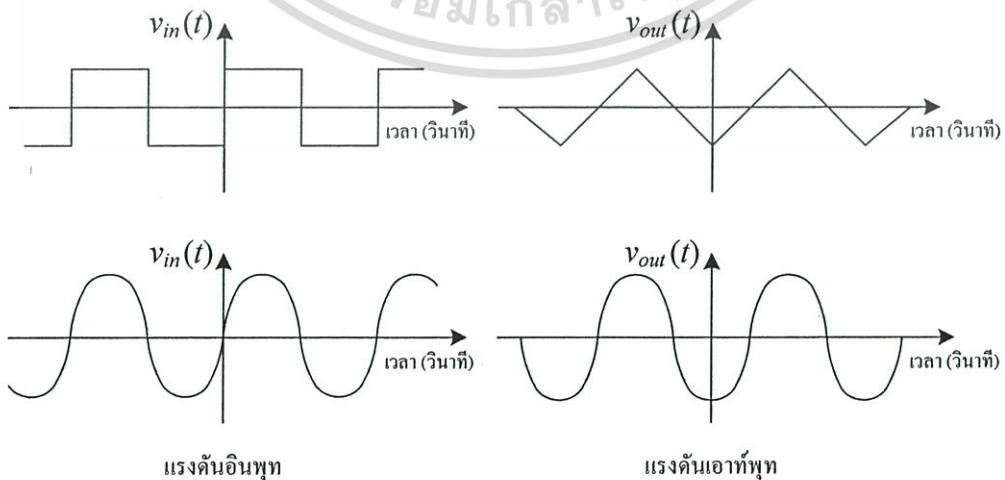
$$M(\omega) = 1/\omega RC \quad (4.45)$$

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีเกเรเตอร์โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับ RC จะมีค่าสูงมากที่ความถี่ต่ำและลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมีเกเรเตอร์จะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงเป็น  $-20\text{ dB/decade}$  และเฟสของสัญญาณมีค่า  $-90$  องศา สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีเกเรเตอร์กรณีที่เป็นอุดมคติและกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติแสดงให้เห็นได้ดังนี้ในรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีเกเรเตอร์กรณีที่เป็นอุดมคติและกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

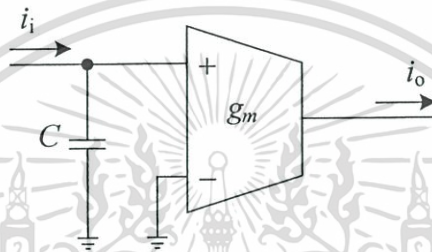
ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีเกเรเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปแบบต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 4.17



จากทฤษฎีและโครงสร้างต่างๆ ที่กล่าวมาจะถูกนำไปใช้เป็นหลักการพื้นฐานในการสร้างวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) และแบบมีการสูญเสีย (Lossy Integrator) ที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟโอทีเอและตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์หลัก โดยในที่นี่จะเน้นไปที่การใช้งานในโหมดกระแส เพื่อประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่

## 4.5 วงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้โอทีเอและตัวเก็บประจุ

### 4.5.1 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียในโหมดกระแส



รูปที่ 4.18 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียในโหมดกระแส

รูปที่ 4.18 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุและ โอทีเอแบบหลายเอาต์พุต ( Multi-Output OTA ) โดยเครื่องหมายบวกและลบที่เอาต์พุตของโอทีเอแสดงถึงทิศทางกระแสเอาต์พุตแบบบวกและแบบลบตามลำดับ สำหรับโอทีเอเมื่อกำหนดให้  $g_m$  คืออัตราขยายค่าความนำ ( Transconductance Gain ) ของโอทีเอ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ( Current Transfer Function ) ของวงจรในรูปที่ 4.18 จะมีค่าเป็นดังนี้คือ

เมื่อพิจารณาที่ตัวโอทีเอจะมีความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{out}$  กับ  $V_{in}$  ดังนี้

$$I_{out} = g_m V_{in} \quad (4.46)$$

เนื่องจาก

$$V_{in} = \frac{I_{in}}{sC} \quad (4.47)$$

แทนสมการที่ (4.47) ลงในสมการที่ (4.46) จะได้

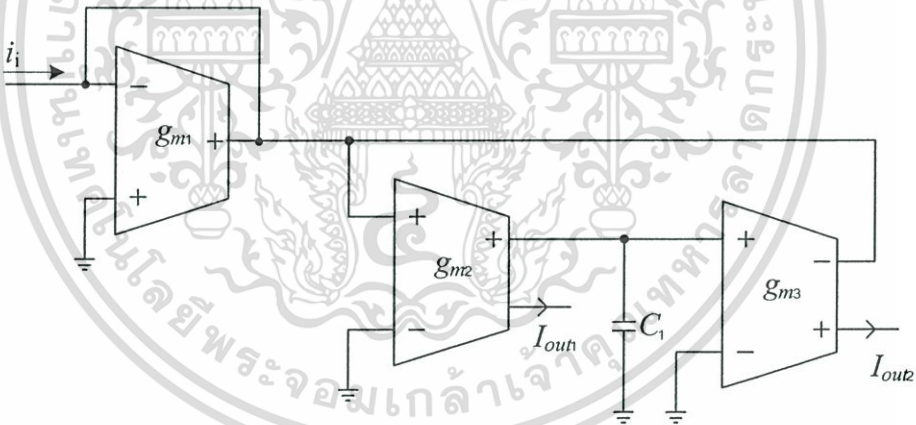
$$I_{out} = g_m \frac{I_{in}}{sC} \quad (4.48)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรจึงมีค่าประมาณ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_m}{sC} \quad (4.49)$$

จากสมการที่ (4.49) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{out}$  และ  $I_{in}$  อยู่ในรูปของฟังก์ชันอินทิเกรต ( Integrating Function ) ในกรณีที่ใช้อิโทีเอเป็นแบบไบโพลาร์จะได้ค่า  $g_m = I_B / 2V_T$  โดยที่  $V_T$  คือแรงดันความร้อน ( Thermal Voltage ) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 25 °C และเมื่อกำหนดให้  $I_B$  คือกระแสไบอัสของอิโทีเอ

#### 4.5.2 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียในโหมดกระแส



รูปที่ 4.19 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียในโหมดกระแส

รูปที่ 4.19 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ในโหมดกระแส ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุและ อิโทีเอแบบหลายเอาต์พุต ( Multi-Output OTA ) โดยเครื่องหมายบวกและลบที่เอาต์พุตของอิโทีเอแสดงถึงทิศทางกระแสเอาต์พุตแบบบวกและแบบลบตามลำดับ สำหรับอิโทีเอเมื่อกำหนดให้  $g_{m1}$   $g_{m2}$  และ  $g_{m3}$  คืออัตราขยายค่าความนำ ( Transconductance Gain ) ของอิโทีเอ 1 อิโทีเอ 2 และอิโทีเอ 3 ตามลำดับ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ( Current Transfer Function ) ของวงจรในรูปที่ 4.19 จะมีค่าเป็นดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่ตัวโอดีเอ 1 ซึ่งทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวต้านทาน จะได้ความสัมพันธ์ที่โหนด 1 ดังนี้

$$(I_{in} - I_{out1}) \frac{1}{g_{m1}} = V_1 \quad (4.50)$$

พิจารณาที่โอดีเอ 2 จะได้ความสัมพันธ์

$$V_2 = \frac{V_1 g_{m2}}{sC} \quad (4.51)$$

และพิจารณาที่โอดีเอ 3 จะได้ความสัมพันธ์

$$I_{out3} = V_2 g_{m3} \quad (4.52)$$

$$\frac{I_{out3}}{g_{m3}} = \frac{V_1 g_{m2}}{sC} \quad (4.53)$$

ดังนั้น

$$V_1 = \frac{I_{out3}}{g_{m2} g_{m3}} \quad (4.54)$$

แทนสมการที่ (4.54) ลงในสมการที่ (4.50) จะได้

$$(I_{in} - I_{out1}) \left( \frac{1}{g_{m1}} \right) = \frac{I_{out3} sC}{g_{m2} g_{m3}} \quad (4.55)$$

กำหนดให้  $I_{out1} = I_{out2} = I_{out}$  แล้วย้ายข้างสมการเพื่อหา  $I_{in}$

$$I_{in} = I_{out} \left( \frac{sC g_{m1}}{g_{m2} g_{m3}} + 1 \right) \quad (4.56)$$

เอกสารนี้จัดทำขึ้นด้วยโปรแกรมของวงจรมีค่าประมาณเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

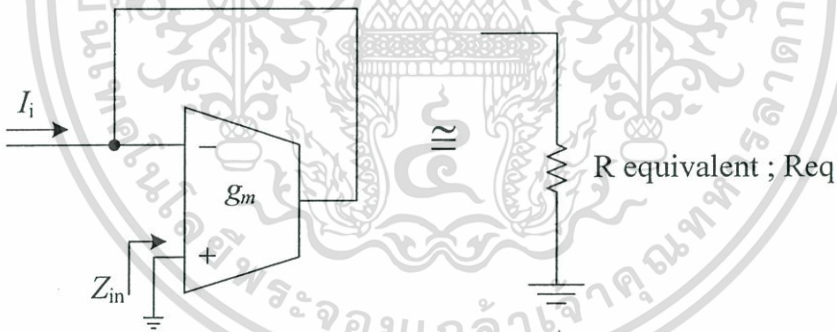
$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m2}g_{m3}}{sCg_{m1} + g_{m2}g_{m3}} = \frac{g_{m2}g_{m3}/Cg_{m1}}{S + g_{m2}g_{m3}/Cg_{m1}} \quad (4.57)$$

จากสมการที่ (4.57) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{out}$  และ  $I_{in}$  อยู่ในรูปของฟังก์ชันอินทิเกรต (integrating function) แบบมีการสูญเสีย ในกรณีที่ใช้อิทธิพลเป็นแบบไบโพลาร์จะได้ค่า  $g_m = I_B/2V_T$  โดยที่  $V_T$  คือแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 25°C และเมื่อกำหนดให้  $I_B$  คือกระแสไบอัสของโอทีเอ

#### 4.6 วงจรความต้านทานทางอิเล็กทรอนิกส์

วงจรความต้านทานทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นวงจรที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์ โอทีเอเพียงตัวเดียว โดยการลูปลักษณ์ของเอาต์พุตไปยังอินพุต ดังรูปที่

4.20



รูปที่ 4.20 วงจรความต้านทานทางอิเล็กทรอนิกส์

$$I_o = I_i = V_{in}g$$

$$Z_m = \frac{V_{in}}{I_i} = \frac{I}{g_m} \cong \text{Req}$$

#### 4.7 สรุป

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรย่อยที่นำมาใช้สร้างวงจรรองความถี่ไมโครเวฟ OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัลที่จะกล่าวถึงในบทที่ 5 โดยจะกล่าวถึงการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ หลักการและการออกแบบของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสีย ที่ได้เคยนำเสนอไว้ในวารสารต่างๆ โดยใช้อุปกรณ์ไอทีเอหรือวงจรขยายค่าความนำและตัวเก็บประจุเป็นหลัก



## บทที่ 5

# วงจรรองความถี่ไปควอด OTA-C

## ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล

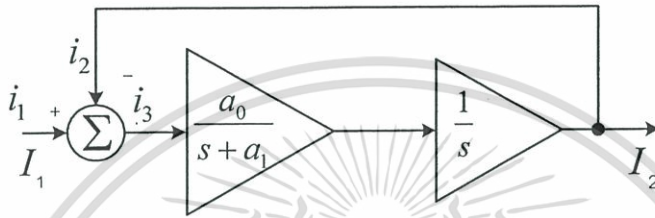
### 5.1 บทนำ

ในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอก เช่น Adaptive Filter Tracking Filter การสังเคราะห์เสียงพูด การสังเคราะห์เสียงดนตรี จะต้องการวงจรรองความถี่ที่โปรแกรมได้ในแบบดิจิทัลมาประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นที่ผ่านมามีวงจรรองความถี่ที่โปรแกรมได้แบบดิจิทัลนำเสนอไว้มากมายใน [26]-[33] Switched Capacitor (SC) คือวิธีการที่มักจะถูกนำมาใช้สำหรับตัวกรองที่โปรแกรมได้ [26]-[30] ถึงแม้ว่าวิธีการ SC จะมีข้อดีหลายอย่าง แต่ข้อเสียที่เป็นปัญหาสำคัญคือใช้ออปแอมป์ ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าความสามารถในการปฏิบัติงานที่ความถี่สูงถูกกำหนดโดยค่า Gain Bandwidth Product (GBW) ของตัวมัน และออปแอมป์มักจะใช้แหล่งจ่ายสูง นอกจากนี้วงจร SC ยังใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวอีกด้วยซึ่งจะทำให้การนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมีความยุ่งยาก Switched-Current (SI) คืออีกวิธีหนึ่งที่ถูกนำมาใช้สำหรับตัวกรองที่โปรแกรมได้ [6]-[8] การไม่ใช้ตัวเก็บประจุและไม่ต้องการวงจรส่วนประกอบที่มีความเที่ยงตรงคือข้อดีของวิธีการ SI แต่ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวิธีการ SI คือ มีค่าผิดพลาดอัตราส่วนของค่าความนำอินพุตต่อเอาต์พุต (output-input conductance ratio error) มีค่าผิดพลาดจากการตั้ง (setting error) และมีค่าผิดพลาดจากการฉีดประจุ (charge injection error) ที่ผ่านมาวงจรรองความถี่ไปควอดแบบยูนิเวอร์แซลใช้วงจรโอทีเอ และตัวเก็บประจุ (OTA-C) ได้นำเสนอไว้มากมาย แต่มีเพียงเล็กน้อยเท่านั้นที่นำเสนอวิธีการโปรแกรมค่าแบบดิจิทัล [34]-[36]

วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการ โปรแกรมค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แบบดิจิทัลในวงจรรองความถี่ไปควอดแบบอนาลอก ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรรองความถี่ OTA-C และการเลือกชนิดของการกรองสามารถโปรแกรมค่าได้ในแบบดิจิทัลด้วยวงจรที่นำเสนอเมื่อค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรรองความถี่สามารถโปรแกรมได้ในแบบดิจิทัลจึงทำให้มีความเป็นไปได้ที่จะคัดแปลงวงจรรองความถี่ไปควอดแบบอนาลอกไปใช้งานร่วมกับไมโครคอมพิวเตอร์ได้

### 5.2 ทฤษฎีและหลักการ

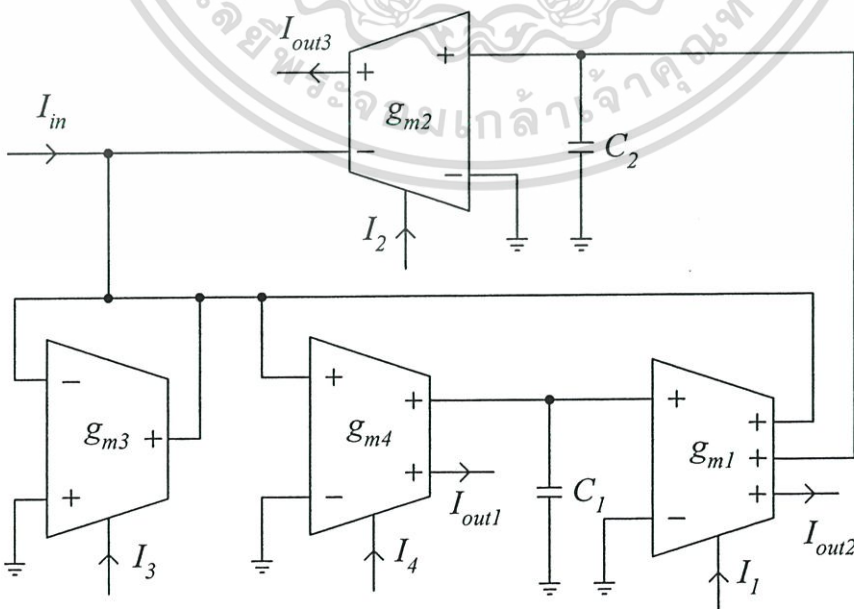
วงจรกรองความถี่ใบบรอดแบบยูนิเวอร์แซลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้หลักการของ 2 Integrators-loop ที่ได้เคยนำเสนอไว้ [26] โดยสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งจะประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสียและเขียนสมการการส่งผ่านได้ดังสมการที่ 5.1 [แสดงในภาคผนวก ก.]



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ใบบรอดแบบยูนิเวอร์แซล

$$I_2 = I_1 - I_2 \cdot \left( \frac{a_0}{s+a_1} \right) \cdot \left( \frac{1}{s} \right) \tag{5.1}$$

### 5.3 วงจรกรองความถี่ใบบรอดแบบยูนิเวอร์แซล



รูปที่ 5.2 วงจรกรองใบบรอดยูนิเวอร์แซลแบบ SIMO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการนำไปสังเคราะห์ให้เป็นวงจรจริงจะใช้วงจรย่อยที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 ซึ่งจะได้ดังรูปที่ 5.2 จากรูปพบว่าจะใช้วงจร OTA 4 วงจร ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว โดยมีอินพุท 1 อินพุทและ 3 เอาท์พุท ดังนั้นเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเข้าไปจะได้เอาท์พุทเป็นวงจรกรองความถี่ 3 แบบคือ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่านและแถบความถี่ผ่าน ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของการกรองทั้ง 3 แบบสามารถกำหนดได้ดังนี้ [แสดงในภาคผนวก ก]

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{out1}}{I_{in}} = \frac{s^2 \left( \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)} \quad (5.2)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{out2}}{I_{in}} = \frac{s \left( \frac{g_{m4}C_2}{g_{m2}g_{m3}} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)} \quad (5.3)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{out3}}{I_{in}} = \frac{\left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)} \quad (5.4)$$

ในกรณีนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ  $\omega_o$  และค่าประกอบคุณภาพ  $Q$ -factor ของวงจรสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}} \quad (5.5)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}C_1}{g_{m1}g_{m4}C_2}} \quad (5.6)$$

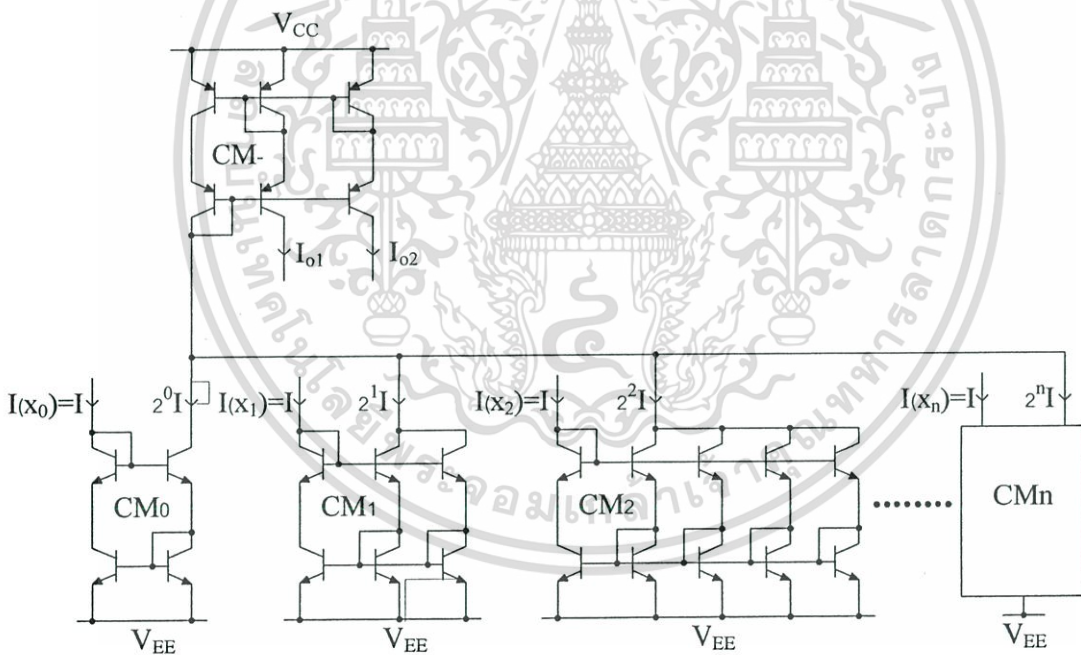
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันสมการที่ (5.2) ถึง (5.4) จะเห็นว่าวงจรมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่านและความถี่ต่ำผ่านได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของวงจรแต่อย่างใด จากสมการที่ (5.5) และ (5.6) ถ้ากำหนดให้  $g_{m1}=g_{m4}=g_{ma}$  และ  $g_{m2}=g_{m3}=g_{mb}$  โดยที่  $C_1=C_2=C$  จะสามารถปรับค่า  $\omega_o$  และ  $Q$  ที่เป็นอิสระต่อกันได้คือ

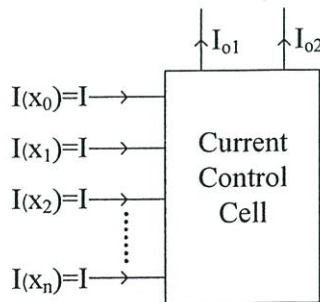
$$\omega_o = \frac{g_{ma}}{C} \tag{5.7}$$

$$Q = \frac{g_{mb}}{g_{ma}} \tag{5.8}$$

### 5.4 วงจรไบอัสที่ควบคุมด้วยสวิตช์



(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 5.3 วงจรควบคุมด้วยกระแสไบอัส (ก) วงจรโดยใช้ไบโพลาร์ทรานส์ซิสเตอร์ (ข) สัญลักษณ์

จากสมการที่ (5.7) และ (5.8) จะเห็นว่าค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  สามารถจูนได้ด้วยการปรับค่า  $g_m$  ซึ่งค่า  $g_m$  นี้สามารถปรับค่าได้โดยผ่านกระแสไบอัส ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนอวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยสวิทช์ ค่าเลขฐานสองในระบบดิจิทัลสามารถกำหนดได้จากการถ่วงน้ำหนักด้วยทรานซิสเตอร์ วงจรที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3 จากรูปที่ 5.3 สัญญาณดิจิทัล  $I(x_0)$  ถึง  $I(x_n)$  ที่ใช้ควบคุมค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรรองความถี่โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson  $CM_0$  ถึง  $CM_n$  และ  $CM^-$  แต่ละบิตของสัญญาณดิจิทัลคือกระแสอินพุทของแต่ละวงจรสะท้อนกระแส  $CM_0$  ถึง  $CM_n$  อัตราการขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสสามารถกำหนดได้คือ

$$G_n = 2^n \quad (5.9)$$

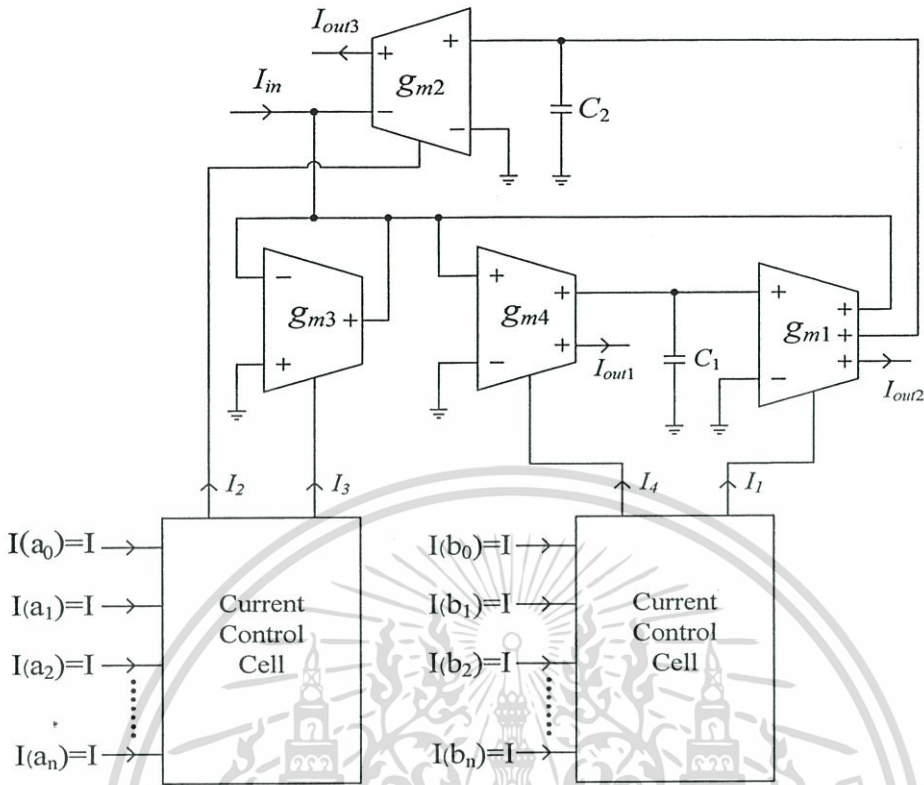
เมื่อ  $G_n$  คือค่าอัตราการขยายของ  $CM_n$

กระแสเอาต์พุทของ  $CM_0$  และ  $CM_n$  จะถูกรวมเป็นเอาต์พุทเดียวและถูกป้อนเป็นอินพุทให้กับ  $CM^-$  และสะท้อนอีกครั้งเป็นกระแสเอาต์พุท  $I_o$  กระแสเอาต์พุท  $I_o$  คือกระแสที่จะใช้ควบคุมค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ OTA โดยกระแสเอาต์พุทสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

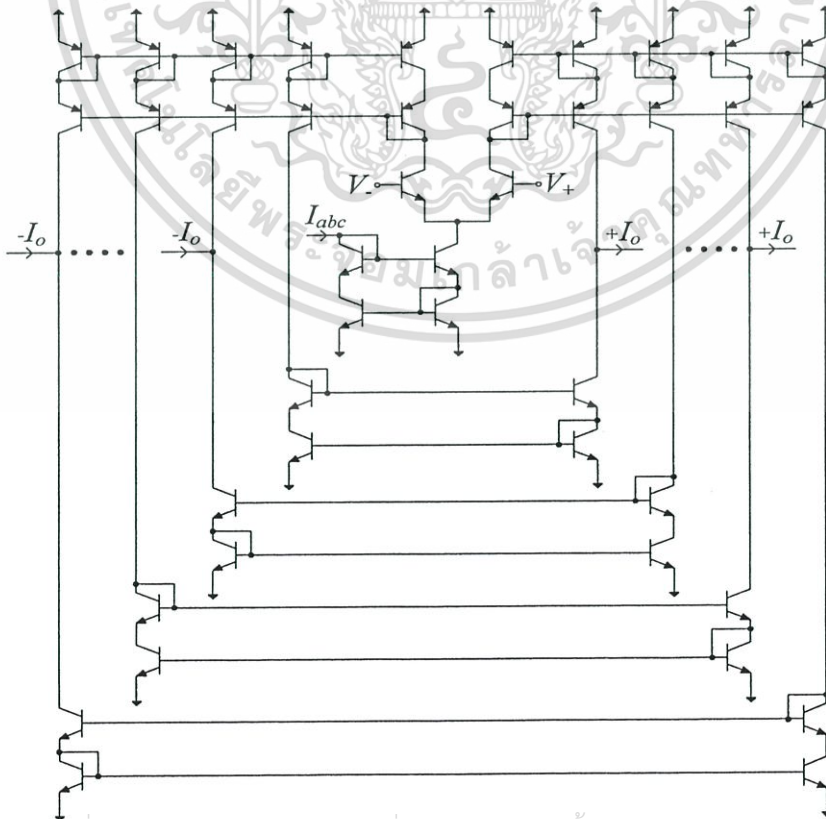
$$I_o = I(x_0)2^0 + I(x_1)2^1 + I(x_2)2^2 + \dots + I(x_n)2^n \quad (5.10)$$

เมื่อ  $I(x_0)$  ถึง  $I(x_n)$  คือกระแสลอจิก "1" ของสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุทกระแสที่มีมากกว่าหนึ่งเอาต์พุทสามารถทำได้โดยต่อทรานส์เอาต์พุทขนานเข้าที่  $CM^-$  ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.3 ( $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$ )

ถึงแม้ว่าวงจรไบอัสที่นำเสนอในรูปที่ 5.3 จะนำเสนอโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แต่ถ้าหากจะเปลี่ยนมาออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ก็สามารถทำได้โดยแทนไบโพลาร์ชนิด NPN ด้วยมอสชนิด N-Channel และไบโพลาร์ชนิด PNP ด้วยมอสชนิด P-Channel ได้โดยตรงในแบบตัวต่อตัว



รูปที่ 5.4 วงจร โบทควอดที่ควบคุมด้วยวิธีทางคิวิตอล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 5.5 วงจร โบทเอบแบบหลายเอาต์พุตโดยใช้โบทไฟดาร์ทรานซิสเตอร์  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.4 แสดงวงจรไบควอตที่ควบคุมได้โดยสวิตช์ จากวงจรจะใช้ชุดควบคุมกระแสสองชุดแยกจากกันเพื่อให้สามารถควบคุมได้ทั้งค่า  $\omega_o$  และ  $Q$  สมมติว่าวงจรโอทีเอที่จะนำมาใช้ในบทความนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 ดังนั้นค่าพารามิเตอร์คอนดักแตนซ์ของวงจรสามารถกำหนดได้คือ

$$g_m = \frac{I_{abc}}{2V_T} \quad (5.11)$$

โดยที่  $V_T$  คือแรงดันอุณหภูมิมีค่าประมาณ 25mV ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (5.7) และ (5.8) ด้วยสมการที่ (5.11) จะได้

$$\omega_o = \frac{I_{oa}}{2V_T C} \quad (5.12)$$

$$Q = \frac{I_{ob}}{I_{oa}} \quad (5.13)$$

จากรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าค่า  $\omega_o$  ค่า  $Q$  และชนิดของวงจรกรองสามารถควบคุมและเลือกได้โดยควบคุมที่กระแสไบอัสทั้งหมด

#### 5.4.1 ค่าความไวของ $\omega_o$ และค่า $Q$

ค่าความไว (Sensitivity) ของ  $\omega_o$  และค่า  $Q$  ของวงจรที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ ของวงจร  $g_m$  และ  $C$  สามารถวิเคราะห์ได้โดยใช้สมการ (3.24) ที่หลังจากการวิเคราะห์พบว่ามามีค่าดังนี้

$$S_{\omega_o}^{g_{m1}} = S_{\omega_o}^{g_{m2}} = S_{\omega_o}^{g_{m4}} = \frac{1}{2} \quad (5.14)$$

$$S_{\omega_o}^{g_{m3}} = S_{\omega_o}^{C_1} = S_{\omega_o}^{C_2} = -\frac{1}{2} \quad (5.15)$$

$$S_Q^{g_{m2}} = S_Q^{g_{m3}} = S_Q^{C_1} = \frac{1}{2} \quad (5.16)$$

$$S_Q^{g_{m1}} = S_Q^{g_{m4}} = S_Q^{C_2} = -\frac{1}{2} \quad (5.17)$$

จากสมการที่ (5.14) ถึง (5.17) จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นตัวชี้บอกว่าผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ในวงจรมีผลเล็กน้อย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่า  $\omega_o$  และค่า  $Q$  ค่อนข้างต่ำ ไม่วากรณ์ใดๆทั้งสน อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.5 ผลการเลียนแบบการทำงาน

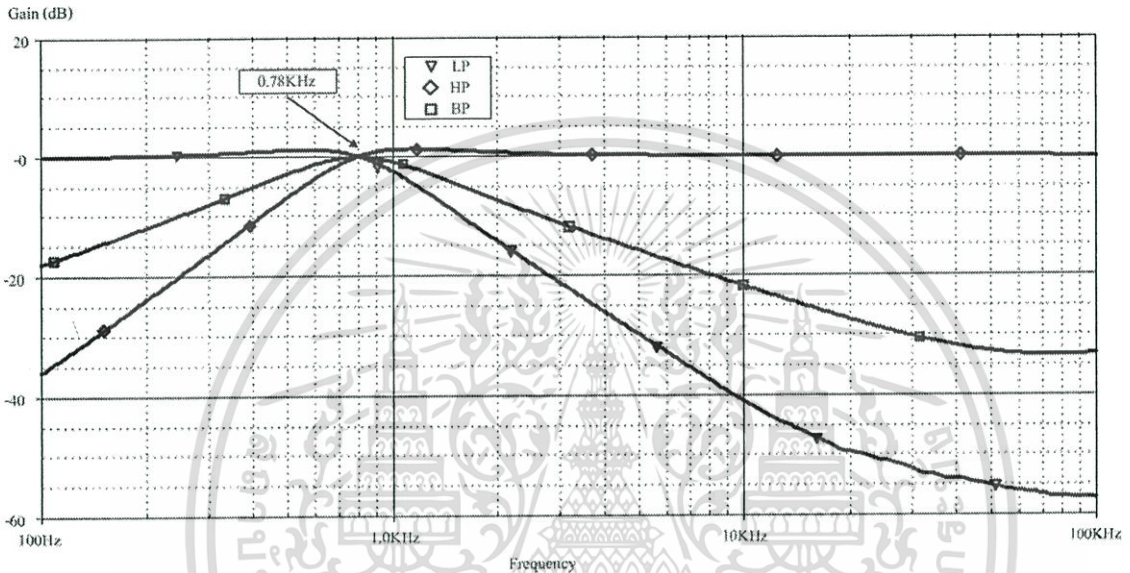
การจำลองการทำงานของวงจรรองความถี่ไบควอด OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัลที่แสดงในรูปที่ 5.2 ถูกนำมาจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice โดยใช้วงจร OTA แสดงดังรูปที่ 5.5 ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ใช้เบอร์ 2N3904 และ PNP ใช้เบอร์ 2N3906 ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 10$  โวลต์ ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  มีค่าเท่ากับ  $40 \text{ nF}$  จากสมการที่ (5.12) เป็นสมการที่ใช้ในการควบคุมค่าความถี่วิกฤต  $\omega_0$  ที่สามารถควบคุมค่าความถี่ด้วยวิธีทางดิจิทัลได้โดยการปรับกระแสไบอัส ซึ่งทุกค่าที่นั้นจะเปรียบเทียบระหว่างทางทฤษฎีและค่าที่พล็อตได้จริง โดยจะเป็นไปตามตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ควบคุมด้วยวิธีทางดิจิทัลขนาด 4 บิต เมื่อกำหนดสถานะ “1” ด้วยกระแสไบอัสเท่ากับ  $10 \mu\text{A}$  และสถานะ “0” ด้วยกระแสไบอัสเท่ากับ  $0 \mu\text{A}$  ในการจำลองการทำงานจะกำหนดให้ค่า  $Q$  เท่ากับ 1 ดังนั้นชุดควบคุมค่า  $Q$  จึงมีสถานะเหมือนกับชุดควบคุมค่า  $\omega_0$  แต่การออกแบบชุดควบคุมค่า  $Q$  ควรจะมีบิตมากกว่าชุดควบคุมค่า  $\omega_0$  เพื่อให้วงจรสามารถกำหนดค่า  $Q$  ที่มากกว่า 1 ได้ในกรณีที่ชุดควบคุมค่า  $\omega_0$  มีค่าเป็น “1” ทุกค่า

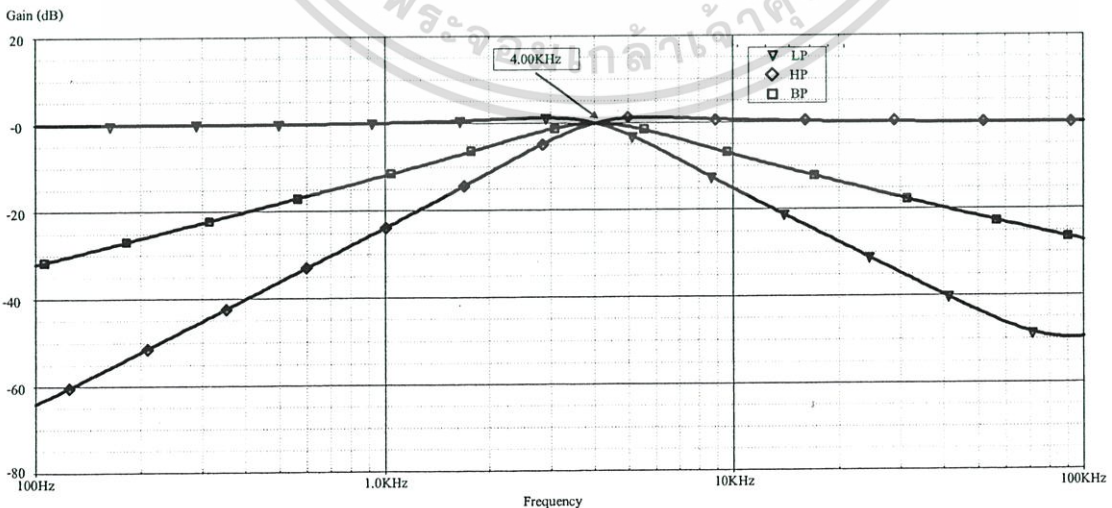
$a_3$	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$f_0$ (Simulated value) (kHz)	$f_0$ (Expected value) (kHz)	% Error
$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_0$			
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0.78	0.79	1.26
0	0	1	0	1.57	1.59	1.25
0	0	1	1	2.37	2.38	0.42
0	1	0	0	3.19	3.18	0.31
0	1	0	1	4.00	3.98	0.50
0	1	1	0	4.56	4.47	2.00
0	1	1	1	5.65	5.57	1.43
1	0	0	0	6.48	6.36	1.88
1	0	0	1	7.26	7.16	1.39
1	0	1	0	8.14	7.96	2.26
1	0	1	1	8.92	8.75	1.94
1	1	0	0	9.77	9.55	2.30
1	1	0	1	10.46	10.35	1.06
1	1	1	0	11.20	11.14	0.53
1	1	1	1	12.27	11.94	2.76

เอกสารนี้เป็นเอกสารของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ในขั้นแรกทดลองตั้งกระแสไบอัส  $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 10 \mu A$  และค่า  $C = 40 nF$  เพื่อดูผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ซึ่งพบว่าผลตอบสนองทางความถี่สามารถทำงานได้ 3 แบบคือ วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่าน แบบความถี่สูงผ่านและแบบแถบความถี่ผ่าน โดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้าง แสดงดังรูปที่ 5.6

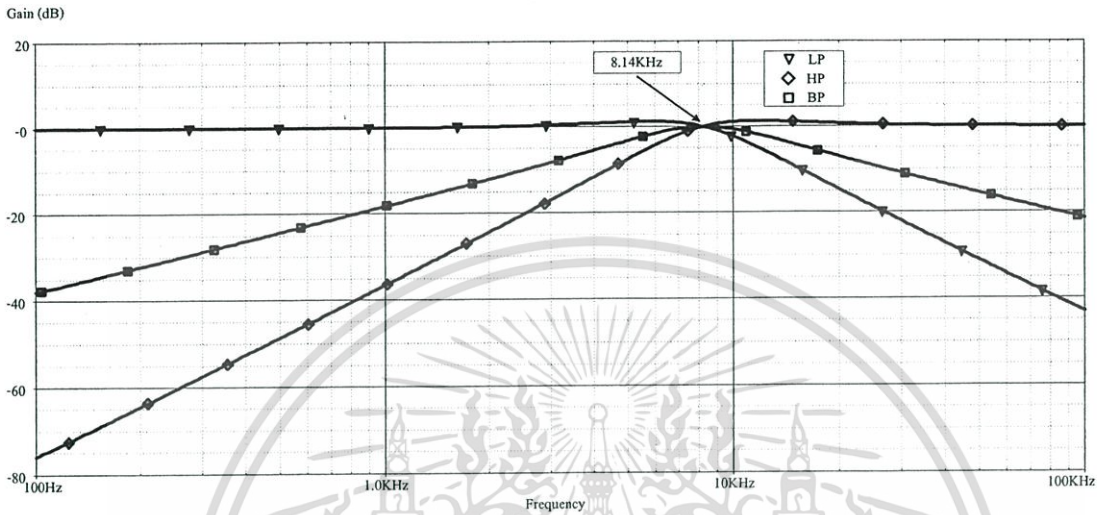


รูปที่ 5.6 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส  $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 10 \mu A$

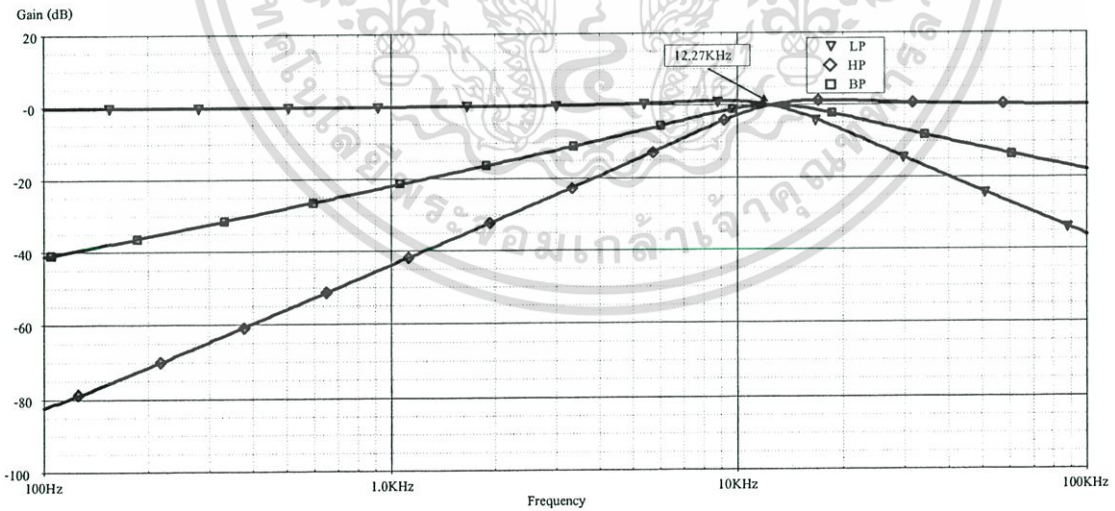


รูปที่ 5.7 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส  $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 50 \mu A$

เอกรินทร์เป็นเอกสิทธิ์สงวนไว้สำหรับารเชิงวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



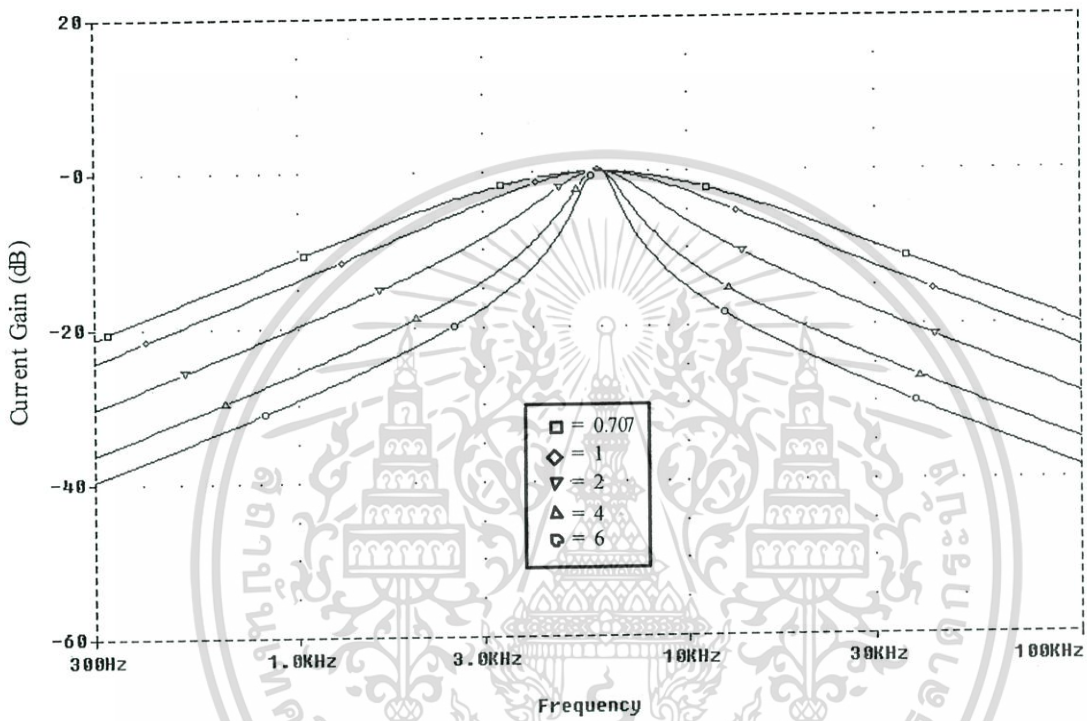
รูปที่ 5.8 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส  $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 100 \mu A$



รูปที่ 5.9 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่เมื่อกำหนดกระแสไบอัส  $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 150 \mu A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ได้ทดลองจากการปรับจูนค่า  $Q$  ของวงจรเมื่อกำหนดให้  $I_1=I_4=50\mu A$  ( $I_{oa}$ ) แล้วปรับค่ากระแส  $I_{ob}$  ( $I_1=I_4$ ) ให้ค่า  $Q$  มีค่าเท่ากับ 0.707, 1, 2, 4 และ 6 ตามลำดับ ซึ่งค่า  $Q$  นี้จะสามารถกำหนดได้จากสมการที่ (5.13)



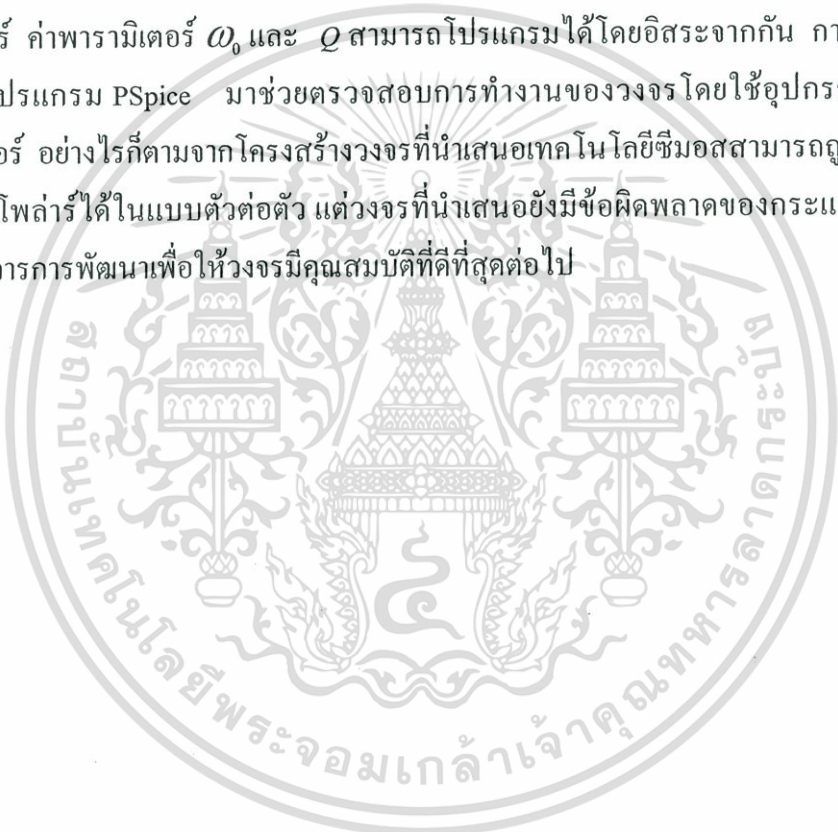
รูปที่ 5.10 ผลการจำลองการปรับค่า  $Q$  มีค่าเท่ากับ 0.707, 1, 2, 4 และ 6

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะ

### 6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรกรองความถี่ทำงานในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้โดยแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสไบอัส วงจรที่นำเสนอจึงสามารถโปรแกรมได้แบบดิจิทัล ดังนั้นวงจรที่นำเสนอจึงมีความเป็นไปได้ที่จะดัดแปลงเพื่อใช้งานร่วมกับไมโครคอมพิวเตอร์ ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  สามารถโปรแกรมได้โดยอิสระจากกัน การจำลองการทำงานใช้โปรแกรม PSpice มาช่วยตรวจสอบการทำงานของวงจร โดยใช้อุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามจากโครงสร้างวงจรที่นำเสนอเทคโนโลยีซีมอสสามารถถูกแทนลงในอุปกรณ์ไบโพลาร์ได้ในแบบตัวต่อตัว แต่วงจรที่นำเสนอยังมีข้อผิดพลาดของกระแสไบอัสและอาจจะต้องการการพัฒนาเพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติที่ดีที่สุดต่อไป



## บรรณานุกรม

- [1] D. B. Cox, "A digitally programmable switched-capacitor universal active filter/oscillator," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 18, pp. 383–389, 1983.
- [2] H. M. Sandler and A. S. Sedra, "Programmable switched-capacitor low-pass ladder filters," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 21, pp. 1109-1119, 1986.
- [3] A. Petraglia and S.K. Mitra, "Switched-capacitor equalizers with digitally programmable tuning characteristics," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 38, pp. 1322-1331, 1991.
- [4] N. Paulino, J. Franca, and F. Martins, "Programmable CMOS switched-capacitor biquad using quasi-passive algorithmic," IEEE J. Solid State Circuits, vol. 30, pp. 715-719, 1995.
- [5] T. Ndjountche, R. Unbehauen, E. Tonye, and A. Zibi, "Programmable canonical switched-capacitor bump equalizer architecture," IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems, vol. 145 , pp. 285-288, 1998.
- [6] A. G. Begisi, T. S. Fiez, and D. J. Allstot, "Digitally-programmable switched-current filters," IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 3178-3181, 1990.
- [7] A. Yufera, A. Rueda, and J. L. Huertas, "Programmable switched-current wave analog filters," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, pp. 927-934, 1994.
- [8] R. T. Goncalves, S. Noceti Filho, M. C. Schneider, and C. Galup-Montoro, "Digitally programmable switched current filters," IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 258-261, 1996.
- [9] A. M. Durham and W. Redman-White, "Very high linearity tunable OTA in 5 V CMOS," IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems, vol. 140, pp. 207-210, 1993.
- [10] R. Lojaco, M. Salerno, and F. Sargeni, "A novel architecture of digitally programmable continuous-time OTA-C filters," Proceedings of the 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, pp. 1103–1106, 1995.
- [11] B. M. Al-Hashimi, F. Dudek, M. Moniri, and J. Living, "Integrated universal biquad based on triple-output OTAs and using digitally programmable zeros," IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems, vol. 145, pp. 192-196, 1998.
- [12] P. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, and R. G. Meyer, "Analysis and design of analog integrated circuit," New York, USA: John Wiley & Sons, 2001.
- [13] B. Razavi, "Design of analog CMOS integrated circuit," New York, USA: McGraw-Hill, 2001.

- [14] D. Johns, K. Martin, "Analog Integrated Circuit Design," New York, USA: John Wiley & Sons, 1997.
- [15] Schaumann R., Van Valkenburg, "M.E., Design of Analog Filters," New York: Oxford University Press, 2001.
- [16] Van Valkenburg M.E., "Analog Filter Design. International edition," New York: Holt-Saunders, 1982.
- [17] Rolf Schauman, M.S. Ghausi and Kenneth R. Laker., "Design of Analog filter Passive, Active RC, and Switched Capacitor," Englewood Cliffs, NJ:Prentice Hall, 1992.
- [18] Howard M. Berlin and Frank C. Getz., "Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits," New York:Merrill, 1992.
- [19] Denton J. Dailey, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits Theory and Applications," New York:McGraw-Hill.1989.pp.253-264
- [20] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร. "การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์อิมพีแดนซ์และวงจรรายโอทีเอ" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542.
- [21] Charles F. Wojslaw, Evangelos A. Moustakas, "Operational Amplifier : the devices and their application," New York : John Wiley, 1986.
- [22] Howard M. Berlin and Frank C. Getz. "Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits," New York : Merrill. 1992.
- [23] Denton J. Dailey, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits Theory and Application," New York : McGraw-Hill. 1989. pp. 253-264
- [24] William D.Stanley, "Operational Amplifiers With Linear Integrated Circuit," Prentice Hall. 1993.
- [25] Frank R. Dungan, "Op amps and linear integrated circuits for technicians," Albany,NY : Delmar. 1992.
- [26] D. B. Cox, "A digitally programmable switched-capacitor universal active filter/oscillator," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 18, pp. 383-389, 1983.
- [27] H. M. Sandler and A. S. Sedra, "Programmable switched-capacitor low-pass ladder filters," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 21, pp. 1109-1119, 1986.
- [28] A. Petraglia and S.K. Mitra, "Switched-capacitor equalizers with digitally programmable tuning characteristics," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 38, pp. 1322-1331, 1991.
- [29] N. Paulino, J. Franca, and F. Martins, "Programmable CMOS switched-capacitor biquad using quasi-passive algorithmic," IEEE J. Solid State Circuits, vol. 30, pp. 715-719, 1995.

- [30] T. Ndjountche, R. Unbehauen, E. Tonye, and A. Zibi, "Programmable canonical switched-capacitor bump equalizer architecture," *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 145, pp. 285-288, 1998.
- [31] A. G. Begisi, T. S. Fiez, and D. J. Allstot, "Digitally-programmable switched-current filters," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 3178-3181, 1990.
- [32] A. Yufera, A. Rueda, and J. L. Huertas, "Programmable switched-current wave analog filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 927-934, 1994.
- [33] R. T. Goncalves, S. Noceti Filho, M. C. Schneider, and C. Galup-Montoro, "Digitally programmable switched current filters," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 258-261, 1996.
- [34] A. M. Durham and W. Redman-White, "Very high linearity tunable OTA in 5 V CMOS," *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 140, pp. 207-210, 1993.
- [35] R. Lojacono, M. Salerno, and F. Sargeni, "A novel architecture of digitally programmable continuous-time OTA-C filters," *Proceedings of the 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2, pp. 1103-1106, 1995.
- [36] B. M. Al-Hashimi, F. Dudek, M. Moniri, and J. Living, "Integrated universal biquad based on triple-output OTAs and using digitally programmable zeros," *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 145, pp. 192-196, 1998.

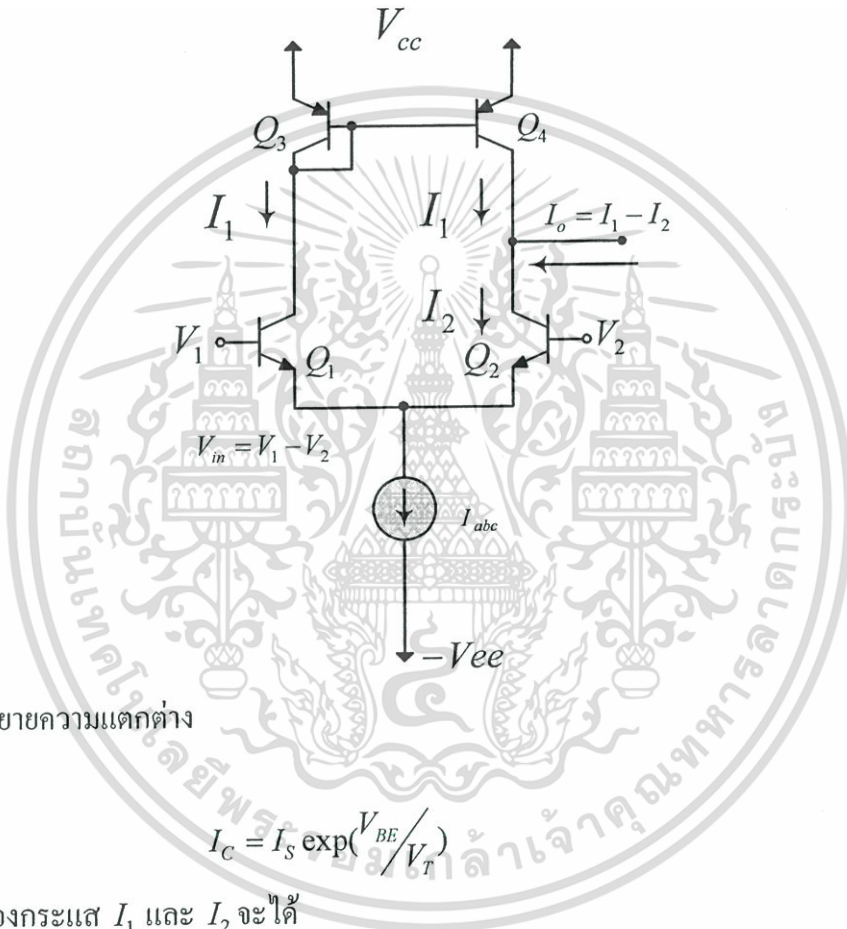


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

### การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์และวงจรรองความถี่

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_o$  กับแรงดัน  $V_{in}$  และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของวงจรรขยายแบบคิฟเฟอร์เรนเซียล



รูปที่ ก.1 วงจรรขยายความแตกต่าง  
จาก

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (\text{ก.1})$$

ความสัมพันธ์ของกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  จะได้

$$I_1 = I_S \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right) \quad (\text{ก.2})$$

และ

$$I_2 = I_S \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right) \quad (\text{ก.3})$$

เนื่องจาก

$$I_B = (I_1 + I_2) \quad (\text{ก.4})$$

แทนสมการที่ (ก.2) และสมการที่ (ก.3) ลงในสมการที่ (ก.4)

$$I_B = I_S [\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)] \quad (\text{ก.5})$$

คู่มือนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_S = \frac{I_B}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.6})$$

แทนสมการที่ (ก.6) ลงในสมการที่ (ก.2)

$$I_1 = \frac{I_B \exp(V_1/V_T)}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.7})$$

แทนสมการที่ (ก.6) ลงในสมการที่ (ก.3)

$$I_2 = \frac{I_B \exp(V_2/V_T)}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.8})$$

เนื่องจาก

$$I_o = I_1 - I_2 \quad (\text{ก.9})$$

แทนสมการที่ (ก.7) และสมการที่ (ก.8) ลงในสมการที่ (ก.9)

$$I_o = I_B \frac{\exp(V_1/V_T) - \exp(V_2/V_T)}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.10})$$

คูณเศษและส่วนด้วย  $\exp\left[-\left(\frac{V_1+V_2}{2V_T}\right)\right]$  ลงในสมการที่ (ก.10)

$$I_o = I_B \frac{\exp\left(\frac{V_1-V_2}{2V_T}\right) - \exp\left(-\frac{V_1-V_2}{2V_T}\right)}{\exp\left(\frac{V_1-V_2}{2V_T}\right) + \exp\left(-\frac{V_1-V_2}{2V_T}\right)} \quad (\text{ก.11})$$

จาก

$$\tanh x = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)} \quad (\text{ก.12})$$

ดังนั้น

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_1-V_2}{2V_T}\right) \quad (\text{ก.13})$$

ให้  $V_{in} = V_1 - V_2$

จะได้

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (\text{ก.14})$$

เนื่องจาก

$$g_m = \left. \frac{dI_o}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{I_B}{2V_T} \sec^2 h \left( \frac{V_{in}}{2V_T} \right) \quad (\text{ก.15})$$

จากนั้นแทน  $V_{in} = 0$  ตามนิยามลงในสมการที่ (ก.15) จะได้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (\text{ก.16})$$

ดังนั้นจะได้

$$I_O = g_m V_{in} \quad (\text{ก.17})$$

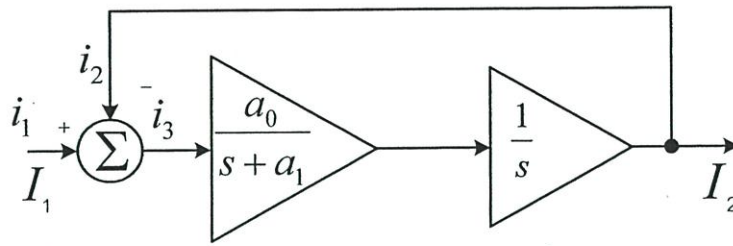
หรือ

$$I_O = \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \quad (\text{ก.18})$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ใบบรอด OTA-C



รูปที่ ข.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่ใบบรอด OTA-C

จากรูปที่ ข.1 ผลรวมกระแสที่  $i_3$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$i_1 - i_2 = i_3 \quad (\text{ข.1})$$

กำหนดให้

$$i_1 = I_1 \quad (\text{ข.2})$$

ดังนั้น

$$i_2 = \frac{a_0}{s+a_1} \cdot \frac{1}{s} \cdot i_3 \quad (\text{ข.3})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.2) และสมการที่ (ข.3) ลงในสมการที่ (ข.1)

$$I_1 - \frac{a_0}{s^2+a_1s} \cdot i_3 = I_3 \quad (\text{ข.4})$$

เนื่องจาก

$$I_2 = \frac{a_0}{s^2+a_1s} \cdot i_3 \quad (\text{ข.5})$$

$$i_3 = I_2 \left( \frac{s^2+a_1s}{a_0} \right) \quad (\text{ข.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.6) ลงในสมการที่ (ข.4)

$$I_1 - \frac{a_0}{s^2+a_1s} \cdot I_2 \cdot \frac{s^2+a_1s}{a_0} = I_2 \left( \frac{s^2+a_1s}{a_0} \right) \quad (\text{ข.7})$$

$$I_1 - I_2 = I_2 \left( \frac{s^2+a_1s}{a_0} \right) \quad (\text{ข.8})$$

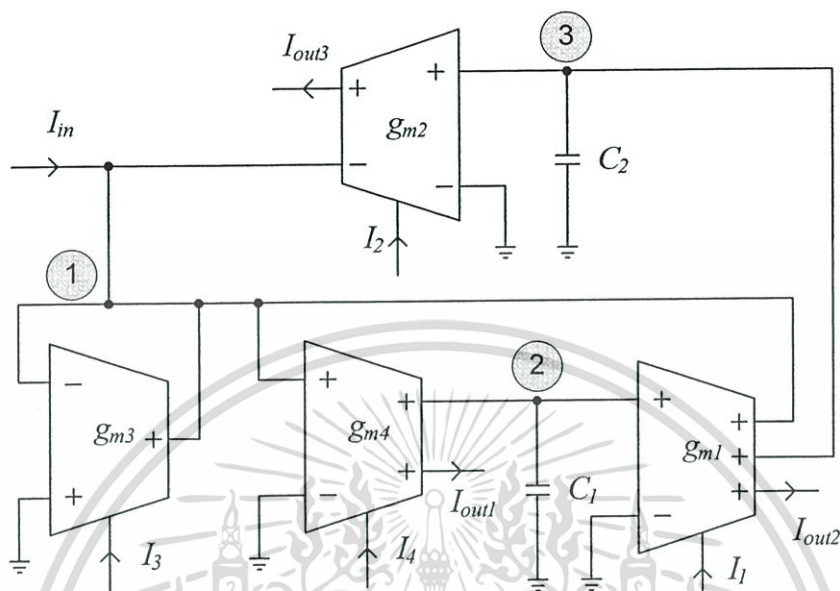
$$-I_2 = -I_1 + I_2 \left( \frac{s^2+a_1s}{a_0} \right) \quad (\text{ข.9})$$

ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกไดอะแกรมสามารถเขียนได้ดังสมการข้างล่างนี้

$$I_2 = I_1 - I_2 \cdot \left( \frac{a_0}{s+a_1} \right) \cdot \left( \frac{1}{s} \right) \quad (\text{ข.10})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์หาสมการการส่งผ่านของวงจรกรองความถี่ไปควอด OTA-C จากวงจรกรองความถี่ไปควอด OTA-C ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถพิจารณาได้ดังนี้



รูปที่ ค.1 วงจรกรองความถี่ไปควอด OTA-C ใหม่ครุระแส

ความสัมพันธ์ที่โหนด 1 มีค่าเท่ากับ

$$V_1 = (I_{in} - V_3 g_{m2} - V_2 g_{m1}) \frac{1}{g_{m3}} \quad (\text{ค.1})$$

ความสัมพันธ์ที่โหนด 2 มีค่าเท่ากับ

$$V_2 = \frac{1}{sC_1} (V_1 g_{m4}) \quad (\text{ค.2})$$

ความสัมพันธ์ที่โหนด 3 มีค่าเท่ากับ

$$V_3 = \frac{V_2 g_{m1}}{sC_2} \quad (\text{ค.3})$$

กระแสเอาต์พุตของ โอทีเอตัวที่ 4 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out1} = V_1 g_{m4} \quad (\text{ค.4})$$

กระแสเอาต์พุตของ โอทีเอตัวที่ 1 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out2} = V_2 g_{m1} \quad (\text{ค.5})$$

กระแสเอาต์พุตของ โอทีเอตัวที่ 2 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out3} = V_3 g_{m2} \quad (\text{ค.6})$$

แทนสมการ (ค.2) และ (ค.3) ลงในสมการที่ (ค.1) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 = \left[ I_{in} - \left[ \left( \frac{V_2 g_{m1}}{sC_2} \right) g_{m2} \right] - \left[ \left[ \frac{1}{sC_1} (V_1 g_{m4}) \right] g_{m1} \right] \left[ \frac{1}{g_{m3}} \right] \right] \quad (ค.7)$$

$$V_1 = \left[ I_{in} - \left[ \frac{V_1 g_{m4}}{sC_1} \cdot \frac{g_{m1}}{sC_2} \right] g_{m2} - \left[ \frac{g_{m4} V_1}{sC_1} g_{m1} \right] \frac{1}{g_{m3}} \right] \quad (ค.8)$$

$$V_1 = \left[ I_{in} - \left[ \frac{V_1 g_{m4} g_{m1} g_{m2}}{sC_1 sC_2} \right] - \left[ \frac{g_{m4} g_{m1} V_1}{sC_1} \right] \frac{1}{g_{m3}} \right] \quad (ค.9)$$

$$I_{in} = \left[ V_1 g_{m3} \right] + \left[ \frac{V_1 g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{s^2 C_1 C_2} \right] + \left[ \frac{V_1 g_{m1} g_{m4}}{sC_1} \right] \frac{1}{g_{m3}} \quad (ค.10)$$

$$I_{in} = V_1 \left[ g_{m3} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{s^2 C_1 C_2} + \frac{g_{m1} g_{m4}}{sC_1} \right] \quad (ค.11)$$

เนื่องจาก  $I_{out1} = V_1 g_{m4}$  ดังนั้น

$$V_1 = \frac{I_{out1}}{g_{m4}} \quad (ค.12)$$

แทนสมการ (ค.12) ลงในสมการ (ค.11) จะได้

$$I_{in} = \frac{I_{out1}}{g_{m4}} \left[ g_{m3} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{s^2 C_1 C_2} + \frac{g_{m1} g_{m4}}{sC_1} \right] \quad (ค.13)$$

$$I_{in} g_{m4} = I_{out1} \left[ g_{m3} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{s^2 C_1 C_2} + \frac{g_{m1} g_{m4}}{sC_1} \right] \quad (ค.14)$$

$$I_{in} g_{m4} = I_{out1} \left[ \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m4} + s g_{m1} g_{m4} C_2}{s^2 C_1 C_2} \right] \quad (ค.15)$$

$$\frac{I_{out1}}{I_{in}} = \left[ \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m4}}{s^2 C_1 C_2 g_{m3} + s g_{m1} g_{m4} C_2 + g_{m1} g_{m2} g_{m4}} \right] \quad (ค.16)$$

นำสมการ  $C_1 C_2 g_{m3}$  ทหารทั้งเศษและตัวส่วนข้างบนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{out1}}{I_{in}} = \left[ \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m4}}{s^2 C_1 C_2 g_{m3} + s g_{m1} g_{m4} C_2 + g_{m1} g_{m2} g_{m4}} \right] \left[ \frac{C_1 C_2 g_{m3}}{C_1 C_2 g_{m3}} \right] \quad (ค.16)$$

จะได้

$$I_{HPF} = \frac{I_{out1}}{I_{in}} = \left[ \frac{s^2 \left( \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \right)}{s^2 + s \frac{g_{m1} g_{m4}}{g_{m3} C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{g_{m3} C_1 C_2}} \right] \quad (ค.17)$$

เนื่องจาก

$$V_2 = I_{out1} \times \frac{1}{sC_1} \quad (ค.18)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค.17) ให้คูณด้วย  $\frac{1}{sC_1}$  จะได้สมการ (ค.19)

$$V_2 = \left[ \frac{s^2 \left( \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \right)}{s^2 + s \frac{g_{m1} g_{m4}}{g_{m3} C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{g_{m3} C_1 C_2}} \right] \times I_{in} \quad (ค.19)$$

$$V_2 = \left[ \frac{s \left( \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \right)}{s^2 + s \frac{g_{m1} g_{m4}}{g_{m3} C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{g_{m3} C_1 C_2}} \right] \times I_{in} \quad (ค.20)$$

จากสมการ  $I_{out2} = V_2 g_{m1}$  ดังนั้น

$$I_{out2} = \left[ \frac{s \left( \frac{g_{m4}}{C_1 g_{m3}} \right) \times g_{m1}}{s^2 + s \frac{g_{m1} g_{m4}}{g_{m3} C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{g_{m3} C_1 C_2}} \right] \times I_{in} \quad (ค.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{BPF} = \frac{I_{out2}}{I_{in}} = \left[ \frac{s \left( \frac{g_{m1}g_{m4}}{C_1g_{m3}} \right)}{s^2 + s \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}} \right] \quad (ก.22)$$

จากสมการ  $I_{out3} = V_3g_{m2}$  ดังนั้น

$$V_3 = \frac{V_2g_{m1}}{sC_2} \quad (ก.23)$$

จากสมการที่ (ก.20) ถ้าคูณด้วย  $\frac{g_{m1}}{sC_2}$  จะได้

$$V_3 = \left[ \frac{\frac{s \left( \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \right)}{C_1} \times \frac{g_{m1}}{sC_2}}{s^2 + s \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}} \right] \times I_{in} \quad (ก.24)$$

$$V_3 = \left[ \frac{\frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}} \right] \times I_{in} \quad (ก.25)$$

จากสมการ  $I_{out3} = V_3g_{m2}$  ดังนั้น

$$I_{out3} = \left[ \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}} \right] \times I_{in} \quad (ก.26)$$

$$I_{LPF} = \frac{I_{out3}}{I_{in}} = \left[ \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}} \right] \quad (ก.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข.

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. สุรัตน์ สุภรณ์ระ มนตรี คำเงิน พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ กฤษณ์ อ่างแก้ว และ จิระศักดิ์ ชาญ วุฒิธรรม “วงจรรองความถี่ไมโครเวฟ OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล” วิศวกรรมลาดกระบัง (ISSN 0125-1724) น. 20-25 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีนาคม 2549.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

# ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง

## LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 23 ฉบับที่ 1

มีนาคม 2549

1.	Direction Sequence Construction for Offline Thai Handwriting <i>Kor Kittikom, Bcontee Kruaratchue</i>	1
2.	การสังเคราะห์วัสดุประกอบคล้ายโพลีคาร์บอเนตที่มีคุณสมบัติความล้อย ไหลต่ำ นวสิทธิ์ หงษ์มณี เดือนเพ็ญ บุญศิริชัย	7
3.	การออกแบบวงจรขยายป้อนกลับกระแสแรงดันต่ำ มนตรี สุระเรือง สมพงษ์ วิเศษพวงมณีกร กอบชัย เพรชาญ	14
4.	วงจรกรองความถี่ไม่ควอด OTC-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล สุวิทย์ สุวรรณระ มนต์วี คำเงิน ทวีวัฒน์ พงษ์มณี กอบชัย เพรชาญ กฤษณ์ ใจงามแก้ว จิระศักดิ์ ชาญภูติธรรม	20
5.	การศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าและสมบัติของทางแสงของฟิล์มโพลี เอทิลีนไกลีคอล คัดติสันธิรักษ์ จิวิทย์ สุวิรุ่งเรือง	26
6.	โฟโตไดโอดแบบรอยต่อเฮเทอโรจังก์ชันของฟิล์มโพลีเอทิลีนไกลีคอลและฟิล์มเพอร์โรติก ทรงเกียรติ คัดติสันธิรักษ์ จิวิทย์ สุวิรุ่งเรือง	32
7.	คอนเวอร์เตอร์วีซีเอสซี เซมิคอนดักเตอร์ไฟฟ้าโพลีเมอร์ไบโอดีเอคอปเปอร์ที่ประกอบด้วยตัวควบคุมความถี่ของ โพลีเอทิลีนไกลีคอล วิจิตร กิมเชก	38
8.	การศึกษาการตรวจรับแสงด้วยโฟโตไดโอดโพลีเอทิลีนไกลีคอลโพลีเมอร์ที่ประกอบด้วยประสาทยืด กมล สะอาดดวง มณีนชานี มานพ วิจิตร กิมเชก สุชาติ สิริภักดิ์	44
9.	รูปไฟฟ้าขึ้นเคออสลิส โศภน สวัสดิ์มาวัน ปวงภาส ไชยสุวรรณ	50
10.	การใช้วิธีควบคุมแบบฟิวส์ไดโอดเพื่อลดการสั่นไหวของแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม ศุภลักษณ์ ทัศนศาสตร์ มณฑล สัจจันดาภิรมย์	56
11.	การวิเคราะห์การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นของเครื่องเหนี่ยวนำที่มีโหลดแรงดันสลับแบบอินдукทีฟที่เชื่อมด้วยฟิล์มโพลีเอทิลีน ไกลีคอลที่เคลือบด้วยระดับนาโนเซมิคอนดักเตอร์ ฉัตรชัย เหมสะอาด วิจิตร กิมเชก	62
12.	การวิเคราะห์ความเสถียรของระบบไฟฟ้ากำลังโดยพิจารณาการทำงานผิดพลาดของระบบป้องกันโซน 3 ไพโรจน์ เกียรติทอง มณฑล สัจจันดาภิรมย์	68
13.	วงจรพรีโมดูลาร์สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีภาระรับประจุแรงดันตกต่อระหว่างเวลาปิดโวลต์ไม่สมดุล จรรุวัฒน์ จันทร์โร วิจิตร กิมเชก	74
14.	การออกแบบและวิเคราะห์ตัวกรองโหมดเอสซี ซีพียูคอนเวอร์เตอร์ทางด้านอินพุตสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่ มีการควบคุมกระแสแบบพีเอ็มของหม้อแปลงความถี่สูง ทนต์วี วรรณภาส ปวงภาส ไชยสุวรรณ วิจิตร กิมเชก	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรรองความถี่ไบควอด OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล

## A Digitally Programmable OTA-C Biquad Filter

สุรัตน์ สุภรณ์ระ มนตรี คำเงิน พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เศรษฐาญ กฤษณ์ อย่างแก้ว\* จิระศักดิ์ ชาญวุฒิธรรม\*  
คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
\*ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวิธีการ โปรแกรมค่าพารามิเตอร์วงจรรองความถี่ไบควอดทางดิจิทัล วงจรรองความถี่ไบควอดแบบยูนิเวอร์แซลที่จูนค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้อย่างอิสระจากกันจะถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับวงจรรองความถี่ไบควอดแบบทางดิจิทัล ดังนั้นวงจรรองความถี่ไบควอดแบบยูนิเวอร์แซลที่ได้จึงสามารถควบคุมค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  โดยการโปรแกรมแบบดิจิทัลซึ่งทำให้วงจรรองความถี่ที่ได้เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมในแบบผสมระหว่างอนาล็อกและดิจิทัลด้วยเทคโนโลยี LSI ทั้งเทคโนโลยี CMOS และไบโพลาร์ ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice สามารถยืนยันการทำงานของวงจรโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

### Abstract

In this paper, a technique for digitally programmable universal biquad filter is presented. The independent control of  $\omega_0$  and  $Q$  of the universal biquad filter is joined with the proposed technique. Therefore, the  $\omega_0$  and  $Q$  of the universal biquad filter can be programmable digitally. The digitally programmable universal biquad filter is suitable for a mixed digital-analog LSI. The proposed system was confirmed by using PSPICE simulation based on bipolar transistors.

### 1. บทนำ

ในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อก เช่น Adaptive Filter Tracking Filter การสังเคราะห์เสียงพูด การสังเคราะห์เสียงดนตรี จะต้องการวงจรรองความถี่ที่โปรแกรมได้ในแบบดิจิทัลมาประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นที่ผ่านมามีวงจรรองความถี่ที่โปรแกรมได้แบบดิจิทัลนำเสนอไว้มากมายใน [1]-[8] Switched Capacitor (SC) คือวิธีการที่มักจะถูกนำมาใช้สำหรับตัวกรองที่โปรแกรมได้ [1]-[5] ถึงแม้ว่าวิธีการ SC จะมีข้อดีหลายอย่าง แต่ข้อเสียที่เป็นปัญหาสำคัญคือโอเวอร์โหลด ซึ่งเป็นที่ทราบไว้ว่าความสามารถในการปฏิบัติงานที่ความถี่สูงถูกกำหนด

โดยค่า Gain Bandwidth Product (GBW) ของตัวมัน และโอเวอร์โหลดมักจะใช้แหล่งจ่ายสูง นอกจากนี้วงจร SC ยังใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวอีกด้วยซึ่งจะทำให้การนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมีความยุ่งยาก Switched-Current (SI) คืออีกวิธีหนึ่งที่ถูกนำมาใช้สำหรับตัวกรองที่โปรแกรมได้ [6]-[8] การไม่ใช้ตัวเก็บประจุและไม่ต้องการวงจรส่วนประกอบที่มีความเที่ยงตรงคือข้อดีของวิธีการ SI แต่ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวิธีการ SI คือ มีค่าผิดพลาดอัตราส่วนของค่าความนำอินพุตต่อเอาพุต (output-input conductance ratio error) มีค่าผิดพลาดจากการตั้ง (setting error) และมีค่าผิดพลาดจากการฉีดประจุ (charge injection error) ที่ผ่านมาวงจรรองความถี่ไบควอดแบบยูนิเวอร์แซลใช้วงจรโอทีเอและ

ตัวเก็บประจุ (OTA-C) ได้นำเสนอไว้มากมาย แต่มีเพียงเล็กน้อยเท่านั้นที่นำเสนอวิธีการ โปรแกรมค่าแบบดิจิทัล [9]-[11]

บทความนี้จะนำเสนอวิธีการ โปรแกรมค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แบบดิจิทัลในวงจรกรองความถี่แบบคอนตแบบอนาล็อก ค่าพารามิเตอร์  $\omega_c$  และ Q ของวงจรกรองความถี่OTA-C และการเลือกชนิดของการกรองสามารถ โปรแกรมค่าได้ในแบบดิจิทัลด้วยวงจรที่นำเสนอเมื่อค่า  $\omega_c$  และ Q ของวงจรกรองความถี่สามารถ โปรแกรมได้ในแบบดิจิทัลจึงทำให้มีความเป็นไปได้ที่จะคัดแปลงวงจรกรองความถี่แบบคอนตแบบอนาล็อกไปใช้งานร่วมกับไมโครคอมพิวเตอร์ได้

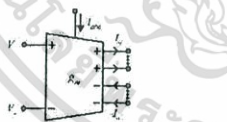
2. วงจรที่นำเสนอ

2.1. วงจรกรองความถี่แบบคอนตแบบอนุกรม

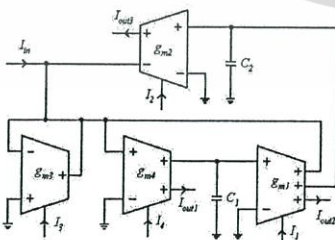
รูปที่ 1 แสดงสัญลักษณ์ของวงจร โอทีเอแบบหลายเข้าพุท ซึ่งกระแสเข้าพุทของวงจร โอทีเอเมื่อสมมติเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดันสามารถกำหนดได้คือ

$$I_o = \pm g_m (V_+ - V_-) \tag{1}$$

โดยที่  $g_m$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไป้อัส  $I_{abs}$



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจร โอทีเอแบบหลายเข้าพุท



รูปที่ 3 วงจรกรองไปควอดรูมูนิเวอร์แซลแบบ SIMO รูปที่ 3 แสดงบล็อกโคจระกรมของวงจรกรองความถี่แบบอนุกรม โดยใช่วงจร OTA 4 วงจร ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว โดยมีอินพุท 1 อินพุทและ 3 เข้าพุท ดังนั้นเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเข้าไปได้เข้าพุทเป็นวงจรกรองความถี่ 3 แบบคือ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่านและแถบความถี่ผ่าน ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของการกรองทั้ง 3 แบบสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{out1}}{I_{in}} = \frac{s^2 \left( \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)} \tag{2}$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{out2}}{I_{in}} = \frac{s \left( \frac{g_{m4}C_2}{g_{m2}g_{m3}} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)} \tag{3}$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{out3}}{I_{in}} = \frac{\left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{m3}C_1} \right) + \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2} \right)} \tag{4}$$

ค่า  $\omega_c$  และค่า Q สามารถกำหนดได้

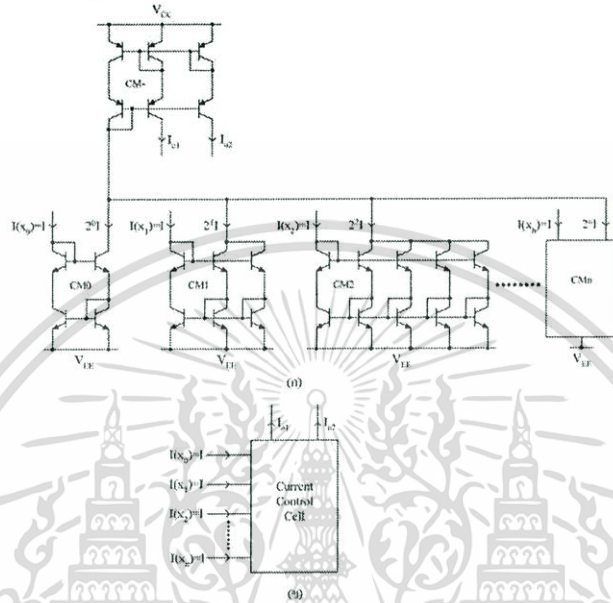
$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{g_{m3}C_1C_2}} \tag{5}$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}C_1}{g_{m1}g_{m4}C_2}} \tag{6}$$

จากค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสมการที่ (2) ถึง (4) จะเห็นว่า วงจรมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่านและความถี่ต่ำผ่านได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของวงจรแต่อย่างใด จากสมการที่ (5) และ (6) ถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4}$  และ  $g_{m3} = g_{m3} = g_{m3}$  โดยที่  $C_1 = C_2 = C$  จะสามารถปรับค่า  $\omega_c$  และ Q ที่เป็นอิสระต่อกันได้คือ

$$\omega_c = \frac{g_{m3}}{C} \tag{7}$$

$$Q = \frac{g_{mb}}{g_{ma}} \quad (8)$$



รูปที่ 3 วงจรควบคุมด้วยกระแสไบอัส (ก) วงจรโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (ข) สัญลักษณ์

2.2 วงจรไบอัสที่ควบคุมด้วยสวิทช์

จากสมการที่ (7) และ (8) จะเห็นว่าค่า  $\omega_0$  และ Q สามารถปรับได้ด้วยการปรับค่า  $g_m$  ซึ่งค่า  $g_m$  นี้สามารถปรับค่าได้โดยผ่านกระแสไบอัส ดังนั้นบทความนี้จึงได้เสนอวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยสวิทช์ ค่าเลขฐานสองในระบบดิจิทัลสามารถกำหนดได้จากการถ่วงน้ำหนักด้วยทรานซิสเตอร์ วงจรที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3 จากรูปที่ 3 สัญลักษณ์ดิจิทัล  $I(x_0)$  ถึง  $I(x_n)$  ที่ใช้ควบคุมค่า  $\omega_0$  และ Q ของวงจรองความถี่โดยใช้วงจระสะท้อนกระแสแบบ Wilson CM0 ถึง CMn และ CM- แต่ละบิตของสัญญาณดิจิทัลก็กระแสอินพุทของแต่ละวงจระสะท้อนกระแส CM0 ถึง CMn อัตราการขยายกระแสของวงจระสะท้อนกระแสสามารถกำหนดได้คือ

$$G_n = 2^n \quad (9)$$

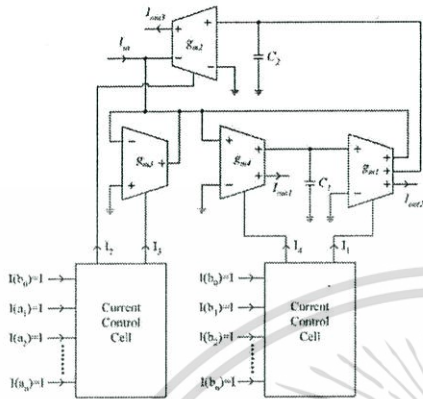
เมื่อ  $G_n$  คือค่าอัตราการขยายของ CMn

กระแสเข้าพุทของ CM0 และ CMn จะถูกรวมเป็นเข้าพุทเดียวและถูกป้อนเป็นอินพุทให้กับ CM- และสะท้อนอีกครึ่งเป็นกระแสเข้าพุท  $I_0$  กระแสเข้าพุท  $I_0$  คือกระแสที่จะใช้ควบคุมค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ OTA โดยกระแสเข้าพุทสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

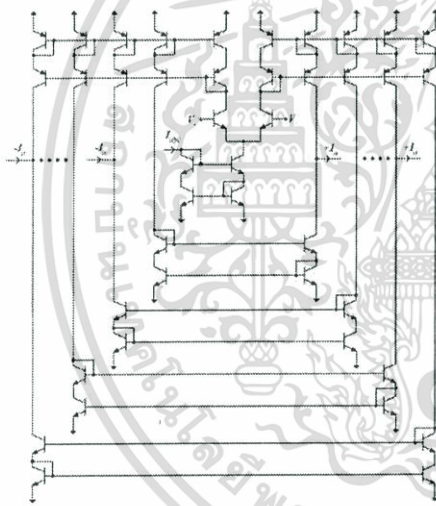
$$I_0 = I(x_0)2^0 + I(x_1)2^1 + I(x_2)2^2 + \dots + I(x_n)2^n \quad (10)$$

เมื่อ  $I(x_0)$  ถึง  $I(x_n)$  คือกระแสลอจิก "1" ของสัญญาณดิจิทัลเข้าพุทกระแสที่มีมากกว่าหนึ่งเข้าพุทสามารถทำได้โดยต่อทรานส์เข้าพุทขนานเข้าที่ CM- ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3 ( $I_{01}$  และ  $I_{02}$ )

ถึงแม้ว่าวงจระไบอัสที่นำเสนอในรูปที่ 3 จะนำเสนอโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แต่ถ้าหากจะเปลี่ยนมาออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ก็สามารถทำได้โดยแทนไบโพลาร์ชนิด NPN ด้วยมอสชนิด N-Channel และไบโพลาร์ชนิด PNP ด้วยมอสชนิด P-Channel ได้โดยตรงในแบบตัวต่อตัว



รูปที่ 4 วงจรไบควอดที่ควบคุมด้วยวิธีทางดิจิทัล



รูปที่ 5 วงจรโอทีเอแบบหลายเข้าหุทโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

รูปที่ 4 แสดงวงจรไบควอดที่ควบคุมได้โดยสวิตช์ จากวงจรจะใช้ชุดควบคุมกระแสสองชุดแยกจากกันเพื่อให้สามารถควบคุมได้ทั้งค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  สมมติว่าวงจรโอทีเอที่จะนำมาใช้ในบทความนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5 ดังนั้นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรสามารถกำหนดได้คือ

$$g_m = \frac{I_{abc}}{2V_T} \quad (11)$$

โดยที่  $V_T$  คือแรงดันอุณหภูมิมีค่าประมาณ 25mV ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (7) และ (8) ด้วยสมการที่ (11) จะได้

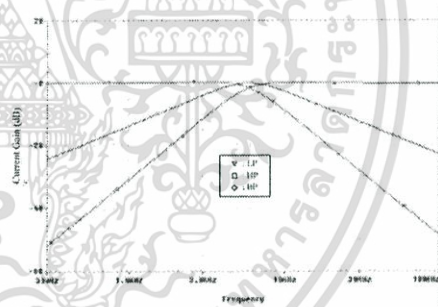
$$\omega_0 = \frac{I_{oa}}{2V_T C} \quad (12)$$

$$Q = \frac{I_{ob}}{I_{oa}} \quad (13)$$

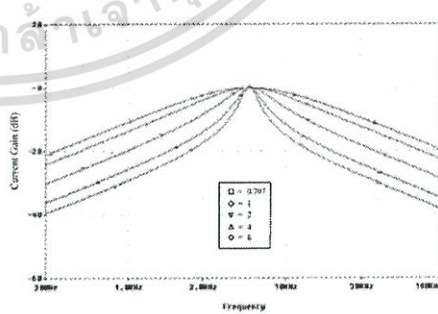
จากรูปที่ 4 จะเห็นว่าค่า  $\omega_0$ ,  $Q$  และชนิดของวงจรกรองสามารถควบคุมและเลือกได้โดยควบคุมที่กระแสไบอัสทั้งสามชุด

### 3. ผลการจำลองการทำงาน

วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 4 จะถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร OTA แสดงดังรูปที่ 5 ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ใช้เบอร์ 2N3904 และ PNP ใช้เบอร์ 2N3906 ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 10V$   $C_1$  และ  $C_2$  มีค่าเท่ากับ 40 nF ผลการจำลองการทำงานมีดังนี้



รูปที่ 7 ผลการจำลองการตอบสนองความถี่



รูปที่ 8 การปรับค่า Q มีค่าเท่ากับ 0.707 1 2 4 และ 6

ตารางที่ 1 การควบคุมค่า  $\omega_0$  ด้วยการโปรแกรมแบบดิจิทัลขนาด 4 บิต

$a_3$	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$f_0$ (Simulated value) (kHz)	$f_0$ (Expected value) (kHz)	% Error
$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_0$			
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0.78	0.79	1.26
0	0	1	0	1.57	1.59	1.25
0	0	1	1	2.37	2.38	0.42
0	1	0	0	3.19	3.18	0.31
0	1	0	1	4.00	3.98	0.50
0	1	1	0	4.56	4.47	2.00
0	1	1	1	5.65	5.57	1.43
1	0	0	0	6.48	6.36	1.88
1	0	0	1	7.26	7.16	1.39
1	0	1	0	8.14	7.96	2.26
1	0	1	1	8.92	8.75	1.94
1	1	0	0	9.77	9.55	2.30
1	1	0	1	10.46	10.35	1.06
1	1	1	0	11.20	11.14	0.53
1	1	1	1	12.27	11.94	2.76

รูปที่ 7 แสดงการตอบสนองความถี่ของการกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน แบบความถี่สูงผ่านและแบบแถบความถี่ผ่านเมื่อกำหนดให้กระแสไบอัส  $I_1=I_2=I_3=I_4=50\mu\text{A}$  ส่วนรูปที่ 8 แสดงการปรับค่า  $Q$  ของวงจรเมื่อกำหนดให้  $I_1=I_4=50\mu\text{A}$  ( $I_2, I_3$ ) แล้วปรับค่ากระแส  $I_{cb}$  ( $I_1=I_4$ ) ให้ค่า  $Q$  มีค่าเท่ากับ 0.707 1 2 4 และ 6 ตามลำดับ ซึ่งค่า  $Q$  นี้จะสามารถกำหนดได้จากสมการที่ (13)

ตารางที่ 2 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ควบคุมด้วยวิธีทางดิจิทัลขนาด 4 บิต เมื่อกำหนดสถานะ "1" ด้วยกระแสไบอัสเท่ากับ  $10\mu\text{A}$  และสถานะ "0" ด้วยกระแสไบอัสเท่ากับ  $0\mu\text{A}$  ในการจำลองการทำงานจะกำหนดให้ค่า  $Q$  เท่ากับ 1 ดังนั้นชุดควบคุมค่า  $Q$  จึงมีสถานะเหมือนกับชุดควบคุมค่า  $\omega_0$  แต่การออกแบบชุดควบคุมค่า  $Q$  ควรจะมีบิตมากกว่าชุดควบคุมค่า  $\omega_0$  เพื่อให้

วงจรสามารถกำหนดค่า  $Q$  ที่มากกว่า 1 ได้ในกรณีที่ชุดควบคุมค่า  $\omega_0$  มีค่าเป็น "1" ทุกค่า

#### 4. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่ทำงานในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้โดยแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสไบอัส วงจรที่นำเสนอจึงสามารถโปรแกรมได้แบบดิจิทัล ดังนั้นวงจรที่นำเสนอจึงมีความเป็นไปได้ที่จะคิดแปลงเพื่อใช้งานร่วมกับไมโคร คอมพิวเตอร์ ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  สามารถโปรแกรมได้โดยอิสระจากกัน การจำลองการทำงานใช้โปรแกรม PSPICE มาช่วยตรวจสอบการทำงานของวงจรโดยใช้อุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามจากโครงสร้างวงจรที่นำเสนอเทคโนโลยีซีมอสสามารถถูกแทนลงในอุปกรณ์ไบโพลาร์ได้นั้นแบบตัวต่อตัว

### 5. เอกสารอ้างอิง

- [1] D. B. Cox, "A digitally programmable switched-capacitor universal active filter/oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 18, pp. 383-389, 1983.
- [2] H. M. Sandler and A. S. Sedra, "Programmable switched-capacitor low-pass ladder filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 21, pp. 1109-1119, 1986.
- [3] A. Petraglia and S.K. Mitra, "Switched-capacitor equalizers with digitally programmable tuning characteristics," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 38, pp. 1322-1331, 1991.
- [4] N. Paulino, J. Franca, and F. Martins, "Programmable CMOS switched-capacitor biquad using quasi-passive algorithmic," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 30, pp. 715-719, 1995.
- [5] T. Ndjountche, R. Unbehauen, E. Tonye, and A. Zibi, "Programmable canonical switched-capacitor bump equalizer architecture," *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 145, pp. 285-288, 1998.
- [6] A. G. Begisi, T. S. Fiez, and D. J. Allstot, "Digitally-programmable switched-current filters," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 3178-3181, 1990.
- [7] A. Yufera, A. Rueda, and J. L. Huertas, "Programmable switched-current wave analog filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 927-934, 1994.
- [8] R. T. Goncalves, S. Noceti Filho, M. C. Schneider, and C. Galup-Montoro, "Digitally programmable switched current filters," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 258-261, 1996.
- [9] A. M. Durham and W. Redman-White, "Very high linearity tunable OTA in 5 V CMOS," *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 140, pp. 207-210, 1993.
- [10] R. Lojaco, M. Salemo, and F. Sargeni, "A novel architecture of digitally programmable continuous-time OTA-C filters," *Proceedings of the 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2, pp. 1103-1106, 1995.
- [11] B. M. Al-Hashimi, F. Dudek, M. Moniri, and J. Living, "Integrated universal biquad based on triple-output OTAs and using digitally programmable zeros," *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 145, pp. 192-196, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นายสุรัตน์ สุภรณ์ระ จบการศึกษาปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีไฟฟ้า อุตสาหกรรม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2538 ปัจจุบันทำงานเป็น เจ้าหน้าที่ประจำห้องปฏิบัติการ ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องมือวัดและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้