

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส โดยเฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟ  
เพียงอย่างเดียวและปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE CURRENT-MODE MULTI-FUNCTION  
FILTERS USING ONLY ACTIVE DEVICES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาด้านเทคนิคตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-010-019

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส โดยเฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟ  
เพียงอย่างเดียวและปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE CURRENT-MODE MULTI-FUNCTION  
FILTERS USING ONLY ACTIVE DEVICES



จพ.

ล ๗๖๖  
๒๕๕๒

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....**95679**  
วัน,เดือน,ปี....**2.7 พ.ค. 2552**



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
KMITL-2009-EN-M-010-019  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRONICALLY TUNABLE CURRENT-MODE MULTI-FUNCTION  
FILTERS USING ONLY ACTIVE DEVICES**



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไขหรือเผยแพร่ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
KMUTL-2009-EN-M-010-019



**COPYRIGHT 2009**

**FACULTY OF ENGINEERING**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์    วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟเพียงอย่างเดียวและปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

Thesis Title        Electronically Tunable Current – Mode Multi-Function Filters Using only Active Devices

นักศึกษา             นายสิทธิพงษ์ สุริยะคำวงษ์






รหัสประจำตัว        49060952

ปริญญา              วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา            วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์    ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี

หมายเลขวิทยานิพนธ์        KMITL-2009-EN-M-010-019

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ดร.มนตรี            คำเงิน	
รศ.สมยศ            จุณณะปิยะ	
รศ.จิระศักดิ์      ชาญวุฒิธรรม	
รศ.ดร.กอบชัย      เดชหาญ	
ผศ.ดร.พิพัฒน์      พรหมมี	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 18 มีนาคม พ.ศ. 2552 เวลา 15.00-17.00 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 18 มีนาคม พ.ศ. 2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส โดยใช้เฉพาะ อุปกรณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์
นักศึกษา	นายสิทธิพงษ์ สุริยะคำวงษ์
รหัสนักศึกษา	49060952
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนน้อย อาศัยหลักการของสมการ ไบคลออดเรติก ด้วยการลูกลับของอินทิเกรเตอร์ไม่มีการสูญเสียสองตัว ซึ่งการสังเคราะห์วงจร ใช้เพียงอุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยที่สุดและไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอก โดยวงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน และตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก อุปกรณ์ แอกทีฟที่ใช้ประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ 4 ตัว วงจรความนำหลายเอาต์พุตแบบ CMOS (CMOS MO-OTA) 3 ตัว และออปแอมป์ (CMOS Op-Amp) 2 ตัว เท่านั้น วงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) และ การปรับค่าคุณภาพ ( $Q_p$ ) ได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่าแกนของ OTA ซึ่งเป็นอิสระต่อกันและกัน คุณสมบัติ ของวงจรมีการยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice กระทำโดยการ

- 1) การทดสอบคุณสมบัติของวงจรมีการยืนยันการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice
- 2) การยืนยันคุณสมบัติของวงจรมีการยืนยันการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยดีด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี ซึ่งเป็นอาจารย์ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้ชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้ และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์และ ขอบพระคุณอย่างสูง

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ให้ข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณ ดร.มนตรี คำเงิน คุณมนตรี สมดุลยภนิก ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และความช่วยเหลือต่างๆ ในการทำงานวิจัยนี้

ขอกราบขอบพระคุณบิดาและมารดาของผู้เขียน ที่ให้กำลังใจอย่างมากตลอดเวลาในขณะที่ ศึกษาอยู่ในการทำวิทยานิพนธ์ สุดท้ายขอขอบคุณทุกท่าน ที่มีส่วนเกี่ยวข้องซึ่งคอยเป็นกำลังใจให้ มาโดยตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้ามอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สิทธิพงษ์ สุริยะคำวงษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Electronically Tunable Current - mode Multi – function Filters using only Active Devices
<b>Student</b>	Mr. Sittipong Suriyakhumwong
<b>Student ID.</b>	49060952
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2009
<b>Thesis Advisor</b>	Assist. Prof.Dr. Pipat Prommee

### ABSTRACT

This thesis proposes a multi-function active-only devices current-mode universal filter using biquadratic transfer function. The proposed circuit is based on minimized active-only components count without external passive elements. The different kinds of filter function such as lowpass, highpass, bandpass and band-reject responses can be obtained without changing circuit topology. The proposed circuit is realized by using 4 MOS transistors, 3 CMOS MO-OTA, and 2 CMOS Op-Amps. The parameters  $\omega_p$  and  $Q_p$  can be electronically tuned independently through adjusting the transconductance gains of the OTAs. The simulation results are given by PSpice

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีเทคโนโลยีของซิมอสและทฤษฎีของมอสเฟต.....	4
2.1 ทฤษฎีเทคโนโลยีของซิมอสและทฤษฎีของมอสเฟต.....	4
2.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรรีซิสทีฟ.....	4
2.1.2 ข้อเปรียบเทียบระหว่างทรานซิสเตอร์แบบเฟทกับไบโพลาร์.....	5
2.1.3 เทคโนโลยีของมอส.....	6
2.1.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	10
2.1.5 สัญลักษ์ณ์ของมอสเฟต.....	14
2.1.6 ชนิดของมอสเฟต.....	15
2.2 ทฤษฎีหลักการทำงานของโอทีเอ (OTA).....	17
2.2.1 ทฤษฎีโอทีเอ(OTA)ในทางปฏิบัติ.....	17
2.2.2 หลักการทำงานพื้นฐานของโอทีเอ (OTA).....	19
2.2.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรถ่อนกระแส.....	19
2.2.4 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรรขยายความต่าง.....	20
2.2.5 วงจรทรานสคอนดักแตนซ์แบบคูดิฟเฟอร์เรนเซียล.....	20
2.2.6 วงจรดิฟแอมป์ในกรณีสัญญาณเข้ามีระดับสูง ( Large – Signal ).....	20
2.2.7 ตัวอย่างวงจรรขยายความนำหลายเอาต์พุตด้วยซิมอส.....	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.3	ออปแอมป์ (OPERATIONAL AMPLIFIER).....	23
2.3.1	คุณสมบัติของออปแอมป์เชิงอุดมคติ.....	23
2.3.2	ประสิทธิภาพของออปแอมป์ที่ไม่ใช่อุดมคติ.....	24
2.3.3	อัตราขยายลูปเปิดและแบนด์วิดท์ไม่เป็นอนันต์.....	24
2.4	วงจรขยายแรงดัน.....	26
บทที่ 3	ทฤษฎีตัวกรองความถี่.....	28
3.1	กล่าวนำ.....	28
3.2	พื้นฐานวงจรกรองความถี่.....	28
3.3	ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่.....	30
3.4	ตัวกรองสัญญาณหลายหน้าที่ (Universal Filter).....	31
3.5	ค่าความไว (Sensitivity) ของตัวกรองความถี่.....	38
3.6	คุณลักษณะของตัวกรองหลายหน้าที่.....	40
3.7	การปรับค่าของตัวกรองความถี่.....	40
3.7.1	การปรับตัวกรองด้วยการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ).....	40
3.7.2	การปรับตัวกรองด้วยค่าพารามิเตอร์อื่นๆ.....	40
3.8	การนำวงจรเอ็มไอโอทีเอมาทำเป็นตัวกรองความถี่.....	40
3.8.1	ตัวกรองความถี่โหมดกระแส.....	40
3.8.2	การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายโหมดกระแสด้วยเอ็มไอโอทีเอ.....	41
บทที่ 4	วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อย.....	42
4.1	การออกแบบตัวกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อย.....	42
4.2	ทฤษฎีและหลักการในการออกแบบด้วยสมการไบควอดเรติก (Biquadratic).....	42
4.2.1	วงจรขยายแรงดัน.....	43
4.2.2	ออปแอมป์/อินทิเกรเตอร์ไม่สูญเสีย.....	44
4.2.3	วงจรกรองความถี่โหมดกระแส.....	45
4.3	วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตด้วยซีมอส (CMOS MOTA).....	45
4.4	ค่าความไว (Sensitivity) ของตัวกรองความถี่.....	46
4.5	การวิเคราะห์เชิงไม่เป็นอุดมคติซึ่งเป็นผลจากออปแอมป์.....	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 ผลการทดลอง.....	50
5.1 ผลการทดลอง.....	50
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	58
6.1 สรุปผลคุณลักษณะของตัวกรองความถี่ที่นำเสนอ.....	58
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	58
เอกสารอ้างอิง.....	60
ภาคผนวก.....	62
ภาคผนวก ก โมเดลทรานซิสเตอร์T14Y PMOS และ NMOS ที่ใช้วิเคราะห์ ในโปรแกรม PSpice (Orcad) .....	63
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	67
ประวัติผู้เขียน.....	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ใน CMOS OPAMP.....	50
5.2 ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ใน CMOS OTA.....	52
6.1 เปรียบเทียบจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต่างๆ กับงานวิจัยในอดีต.....	59



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม.....7
2.2	โครงสร้างมอส (Metal Oxide Semiconductor : MOS).....7
2.3	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุ C กับแรงดัน V.....8
2.4	โครงสร้างของมอสเฟต.....9
2.5	มอสเฟตในกรณีที่อิ่มตัว (Saturation : Pinch-off).....12
2.6	ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนกับแรงดันที่ขาเกต.....12
2.7	ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและแรงดันขาเดรนกับซอส.....13
2.8	สัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ.....15
2.9	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D$ กับ $V_{DS}$ .....16
2.10	สัญลักษณ์และวงจรสมมูลของไอทีเอ.....17
2.11	ผลตอบสนองทางความถี่ของไอทีเอ.....18
2.12	วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายที่สร้างจาก MOSFET.....19
2.13	วงจรคิฟเฟอร์เรนเซียล.....20
2.14	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับผลต่างของกระแส.....21
2.15	วงจรภายในของตัวขยายสัญญาณซิมอสเอ็มไอทีเอ.....22
2.16	วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของออปแอมป์ในทางอุดมคติ.....23
2.17	อัตราขยายลูปเปิดของออปแอมป์ทั่วไปที่มีการชดเชยภายใน.....25
2.18	วงจรขยายแรงดันและวงจรความต้านทานอิล็กทรอนิกส์.....26
3.1	(ก) ตัวกรองต่ำผ่าน (ข) ตัวกรองสูงผ่าน.....29
3.2	(ก) ตัวกรองแบนด์ไม่ผ่าน (ข) ตัวกรองแบนด์ผ่าน.....29
3.3	ตัวกรองความถี่ในรูปแบบทูพอร์ทเน็ตเวิร์ค โมเดล.....30
3.4	ค่าโพลและซีโรบน $s - plane$ ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....33
3.5	การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....33
3.6	ค่าโพลและซีโรบน $s - plane$ ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....34
3.7	การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....34
3.8	ค่าโพลและซีโรบน $s - plane$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....35
3.9	การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....35
3.10	ค่าโพลและซีโรบน $s - plane$ ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง.....36
3.11	การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง.....36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใจไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 ค่าโพลและซีโรบน $s - plane$ ของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	37
3.13 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	37
4.1 บล็อกไดอะแกรมของ 2 integrators loop.....	42
4.2 วงจรขยายแรงดัน .....	43
4.3 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส.....	44
4.4 ออปแอมป์และการตอบสนองทางความถี่.....	44
4.5 วงจรวงจรรภายในของตัวขยายสัญญาณซีมอสเอ็ม ไอ โอ ที เอ (CMOS MOTA).....	46
5.1 วงจร CMOS OPAMP.....	50
5.2 การตอบสนองความถี่ของออปแอมป์ [14].....	51
5.3 วงจร T14Y MOSIS.....	52
5.4 คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4.1 เมื่อ $V_{DDR} = 5\text{volts}$ .....	53
5.5 คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4.1 เมื่อ $V_{DDR} = 1\text{volt}$ .....	53
5.6 ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านเมื่อปรับกระแสไบอัสของ $g_O$ เท่ากับ $200, 20, 2, 0.2 \mu A$ .....	54
5.7 ตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกเมื่อปรับกระแสไบอัสของ $g_O$ เท่ากับ $200, 20, 2, 0.2 \mu A$ .....	55
5.8 คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4.1 เมื่อ $V_{DDR} = 5, 4, 3, 2, 1\text{ volts}$ .....	55
5.9 กรองความถี่ที่ต้องการออกเมื่อปรับกระแสไบอัสของ $g_1, g_2$ เท่ากับ $200, 20, 2$ และ $0.2 \mu A$ ..	56
5.10 ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสกับความถี่.....	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการออกแบบสังเคราะห์วงจรให้ความสำคัญในการออกแบบวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส (Current-mode) มากขึ้นเนื่องจากมีคุณสมบัติที่เด่นกว่าการทำงานในโหมดแรงดัน (Voltage-mode) หลายประการเช่นมีแบนด์วิดท์กว้าง (Wide band Width) ให้ผลตอบสนองความถี่สูง (high frequency response) ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ (Low voltage operation) และยังสามารถออกแบบวงจรได้ง่ายโดยใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยอันเป็นผลให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรมีน้อยเหมาะสำหรับนำมาสร้างวงจรรวมด้วยเหตุผลดังกล่าวเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้เกิดการพัฒนางจรแบบต่างๆที่ทำงานในโหมดกระแสมากขึ้นมีนักวิจัยได้ให้ความสนใจออกแบบวงจรวงจรดังกล่าว โดยใช้ใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่มีสมรรถนะสูงหลายชนิดเช่น OTA (Operational Transconductance Amplifier) วงจรออปแอมป์ (Operational Amplifier) วงจร CDBA (Current Differencing Buffer Amplifier) และวงจรถ่ายพานกระแส (Current conveyor) มากขึ้นตามลำดับ ในการประมวลสัญญาณทางอนาล็อกในปัจจุบันวงจรที่เข้ามามีบทบาทมากก็คือวงจรตัวกรองความถี่ ซึ่งได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่อดีต โดยวงจรตัวกรองความถี่สามารถสร้างหลายรูปแบบหลายวิธีมาก ซึ่งก็มีข้อดี ข้อเสียแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของการนำวงจรตัวกรองความถี่ไปใช้นั่นเอง วงจรตัวกรองความถี่ที่ดีควรมีคุณสมบัติดังนี้

1. เป็นตัวกรองหลายหน้าที่ (Universal Filter)
2. ใช้อุปกรณ์ในการสร้างไม่มากนัก
3. เปลี่ยนแปลงค่า  $\omega_p$  และ  $\omega_p/Q$  ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน
4. ไม่ต้องระบุเงื่อนไขเฟืองไขฟันกั้นของตัวกรอง
5. ไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ใดๆ เพื่อให้ได้กระแสเอาท์พุท

สร้างวงจรวงจรตัวกรองความถี่ให้มีคุณสมบัติตาม 5 ข้อที่กล่าวมาจะต้องไม่ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรถดลง ซึ่งในวงจรวงจรตัวกรองความถี่ จะสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดกระแส และในโหมดแรงดัน โดยวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอวงจรวงจรตัวกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดกระแสแต่ตัวที่จะบอกว่า วงจรวงจรตัวกรองความถี่นี้ ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพหรือไม่ คือ ค่าความถี่ตอบสนอง  $\omega_0$  และค่าคุณภาพ  $Q_p$  ซึ่งการปรับค่าของทั้ง 2 ค่านี้ ควรจะอิสระต่อกันและควรมีข้อจำกัดในการปรับค่าให้น้อยที่สุด

## 1.2 สมมุติฐานของการศึกษา

ตัวกรองสัญญาณแนวใหม่ประสิทธิภาพสูงเป็นที่นิยมนักมากสำหรับการออกแบบในปัจจุบัน การทำงานของวงจรในรูปแบบกระแสเป็นที่ทราบกันดีว่ามีข้อดีกว่าวงจรทำงานในรูปแบบแรงดัน มีงานวิจัยก่อนหน้าได้ออกแบบวงจรกรองความถี่ให้ทำงานรูปแบบกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟไว้หลายชนิดเช่นวงจรตามกระแส วงจรสายพานกระแส และวงจรขยายค่าความนำ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) เป็นต้น สมการส่งผ่านแบบไบควอดเรติกเป็นหลักการที่นำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยเฉพาะตัวกรองหลายหน้าที่ (Universal Filter) และด้วยหลักการนี้เองยังสามารถสร้างเป็นตัวกรองความถี่ได้โดยใช้อินทิเกรเตอร์เป็นหลักในการสังเคราะห์อัตราขยายลูปเปิดของออปแอมป์ ซึ่งเป็นที่รู้จักจักในรูปของอัตราขยายในช่วงความถี่ที่ปฏิบัติงาน (Gain-Bandwidth) เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับ OTA สามารถนำมาสร้างในวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสมใช้งานในย่านความถี่สูง และได้มีการนำเสนอไว้หลายบทความด้วยกันทั้งรูปแบบกระแสและรูปแบบแรงดัน ซึ่งล้วนมีประสิทธิภาพที่ดีและเหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวมด้วยกัน

## 1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ในการสังเคราะห์ตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียว โดยอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ และ OTA โดยมีวัตถุประสงค์มุ่งเน้นเพื่อให้วงจรทำงานในรูปแบบกระแส และลดจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยกว่างานวิจัยที่ผ่านมา และสามารถปรับค่า  $\omega_p$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อพิจารณาวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสที่เคยนำเสนอโดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว OTA 3 ตัว พบว่าการปรับค่า  $\omega_p$  จะปรับที่ OTA ตัวเดียวซึ่งจะอยู่ในรูปของรากที่สองเป็นผลทำให้การปรับค่าความถี่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งไม่สะดวกในทางปฏิบัติ ด้วยการที่วงจรกรองสัญญาณแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวข้างต้น จะใช้ OTA ทำหน้าที่ความต้านทาน ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า OTA จะใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนมาก โดยที่หลักการนำเสนอจะใช้ออปแอมป์ 2 ตัว OTA 3 ตัว และมอสทรานซิสเตอร์อีก 4 ตัวเพื่อควบคุมความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) และใช้ OTA อีก 1 ตัว ในการปรับ  $Q_p$  ซึ่งมีความอิสระซึ่งกันและกัน

## 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้แฉะอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนน้อยโดยอาศัยหลักการสมการไบควอดเรติก ด้วยการปลูกถ่ายของอินทิเกรเตอร์ไม่มีการสูญเสียสองตัว ซึ่งสังเคราะห์วงจรจากหลักการข้างต้นจะใช้เพียงอุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยสุด โดยไม่ใช้อุปกรณ์แพสซีฟ

นอกจากนี้โดยวงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองความถี่ที่ต่ำการผ่านและตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการออก อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรกรอง

ที่นำเสนอประกอบด้วย มอสมทรานซิสเตอร์ 4 ตัว วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุต (MO-OTA) 3 ตัว และออปแอมป์ (Op-Amp) 2 ตัวเท่านั้น วงจรที่นำเสนอจะสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) และการปรับค่าคุณภาพ ( $Q_p$ ) ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่าเกนของ OTA ซึ่งเป็นอิสระต่อกันและกัน โดยคุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

## 1.5 ขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 1 บทนำ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ หลักการใหม่ของ วิทยานิพนธ์ และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆและวงจรร้อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

บทที่ 3 ทฤษฎีวงจรกรองความถี่

บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสปรับค่าได้ทาง อิเล็กทรอนิกส์

บทที่ 5 ผลการทดลองหรือวิเคราะห์

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยเปรียบเทียบกับวงจรตัวกรองความถี่ที่ผ่านมาแล้ว

บทที่ 7 ข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# เทคโนโลยีของซีมอสและทฤษฎีของมอสเฟต

### 2.1 เทคโนโลยีของซีมอสและทฤษฎีของมอสเฟต

วงจรรวม (Integrated Circuit) ซึ่งเราเรียกย่อ ๆ ว่า IC ที่กล่าวถึงในที่นี้จะอยู่ในลักษณะที่เป็นโมโนลิทิก (Monolithic) กล่าวคือ วงจรทั้งหมดซึ่งประกอบด้วย ส่วนประกอบ (Component) ต่าง ๆ ทั้งแบบแอคทีฟและแบบพาสซีฟอยู่บนสารกึ่งตัวนำเดียวกัน วงจรรวมนี้โดยทั่ว ๆ ไปจะแบ่งเป็น 2 พวกใหญ่ ๆ คือ พวกลิเนียร์และดิจิทัลซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปในการ ออกแบบ วงจรลิเนียร์

#### 2.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรดีสครีท

ในปัจจุบันการลงทุนเกี่ยวกับทางด้านอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ส่วนใหญ่มักจะเน้นหนักไปในการผลิต IC มากกว่าการผลิตส่วนประกอบแบบดีสครีท ทั้งนี้เพราะ IC มีข้อดีกว่าวงจรดีสครีทกล่าวคือ

1) ทางด้าน IC นั้นเราสามารถผลิตวงจรต่าง ๆ ได้ที่ละหลายๆ วงจรต่อการผลิต 1 ครั้งได้ ดังนั้นจึงทำให้ต้นทุนการผลิต IC มีราคาถูก

2) เนื่องจากส่วนประกอบภายใน IC เช่น ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะถูกผลิตขึ้นมาพร้อมๆ กัน ในกระบวนการผลิต ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของส่วนประกอบต่างๆ นั้น มีค่าเท่ากันและคุณสมบัติ (Characteristics) ของส่วนประกอบเหล่านั้นมีความสมพียงกัน (Match) และนอกจากนั้นส่วนประกอบเหล่านั้นยังมีคุณสมบัติต่อภาวะแวดล้อมต่างๆ เช่นการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิเหมือนๆ กันด้วย (Thermal Tracking) ซึ่งข้อดีดังกล่าว ทำให้ IC มีขีดความสามารถและความเชื่อมั่นในการใช้งานสูง (High Performance and High Reliability) โดยที่ เราอาจจะสร้างวงจรที่มีความยุ่งยาก และสลับซับซ้อนมากๆ ขึ้นมาได้ โดยที่ อาจจะเป็นไปไม่ได้เลยสำหรับวงจรดีสครีท

3) เนื่องจากใน IC จะไม่มีรอยบัดกรี ดังนั้นจึงสามารถลดผลต่างๆ อันจะเกิดเนื่องจากสิ่งที่ไม่เหมาะสมอยู่ในรอยบัดกรีนั่นลงไปได้โดยสิ้นเชิง จึงทำให้วงจรใน IC สามารถทำงานได้ดีกว่าวงจรดีสครีททั่วไป

4) IC แต่ละตัวอาจจะทำงานได้เท่ากับบล็อกรวมแต่ละบล็อกของระบบทั่ว ๆ ไป ดังนั้นในการศึกษาหรือออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน จึงมักจะเน้นหนักไปทางด้านบล็อกไดอะแกรมเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งจะช่วยให้เกิด ความสะดวกขึ้นอีกมาก เพราะสามารถใช้ IC แทนลงในบล็อกไดอะแกรมนั้น ได้เลย โดยที่เราไม่จำเป็นต้องไปสร้างวงจรในแต่ละบล็อกนั้นอีก ซึ่งจะทำให้อายุการใช้งานของวงจรทั้งหมดลงไปได้มากทีเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) IC มีขนาดเล็กและเบากว่าอย่างไรก็ตามเมื่อ IC มีข้อดี ก็ย่อมจะมีข้อเสียคู่กันไปเป็นธรรมดาซึ่งข้อเสียข้อหนึ่งของ IC คือ เราไม่สามารถปรับแต่งค่าต่างๆ เช่น ค่าความต้านทานใน IC ได้โดยง่าย เหมือนกับในวงจรดีสครีท แต่ถ้าจำเป็นจริงๆ ก็สามารถปรับแต่งได้โดยใช้แสงเลเซอร์ แต่จะทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้น ส่วนข้อเสียอีกข้อหนึ่งของ IC ก็คือ การออกแบบวงจรจะยุ่งยาก สลับซับซ้อนและใช้เวลามากกว่าการออกแบบวงจรดีสครีท ซึ่งทำงานอย่างเดียวกันแต่ข้อเสียดังกล่าวจะไม่มีผลมากเท่าใดนัก เมื่อเราจะผลิต IC เหล่านั้นในจำนวนมากๆ

### 2.1.2 ข้อเปรียบเทียบระหว่างทรานซิสเตอร์แบบเฟทกับแบบไบโพลาร์

โดยทั่วไปทรานซิสเตอร์แบบเฟทถูกพิจารณาว่ามีคุณสมบัติที่ดีและมีประโยชน์เหนือกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ซึ่งอาจสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

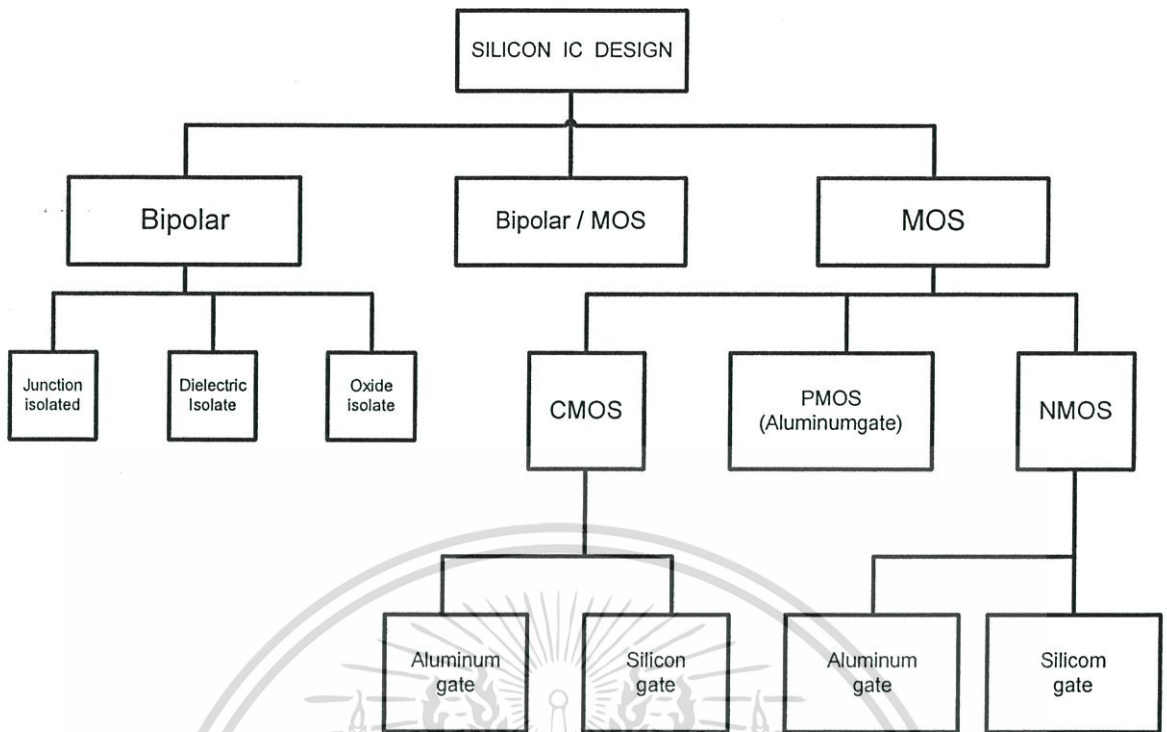
1. ทรานซิสเตอร์แบบเฟทจะมีค่าความต้านทานอินพุตสูงมาก (High Input Impedance) อยู่ในช่วงประมาณ  $10^{10} - 10^{15} \Omega$  โดยขึ้นอยู่กับชนิดของเฟท ซึ่งแตกต่างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำ จะทำให้เฟทถูกนำไปใช้งานได้อย่างสะดวกกว้างขวาง ไม่มีปัญหายุ่งยากในการใช้งานและไม่เป็นภาระในการต่อร่วมกับอุปกรณ์อื่นๆ
2. ทรานซิสเตอร์แบบเฟทเป็นอุปกรณ์ที่มีเสถียรภาพการทำงานที่ดีกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ คือมีค่าความไวต่ออุณหภูมิหรือรังสี โดยเฉพาะรังสีคอสมิก (Cosmic Ray) น้อยกว่า ทำให้เฟทถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในอุปกรณ์การสื่อสารระบบดาวเทียม ซึ่งทำงานในอวกาศ
3. ทรานซิสเตอร์แบบเฟท จะมีสัญญาณรบกวน (Noise) ต่ำกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์การทำงานของเฟทจึงมีประสิทธิภาพสูงกว่า
4. ทรานซิสเตอร์แบบเฟท เป็นอุปกรณ์ที่มีโครงสร้างง่ายๆ ไม่สลับซับซ้อนโดยเฉพาะมอสเฟททำให้สร้างได้ง่าย ไม่ยุ่งยากจึงทำให้เฟทมีราคาถูกกว่าไบโพลาร์
5. ทรานซิสเตอร์แบบเฟท มีโครงสร้างแบบสมมาตรสองข้าง (Bisymmetrical Structure) คือ ในส่วนของซอสและเดรนจะมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการสามารถสลับหน้าที่กันได้ทำให้ง่ายต่อการออกแบบวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งการออกแบบเฟทในรูปของวงจรรวม (Integrated Circuit) ต่างจากกรณีของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เช่น ในส่วนของอิมิตเตอร์ (Emitter) มีคุณสมบัติแตกต่างกันไม่สามารถสลับหน้าที่กันได้
6. การทำงานของทรานซิสเตอร์แบบเฟท มีการสูญเสียกำลังงานน้อยกว่ามากเนื่องจากค่าความต้านทานอินพุตมีค่าสูง ทำให้มีกระแสไหลได้น้อยมากหรือไม่มีกระแสไหล เช่น ในกรณีของมอสเฟท ดังนั้นจึงทำให้ไม่มีการใช้กำลังงาน ซึ่งแตกต่างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะมีความต้านทานอินพุตต่ำ ทำให้มีกระแสไหลในด้านอินพุต จึงมีการสูญเสียกำลังงานสูง ดังนั้นเฟทจึงเป็นอุปกรณ์ที่ประหยัดกำลังงานที่ดี คุณสมบัติข้อนี้ทำให้เฟท โดยเฉพาะอย่างยิ่งมอสเฟท (MOSFET) เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างยิ่งมีบทบาทมากที่สุดและถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ซึ่งกล่าวได้ว่ามอสเฟทเป็นสิ่งประดิษฐ์จากฝีมือมนุษย์ที่มีจำนวนมากสุดบนโลก

7. ทรานซิสเตอร์แบบเฟต เป็นอุปกรณ์เป็นแรงดันที่ใช้ควบคุมการทำงาน (Voltage Control) ต่างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่ควบคุมการทำงานด้วยกระแส (Current Control) ทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน โดยสูญเสียพลังงานน้อยสุด และในขณะที่ทำงานจะเกิดความร้อนน้อยกว่า ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

8. กรณีสทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต มีความเหมาะสมมากในการสร้างวงจรรวม (Intergrated Circuit : IC) เพราะมีโครงสร้างที่ง่ายกว่า ทั้งยังสร้างให้มีขนาดเล็กมากๆ ได้ในระดับไมโครเมตร ( $\mu m$ ) ซึ่งเทคโนโลยีของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ยังไม่สามารถทำได้ ทำให้วงจรมอสเฟต (MOS IC) เป็นวงจรมอสเฟตที่มีประสิทธิภาพสูงเช่น วงจรหน่วยความจำ (Memory ICs) ซึ่งในแต่ละชั้นของวงจรรวมซึ่งมีขนาดพื้นที่หนึ่งตารางเซนติเมตรจะมีมอสเฟตบรรจุอยู่หลายล้านตัว สำหรับข้อจำกัดหรือข้อดีของทรานซิสเตอร์แบบเฟตที่สำคัญ ได้แก่ การที่เฟตมีค่าความนำถ่ายโอนหรือทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance:  $g_m$ ) ที่มีค่าต่ำ จึงทำให้เฟตมีอัตราการขยายที่ต่ำกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

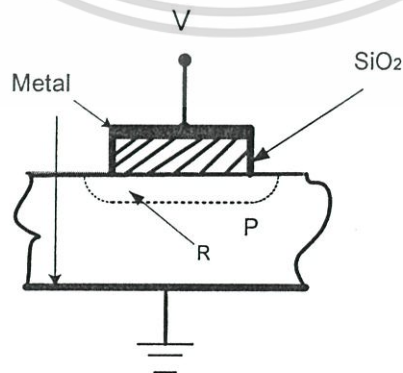
### 2.1.3 เทคโนโลยีของมอส

ในการพัฒนาของเทคโนโลยี VLSI (Very Large Scale Integration) เป็นการผลิตวงจรรวมที่เป็นเทคโนโลยีที่นิยมกันมาก เพราะมีข้อดีกว่าเทคโนโลยีแบบอื่นๆ หลายประการ เช่น การสูญเสียของพลังงานต่ำกว่า มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก การออกแบบง่าย ฯลฯ ซึ่งมีความต้องการมากของงานด้านการประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing) แบบเป็นวงจรรวมอยู่บนชิพเดียว (Single Chip) การทำงานจะมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งในวงจรรวมก็เป็นที่มาที่สำคัญของการผลิต IC โดยการออกแบบเป็น VLSI ในการออกแบบ VLSI ในระบบที่เป็นอนาล็อก (Analog Circuit) ส่วนใหญ่ที่เราจะรู้จักก็คือ วงจรตัวกรองความถี่ วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล และดิจิตอล เป็นอนาล็อก วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) วงจรควบคุมอัตราการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) ฯลฯ



รูปที่ 2.1 แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม

วิธีการออกแบบ IC จะนิยมใช้เทคโนโลยีอยู่ 2 แบบ คือแบบไบโพลาร์ (BJT) และแบบมอส (MOS) โดยจะแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ดังรูปที่ 2.1 โดยทั้งหมด จะอยู่บนรากฐานของเทคโนโลยีวงจรรวมซิลิกอน (Silicon Integrate Circuit Technology) โดยเมื่อก่อนการออกแบบวงจรรวมนั้น จะใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ แต่ในสมัยนี้เทคโนโลยีของมอสได้เจริญเติบโตขึ้นอย่างมาก ซึ่งในส่วนของเทคโนโลยีของมอส ทำให้สามารถบรรจุวงจรถูกออกแบบไว้ มีความหนาแน่นมากขึ้น เช่น หน่วยความจำ (Memory) หน่วยประมวลผล (Microprocessor)



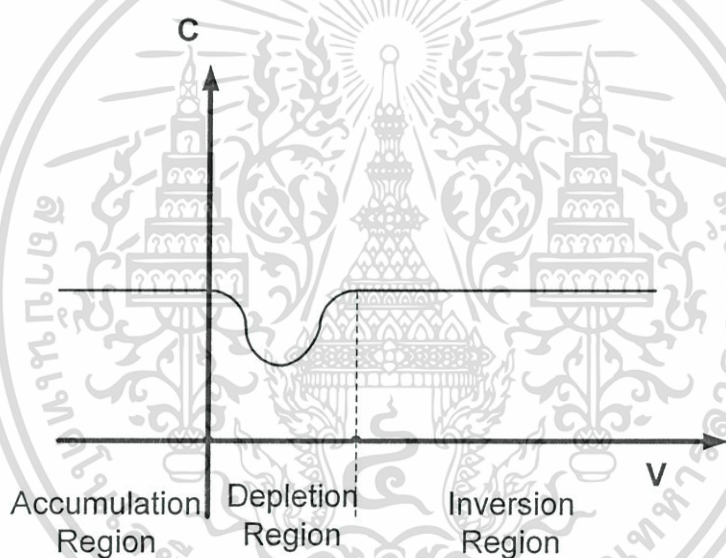
รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอส (Metal Oxide Semiconductor : MOS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3.1 โครงสร้างของมอสเฟต

จากรูปที่ 2.2 เป็นการประกอบของชั้นต่างๆ ของโครงสร้างแบบมอส ประกอบด้วย โลหะชั้น บน ซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) ซึ่งเป็นฉนวนที่สมบูรณ์ ซิลิกอนชนิดพี และโลหะชั้นล่างที่ ซึ่งต่อกับกราวด์ สมมติให้  $V$  เป็นลบจะมีสนามไฟฟ้าคร่อมชั้นของซิลิกอน (โฮล) ไปที่บริเวณ  $R$  ได้โลหะชั้นล่างประจุลบจะรวมตัวอยู่กับแผ่นโลหะ (Electrode) ด้านบนและประจุบวกจะรวมตัวอยู่ที่ บริเวณ  $R$  ซึ่งในกรณีนี้ อุปกรณ์นี้จะแสดงตัวเป็นตัวเก็บประจุมีค่าของขนาดความจุไฟฟ้าเป็นดัง สมการ

$$C \approx \epsilon_{ox} \frac{A}{l} \quad (2.1)$$

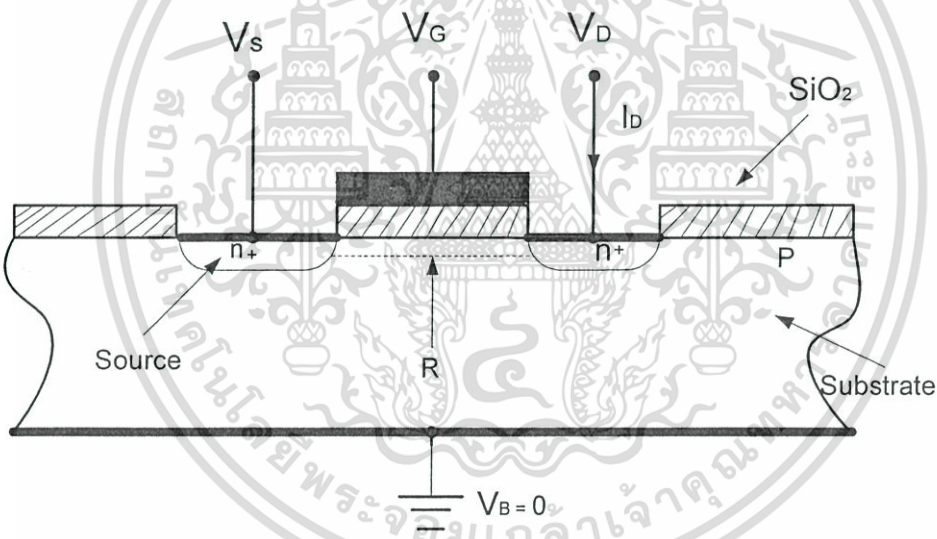


รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุ  $C$  กับแรงดัน  $V$

จากสมการที่ (2.1)  $\epsilon_{ox}$  เป็นค่าการยอมให้กระแสไฟฟ้าผ่านของซิลิกอนไดออกไซด์ โดย  $\epsilon_{ox} = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2}$  มีค่า  $\cong 3.5 \text{ pF/cm}$  โดยที่  $k_{ox}$  คือ ค่าความเป็นฉนวนของ  $\text{SiO}_2$  ( $\epsilon_0 \cong 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$ ) สำหรับ  $A$  คือพื้นที่หน้าตัดของขั้วโลหะด้านบน และ  $l$  เป็นความหนา ชั้นออกไซด์ ซิลิกอนชนิดพีที่อยู่ระหว่าง  $R$  และโลหะชั้นล่าง จะแสดงตัวเป็นความต้านทานหรือ อิกนัยหนึ่งก็คือค่าตัวเก็บประจุความสูญนั่นเอง

ขั้นต่อไป สมมติให้  $V$  มีแรงดันเป็นบวกค่าน้อยๆ จะเกิดสนามไฟฟ้า ซึ่งจะผลักโฮล ผลที่ได้คือ ประจุลบจะแยกออกจากกัน โดยโฮลเคลื่อนที่ จะเป็นผลให้ไม่มีประจุอยู่ที่บริเวณ  $R$  ซึ่ง เรียกว่า Depletion Layer และประจุบวกก็จะรวมตัวอยู่ที่ Electrode ด้านบน และจะเป็นเสมือนตัว เก็บประจุ เมื่อ  $V$  เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จะมีปรากฏการณ์ใหม่เกิดขึ้น โดยความร้อนที่เกิดจากโฮลและ ไม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กตรอน เกิดขึ้นเรื่อยๆ ในสารกึ่งตัวนำ ถ้าสนามไฟฟ้าที่ถูกสร้างจาก  $V$  เป็นบวกอย่างเพียงพอ จะสามารถดูดความร้อนจากอิเล็กตรอนทั้งหมดไปที่  $R$  และอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ไปที่ผิวหน้า ซึ่งประจุบวกจะรวมตัวอยู่ที่ Electrode ด้านบน ขณะเดียวกันประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะอยู่ที่ชั้นของผิวหน้า จากสมการที่ (2.1) ค่าของ  $I$  ซึ่งเป็นความหนาของ  $\text{SiO}_2$  และค่าของ  $C$  จะมีค่าเท่ากับกับกรณีที่ค่า  $V$  เป็นบวกกับในกรณีที่ค่า  $V$  เป็นลบ แต่ในกรณีที่ค่า  $V$  เป็นบวกน้อยๆ จะอยู่ใน Depletion Region ซึ่งค่า  $C$  ในเทอมของ  $V$  จะแสดงไว้ในรูปที่ 2.3 ซึ่งมีชื่อเรียกอยู่ 3 Region คือ Accumulation Region, Depletion Region, และ Inversion Region โดยพิจารณาจากรูปที่ 4.4 แสดงถึงรายละเอียดของมอสเฟต ซึ่งจะเห็น  $n^+$  (การโคปสารชนิด  $n$ ) Region อยู่ 2 ตัวในสารกึ่งตัวนำ ชนิดพีในด้านซ้าย เราจะเรียกว่า ซอส (Source) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่เราจะเรียกว่า  $V_S$  ในด้านขวาเราจะเรียกว่า เคน (Drain) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่เราจะเรียกว่า  $V_D$  โลหะที่ทำ Electrode จะเรียกว่า เกท (Gate) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่เรียกว่า  $V_G$  และตัวถังของอุปกรณ์ตัวนี้จะเรียกว่า ซับสเตรท (Substrate) หรือ บัค (Bulk) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่เราจะเรียกว่า  $V_B$



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของมอสเฟต

NMOS ประกอบด้วยส่วนซับสเตรท (Substrate) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนฐานรอง สารกึ่งตัวนำนี้เราเรียกว่า ซอส (Source) และ เคน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอสกับเคน จะมีแผ่นฟิล์มบางๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์จะมีโพลีซิลิกอน ซึ่งทำหน้าที่เรียกว่า เกท (Gate) ถ้าส่วนของฐานรองทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น และสารกึ่งตัวนำชนิดพี ถูกแพร่ลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้เรียกว่า PMOS ระยะระหว่างสารกึ่งตัวนำที่เป็น ซอส และเคนเรียกว่าความยาวแชนแนล

แอก (Channel Length:  $L$ ) และความกว้างของช่องระหว่างซอสและเคน เรียกว่า ความกว้างแชนแนล (Channel Width:  $W$ ) ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

มอสทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟต (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor และมีอีกชื่อหนึ่งว่า อินซูลेटเกตเฟต (Insulated Gate FET) หรือ IGFET เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งซึ่งใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส ในปัจจุบันมอสเฟตได้เข้ามาแทนที่ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ เนื่องจาก โครงสร้างง่าย มีขั้นตอนการผลิตไม่ยุ่งยาก มีขนาดเล็กทำให้ผลิตได้ปริมาณมากๆ ต่อผลึกสารกึ่งตัวนำหนึ่งชิ้น มีความต้านทานอินพุตสูง (High Input Impedance) การสูญเสียต่ำ (Low Dissipation) สัญญาณรบกวนต่ำ แต่มอสเฟตก็ยังมีข้อเสีย เมื่อเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ คือ การทำงานที่พลังงานต่ำ และอัตราการขยายต่ำ

จากรูปที่ 2.4 สมมติให้ ซอส เป็นกราวด์ ( $V_s = 0$ ) และ  $V_D$  เป็นบวกน้อยๆ ประมาณ 0.5 โวลต์ เมื่อพิจารณากระแสเดรน ( $I_D$ ) โดยให้  $V_G$  เพิ่มขึ้นจาก 0 ไปเรื่อยๆ ในทางบวก เห็นได้ว่าที่เกตจะมีนวกัน โดยชั้นของออกไซด์จะไม่มีกระแส  $I_G$  ที่  $n^+$  ของ เดรนและรอบๆคือซบสเตอร์ชนิด  $P$  จากทฤษฎีสารกึ่งตัวนำ  $P-N$  junction เมื่อซบสเตอร์เป็นกราวด์ และ  $V_D > 0$  จะเป็น Reverse Bias ขณะที่  $V_G = 0, I_D = 0$

ให้  $V_G$  เพิ่มขึ้นบริเวณ  $R$  ก็จะว่างเปล่าและเมื่อ  $R$  ว่างเปล่าทำให้  $I_D = 0$  เนื่องจากยังเป็น Reverse Bias เช่นเดียวกันในทางตรงกันข้ามถ้า  $V_G$  เปลี่ยนไปเป็นบวกตรงกันข้ามจะทำให้บริเวณ  $R$  มีอิเล็กตรอนเข้ามา ในชั้นที่มีอิเล็กตรอนเคลื่อนที่อยู่จะเรียกว่า Inversion Layer หรือ แชนแนล (Channel) ซึ่งจะทำการเชื่อมขาเดรนกับซอส และเมื่อเดรนเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอสอิเล็กตรอนจะไหลจากซอสไปเดรนซึ่งเป็นผลทำให้กระแส  $V_D > 0$  ซึ่งขณะเดียวกันจะต้องมีแรงดันค่าเล็กๆ ที่ขาเกต  $V_G$  ในการสร้างแชนแนลเรียกว่า Threshold Voltage ซึ่งสัญลักษณ์ว่า  $V_T$

อิเล็กตรอนในแชนแนลนั้น ส่วนน้อยจะเกิดจากผลของความร้อนจากฐานรองแต่ส่วนมากเกิดจากสนามไฟฟ้าโดยแรงดัน  $V_G$  อิเล็กตรอนออกจากขาซอสและอิเล็กตรอนบางตัวจะเกิดจากขาเดรนแต่เมื่อ  $V_G > 0$  ขาเดรนและฐานรองจะอยู่ในสภาวะ Reverse Bias ซึ่งอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ออกได้ยากจากขาเดรน

เมื่อเกิดค่าความต่างศักย์ขึ้นระหว่างปลายสองข้างของแชนแนล อิเล็กตรอนในแชนแนลจะถูกดูดไปที่ขาเดรน จึงเป็นการเพิ่มอิเล็กตรอนความร้อนเคลื่อนที่แบบไม่มีทิศทาง การเคลื่อนที่อย่างไม่สม่ำเสมอเป็นเหตุมาจากกระแสไหลเมื่อค่า  $V_G$  น้อย ๆ ทำให้แชนแนลแสดงตัวเป็นความต้านทานจากค่า  $I_D \approx \frac{V_D}{R}$  โดยที่ความต้านทานของแชนแนล  $R$  มีค่าเป็น

$$R = \frac{L}{W\mu_n|Q_n|} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $\mu_n$  คือค่าความคล่องของอิเล็กตรอน,  $Q_n$  คือค่าความเข้มข้นของประจุของอิเล็กตรอนใน แชนแนลและ  $V_G$  เป็นแรงดันที่ขาเกตมีสองเทอมเป็น  $(V_G - V_T)$  ได้เป็น

$$Q = -C_{ox}(V_G - V_T) \quad (2.3)$$

โดยที่  $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{l}$  คือค่าความจุ (ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่) ของชั้นออกไซด์ที่กั้นระหว่างเกต กับแชนแนลใช้ในกรณีของ  $V_D$  มีค่าน้อยๆ ( $V_D \ll (V_G - V_T)$ ) ได้เป็น

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - V_T) V_D \quad (2.4)$$

ซึ่งทรานซิสเตอร์แสดงตัวเป็นความต้านทานโดยควบคุมด้วย  $V_G$  มีสมการเป็น

$$R = \left[ \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - V_T) \right]^{-1} \quad (2.5)$$

เมื่อ  $V_D$  เพิ่มขึ้นและจะไม่สามารถพิจารณา  $V_G$  แต่เพียงอย่างเดียวได้ ดังสมการที่ (2.5) จึงไม่สามารถที่จะใช้ได้ศักดิ์ของแชนแนลที่มีขอสเป็นศูนย์กลางและขณะเดียวกันที่เดรนมีค่าเป็น  $V_D/2$  เป็นผลให้ค่าแรงดันเฉลี่ยระหว่างเกตกับแชนแนลมีค่าเป็น  $(V_G - V_D/2)$  แล้วนำไปแทน  $V_G$  ในสมการ (2.4) ได้เป็น

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left( V_G - V_T - \frac{V_D}{2} \right) V_D \quad (2.6)$$

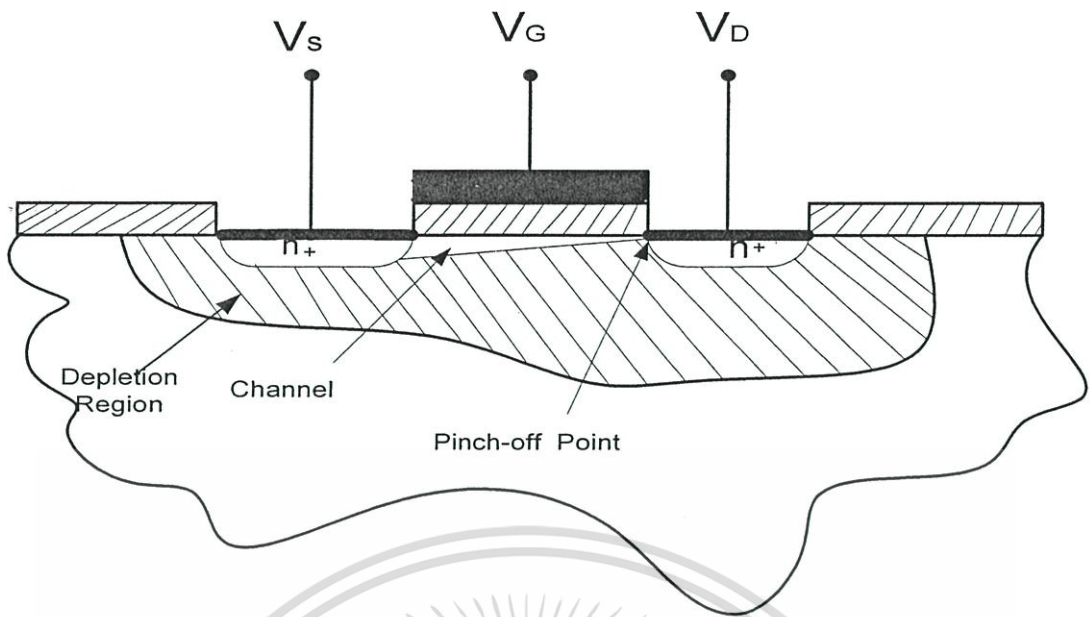
ซึ่งในสมการที่ (2.6) เป็นการประมาณที่ใช้ได้ดีในกรณีที่  $V_D \ll (V_G - V_T)$  ซึ่งเรียกช่วงการทำงานของมอสเฟตช่วงนี้ว่าช่วง Linear Region หรือ Omic Region หรือ Triode Region

เมื่อ  $V_D \ll (V_G - V_T)$  จะเกิดปรากฏการณ์อีกอย่างหนึ่งขึ้น พิจารณาจากรูปที่ 2.5 แสดงถึงค่าศักดาที่เปลี่ยนไปภายในแชนแนล และปริมาณความเข้มข้นของประจุที่  $Q_n$  ที่ค่อยๆ ลดลงเมื่อใกล้กับขาเดรน ถ้าที่ขาเดรนมีแรงดันเท่ากับ  $V_D \ll (V_G - V_T)$  ทำให้แรงดันระหว่างเกตกับขอส แชนแนลมีค่าไม่เพียงพอที่จะรักษาสภาพของแชนแนล Depletion Region จะแผ่ไปรอบๆ ขาขอส แชนแนล และขาเดรนในบางที่อาจเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Pinch-off ในรูปที่ 2.5 จะเห็นจุด Pinch-off ซึ่งจะเคลื่อนที่ไปทางขาขอส เมื่อแรงดันที่ขาเดรนเพิ่มขึ้น ในขณะที่แชนแนลได้แผ่จากขาขอสไป ถึงจุด Pinch-off ที่ใดที่หนึ่งได้จากเกตช่วงระหว่างจุด Pinch-off จะเป็น Depletion Region อิเล็กตรอน จากแชนแนลและถูกฉีดออกไปที่จุด Pinch-off ไปที่ Deplrtion Region และถูกดูดไปที่ขาเดรน

โดยสนามไฟฟ้าที่เกิดจากความต่างศักย์ที่ขาเดรนกับจุด Pinch-off

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

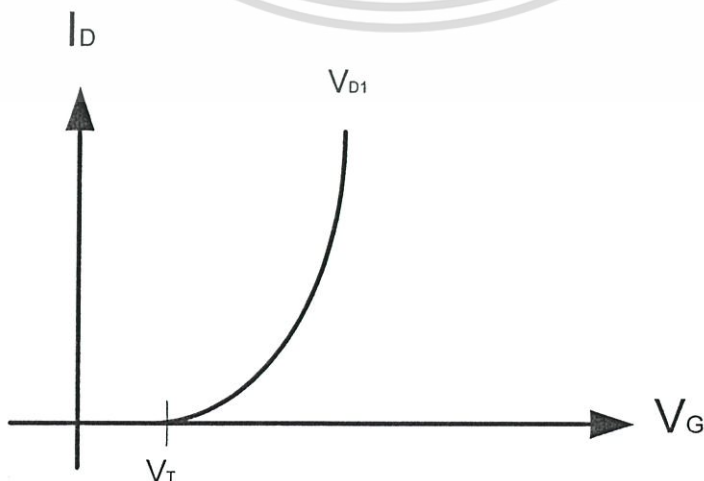


รูปที่ 2.5 มอสเฟตในกรณีอิ่มตัว (Saturation : Pinch-off)

โดยที่แรงดัน  $V_{DS} \approx (V_D - V_S)$  จะถูกแบ่งเป็นสองส่วนคือที่แขนแนระหว่างขาออกกับจุด Pinch-off และที่ Depletion Region ระหว่างจุด Pinch-off กับขาคอนซึ่งจุดนี้มีค่าความต้านทานสูงกว่าและค่า  $V_{DS}$  ส่วนใหญ่จะอยู่ที่ส่วนนี้และเมื่อเพิ่มค่า  $I_D$  ขึ้นไปก็เป็นการประมาณค่าที่ใช้ได้ดี ผลที่ได้เมื่อแรงดันที่ Depletion Region เพิ่มขึ้นจะทำให้กระแส  $I_D$  เพิ่มเมื่อ  $V_D > (V_G - V_T)$  ดังสมการที่ (2.7)

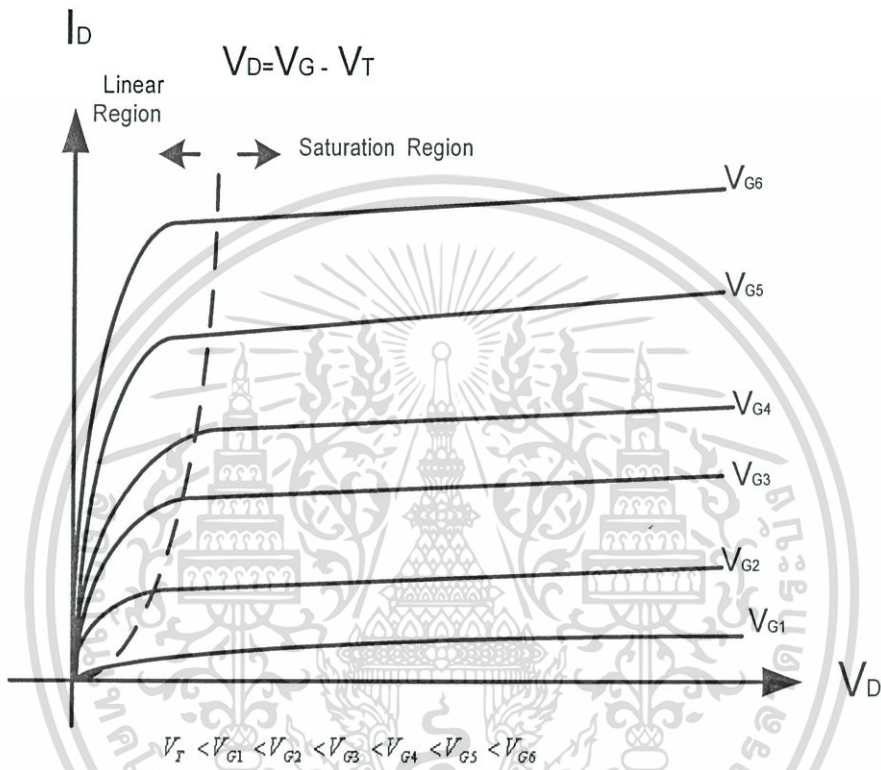
$$I_D(V_D) \approx I_{D_{sat}} \approx I_D(V_{D_{sat}}) \quad (2.7)$$

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (V_G - V_T)^2 \quad (2.8)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของกระแสแตรกับแรงดันที่ขาเกต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.8) เห็นได้ว่ากระแส  $I_D$  จะเพิ่มขึ้นเมื่อ  $L$  ลดลงมีผลกระทบอีกอย่างหนึ่งของค่า  $L$  ที่เกิดขึ้นเรียกว่า Channel Length Modulation โดยจะคูณสมการที่ (2.8) ด้วย  $(1 + \lambda V_D)$  โดยที่ค่าของ  $\lambda$  จะเป็นค่าคงที่แปรผกผันกับค่า  $L$  โดยทั่วไป เช่น  $L = 10 \mu m$  ค่า  $\lambda$  มีค่าเท่ากับ  $0.03 V^{-1}$  หรือ  $\lambda \propto 1/L$



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและแรงดันขาเดรนกับขอส

ซึ่งความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_G$  กับกระแส  $I_D$  ในขณะที่แรงดันที่ขาเกตคงที่และมอสเฟตทำงานในย่านอิมิตัวสามารถเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.6 และรูปที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนและแรงดันที่ขาเดรนกับขาส โดยเปลี่ยนค่า  $V_G$  โดยที่  $V_{G1} < V_{G2} < V_{G3} < V_{G4} \dots$

การทำงานของมอสเฟตเป็นลักษณะของการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณกระแสสมการกระแสเดรนของมอสเฟต เป็นไปตามสมการที่ (2.9) ซึ่งแสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} \quad ; V_{GS} > V_T \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$K'$  = ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ  $\mu_0 C_{OX}$

$\mu_0$  = ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface mobility of carrier)

$C_{OX}$  = ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance per unit area of the gate oxide)

$W$  = ความกว้างของแชนแนล (Channel width)

$L$  = ความยาวของแชนแนล (Channel Length)

$V_{GS}$  = แรงดันระหว่างเกตกับซอส

$V_T$  = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage)

$V_{DS}$  = แรงดันระหว่างขาคเรนกับซอส

$I_D$  = กระแสเดรน

มอสเฟทมีการทำงานแบ่งเป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงานขึ้นอยู่กับค่า  $V_{GS} - V_T$  และค่า  $V_{DS}$  ถ้าค่า  $V_{GS} - V_T$  เป็นศูนย์ หรือเป็นค่าลบ มอสเฟทจะอยู่ในช่วงไม่นำกระแส (Cut-Off Region)

$$I_D = 0 \quad ; \quad |V_{GS}| - |V_T| < 0 \quad (2.10)$$

ในช่วงไม่นำกระแสนี้ ช่องนำกระแสจะทำตัวเหมือนวงจรเปิด ถ้าค่า  $|V_{GS}| - |V_T| > 0$  และ  $0 < |V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_T|$  แล้วมอสเฟทจะอยู่ในช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว (Triode Region)

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} \quad (2.11)$$

ถ้าค่า  $|V_{GS}| - |V_T| > 0$  และ  $|V_{DS}| > |V_{GS}| - |V_T|$  แล้วมอสเฟทจะทำงานอยู่ในช่วงกระแสอิ่มตัว (Saturation Region)

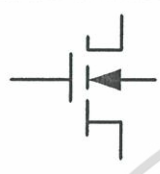
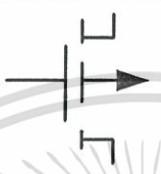
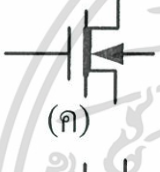



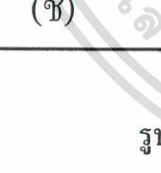

$$I_D = K' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.12)$$

### 2.1.5 สัญลักษณ์ของมอสเฟท

สัญลักษณ์ของมอสเฟทสามารถบอกได้ว่าเป็น มอสเฟทชนิด N หรือ P โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) หรือฐานรอง (Substrate) หรือบางทีอาจจะเรียกว่า Bulk โดยถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพแสดงว่าเป็น PMOS และสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสเฟตเป็นเอ็นฮานเม้นท์มอส หรือ ดีพลีชั่นมอสอีกด้วย ดังรูปที่ 2.8

มอสเฟตแบ่งตามชนิดของการทำงานได้ 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเม้นท์มอส (Enhancement MOSFET) และดีพลีชั่นมอส (Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละชนิดจะแบ่งออกได้อีกเป็น N-Channel หรือ NMOS และ P-Channel หรือ PMOS ซึ่งโครงสร้างของ NMOS และ PMOS จะมีโครงสร้างตรงข้ามกัน

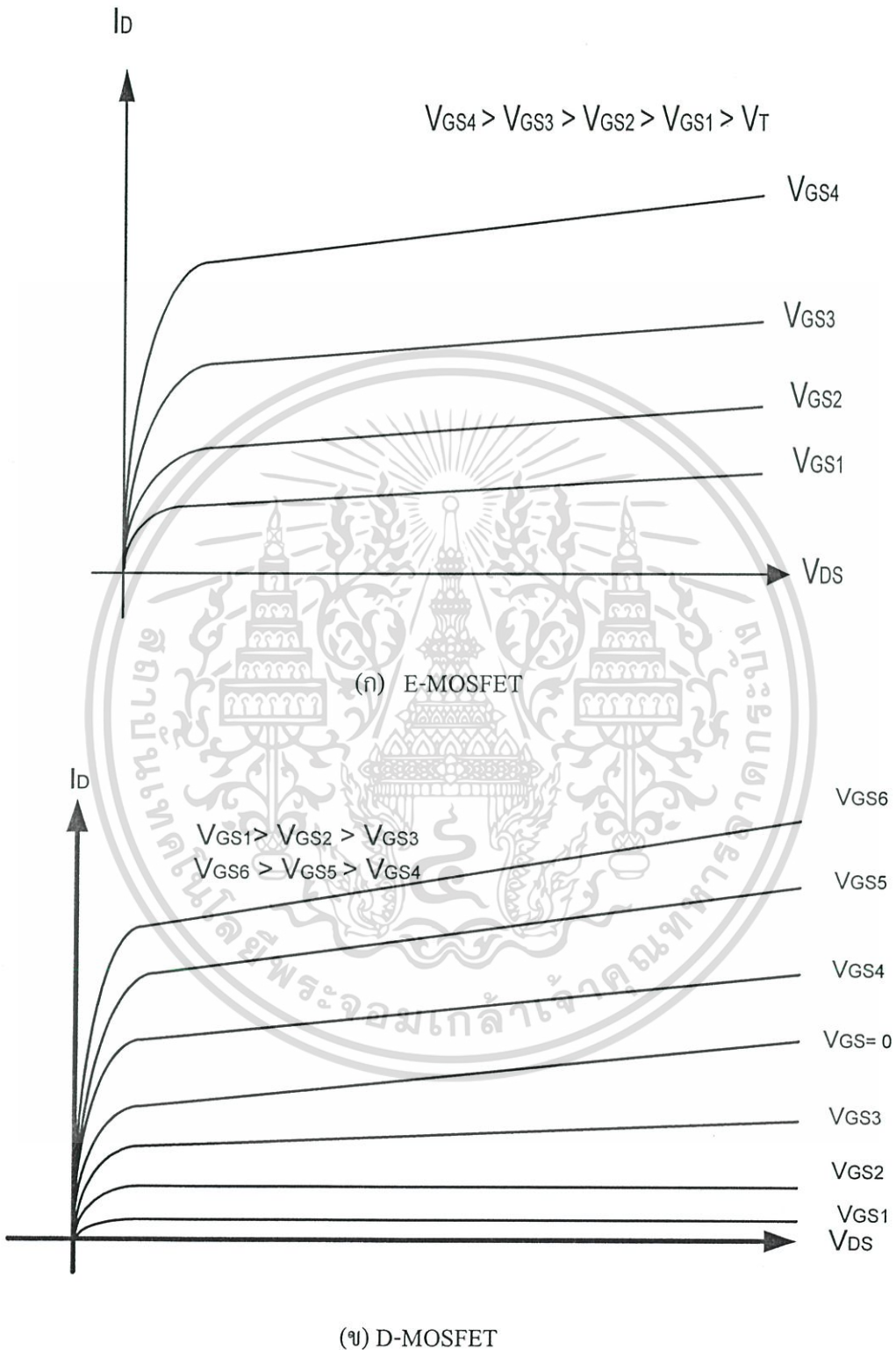
NMOS	PMOS	MODE
 (ก)	 (ข)	Enhancement
 (ค)	 (ง)	Depletion
 (จ)	 (ฉ)	Enhancement
 (ช)	 (ซ)	Depletion

รูปที่ 2.8 สัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ

### 2.1.6 ชนิดของมอสเฟต

มอสเฟตแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเม้นท์มอสเฟต (Enhancement MOSFET) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า E-MOSFET และดีพลีชั่นมอสเฟต (Depletion MOSFET) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า D-MOSFET จะเห็นว่า โครงสร้างของ D-MOSFET จะคล้ายกับ E-MOSFET จะแตกต่างกันตรงที่ช่องระหว่างซอสและเดรนของ D-MOSFET จะมีการแพร่สารเอ็นอยู่ ดังนั้นจึงมีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอส เมื่อแรงดันที่เดรนเป็นบวก เมื่อเปรียบเทียบกับซอส และแรงดันระหว่างเกตกับซอสเป็นศูนย์ ( $V_{GS} = 0$ ) เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าลบกระแสเดรนจะลดลงถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวก กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นส่วนการทำงานของ E-MOSFET จะไม่มีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอสเมื่อแรงดันที่เดรนเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอสและแรงดันระหว่างเกตกับซอสเป็นศูนย์เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นบวกมากขึ้นจะทำให้กระแสเดรนไหลเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  กับ  $V_{DS}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 ทฤษฎีการทำงานของโอทีเอ

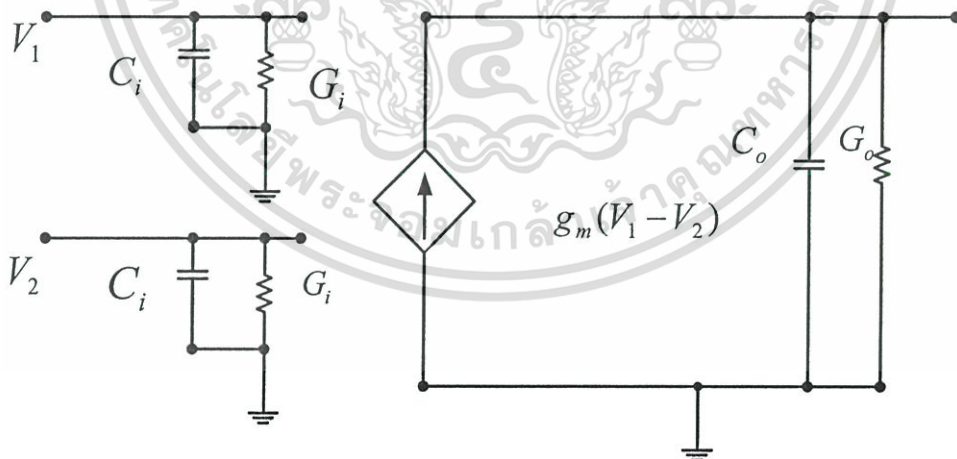
### หลักการทำงานของโอทีเอเบื้องต้น

โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) เป็นวงจรมัลติพลายที่ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าให้เป็นกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟทำงานในลักษณะแหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Current Source : VCCS) โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันและสัญญาณเอาต์พุตออกเป็นกระแส ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) หรือ  $g_m$  ของโอทีเอสามารถควบคุมได้ โดยกระแสไบอัสจากภายนอกและพัฒนาให้สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

### 2.2.1 โอทีเอในทางปฏิบัติ

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นหลักการของโอทีเอในทางอุดมคติแต่โอทีเอที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปจะมีขีดจำกัดการทำงานซึ่งจะศึกษาได้จากบริษัทผู้ผลิตนั้นๆ สำหรับค่าแรงดันอินพุตโอทีเอโดยทั่วไปจะมีข้อจำกัดซึ่งสามารถปรับค่าได้เป็นเชิงเส้นในแรงดันไม่เกิน 25 mV และเนื่องจากวงจรมัลติพลายประกอบด้วยทรานซิสเตอร์จำนวนหนึ่ง ซึ่งมีผลของความต้านทานและความจุไฟฟ้าภายในทรานซิสเตอร์เอง ทำให้กระแสเอาต์พุตของโอทีเอมีค่าขึ้นกับความถี่ของแรงดันอินพุต ส่วนอินพุตและเอาต์พุตของวงจรมัลติพลายของโอทีเอประกอบด้วยค่าความนำและความจุไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่

2.10



รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์และวงจรมัลติพลายของโอทีเอ

จากรูปที่ 2.10  $G_i$  และ  $C_i$  คือค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านอินพุต ส่วน  $G_o$  และ  $C_o$  คือ ค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางเอาต์พุต จากวงจรมัลติพลายไม่คิดรวมค่าความนำและค่าความจุไฟฟ้าทางอินพุต ( $G_{ic}$  และ  $C_{ic}$ ) แบบโหมคร่วม (Common Mode) เนื่องจากมีค่าน้อยมากจากโครงสร้างของวงจรมัลติพลายที่ส่วนอินพุตเมื่อเทียบกราวด์สามารถเขียนแอดมิตแตนซ์อินพุต

และเอาต์พุตได้เป็น

$$Y_i = G_i + sC_i \quad (2.13)$$

$$Y_o = G_o + sC_o \quad (2.14)$$

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะมีรูปแบบทั่วไป ดังนี้

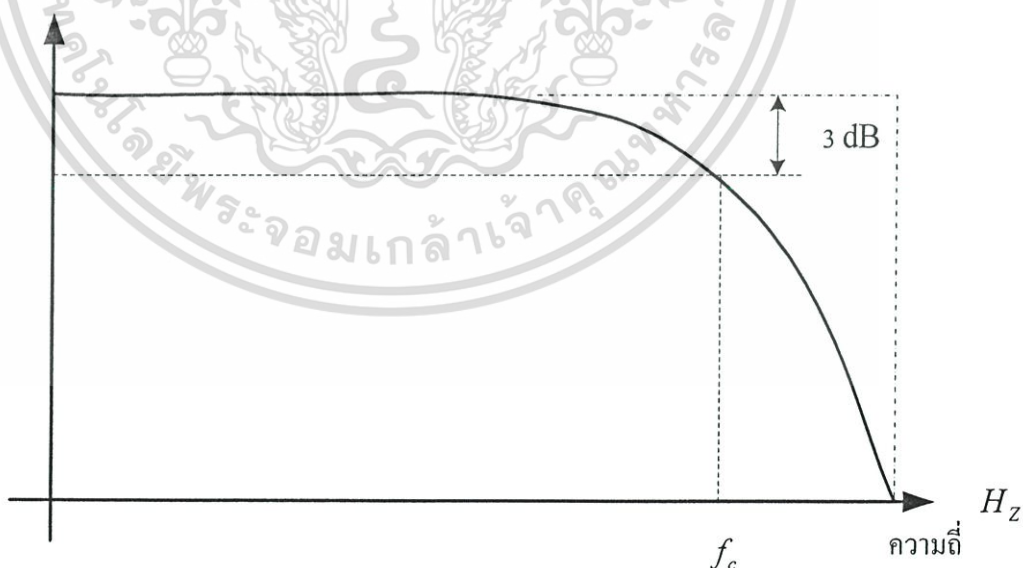
$$g_m = \frac{g_{mo}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (2.15)$$

เมื่อ  $\omega_c$  คือตำแหน่งโพลภายในของโอทีเอและ  $g_{mo}$  คืออัตราค่าขยายความนำที่ความถี่ต่ำของโอทีเอจากสมการที่ 2.15 สามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{g_{mo}}{1 + s\tau_c} V_{in(s)} \quad (2.16)$$

เมื่อ  $\tau_c = 1/\omega_c$  คือค่าคงที่ทางเวลา (Time Constant) จากสมการที่ 2.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอสามารถแสดงได้ดังรูป 2.11

กระแสเอาต์พุต (dB)



รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ

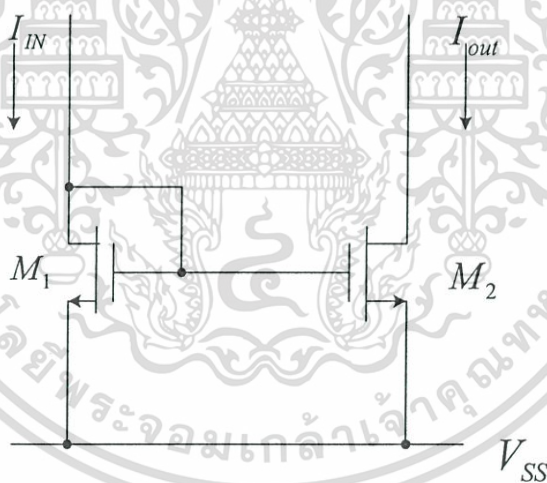
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.2 หลักการทำงานพื้นฐานของโอทีเอ

หลักการทำงานพื้นฐานของโอทีเอ โดยทั่วไปประกอบด้วยกลุ่มวงจรร้อยที่สำคัญสองส่วน คือ วงจรขยายผลต่างอินพุตและวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานของแต่ละวงจรได้ดังนี้

## 2.2.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

วงจรควบคุมกระแสคงที่โดยทั่วไปในทางปฏิบัติเราจะเรียกว่าวงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรร้อยที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง ไม่ว่าจะวงจรรวมต่างๆ หรือวงจรดิสครีทก็ตามวงจรควบคุมกระแสคงที่ที่มีความสำคัญมากภายในตัวลิเนียร์ไอซีคือ จะเป็นตัวให้ไบอัสกับภาคขยายต่างๆ และทำหน้าที่เป็นโหลดให้กับวงจรรขยายวงจรรขยายที่มีกระแสคงที่เป็นโหลดจะมีอัตราขยายแรงดันสูงและการใช้วงจรสะท้อนกระแสแทนความต้านทาน จะช่วยลดพื้นที่ชิป (chip) ลงได้ด้วยวงจรสะท้อนกระแสมีคุณสมบัติคือ อิมพีแดนซ์ด้านอินพุตต่ำ แต่อิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุตจะสูง เนื่องจากทางเอาต์พุตจะมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจรจ่ายกระแสคงที่ (Current Source) โดยกระแสเอาต์พุตจะสะท้อนมาจากกระแสอินพุตนั่นเอง



รูปที่ 2.12 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายที่สร้างจาก MOSFET

จากรูปที่ 2.12 เราสามารถเขียนอัตราส่วนของการสะท้อนกระแสอินพุตและเอาต์พุตในวงจรสะท้อนกระแสได้ดังสมการที่ (2.21)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

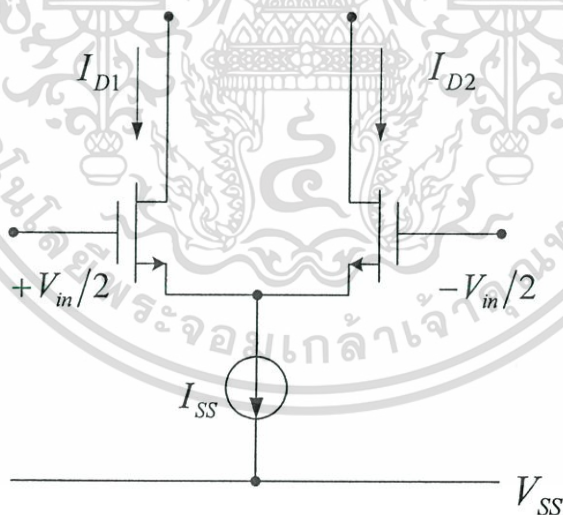
## 2.2.4 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรถยายความต่าง (Different Amplifier)

วงจรถรานสกอนดักเตนซ์ (Transconductance Circuit) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าวงจรถเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage-Current Circuit) ซึ่งเป็นวงจรถ้อยในหน่วยประมวลสัญญาณทางอนาลอก (Analog Signal Processing Unit) เช่น วงจรถวนสัญญาณ วงจรถรวจจับการต่างเฟสของสัญญาณ ฯลฯ และยังเป็นส่วนหน้าของวงจรถยายสัญญาณต่างๆ ไป เช่น ออปแอมป์ วงจรถรานสกอนดักเตนซ์ที่ใช้กันกันอย่างแพร่หลายนั้นมีมากมายหลายแบบ เช่น วงจรถคูดิเฟออร์เรนเซียล (Differential Pair) ซึ่งเป็นวงจรถอนดักเตนซ์แบบง่ายที่สุด และยังมีอีกมากมายหลายแบบซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นหนักไปทางด้านของมอสทรานซิสเตอร์

### 2.2.5 วงจรถรานสกอนดักเตนซ์แบบคูดิเฟออร์เรนเซียล

วงจรถรานสกอนดักเตนซ์แบบพื้นฐานที่สุดเห็นจะเป็นคูดิเฟออร์เรนเซียลซึ่งมีทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่อเป็นวงจรถิเฟออร์เรนเซียลแอมพลิฟายเออร์หรือเรียกสั้นๆ ว่าดิฟแอมป์ (Diff. Amp.) เป็นวงจรถขั้นพื้นฐานสำคัญมากวงจรถหนึ่ง

วงจรถนี้มีทั้งข้อดีและข้อเสีย กล่าวคือ เป็นวงจรถที่มีโครงสร้างที่ง่ายและมีหลักการทำงานที่ง่ายแต่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ โดยพิจารณาได้ดังรูปที่ 2.13 โดยวงจรถดั่งรูปจะแสดงการใช้ทรานซิสเตอร์แบบซิมอส โดยที่ M1 และ M2 เป็นวงจรถคูดิเฟออร์เรนเซียล,  $I_{SS}$  คือแหล่งจ่ายกระแสจรถที่



รูปที่ 2.13 วงจรถิเฟออร์เรนเซียล

### 2.2.6 วงจรถิฟแอมป์ในกรณีสัญญาณเข้ามีระดับสูง (Large-Signal)

ในกรณีที่วงจรถิฟแอมป์มีสัญญาณเข้าในระดับสูงนั้น ทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ได้ต่อกันแบบคูดิเฟออร์เรนเซียล ซึ่งจะทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation Region) โดยจะไม่พิจารณาในส่วนของ Channel Modulation และทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวสมมุติว่าผลิตขึ้นมาพร้อมๆ กัน ทำให้ค่าพารามิเตอร์ภายในเท่ากันทุกประการ จากคุณสมบัติเหล่านี้ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันอินพุต-เอาต์พุตในเทอมกระแสได้เป็น ให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.18)$$

$$V_{ID} = V_{GS1} - V_{GS2} = \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1}\right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2}\right) \quad (2.19)$$

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2} \quad (2.20)$$

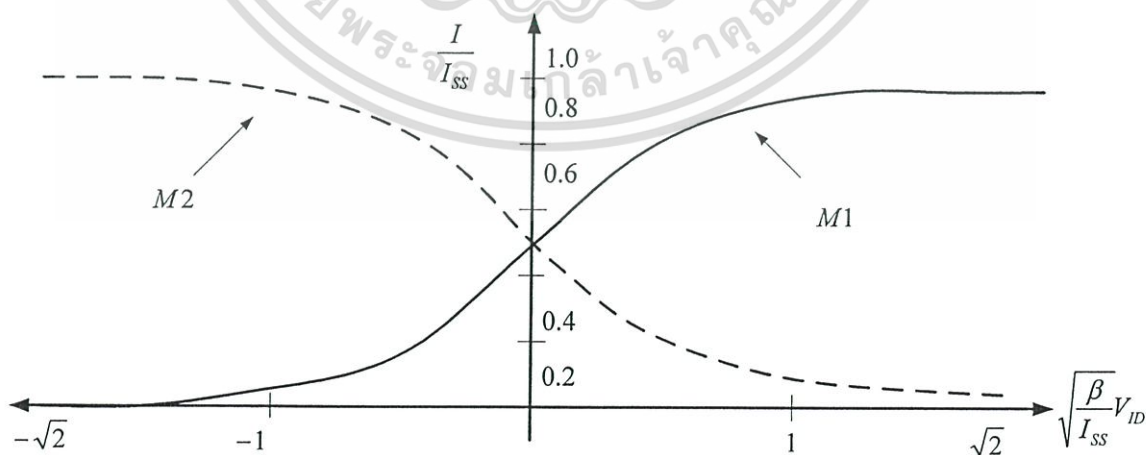
โดยที่  $\beta = K'(W/L)$  และ  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$  และแทนสมการที่ 2.20 ในสมการที่ 2.19 จะได้สมการ  $I_{D1}$  และ  $I_{D2}$  ในรูปสมการกำลังสอง (Quadratic) ได้เป็น

$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2} \left[ \frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2} \right]^{1/2} \quad (2.21)$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} - \frac{I_{SS}}{2} \left[ \frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2} \right]^{1/2} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.21) และ (2.22) สามารถนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Normalized กระแสเดรนกับการ Normalized ความแตกต่างแรงดันอินพุตได้ดังรูป 2.14

จากสมการที่ (2.21) ค่าของสมการ Differential Amplifier ของรูป 2.14 นั้น  $I_{D1}$  จะอยู่ในเทอมของ  $V_{ID}$  โดยดิฟเฟอเรนเชียล ค่าของ  $I_{D1}$  เทียบกับค่าของ  $V_{ID}$  ขณะที่เรากำหนดให้ค่าความนิ่ง (Quiescent Value) ของ  $V_{ID}$  มีค่าเท่ากับ 0 จะได้ค่าดิฟเฟอเรนเชียลทรานสคอนดักแตนซ์ของรูปที่ 2.14 เป็นดังสมการที่ 2.23



รูปที่ 2.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับผลต่างของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}} \Big|_{V_{ID}=0} = \left( \frac{\beta_1 I_{SS}}{4} \right)^{1/2} = \left( \frac{K' I_{SS} W_1}{4L_1} \right)^{1/2} = \left( \frac{K' I_{D1} W_1}{2L_1} \right)^{1/2} \tag{2.23}$$

จากสมการที่ (2.23) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ที่ได้นั้นจะเป็นค่า Signal-end Output Transconductance ซึ่งอยู่ในรูปที่ 2.14 สามารถที่จะหาค่าสมการที่บอกค่า Differential Transconductance ( $g_m$ ) ได้จากคุณสมบัตินี้

$$I_{OD} = I_{D1} - I_{D2} \tag{2.24}$$

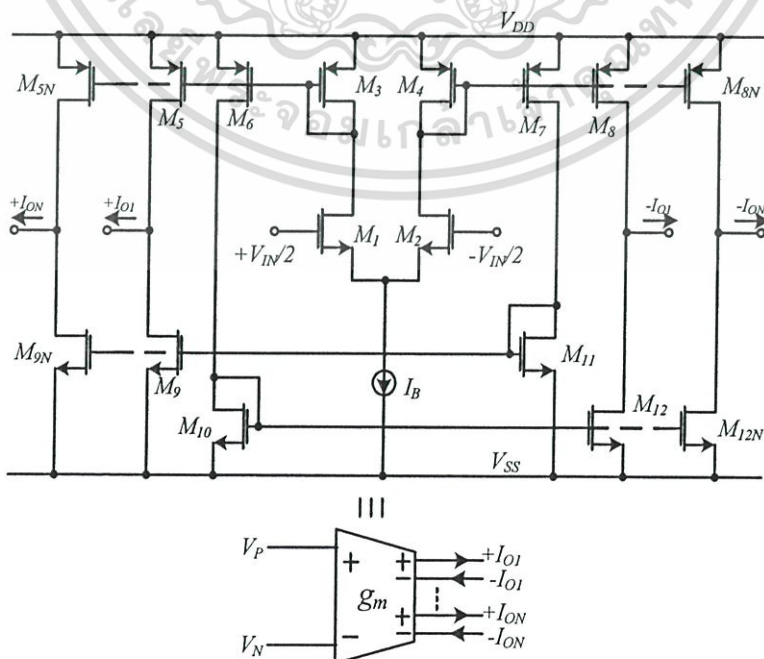
และในกรณีเดียวกัน จึงสามารถเขียนเป็นสมการ  $g_{md}$  ได้เป็น

$$g_{md} = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}} \Big|_{V_{ID}=0} = (\beta_1 I_{SS})^{1/2} = \left( \frac{K' I_{SS} W_1}{L_1} \right)^{1/2} = \left( \frac{2K' I_{D1} W_1}{L_1} \right)^{1/2} \tag{2.25}$$

### 2.2.7 ตัวอย่างวงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตด้วยซีมอส (CMOS MOOTA)

วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตแบบซีมอส (CMOS Multiple-output Operational Transconductance Amplifier: CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 2.15 นั้นจะมีคุณสมบัติให้เอาต์พุตเป็นกระแส และมีอินพุตเป็นแรงดันซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.26)

$$\frac{I_o}{V_m} = g_m = \sqrt{(I_B)(\mu_O C_{OX} W/L)} \tag{2.26}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด รูปที่ 2.15 วงจรภายในของตัวขยายสัญญาณซีมอสเอ็ม โอ โอทีเอ (CMOS MOOTA) การนำไปใช้

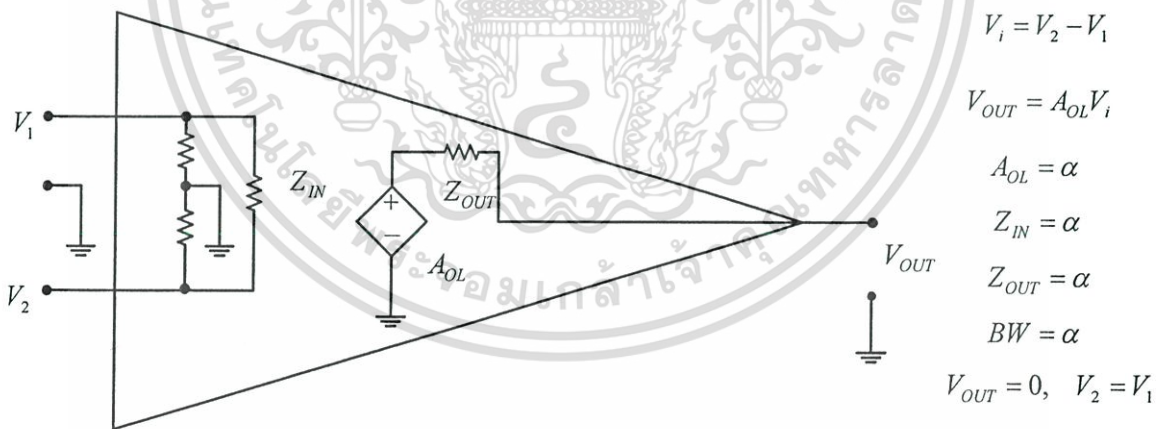
จากสมการที่ (2.26) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) นั้นสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัส ( $I_B$ )

## 2.3 ออปแอมป์ (OPERATIONAL AMPLIFIER)

ปัจจุบันความก้าวหน้าในทางเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวมหรือไอซี (Integrated Circuit) วงจรขยายสัญญาณออปแอมป์ (Operational Amplifier, OPAMP) เป็นวงจรขยายสัญญาณพื้นฐาน สำเร็จรูปอีกชนิดหนึ่งที่ถูกออกแบบและนำไปบรรจุลงในชิพไอซีเดียวกัน ซึ่งนิยมประยุกต์ใช้งาน อย่างแพร่หลายในงานด้านการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal Processing) ต่างๆ มากมาย เช่นระบบสื่อสาร ระบบการวัดและระบบควบคุมการผลิต เป็นต้น จึงนับได้ว่าออปแอมป์ เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (Active Device) ที่สำคัญและมีประโยชน์มากในระบบการประมวลผลสัญญาณ อนาล็อกรูปแบบต่างๆ

### 2.3.1 คุณสมบัติของออปแอมป์เชิงอุดมคติ (Ideal OP-AMP)

ออปแอมป์ตามอุดมคตินั้นไม่มีจริงแต่กล่าวถึงนั้นก็เพราะต้องใช้คุณสมบัติของออปแอมป์ ตามอุดมคติ ซึ่งสมมุติว่าสร้างได้ใกล้เคียงช่วยในการออกแบบวงจรใช้งานต่างๆ ซึ่งวงจรสมมูล ทางไฟฟ้าของออปแอมป์ในทางอุดมคติสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของออปแอมป์ในทางอุดมคติ

คุณสมบัติที่สำคัญของออปแอมป์ในทางอุดมคติดังต่อไปนี้

1) อัตราขยายแรงดันลูปเปิด (Open Loop Voltage gain,  $A_{OL}$ ) จะต้องมีค่าสูงมาก เป็นอนันต์ (Infinite)

2) อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance,  $Z_{IN}$ ) จะต้องมีค่าสูงมากเป็นอนันต์

3) เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ (Output Impedance,  $Z_{OUT}$ ) จะต้องมีค่าต่ำมากเป็นศูนย์

- 4) ช่วงความถี่แบนด์วิดท์ (Bandwidth , BW) จะต้องมีค่ามากเป็นอันดับ
- 5) แรงดันอินพุตออฟเซต (Offset input voltage ,  $V_{OS}$ ) จะต้องมีค่าต่ำมากเป็นศูนย์ (ในทางปฏิบัติสาเหตุที่ทำให้แรงดันอินพุตออฟเซตไม่เท่ากับศูนย์ อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ในส่วนวงจรทางอินพุตที่ไม่สมพงษ์ (Match) กันนั่นเอง)

ในทางปฏิบัตินั้นไม่สามารถสร้างออปแอมป์ตามอุดมคติได้จริง แต่สามารถสร้างได้ใกล้เคียงบ้าง ซึ่งเปรียบเทียบกับคุณสมบัติของออปแอมป์เบอร์ต่างๆ จะมีคุณสมบัติใกล้เคียงได้บ้าง เราจึงประมาณได้ว่าออปแอมป์มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับออปแอมป์ตามอุดมคติ และนำคุณสมบัติมาออกแบบวงจรในงานต่างๆ คุณสมบัติที่จำเป็นในการออกแบบวงจรขยายมีดังนี้คือ

- 1) ความแตกต่างแรงดันอินพุต (Differential Input Voltage) มีค่าประมาณศูนย์ ทั้งนี้เพราะว่าในขณะที่ใช้งานปกติที่แรงดันเอาต์พุต  $V_{OUT}$  มีค่าแน่นอนและอัตราขยายลูปเปิด  $A_{OL}$  มีค่าสูงมากเป็นอันดับ ดังนั้น  $V_i = V_{OUT} / A_{OL}$  จะมีค่าน้อยมากเข้าใกล้ศูนย์นั่นคือ  $V_1 = V_2$  (การสมมุตินี้จะไม่เป็นจริงถ้าเอาต์พุตของวงจรอยู่ในภาวะอิ่มตัว)

- 2) กระแสที่ไหลเข้าไปในอินพุตแต่ละขั้วมีค่าประมาณศูนย์ ( $I_B$  น้อยมากๆ) ทั้งนี้เพราะว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์สูงมากเป็นอันดับ

- 3) ในขณะที่ออปแอมป์คือแบบลูปปิด (Closed Loop) จะทำให้แรงดันที่ขั้วอินพุตทั้งสองค่าประมาณเท่ากัน

ในการคำนวณและหาค่าอัตราขยายลูปปิดของออปแอมป์จะใช้คุณสมบัติทั้งสามข้อนี้ช่วยในการพิจารณาเขียนสมการอัตราขยายลูปปิด  $A_{CL}$

### 2.3.2 ประสิทธิภาพของออปแอมป์ที่ไม่ใช่อุดมคติ

ที่ผ่านมาได้กล่าวถึงออปแอมป์ในอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติการใช้งานออปแอมป์ตามคุณสมบัติต่างๆ ไม่ใช่อุดมคติทำให้ช่วงทำงานถูกจำกัด

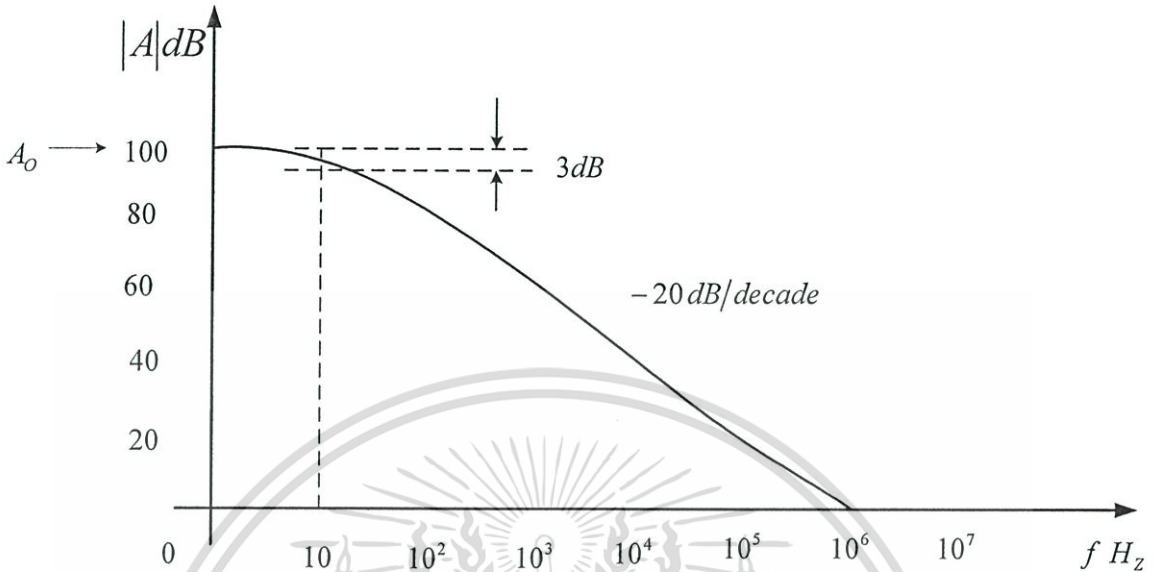
### 2.3.3 อัตราขยายลูปเปิดและแบนด์วิดท์ไม่เป็นอันดับ

อัตราขยายลูปเปิดผลต่างของออปแอมป์ไม่เท่ากับอันดับและค่อยๆลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น รูปที่ 2.17 แสดงให้เห็นผลตอบสนองขนาดอัตราขยายลูปเปิด  $|A|$  สำหรับออปแอมป์ทำงานทั่วไป อย่างเช่น 741

จากรูปที่ 2.17 ที่ความถี่เท่ากับศูนย์หรือดีซีและความถี่ต่ำจะมีอัตราขยายสูงมาก แต่จะเริ่มลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย (ในตัวอย่าง  $10 \text{ Hz}$ ) และลดลงอย่างต่อเนื่องเท่ากับ  $-20\text{dB/decade}$  เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ซึ่งแสดงให้เห็นว่าออปแอมป์มีการชดเชยภายในปกติประกอบด้วยตัวเก็บประจุหนึ่งตัวภายในชิพไอซีเดียวกัน วิธีการที่จะทำให้อัตราขยายลูปเปิดดีขึ้นเรียกว่า การชดเชยความถี่ เพื่อให้ออปแอมป์มีเสถียรภาพ

เขียนอัตราขยายของออปแอมป์ที่มีการชดเชยภายในด้วย  $A(s)$  คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_b}} \tag{2.27}$$



รูปที่ 2.17 อัตราขยายลูปเปิดของออปแอมป์ทั่วไปที่มีการชดเชยภายใน

กำหนดให้  $s = j\omega$

$$A(j\omega) = \frac{A_o}{1 + \frac{j\omega}{\omega_b}} \tag{2.28}$$

โดยที่  $A_o$  คือ อัตราขยายดีซี

$\omega_b$  คือ ตัวความถี่ที่ 3 dB หรือ Break Frequency

โดยที่  $\omega_c$  เรียกว่า ความกว้างของอัตราขยายหนึ่งหน่วย (Unit-gain Bandwidth : GB) หมายถึง ความถี่เชิงมุม (Angle Frequency) ที่ทำให้อัตราขยายลูปเปิดเท่ากับ 0 dB

$f_c = \omega_c/2\pi$  เป็นข้อกำหนดตามข้อมูลของออปแอมป์ ถ้าหาก  $\omega \gg \omega_b$  อัตราขยายลูปเปิดในสมการ 2.28 กลายเป็น

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_b}} = \frac{A_o \omega_b}{\omega_b + s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้  $\omega_b$  เพื่อ  $\omega_c$  คือ  $\frac{1}{\tau}$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า (2.29) ไม่ว่าจะผิดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 2.29 จะเห็นได้ว่าออปแอมป์มีพฤติกรรมคล้ายอินทิเกรเตอร์ มีค่าคงตัวทางเวลา  $\tau = 1/\omega_t$  ซึ่งสัมพันธ์กับผลตอบสนองเชิงความถี่  $-20 \text{ dB/decade}$  ตามรูป 2.17

ขนาดอัตรายขยายหาได้จากสมการ

$$A(j\omega) \cong \frac{\omega_t}{j\omega}$$

$$|A(j\omega)| \cong \frac{\omega_t}{\omega} = \frac{f_t}{f} \quad (2.30)$$

ดังนั้นถ้าทราบค่า  $f_t$  ก็สามารถจะประมาณขนาดของอัตรายขยายของออปแอมป์ได้ง่ายเมื่อ กำหนดความถี่  $f$

ตามรูป 2.17 จะเห็นว่า  $|A|$  ของออปแอมป์ลดลงเท่ากับ  $-20 \text{ dB/decade}$  อย่างต่อเนื่อง จากกล่าวได้ว่า แบบจำลองของออปแอมป์เป็นชนิดโพลเดี่ยว ซึ่งมีความสำคัญต่อผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรรขยายซึ่งเรียกว่า โพลหลัก (dominate pole)

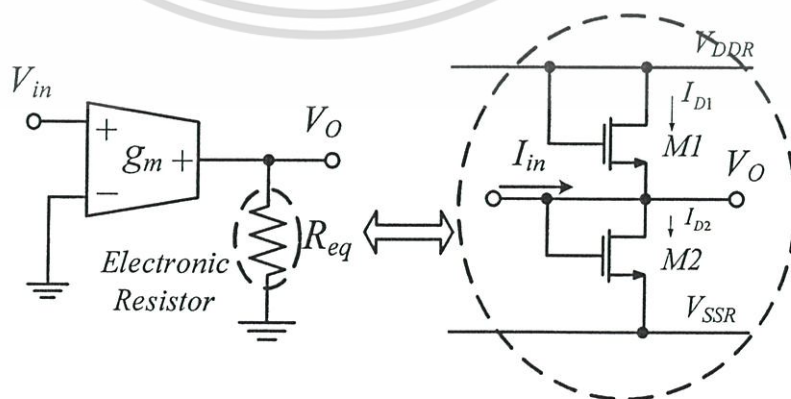
## 2.4 วงจรรขยายแรงดัน

วงจรมีอินพุตเป็นกระแสและให้อเอาต์พุตเป็นแรงดันสร้างขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์สองตัวดังรูป 2.18

จากรูป 2.18 มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในย่านอิ่มตัวซึ่งสามารถเขียนสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวได้เป็น

$$I_{D1} = \beta(V_{DD} - V_O - V_T)^2 \quad (2.31)$$

$$I_{D2} = \beta(V_O - V_{SS} - V_T)^2 \quad (2.32)$$



รูปที่ 2.18 วงจรรขยายแรงดันและวงจรความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $V_{DD} = -V_{SS}$ ,  $\beta = \frac{\mu C_{OX}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)$  และเมื่อพิจารณาสมการที่ 2.31 และ 2.32 โดยใช้ KCL เมื่อกระแสที่โหนดอินพุต สามารถเขียนสมการในรูปของการส่งผ่านความต้านทานได้เป็น

$$R_{eq} = \frac{V_O}{I_{in}} = \frac{1}{4\beta(V_{DD} - V_T)} \quad (2.33)$$

จากรูปที่ 2.18 วงจรขยายแรงดันโดยเกณฑ์การขยายของวงจรจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_O}{V_{in}} = g_m R_{eq} \quad (2.34)$$

ดังนั้นวงจรความต้านทานอิเล็คทรอนิกส์จะมีค่าความต้านทานเท่ากับ

$$R_{eq} = \frac{V_O}{I_{in}} = \frac{L}{2\mu C_{OX} W (V_{DD} - V_T)} \quad (2.35)$$

ส่วนการตอบสนองความถี่ของวงจรส่งผ่านความต้านทานจะมีค่าเท่ากับ

$$f_{-3db} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (2.36)$$

### สรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึง กระบวนการประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำแบบมอส อย่างพอสังเขปและการทำงานในย่านการทำงานแบบต่างๆ ซึ่งทำให้ทราบได้ว่าการทำงานในย่านต่างๆเกิดขึ้นได้อย่างไรและมีสมการที่เกี่ยวข้องเพื่อช่วยในการคำนวณในวงจรต่างๆ ที่ประกอบขึ้นจากมอสเฟต ซึ่งมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็คทรอนิกส์ชนิดหนึ่งที่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้ด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแรงดันที่ขาคาท สามารถแบ่งได้ตามชนิดของมอสเฟตได้เป็นเอ็นฮานเม้นท์มอสเฟตและดีพีซีเอ็มมอสเฟตซึ่งแต่ละชนิดแบ่งออกเป็น NMOS และ PMOS ซึ่งการไบอัสจะมีลักษณะตรงกันข้ามกัน เมื่อพิจารณาจากสมการกระแสเดรนของมอสเฟตนั้นๆ จะแบ่งเป็น 3 ย่าน การทำงานขึ้นอยู่กับค่าของ  $(V_{GS} - V_T)$  ที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับมอสเฟต โดยจะต้องมีค่ามากกว่าค่าแรงดันเทรชโฮลด์  $(V_T)$  จึงสามารถควบคุมกระแสเอาท์พุทได้ แรงดันเทรชโฮลด์นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยแรงดันระหว่างขาซอส และฐานรอง (Substrate) ส่วนในหัวข้อของวงจรสะท้อนกระแส จะกล่าวถึงทฤษฎีอย่างง่ายและประโยชน์ในการใช้งาน เช่น ทำตัวเป็นโหนดของวงจรขยายเป็นต้น และคุณสมบัติเอาท์พุทของวงจรสะท้อนกระแสจะเปรียบได้เป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ส่วนวงจรขยายความแตกต่างทำหน้าที่ในการขยายกระแสผลต่างแต่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ โดยวงจรขยายความแตกต่างจะมีอินพุตเป็นแรงดันและมีเอาท์พุทเป็นรูปกระแส ออปแอมป์ในอุดมคติและในทางปฏิบัติเป็นอย่างไร เอกสอัตร่างขยายรูปเปิดแบนด์วิดไม่เป็นอนันต์จะเห็นได้ว่าออปแอมป์มีพฤติกรรมคล้ายอินทิเกรเตอร์ถ้าไม่ว่ามีค่าคงตัวทั้งเวลา  $\tau = 1/\omega$  ที่ซึ่งสัมพันธ์กับผลตอบสนองเชิงความถี่  $-20 \text{ dB/decade}$  ที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# ทฤษฎีวงจรกรองความถี่

### 3.1 กล่าวนำ

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ดังนั้นจึงต้องอาศัยความรู้พื้นฐานทางทฤษฎีของวงจรกรองความถี่ประกอบในการออกแบบและทดลอง ในบทนี้จึงกล่าวถึงทฤษฎีของวงจรกรองความถี่ ซึ่งเนื้อหาภายในบทประกอบด้วย วงจรกรองความถี่พื้นฐานชนิดต่างๆ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ค่าความไว โดยกล่าวถึงโดยละเอียดดังต่อไปนี้

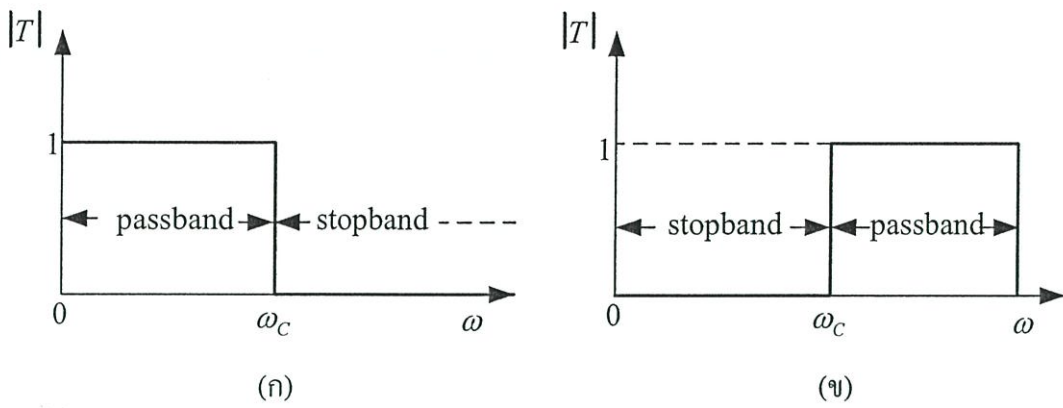
### 3.2 พื้นฐานวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรไฟฟ้าประเภทหนึ่งที่ตอบสนองต่อสัญญาณที่เข้ามาในลักษณะที่ยอมเฉพาะสเปกตรัมของสัญญาณภายในช่วงที่กำหนดผ่านวงจรไปได้หรืออาจมีการขยายก่อนในกรณีวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟและกันสเปกตรัมของสัญญาณนอกเหนือจากช่วงที่กำหนดไม่ให้ผ่านวงจรไปได้ โดยมีทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจร  $T(s)$  เป็นตัวกำหนดช่วงผ่านและช่วงหยุด ในช่วงผ่านเรามักเรียกช่วงนี้ว่า แถบผ่าน (*pass band*) และในช่วงลทอนเรามักเรียกช่วงนี้ว่า แถบหยุด (*stop band*)

ในทางอุดมคติแถบผ่านจะมี  $|T(s)| = 1$  ส่วนแถบหยุดจะมี  $|T(s)| = 0$  ด้วยรูปแบบของแถบผ่านและแถบหยุดนี้จึงมีวงจรกรองความถี่พื้นฐานเกิดขึ้น 4 ชนิดซึ่งมีรายละเอียดของวงจรกรองแต่ละชนิดดังหัวข้อถัดไปโดยลำดับดังนี้

#### 3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (lowpass filter : LPF) เป็นวงจรที่มีช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega = 0$  ไปจนถึง  $\omega = \omega_c$  เป็นแถบผ่าน และความถี่ตั้งแต่  $\omega_c$  ไปจนถึงอนันต์เป็นแถบหยุด โดยมี  $\omega_c$  เป็นความถี่คัตออฟ (cutoff frequency) ของวงจร รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรในทางอุดมคติแสดงดังรูป 3.1 (ก)



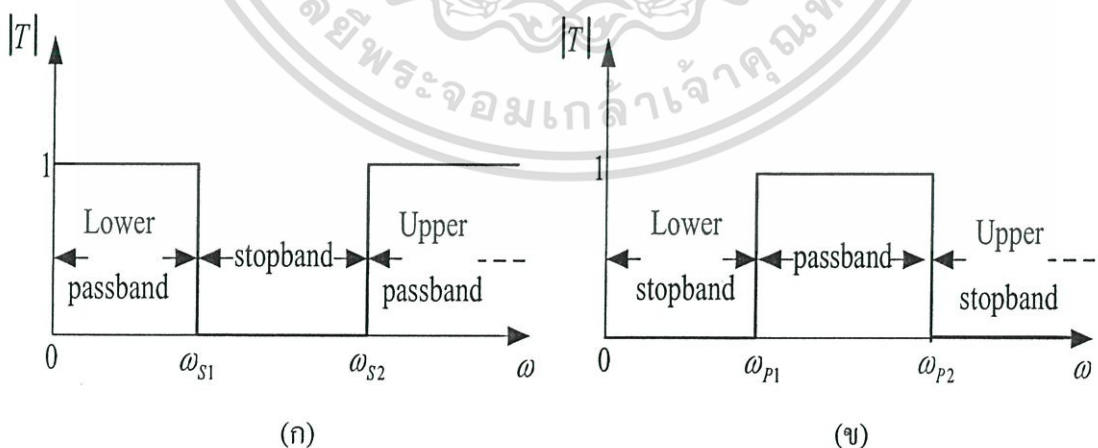
รูปที่ 3.1 (ก) ตัวกรองต่ำผ่าน (ข) ตัวกรองสูงผ่าน

### 3.2.2 วงจรกรองความถี่สูง

วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (highpass filter : HPF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่สลับกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือ แถบหยุดของวงจรจะมีความถี่ตั้งแต่  $\omega = 0$  ไปจนถึง  $\omega = \omega_c$  ส่วนแถบผ่านนั้นตั้งแต่ความถี่  $\omega_c$  ไปจนถึงอนันต์ รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติแสดงดังรูป 3.1 (ข)

### 3.2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (bandpass filter : BPF) จะมีช่วงความถี่ที่เป็นแถบผ่านตั้งแต่  $\omega_{p1}$  ถึง  $\omega_{p2}$  ส่วนช่วงความถี่อื่นนอกเหนือจากนี้จะเป็นแถบหยุด รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 (ข)



รูปที่ 3.2 (ก) ตัวกรองแบนด์ไม่ผ่าน (ข) ตัวกรองแบนด์ผ่าน

### 3.2.4 วงจรกรองกำจัดแถบความถี่

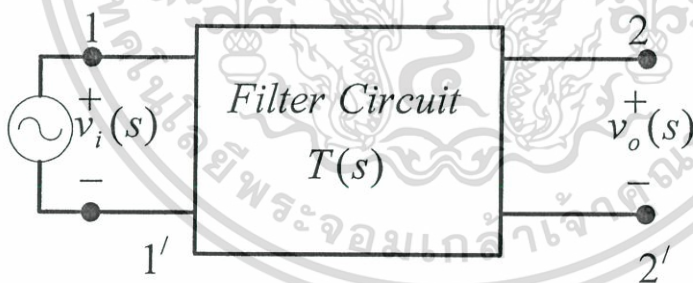
วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ (bandstop filter : BSF) เป็นวงจรที่มีลักษณะการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ตรงกันข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่คือ วงจรจะมีแถบหยุดตั้งแต่ความถี่  $\omega_{s1}$  ถึง  $\omega_{s2}$  วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ที่มีแถบหยุดเฉพาะความถี่แคบๆมีชื่อเรียกได้อีกชื่อคือ วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ (notch filter : NF) ซึ่งแสดงรูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ในทางอุดมคติได้ดังรูป 3.2 (ก)

### 3.3 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเป็นส่วนสำคัญที่เป็นตัวกำหนดว่าวงจรมานั้น จะมีผลตอบสนองเป็นวงจรกรองชนิดใด ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเรื่องทรานสเฟอร์ฟังก์ชันโดยละเอียด เริ่มจากการพิจารณาวงจรกรองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดัน  $v_1(t)$  ต่ออยู่ พอร์ตอินพุต 1-1' และมีผลตอบสนองที่พอร์ตเอาต์พุต 2-2' เป็นแรงดัน  $v_2(t)$  ถ้าที่พอร์ตทั้งสองทำงานในสัญญาณไซน์นูซอยดอล (sinusoidal) สภาวะคงตัวแล้วสามารถจัดแสดงค่าแรงดันทั้งสองอยู่ในรูปสมการดังนี้

$$v_1(t) = V_1 \cos(\omega t + \theta_1) \quad (3.1 ก)$$

$$v_2(t) = V_2 \cos(\omega t + \theta_2) \quad (3.2 ข)$$



รูปที่ 3.3 ตัวกรองความถี่ในรูปแบบทูพอร์ตเน็ตเวิร์ค โมเดล

โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตในสมการที่ (3.3)

$$T(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (3.1)$$

ให้ค่า  $s = j\omega$  จะสามารถเขียนสมการให้อยู่ในรูป Magnitude-phase

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\phi(\omega)} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแปลงสมการให้อยู่ในรูปของค่าแทนที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล จะได้

$$A(\omega) = -20 \log |T(j\omega)| \quad (3.3)$$

เมื่อนำสัญญาณอินพุตมาผ่านวงจรตัวกรองความถี่จะได้เป็น

$$|V_o(j\omega)| = |T(j\omega)| |V_i(j\omega)| \quad (3.4)$$

สมการส่งผ่านของวงจรตัวกรองความถี่ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการโพลิโนเมียล (Polynomials) ได้ดังสมการที่ (3.5)

$$T(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \dots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0} \quad (3.5)$$

โดยที่ N จะเป็นตัวกำหนดลำดับของตัวกรองความถี่ (Filter Order) และค่าของ M จะน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า N จากสมการที่ (3.5) เราสามารถแยกตัวประกอบได้เป็น

$$T(s) = \frac{a_M (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_M)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_N)} \quad (3.6)$$

เราจะเรียกค่า  $z_1, z_2, \dots, z_M$  ว่าค่าซีโร (Zero) และเรียกค่า  $p_1, p_2, \dots, p_N$  ว่าค่าโพล (Pole) โดยที่ค่าโพลและซีโร สามารถเป็นได้ทั้งจำนวนเต็มและจำนวนจินตภาพ แต่จะอยู่ในรูปคู่คอนจูเกต (Conjugate) ตัวอย่างเช่น  $1+2j$  เป็นซีโรของสมการส่งผ่าน ค่า  $1-2j$  ซึ่งเป็นคู่คอนจูเกต ก็จะเป็นซีโรของสมการส่งผ่านเช่นเดียวกัน ดังตัวอย่าง

### 3.4 ตัวกรองสัญญาณหลายหน้าที่ (Universal Filter)

ตัวกรองความถี่ (Filter) แบบอนาล็อกได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องนับจากอดีต ซึ่งปัจจัยหลักที่ความต้องการก็คือคุณภาพการใช้งานที่สูง และราคาต่ำโดยตัวกรองความถี่ส่วนมากจะสร้างเป็นวงจรขยายสัญญาณ โหมดแรงดันจากออปแอมป์ แต่ข้อจำกัดคือไม่สามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงได้ ภายหลังจึงมีการคิดค้นสร้างตัวกรอง ความถี่ด้วย โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) ซึ่งสามารถทำให้ตัวกรองความถี่ทำงานได้ในความถี่สูงได้ เกนเป็นตัวแปรสำคัญที่ใช้ในตัวกรองความถี่ ซึ่งตัวที่จะกำหนดค่าเกนของตัวกรองความถี่นั้นๆ ก็คือ ออปแอมป์หรือโอทีเอนั่นเอง ซึ่งในการเลือกอุปกรณ์มาใช้ในการสร้างตัวกรองความถี่ไม่ควรมีอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive Component) หรือควรให้น้อยที่สุดเพื่อลดผลกระทบของตัวกรองอันเนื่องมาจากค่าความผิดพลาดของอุปกรณ์พาสซีฟ

ในการทำงานของตัวกรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองสัญญาณหลายหน้าที่หรือวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ (universal filter) เป็นวงจรรองที่มีรูปสมการของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็นฟังก์ชันไบควอดราติก (biquadratic function) หรือเรียกสั้นๆว่าไบควอด ซึ่งมีรูปแบบมาตรฐานของสมการดังแสดงต่อไปนี้ รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันตัวกรองความถี่ลำดับที่สองในรูปของสมการไบควอดเรติกเป็นดังสมการ

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + s\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2} \quad (3.7)$$

โดย  $\omega_0$  คือ ค่าความถี่ของโพล (pole frequency)  
 $a_1, a_2, a_3$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ  
 $Q$  คือ ค่าคุณภาพของโพล (pole quality factor)

ค่าความถี่  $\omega_0$  และค่า  $Q$  กำหนดตำแหน่งของโพลตามสมการ

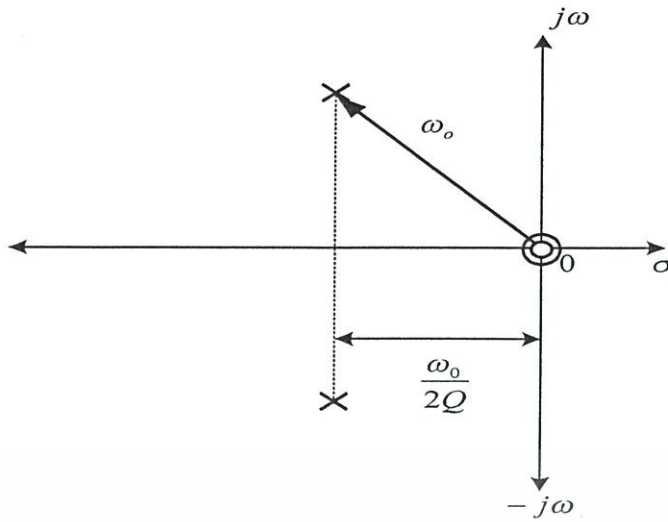
$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - (1/4Q^2)} \quad (3.8)$$

ฟังก์ชันไบควอดเรติกข้างต้นสามารถให้ฟังก์ชันเป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรรองความถี่สูงผ่าน วงจรแถบความถี่ผ่าน วงจรกำจัดแถบความถี่และวงจรรองผ่านทุกความถี่ได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเดียวกัน โดยการกำหนดจากสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ ซึ่งเป็นตัวกำหนดทรานส์มิชชันซีโร (transmission zero) ของวงจรรองความถี่อันดับที่สองและดังนั้นจึงเป็นตัวกำหนดชนิดของฟังก์ชันกรองความถี่

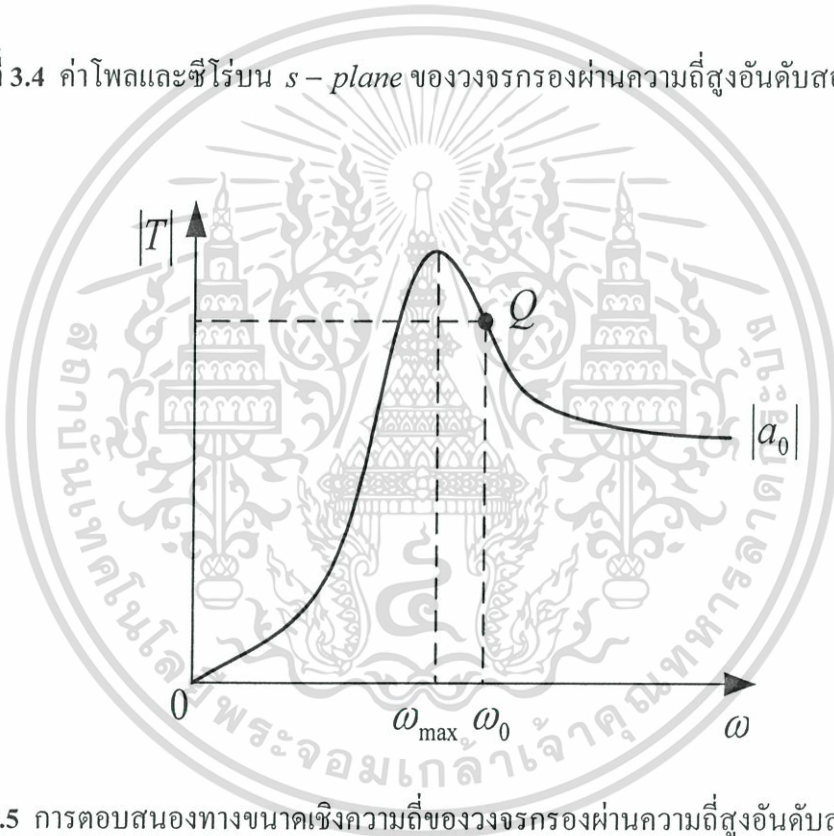
1. ในกรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ  $S(s\text{-plane})$  ที่  $s=0$  ดังในรูปที่ 3.4 สมการ 3.7 จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่สูงอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

$$T(s)_{HP} = \frac{a_2 s^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

$a_2$  คือค่าอัตราขยายความถี่สูง (high-frequency gain) และ  $\omega_0$  คือค่าความถี่เรโซแนนซ์ (resonance frequency) กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูป 3.5



รูปที่ 3.4 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง



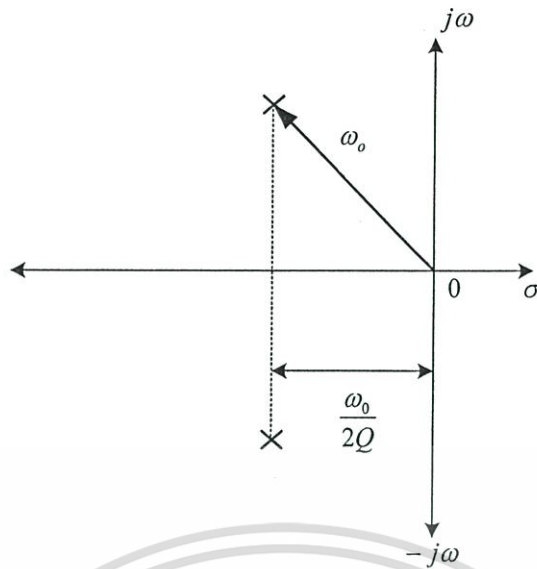
รูปที่ 3.5 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

2. ในกรณีค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบน  $s$ -plane ที่  $s = \alpha$  ดังในรูปที่ 3.8 สมการ 3.7 จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองโดยมีรูปแบบคือ

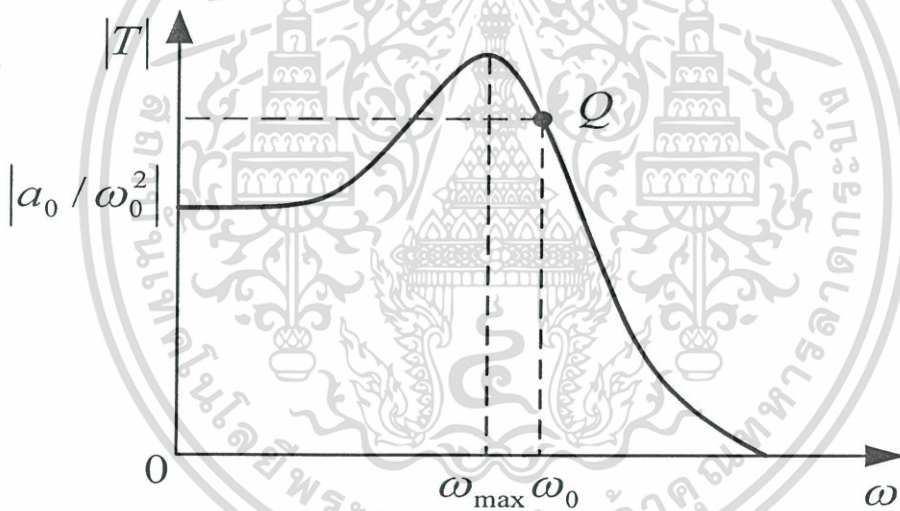
$$T(s)_{LP} = \frac{a_0}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.10)$$

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

มีลักษณะดังรูป 3.7 เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง



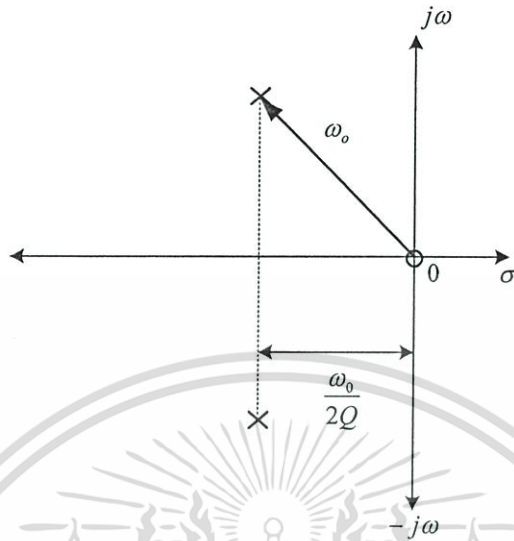
รูปที่ 3.7 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

3. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งบน  $s$ -plane ที่  $s=0$  หนึ่งตำแหน่งและอีกหนึ่งตำแหน่งที่  $s=\alpha$  ดังรูปที่ 3.8 สมการ (3.7) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจกรองผ่านแถบความถี่อันดับสองมีรูปแบบคือ

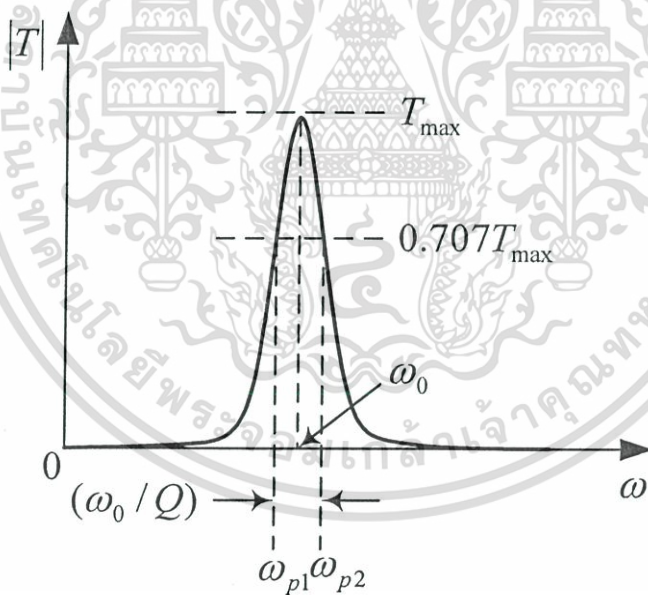
$$T(s)_{BP} = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$a_1 Q/\omega_0$  คืออัตราขยายที่ความถี่ศูนย์กลาง (center – frequency gain) และผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่จะมีค่าสูงสุด (peak) ที่  $\omega = \omega_0$  หรือค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจรถึงจะมีค่าเท่ากับ ความถี่ของโพลของสมการ กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูป 3.9



รูปที่ 3.8 ค่าโพลและซีโรบน  $s - plane$  ของวงจรถึงผ่านแถบความถี่อันดับสอง



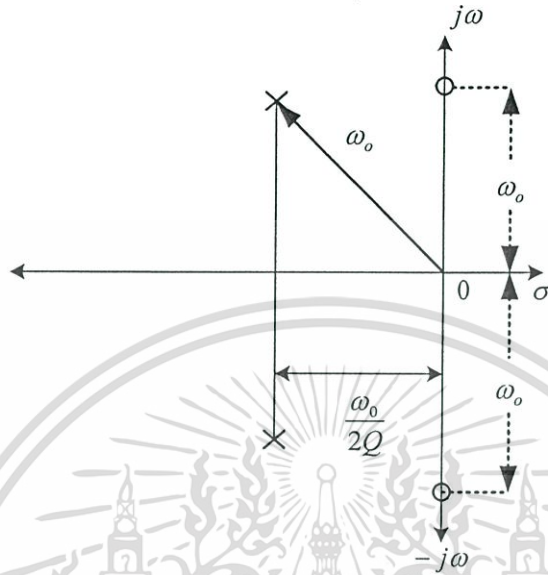
รูป 3.9 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรถึงผ่านแถบความถี่อันดับสอง

4. ในกรณีที่มีค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งอยู่บนแกน  $j\omega$  ของ  $s - plane$  ดังรูปที่ 3.10 สมการ (3.10) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรถึงกำจัดแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบ ดังนี้

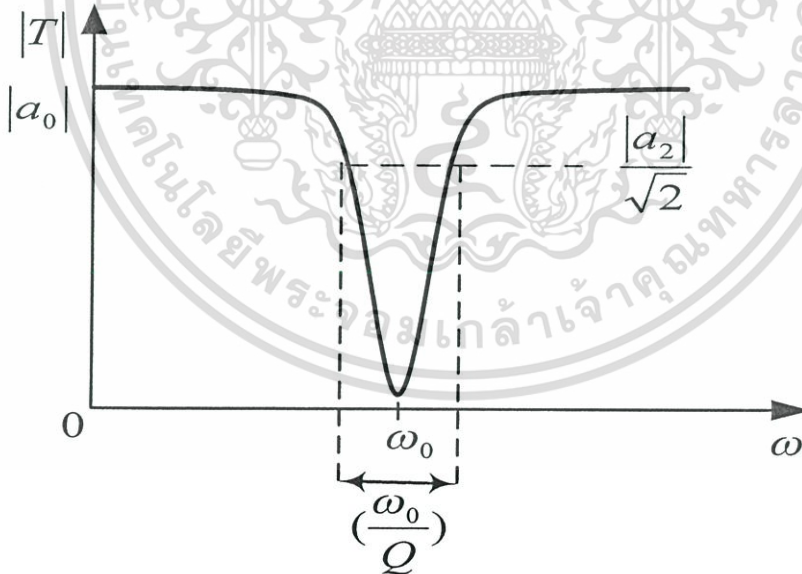
$$T(s)_{BR} = a_2 \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \tag{3.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา  $Q$  จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอัตราขยายความถี่สูงของวงจรมีค่าเท่ากับ  $a_2$  กราฟการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.11 ค่า  $\omega_0$  นี้เป็นที่รู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า ความถี่น็อทช์ (notch frequency)



รูปที่ 3.10 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง



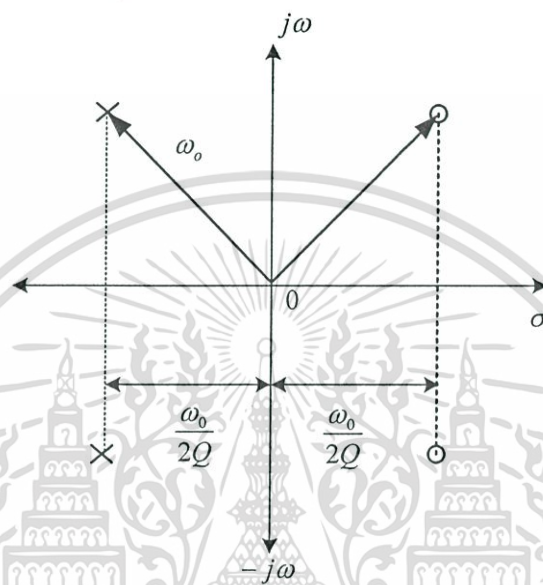
รูปที่ 3.11 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่อันดับสอง

5. ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการทั้งสองมีตำแหน่งอยู่บนด้านขวามือของ  $s$ -plane โดยมีความสมมาตรกับโพลดังในรูป 3.12 สมการ (3.7) จะให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบดังนี้

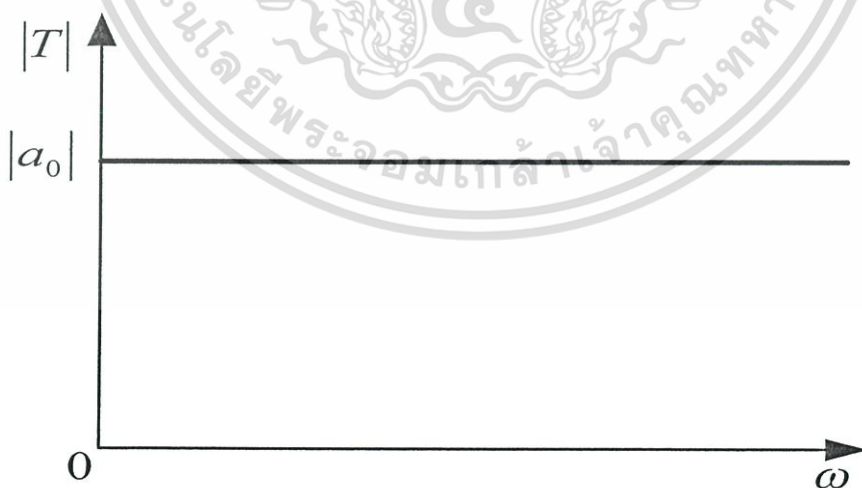
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s)_{AP} = a_2 \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.13)$$

$|a_2|$  คือค่าอัตราขยายแบบราบ (flat gain) ของวงจรถ่ายกราฟการตอบสนองทางขนาดและเฟสเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.12 ค่าโพลและซีโรบน  $s$ -plane ของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่อันดับสอง



รูปที่ 3.13 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่อันดับสอง

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจะสังเกตเห็นว่าชนิดของฟังก์ชันกรองความถี่สามารถเลือกเปลี่ยน  
 เอกได้โดยข้อกำหนดที่สัมพันธ์กับจำนวนขั้วของไบควอดราติกทราเนสเฟอร์ฟังก์ชันใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 ค่าความไว (Sensitivity) ของตัวกรองความถี่

วิธีหนึ่งที่จะสามารถบอกได้ว่าตัวกรองที่ออกแบบมานั้นมีประสิทธิภาพดีหรือไม่ ก็คือ อุปกรณ์ (Components) ที่ใช้ในวงจร ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในตัวกรองนั้นโดยปกติแล้วจะมีความผิดพลาดเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความผิดพลาดของอุปกรณ์เอง ซึ่งการออกแบบนั้นถ้าต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง องค์ประกอบของวงจรจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงเลย แต่ในทางปฏิบัติไม่เป็นเช่นนั้น จะเกิดความเปลี่ยนแปลงเสมอ ซึ่งเรามีความจำเป็นต้องรู้ถึงค่าของความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเราจะเรียกวิธีนี้ว่า การวิเคราะห์ค่าความไว ซึ่งถ้าใช้การออกแบบที่ดีแล้วจะสามารถประหยัดวงจรได้มากที่สุด เพราะไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่แพงเกินความจำเป็นนั่นเอง และตัวกรองความถี่ทั้งกึ่งชั้น ไบควอดเรติกสามารถเขียนให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้ดังนี้

$$T(s) = K \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (3.14)$$

ความไวตัวแรกที่เราจะพิจารณาคือความไวของ  $\omega_p$  เปลี่ยนไป เมื่อความต้านทาน R เปลี่ยนไป โดยความเปลี่ยนแปลงของ  $\omega_p$  ต่อหน่วย  $\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}$  ต่อการเปลี่ยนแปลงไปต่อหน่วย  $\frac{\Delta R}{R}$  ในรูปคณิตศาสตร์เขียนได้เป็น

$$S_R^{\omega_p} = \lim_{\Delta R \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\frac{\Delta R}{R}} \quad (3.15)$$

ซึ่งมีความหมายเดียวกัน

$$S_R^{\omega_p} = \frac{R}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial R} \quad (3.16)$$

ดังนั้น 
$$S_R^{\omega_p} = \frac{\partial(\ln \omega_p)}{\partial(\ln R)} \quad (3.17)$$

เมื่อทราบดีแล้วว่าราคาของการผลิตอุปกรณ์ขึ้นอยู่กับ % ของความผิดพลาดเปลี่ยนแปลง  $(100 \times \frac{\Delta R}{R})$  ซึ่งเราก็สามารถหาได้จากสมการที่ (3.18) ส่วนในกรณีของความไวของตัวแปรอื่น

เช่น  $\omega_z, Q_p, Q_z$  และ  $K$  ต่ออุปกรณ์อื่นๆ ของ Network จะคิดด้วยวิธีเดียวกัน เช่น ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณที่ง่ายกว่าการคำนวณที่ซับซ้อน หรือการคำนวณที่ง่ายกว่าการคำนวณที่ซับซ้อน อย่างไรก็ตามทั้งนี้ทั้งนั้นก็ไม่ควรละเลยที่จะทำการตรวจสอบค่าความไวของตัวแปรอื่นด้วยเช่นกัน

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial C}; \quad S_R^{Q_p} = \frac{R}{Q_p} \frac{\partial Q_p}{\partial R}; \quad S_R^K = \frac{R}{K} \frac{\partial K}{\partial R} \quad (3.18)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.22) จึงสามารถสรุปเป็นสมการที่เป็นมาตรฐานโดยใช้ตัวแปรความไว P ต่ออุปกรณ์ X ได้เป็น

$$S_X^P = \frac{X}{P} \frac{\partial P}{\partial X} = \frac{\partial(\ln P)}{\partial(\ln X)} \quad (3.19)$$

เมื่อทราบดีแล้วว่าราคาของการผลิตอุปกรณ์ขึ้นอยู่กับ % ของความผิดพลาดเปลี่ยนแปลง  $(100 \times \frac{\Delta R}{R})$  ซึ่งเราก็สามารถหาได้จากสมการที่ (3.22) ส่วนในกรณีของความไวของตัวแปรอื่น เช่น  $\omega_z$ ,  $Q_p$ ,  $Q_z$  และ  $K$  ต่ออุปกรณ์อื่นๆ ของ Network จะคิดด้วยวิธีเดียวกัน เช่น

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial C}; \quad S_R^{Q_p} = \frac{R}{Q_p} \frac{\partial Q_p}{\partial R}; \quad S_R^K = \frac{R}{K} \frac{\partial K}{\partial R} \quad (3.20)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.21) จึงสามารถสรุปเป็นสมการที่เป็นมาตรฐานโดยใช้ตัวแปรความไว P ต่ออุปกรณ์ X ได้เป็น

$$S_X^P = \frac{X}{P} \frac{\partial P}{\partial X} = \frac{\partial(\ln P)}{\partial(\ln X)} \quad (3.21)$$

ถ้า P ไม่เป็นฟังก์ชันของ X (เช่น P = ค่าคงที่) ดังนั้น

$$S_X^P = 0 \quad (3.22)$$

ถ้า P = CX โดยที่ C เป็นค่าคงที่

$$S_X^{CX} = \frac{\partial(\ln CX)}{\partial(\ln X)} = \frac{\partial(\ln C)}{\partial(\ln X)} + \frac{\partial(\ln X)}{\partial(\ln X)} = 1 \quad (3.23)$$

และยังมีความสัมพันธ์อื่นๆ ที่ควรรู้เช่น

$$S_X^P = -S_X^{1/P} \quad (3.24)$$

ซึ่งถ้าพิจารณาจากสมการที่ (3.24) ถ้าจะสามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกันคือ

$$-S_X^{1/P} = -\frac{\partial(\ln 1/P)}{\partial(\ln X)} = -\frac{\partial(-\ln P)}{\partial(\ln X)} = S_X^P \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของตัวกรองความถี่ที่นำเสนอ นั้น คือ ค่าความไวของของ อุปกรณ์แอกทีฟ และพาสซีฟในวงจรที่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง  $S_x^{\omega p}$  และค่าคุณภาพ  $S_x^{Qp}$  เมื่อ  $X$  คือ อุปกรณ์แอกทีฟ และ พาสซีฟแต่ละตัว

ในปัจจุบันเราได้นำวงจรขยายความนำโอทีเอ (OTA) มาเป็นตัวกรองความถี่ของสัญญาณอนาล็อก ซึ่งสามารถทำงานทั้งย่านกว้างของแบนด์วิดท์และความถี่สูงได้ดีพร้อมกับสามารถควบคุมการทำงานของตัวกรองโดยการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ (การปรับค่าความนำด้วยกระแสควบคุม) ได้เป็นอย่างดี

### 3.6 คุณลักษณะของตัวกรองหลายหน้าที่

เนื่องจากวงจรหลายหน้าที่มักจะมีโครงสร้างของวงจรอินทิเกรเตอร์ตั้งแต่สองรูปหรือเป็นตัวกรองที่มีค่าเชิงอนุพันธ์ลำดับสองขึ้นไปเป็นโครงสร้าง ซึ่งจะสามารถเห็นประโยชน์ได้อย่างชัดเจนว่า เราสามารถสร้างตัวกรองหลายๆ รูปแบบขึ้นมาได้ในโครงสร้างของวงจรเดียวกัน ซึ่งจะช่วยให้ประหยัดโครงสร้างในการนำโอทีเอมาทำเป็นตัวกรองได้น้อยลง

### 3.7 การปรับค่าของตัวกรองความถี่

โดยทั่วไปตัวกรองความถี่โหมดกระแสที่สร้างจากวงจรขยายความนำ เราสามารถปรับค่าการทำงานของตัวกรองได้ 2 แบบคือ

#### 3.7.1 การปรับตัวกรองด้วยการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ )

การปรับค่าจุดทำงานของตัวกรองจากการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งได้แก่วงจรโอทีเอ และปรับค่าความต้านอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยแรงดันของตัวต้านทาน

#### 3.7.2 การปรับตัวกรองด้วยค่าพารามิเตอร์อื่นๆ

ใช้การเปลี่ยนค่าอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกหรืออุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นพารามิเตอร์ของจุดทำงานของวงจร

### 3.8 การนำวงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตมาทำเป็นตัวกรองความถี่

#### 3.8.1 ตัวกรองความถี่โหมดกระแส

ตัวกรองความถี่ที่สร้างจากโอทีเอเป็นตัวกรองความถี่ที่ทำงานในรูปแบบตัวกรองโหมดกระแส ซึ่งมีคุณลักษณะการทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าโอทีเอที่ถูกนำไปทำงานตัวกรองโหมดแรงดัน และยังมีส่วนประกอบที่เป็นอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกที่น้อยกว่าด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.8.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายโหมดกระแสด้วยเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)

การนำเอ็มโอโอทีเอมาต่อเป็นตัวกรองสัญญาณอะนาลอกจะมีความสะดวกและลดความยุ่งยากในการต่อขาอินพุตและการป้อนกระแสไบอัสของตัวกรองความถี่ได้ดีกว่าโอทีเอชนิดหนึ่งเอาต์พุตแบบธรรมดา

#### สรุป

ตัวกรองความถี่ทั้งโหมดแรงดันหรือโหมดกระแสในลักษณะตัวกรองหน้าทีเดียวหรือหลายหน้าที่เป็นไปตามฟังก์ชันถ่ายโอนและพบว่าตัวกรองโหมดกระแสจะมีค่าความไวต่ออุปกรณ์ที่เปลี่ยนค่าไปตามอุณหภูมิน้อยกว่าโหมดแรงดันอันเนื่องมาจากการที่ตัวกรองโหมดกระแสมีอุปกรณ์พาซีฟภายนอกที่เป็นส่วนประกอบของตัวกรองความถี่จำนวนน้อยกว่าโหมดแรงดัน โดยในงานวิจัยนี้เลือกเอาตัวกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดกระแสมาใช้เนื่องจากว่าไม่ว่าแหล่งจ่ายไฟ จะมีค่าน้อยหรือมากก็จะมีผลต่อกระแสเอาต์พุตเพียงซึ่งต่างจากตัวกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดแรงดันที่แรงดันเอาต์พุตจะแกว่งได้สูงสุดตามแหล่งจ่ายไฟ และข้อดีอีกอย่างหนึ่งของการทำงานในโหมดกระแสคือ โหลดของวงจรมีผลต่อกระแสเอาต์พุตน้อย ซึ่งประสิทธิภาพการทำงานของวงจรกรองความถี่สามารถบอกได้ด้วยค่าความไวของวงจรซึ่งคือค่าความเพี้ยนที่เกิดจากองค์ประกอบต่างๆ ในการสร้างวงจรตัวกรองความถี่นั้นๆ

## บทที่ 4

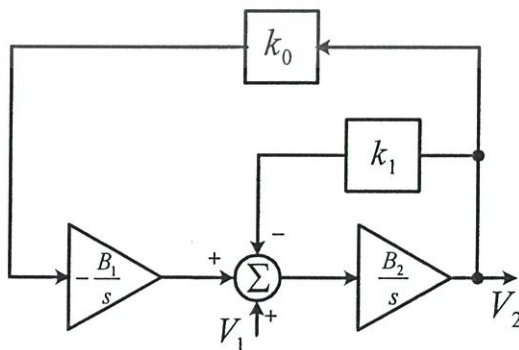
# วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้อุปกรณ์ แอกทีฟเพียงอย่างเดียว

### 4.1 การออกแบบตัวกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์ แอกทีฟเพียงอย่างเดียว

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวโดยอาศัยหลักการของสมการไบควอดเรติกด้วยการพลิกกลับของอินทิเกรเตอร์ไม่มีการสูญเสียสองตัว ซึ่งการสังเคราะห์วงจรจากหลักการข้างต้นจะใช้อุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยสุดโดยไม่ใช้อุปกรณ์แพสซีฟภายนอกโดยวงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน และตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการออก อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรกรองที่นำเสนอประกอบด้วย มอสมทรานซิสเตอร์ 4 ตัว วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุต (MO-OTA) 3 ตัว และออปแอมป์ (Op-Amp) 2 ตัว เท่านั้นวงจรที่นำเสนอจะสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) และการปรับค่าคุณภาพ ( $Q_p$ ) ได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่าเกณฑ์ของ OTA ซึ่งเป็นอิสระต่อกันและกันโดยคุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

### 4.2 ทฤษฎีและหลักการในการออกแบบด้วยสมการไบควอดเรติก (Biquadratic)

จากหลักการของ 2 Integrators-loop ที่ได้เคยนำเสนอ สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งมีสมการส่งผ่านเป็นสมการที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของ 2 integrators loop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{sB_2}{s^2 + sB_2k_1 + B_1B_2k_0} \quad (4.1)$$

จากสมการที่ (4.1) เมื่อพิจารณาเทียบกับสมการคุณสมบัติในสมการที่ (4.2)

$$D(s) = s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2 \quad (4.2)$$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง  $\omega_p$  และ  $Q_p$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{k_0 B_1 B_2} \quad \text{และ} \quad Q_p = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{k_0 B_1}{B_2}} \quad (4.3)$$

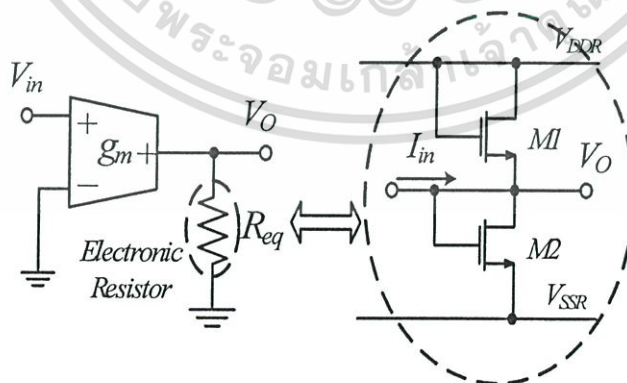
#### 4.2.1 วงจรขยายแรงดัน

วงจรขยายแรงดันที่ใช้ในบทความนี้เป็นวงจรที่ประกอบด้วย OTA และวงจรรวมความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ดังรูปที่ 4.2 จากรูปค่าความต้านทานสามารถกำหนดได้ดังสมการที่ (4.4) คือ

$$R_{eq} = \frac{V_O}{I_{in}} = \frac{L}{2\mu C_{OX} W (V_{DDR} - V_T)} \quad (4.4)$$

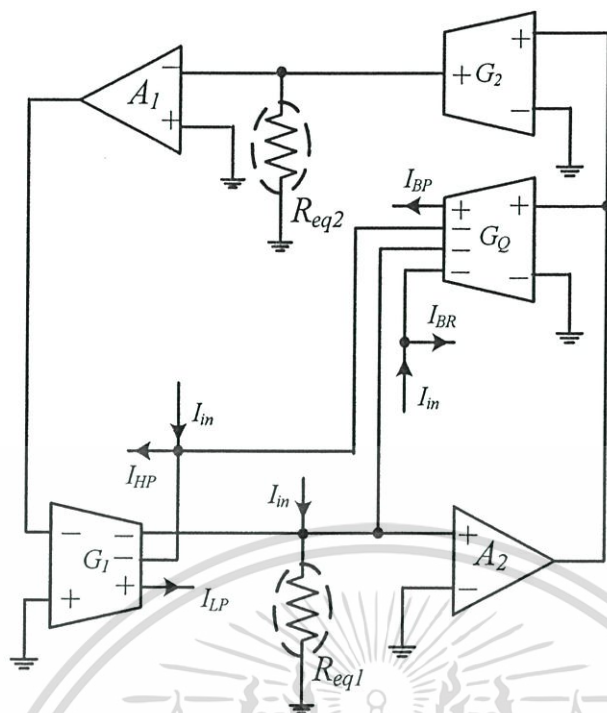
ดังนั้นอัตราขยายแรงดันของวงจรในรูปที่ 4.2 จึงมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_O}{V_{in}} = g_m R_{eq} \quad (4.5)$$



รูปที่ 4.2 วงจรขยายแรงดัน

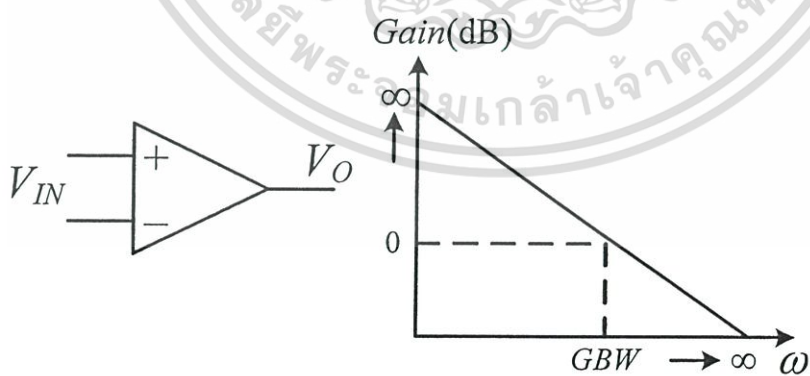
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมตกระแส

4.2.2 ออปแอมป์/อินทิเกรเตอร์ไม่สูญเสีย

เมื่อทำการพิจารณาอัตราการขยายลูปเปิดเชิงความถี่ (Gain-bandwidth product: GBW) ของออปแอมป์ในรูปที่ 4.4 วงจรสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการการส่งผ่านของอินทิเกรเตอร์ได้ดังสมการที่ (4.6)



รูปที่ 4.4 ออปแอมป์และการตอบสนองทางความถี่

$$A(s) = \frac{B_i}{s} ; (i=1, 2) \tag{4.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.2.3 วงจรกรองความถี่โหมดกระแส

วงจรกรองความถี่ที่สังเคราะห์ได้จากหลักการรูปที่ 4.1 ถึง 4.4 แสดงไว้ดังรูปที่ 4.3 จากรูปที่ 4.3 สมการการส่งผ่านกระแสสามารถสรุปได้ดังนี้

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{R_{eq1}R_{eq2}B_1B_2g_1g_2}{D(s)} \quad (4.7)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{sg_Q R_{eq1}B_2}{D(s)} \quad (4.8)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (4.9)$$

$$\frac{I_{BR}}{I_{in}} = \frac{s^2 + R_{eq1}R_{eq2}B_1B_2g_1g_2}{D(s)} \quad (4.10)$$

โดยที่ค่า  $D(s) = s^2 + sg_Q R_{eq1}B_2 + g_1g_2R_{eq1}R_{eq2}B_1B_2$  และตัวแปรที่เกี่ยวข้อง  $\omega_p$  และ  $Q_p$  มีค่าเท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{R_{eq1}R_{eq2}B_1B_2g_1g_2} \quad (4.11)$$

$$Q_p = \frac{1}{g_Q} \sqrt{\frac{R_{eq2}B_2g_1g_2}{R_{eq1}B_1}} \quad (4.12)$$

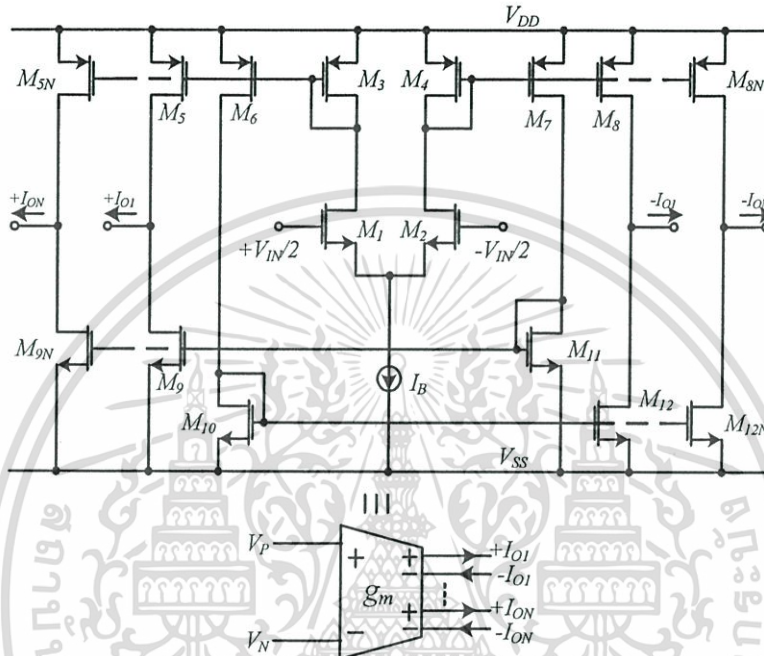
โดยที่  $g_i$  คือค่าความนำของ OTA ตัวที่  $i$  ส่วน  $R_{eqi}$  คือค่าความต้านทานอิเล็คตรอนิกส์ตัวที่  $i$  ซึ่งในกรณีปกติ  $B_i$  คือค่า GBW จะมีค่าเท่ากันทุกประการ ( $B_1=B_2=B$ ) ถ้าสมมติกรณีที่ค่า  $Q_p=1$  จากสมการที่ (4.11) และ (4.12) พบว่าตัวแปร  $\omega_p$  สามารถปรับค่าได้ในทางอิเล็คตรอนิกส์โดยกำหนดให้  $g_1=g_2=g$  และ  $R_{eq1}=R_{eq2}=R_{eq}$  ดังนั้นสมการที่ (4.11) กลายเป็น  $\omega_p=gBR_{eq}$  ดังนั้นการปรับค่า  $\omega_p$  สามารถทำได้ 2 วิธี คือโดยการปรับค่าเกนของ OTA<sub>1</sub> และ OTA<sub>2</sub> ( $G_1$  และ  $G_2$ ) หรือปรับที่ค่าความต้านทานอิเล็คตรอนิกส์จากสมการที่ (4.4) จากสมการที่ (12) จะเห็นได้ว่า  $Q_p$  สามารถปรับได้โดยอิสระจาก  $\omega_p$  ซึ่งสามารถปรับได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสที่ OTA<sub>Q</sub> ( $G_Q$ )

### 4.3 วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตด้วยซีมอส (CMOS MOOTA)

วงจขยายความนำหลายเอาต์พุตแบบซีมอส (CMOS Multiple-output Operational Transconductance Amplifier: CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 4.5 นั้นจะมีคุณสมบัติให้เอาต์พุตเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส และมีอินพุตเป็นแรงดันซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (4.13)

$$\frac{I_O}{V_{in}} = g_m = \sqrt{(I_B)(\mu_0 C_{OX} W/L)} \quad (4.13)$$



รูปที่ 4.5 วงจรภายในของตัวขยายสัญญาณซีมอสเอ็ม ไอ โอ ที เอ็ม (CMOS MOOTA)

จากสมการที่ (4.13) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) นั้นสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัส ( $I_B$ )

#### 4.4 ค่าความไว (Sensitivity) ของตัวกรองความถี่

วิธีหนึ่งที่จะสามารถบอกได้ว่าตัวกรองที่ออกแบบนั้นมีประสิทธิภาพดีหรือไม่ ก็คือ อุปกรณ์ (Components) ที่ใช้ในวงจร ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในตัวกรองนั้น โดยปกติแล้วจะมีความผิดพลาดเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความผิดพลาดของอุปกรณ์เอง ซึ่งการออกแบบนั้นถ้าต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง องค์ประกอบของวงจรจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงเลย แต่ในทางปฏิบัติไม่เป็นเช่นนั้น จะเกิดความเปลี่ยนแปลงเสมอ ซึ่งเรามีความจำเป็นต้องรู้ถึงค่าของความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเราจะเรียกวิธีนี้ว่า การวิเคราะห์ค่าความไว ซึ่งถ้าใช้การออกแบบที่ดีแล้ว จะสามารถประหยัดวงจรได้มากที่สุด เพราะไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่แพงเกินความจำเป็นนั่นเอง และตัวกรองความถี่ฟังก์ชัน ใบบอกต่อเครื่องสามารถเขียนให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้ดังนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = K \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (4.17)$$

ความไวตัวแรกที่เราจะพิจารณาคือความไวของ  $\omega_p$  เปลี่ยนไป เมื่อความต้านทาน R เปลี่ยนไป โดยความเปลี่ยนแปลงของ  $\omega_p$  ต่อหน่วย  $\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}$  ต่อการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วย  $\frac{\Delta R}{R}$  ในรูปคณิตศาสตร์เขียนได้เป็น

$$S_R^{\omega_p} = \lim_{\Delta R \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\frac{\Delta R}{R}} \quad (4.18)$$

ซึ่งมีความหมายเดียวกัน

$$S_R^{\omega_p} = \frac{R}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial R} \quad (4.19)$$

เมื่อทราบดีแล้วว่าราคาของการผลิตอุปกรณ์ขึ้นอยู่กับ % ของความผิดพลาดเปลี่ยนแปลง  $(100 \times \frac{\Delta R}{R})$  ซึ่งเราก็สามารถหาได้จากสมการที่ (4.18) ส่วนในกรณีของความไวของตัวแปรอื่น เช่น  $\omega_z$ ,  $Q_p$ ,  $Q_z$  และ  $K$  ต่ออุปกรณ์อื่นๆ ของ Network จะคิดด้วยวิธีเดียวกัน เช่น

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial C}; \quad S_R^{Q_p} = \frac{R}{Q_p} \frac{\partial Q_p}{\partial R}; \quad S_R^K = \frac{R}{K} \frac{\partial K}{\partial R} \quad (4.20)$$

ซึ่งถ้าพิจารณาจากสมการที่ (4.20) ถ้าจะสามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกันคือ

$$-S_X^{1/P} = -\frac{\partial(\ln 1/P)}{\partial(\ln X)} = -\frac{\partial(-\ln P)}{\partial(\ln X)} = S_X^P \quad (4.21)$$

สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนออีกอย่างหนึ่งนั่นคือค่าความไวของของอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรที่มีผลต่อค่า  $\omega_p$  และค่า  $Q_p$  ซึ่งค่าต่างๆ แสดงได้ดังนี้

$$S_{g_1, g_2, R_{eq1}, R_{eq2}, B_1, B_2}^{\omega_p} = 0.5$$

$$S_{g_1, g_2, R_{eq2}, B_2}^{Q_p} = 0.5$$

$$S_{R_{eq1}, B_1}^{Q_p} = -0.5$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่  $S_{g_0}^{Q_p} = 1$  หรือการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรมีค่าอยู่ระหว่าง  $\pm 0.5$  ส่วน  $g_Q$  จะมีค่าเท่ากับ -1 และ จะมีผลต่อค่า  $Q_p$  เท่านั้น

#### 4.5 การวิเคราะห์เชิงไม่เป็นอุดมคติซึ่งเป็นผลจากออปแอมป์

การวิเคราะห์ในส่วนของผลกระทบที่ไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ ในฟังก์ชันถ่ายโอน ความถี่ที่นำเสนอ เมื่อพิจารณาค่าพาราซิติคโพลของออปแอมป์ อัตราขยายรูปเปิด  $A_s$  จึงเป็นดังนี้

$$A_i(s) = \frac{B_i \omega_{pi}}{s(s + \omega_{pi})} = \frac{B_i}{s(1 + \tau_i s)}; \quad (i = 1, 2) \quad (4.22)$$

ซึ่งค่า  $\omega_p$  คือ ค่าพารามิเตอร์โพลอันดับที่สองของออปแอมป์และ  $\tau = 1/\omega_p$  ที่ย่านความถี่  $\omega \ll \omega_p$  ดังนั้นค่าอัตราขยายรูปเปิดของออปแอมป์มีค่าคงสมการ

$$A_i(s) \cong \frac{B_i}{s} (1 - \tau_i s) \quad (4.23)$$

เมื่อนำสมการที่ 4.23 มาทำการวิเคราะห์เชิงไม่เป็นอุดมคติสามารถวิเคราะห์ได้เป็น

$$D_n(s) \cong s^2 (1 - g_Q R_{eq1} B_2 \tau_2 + g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 \tau_1 \tau_2) + s (g_Q R_{eq1} B_2 - g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 \tau_2 - g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 \tau_1) + g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 \quad (4.24)$$

$$T_{LPn}(s) \cong \frac{g_1 g_Q R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 [s^2 \tau_1 \tau_2 - s(\tau_1 + \tau_2) + 1]}{D_n(s)} \quad (4.25)$$

$$T_{HPn}(s) \cong \frac{s^2}{D_n(s)} \quad (4.26)$$

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{g_Q R_{eq1} B_2 (-s^2 \tau_2 + s)}{D_n(s)} \quad (4.27)$$

$$T_{BRn}(s) \cong \frac{s^2 + g_1 g_Q R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 [s^2 \tau_1 \tau_2 - s(\tau_1 + \tau_2) + 1]}{D_n(s)} \quad (4.28)$$

เมื่อ  $\tau = 1/\omega_p$  สำหรับ (ith) ออปแอมป์ จากสมการที่ 4.27 ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง  $\omega_p$  และ  $Q_p$  เอกสารที่เผยแพร่ของสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า มีค่าเท่ากับ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{Pn} \cong \sqrt{g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2} \quad (4.29)$$

$$Q_{Pn} \cong \sqrt{\frac{g_1 g_2 R_{eq2} B_1}{R_{eq1} B_2}} \left[ \frac{1}{g_Q - g_1 g_2 R_{eq2} B_1 (\tau_2 + \tau_1)} \right] \quad (4.30)$$

สามารถเห็นผลของค่าพาราซิติคที่เกิดขึ้น ค่าพาราซิติคโพลจะไม่รบกวนต่อการตอบสนอง ความถี่ย่านต่างๆ แต่มีผลกระทบเล็กน้อยต่อค่า  $Q_p$  ซึ่งสามารถสังเกตได้อย่างไรก็ตามค่า  $Q_p$  จะมีผลเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าโพลที่สองของออปแอมป์ ค่าเฟคเตอร์บางอย่างที่ไม่ต้องการ เนื่องมาจากทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่จากสมการที่ (4.24) ถึง (4.28) สามารถละลายได้โดยเงื่อนไขดังนี้

$$\left. \begin{aligned} (g_Q R_{eq1} B_2 \tau_2 + g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 \tau_1 \tau_2) \ll 1 \\ g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 (\tau_2 + \tau_1) \ll (g_Q R_{eq1} B_2) \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

### สรุป

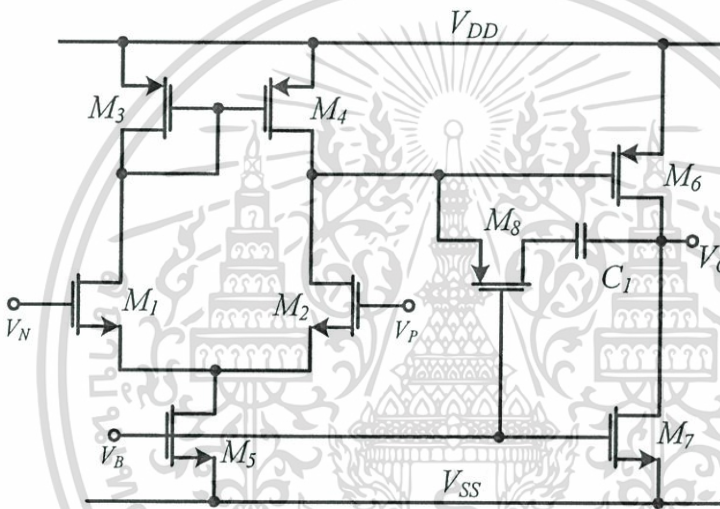
1. วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนน้อย โดยอาศัยหลักการของสมการไบควอดเรตริก ด้วยการสลับขั้วของอินทิเกรเตอร์ไม่มีการสูญเสียสองตัว
2. ซึ่งการสังเคราะห์วงจรจากหลักการข้างต้นจะใช้เพียงอุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยที่สุด โดยไม่ใช้อุปกรณ์แพสซีฟภายนอก
3. โดยวงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน และ ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการออก
4. อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรรองที่นำเสนอประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ 4 ตัว วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุต (MO-OTA) 3 ตัว และ ออปแอมป์ (Op-Amp) 2 ตัว เท่านั้น วงจรที่นำเสนอจะสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนอง  $\omega_p$  และการปรับค่าค่าคุณภาพ  $Q_p$  ได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่าเกนของ OTA ซึ่งเป็นอิสระต่อกันและกัน โดยคุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice
5. ในรายละเอียด ออปแอมป์ 2 ตัว OTA 3 ตัว การปรับ  $\omega_p$  ปรับที่ OTA ตัวเดียว ซึ่งอยู่ในรูปกราฟที่สองเป็นผลให้ปรับค่าความถี่ไม่เป็นเชิงเส้นไม่สะดวกในทางปฏิบัติ
6. ในบทความนี้ใช้ออปแอมป์ 2 ตัว (MO-OTA) 2 ตัว มอสทรานซิสเตอร์ 4 ตัว เพื่อควบคุมความถี่ตอบสนอง  $\omega_p$  และใช้ (MO-OTA) 1 ตัวในการปรับค่า  $Q_p$  ซึ่งมีความเป็นอิสระ ซึ่งกันและกัน

# บทที่ 5

## ผลการทดลอง

### 5.1 ผลการทดลอง

วงจรความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส สามารถยืนยันคุณสมบัติและประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลอง (Model) ของ T14Y MOSIS 0.25 $\mu$ m โดย Op-amp และ OTA จะแสดงไว้ดังรูปที่ 5.1 และ 5.3 ตามลำดับ ส่วนขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงไว้ดังตารางที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ

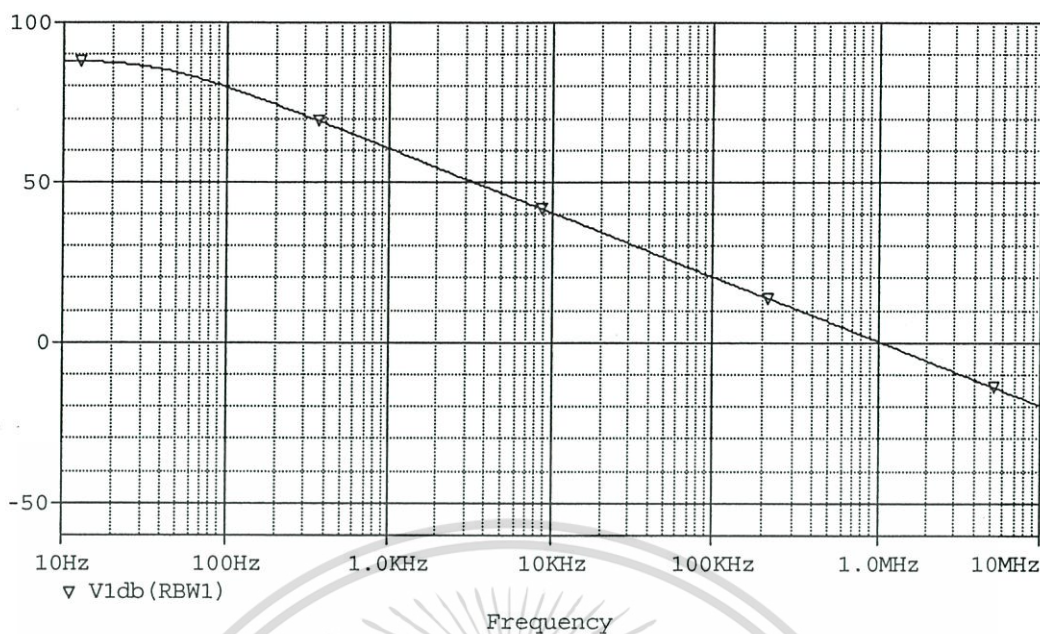


รูปที่ 5.1 วงจร CMOS OPAMP จาก [14]

ตารางที่ 5.1 ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ใน CMOS OPAMP

Transistor	W ( $\mu$ m)	L ( $\mu$ m)	Transistor	W ( $\mu$ m)	L ( $\mu$ m)
M <sub>1</sub> , M <sub>2</sub>	250	3	M <sub>6</sub>	392	1
M <sub>3</sub> , M <sub>4</sub>	100	3	M <sub>7</sub>	232	3
M <sub>5</sub>	80	32	M <sub>8</sub>	39	1

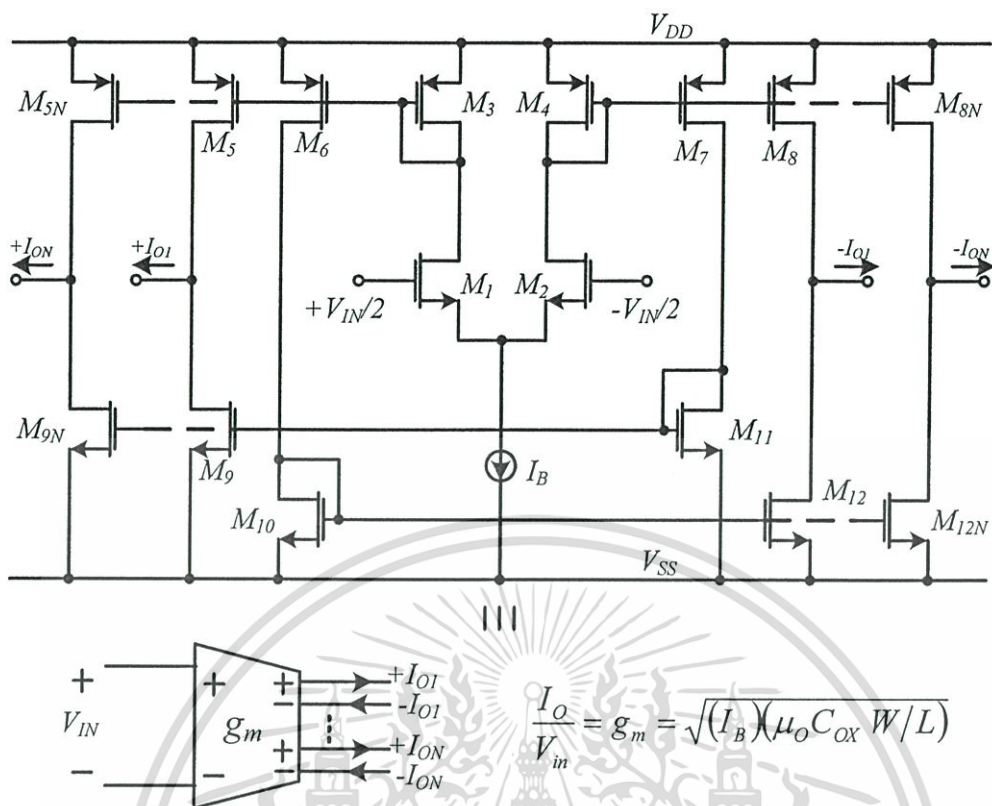
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 การตอบสนองความถี่ของออปแอมป์ [14]

$$\begin{aligned} \text{GBW} &= 2\pi \times 1\text{MHz}_z = \omega \\ &= 6,283,185.3 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้ในวงจรมีค่าเท่ากับ  $\pm 5$  โวลต์ เพื่อพิสูจน์ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองสามารถควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถแสดงได้ โดยกำหนดค่าตัวแปร  $Q_p = 1$  และกำหนดค่า Aspect Ratio ของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์มีค่าเท่ากับ  $(W/L) = (9\mu\text{m}/2\mu\text{m})$  โดยใช้กระแสไบอัส OTA เท่ากับ  $200\mu\text{A}$  ส่วน CMOS OPAMP ใช้  $C_1 = 30\text{pF}$  และ แรงดันไบอัส  $V_B$  เท่ากับ  $-3.5\text{V}$  จากรูปที่ 5.4 และ 5.5 พบว่าค่าความถี่ตอบสนอง ( $f_p$ ) มีค่าเท่ากับ  $300\text{kHz}$  และ  $800\text{kHz}$  เมื่อปรับค่าแรงดันไฟเลี้ยงของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์เป็น  $5$  โวลต์ และ  $1$  โวลต์ ตามลำดับ

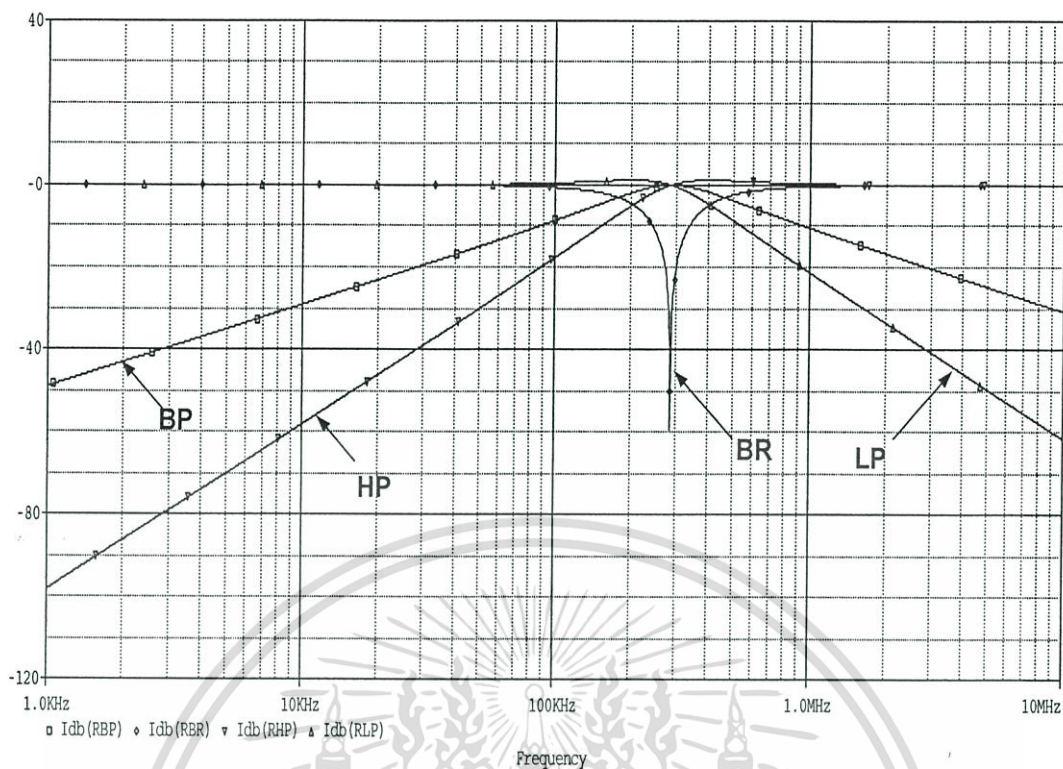


รูปที่ 5.3 วงจร T14Y MOSIS

ตารางที่ 5.2 ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ใน CMOS OTA

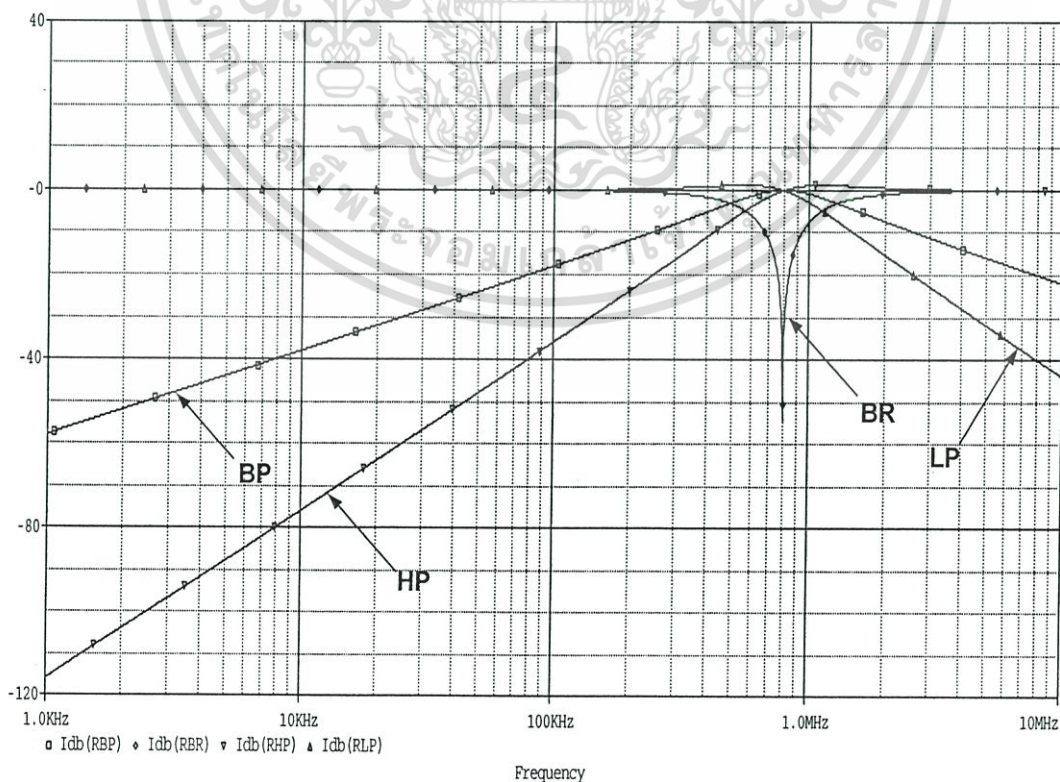
Transistor	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )	Transistor	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )
M <sub>1</sub> , M <sub>2</sub>	1	5	M <sub>5</sub> , M <sub>8</sub>	5.5	1
M <sub>3</sub> , M <sub>4</sub> , M <sub>6</sub> , M <sub>7</sub>	5	1	M <sub>9</sub> -M <sub>12</sub>	3	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4.3 เมื่อ  $V_{DDR} = 5\text{volts}$

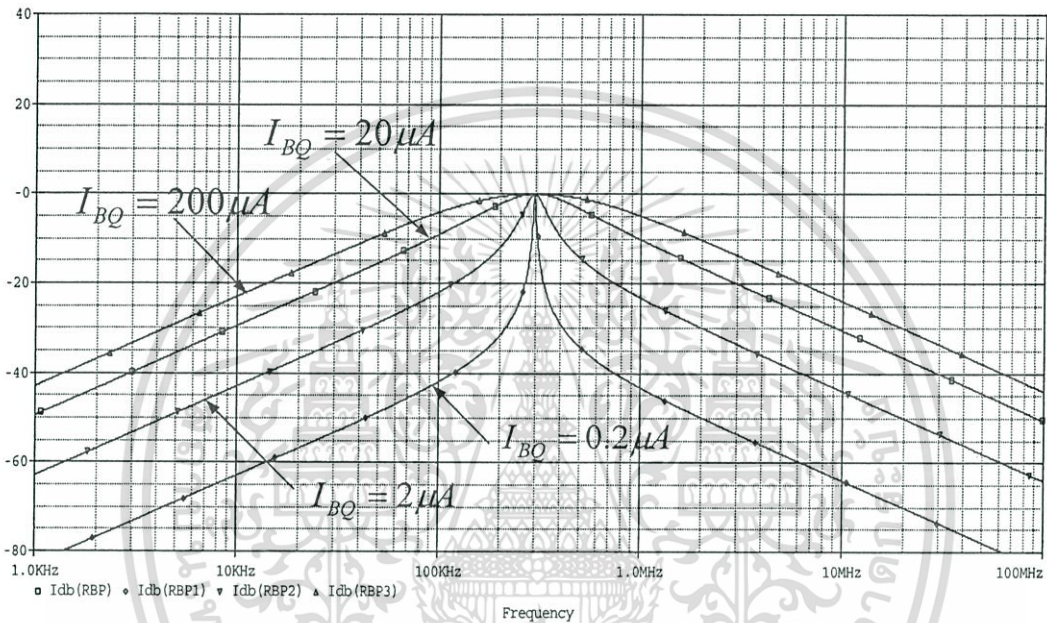
สาเหตุที่เลือกที่ความถี่ไม่ใช่ย่านความถี่อื่นเนื่องมาจากค่า GBP มีค่าคงที่จึงได้ความถี่นี้ออกมา



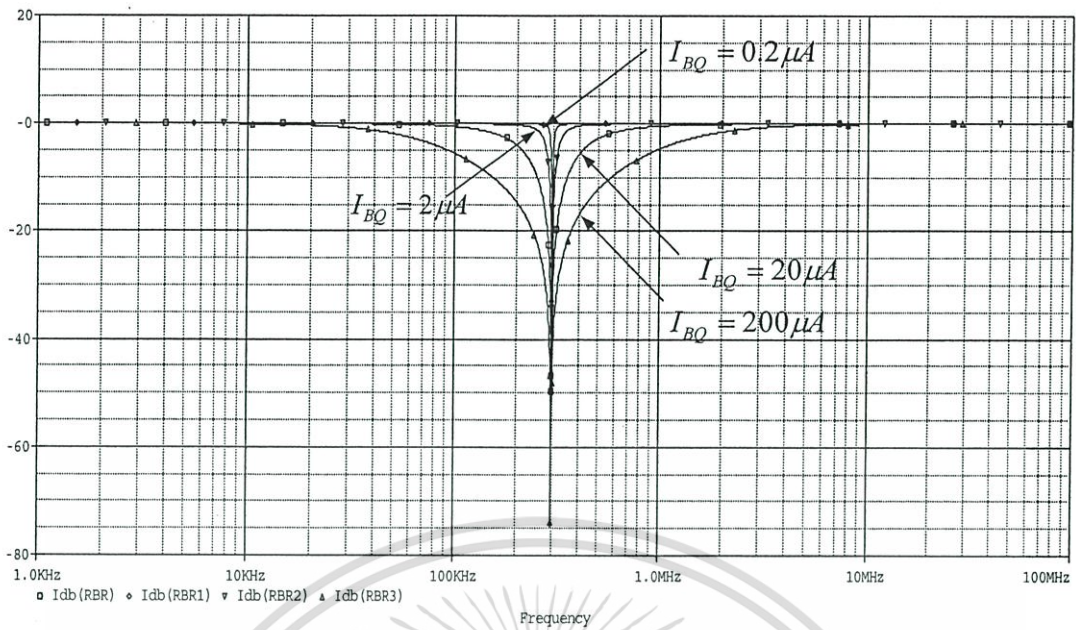
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น **รูปที่ 5.5** คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4.3 เมื่อ  $V_{DDR} = 1\text{volts}$  ครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (4.12) การปรับค่า  $Q_p$  จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง โดยจากการจำลองการทำงานของตัวกรอง จะถูกกำหนดให้มีค่าความถี่ตอบสนองประมาณ 300 kHz โดยกำหนดให้กระแสไบอัสของ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  เท่ากับ  $200\mu A$  และ ทดลองปรับค่า  $Q_p$  โดยปรับกระแสไบอัสของ  $g_m$  เท่ากับ  $200\mu A$ ,  $20\mu A$ ,  $2\mu A$  และ  $0.2\mu A$  ตามลำดับ

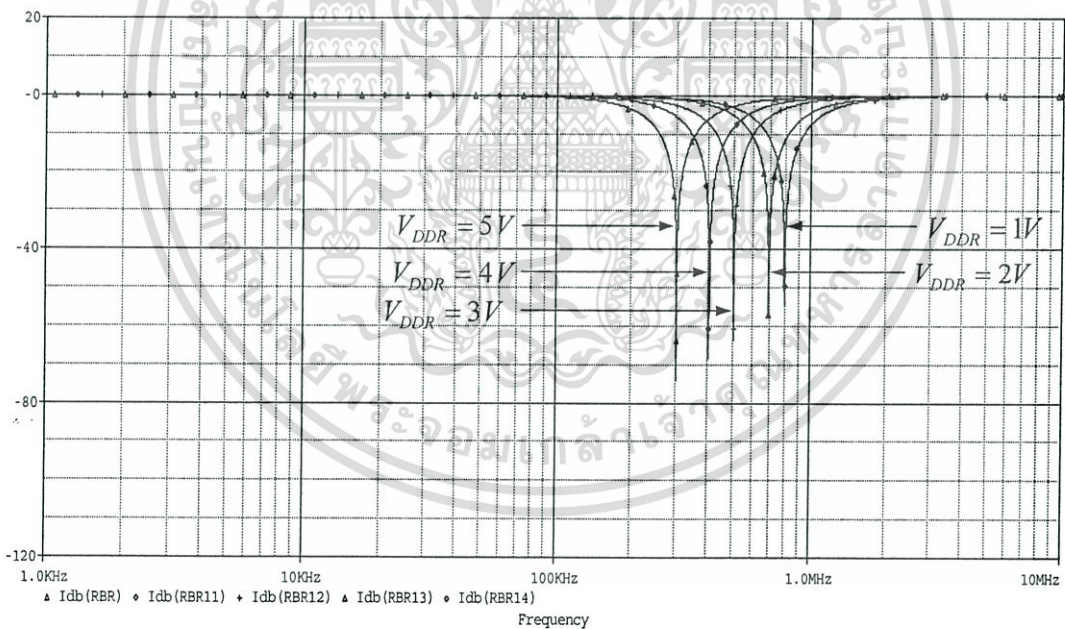
จากผลการจำลองการทำงานของ ในกรณีของ BPF และ BRF โดยปรับค่า  $Q_p$  เป็นค่าต่างๆ แสดงไว้ดังรูปที่ 5.6 และ 5.7 จะพบว่าการปรับค่า  $Q_p$  จะไม่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง สอดคล้องกับ ทฤษฎีข้างต้นเป็นอย่างดี



รูปที่ 5.6 ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านเมื่อปรับกระแสไบอัสของ  $g_m$  เท่ากับ  $200\mu A$ ,  $20\mu A$ ,  $2\mu A$  และ  $0.2\mu A$

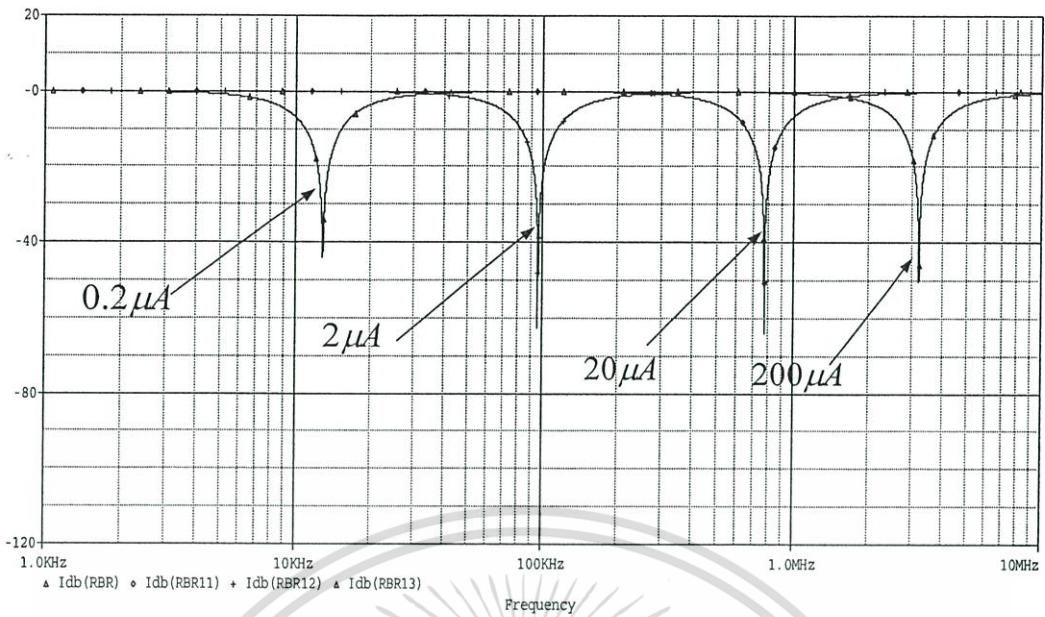


รูปที่ 5.7 ตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกเมื่อปรับกระแสไบอัสของ  $g_0$  เท่ากับ  $200\mu A$ ,  $20\mu A$ ,  $2\mu A$  และ  $0.2\mu A$



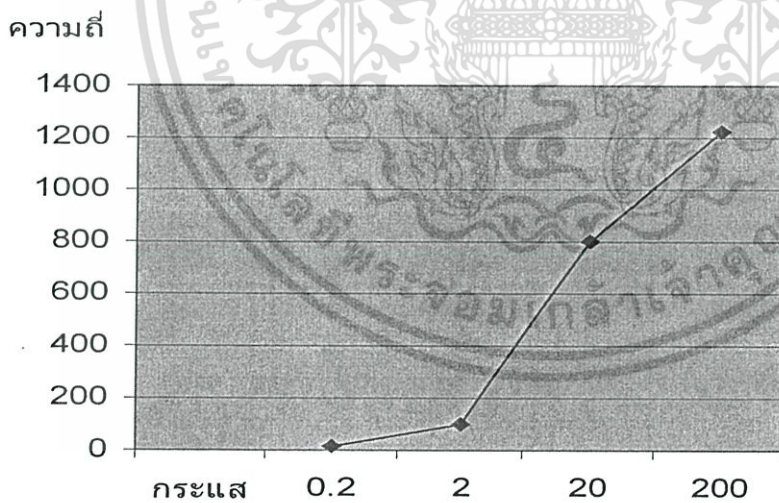
รูปที่ 5.8 คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4.1 เมื่อ  $V_{DDR} = 5,4,3,2,1$  volts

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 ตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกเมื่อปรับกระแสไบอัสของ  $g_1, g_2$  เท่ากับ  $200\mu A, 20\mu A, 2\mu A$  และ  $0.2\mu A$

เราสามารถ Plot กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสไบอัส สัมพันธ์กับความถี่ได้ดังนี้



รูปที่ 5.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสไบอัสกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทสรุป

วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสด้วยอุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้น โดยไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ เพื่อวัตถุประสงค์ในการนำไปประยุกต์ใช้ในด้านความถี่สูงในรูปวงจรรวม และ ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยเพราะสามารถลด OTA ได้ 2 ตัวเป็นอย่างน้อย โดยใช้หลักการของตัวกรองแบบอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย 2 ตัวลูปกลับวงจรสามารถปรับค่า  $\omega_p$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยแรงดันไฟเลี้ยง ของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ หรือ OTA<sub>1</sub> และ OTA<sub>2</sub> ส่วนการปรับค่าคุณภาพ ( $Q_p$ ) จะสามารถปรับค่าได้จาก OTA<sub>0</sub> เป็นอิสระจาก  $\omega_p$



## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสด้วยอุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้น โดยไม่ใช้อุปกรณ์แพสซีฟ เพื่อวัตถุประสงค์ในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานความถี่สูงในรูปวงจรรวม และใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย เพราะสามารถลด OTA ได้ 2 ตัวเป็นอย่างน้อย โดยใช้หลักการของตัวกรองแบบอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย 2 ตัวลูปลกลับวงจรสามารถปรับค่า  $\omega_p$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยแรงดันไฟเลี้ยงของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ หรือ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  ส่วนการปรับค่าคุณภาพ ( $Q_p$ ) จะสามารถปรับค่าได้จาก  $OTA_q$  เป็นอิสระจาก  $\omega_p$

#### 6.1 สรุปผลคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อย

1. ใช้วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสด้วยอุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้น โดยไม่ใช้อุปกรณ์แพสซีฟ
2. การนำไปประยุกต์ใช้ในงานความถี่สูงในรูปวงจรรวม และใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย เพราะสามารถลด OTA ได้ 2 ตัวเป็นอย่างน้อย
3. โดยใช้หลักการของตัวกรองแบบอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย 2 ตัวลูปลกลับวงจรสามารถปรับค่า ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยแรงดันไฟเลี้ยง ของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ หรือ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  ส่วนการปรับค่าคุณภาพ  $Q_p$  จะสามารถปรับค่าได้จาก  $OTA_q$  เป็นอิสระจากกัน

#### 6.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในกรณีปกติ  $B_i$  คือค่า GBW จะมีค่าเท่ากันทุกประการ ( $B_1=B_2=B$ ) ถ้าสมมติกรณีที่มีค่า  $Q_p=1$  จากสมการที่ (4.11) และ (4.12) พบว่าตัวแปร  $\omega_p$  สามารถปรับค่าได้ในทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยกำหนดให้  $g_1=g_2=g$  และ  $R_{eq1} = R_{eq2} = R_{eq3}$
2. สมการที่ (4.11) กลายเป็น  $\omega_p = gBR_{eq}$  ดังนั้นการปรับค่า  $\omega_p$  สามารถทำได้ 2 วิธี คือ โดยการปรับค่าแกนของ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  ( $G_1$  และ  $G_2$ ) หรือปรับที่ค่าความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ จากสมการที่ (4.4) จากสมการที่ (4.12)
3.  $Q_p$  สามารถปรับได้โดยอิสระจาก  $\omega_p$  ซึ่งสามารถปรับได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสที่  $OTA_q$  ( $G_q$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสจะมีข้อดีคือส่วนประกอบน้อย และมีเสถียรภาพดีกว่า วงจรไม่ซับซ้อนใช้จำนวน OTA และ ออปแอมป์จำนวนน้อยกว่ามีขนาดกระทัดรัดกว่า

ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรซึ่งได้นำเสนอในอดีต

วงจรที่นำเสนอเมื่อ	DEVICE			ปรับค่า $\omega_0$	ปรับค่า $Q$
	OTA	OPAMP	TRANSISTOR		
วงจรที่นำเสนอใน [6]	3	2	-	YES	YES
วงจรที่นำเสนอใน [7]	5	2	-	YES	NO
วงจรที่นำเสนอ	CMOS MO-OTA 3	CMOS OPAMP 2	MOS TRANSISTOR 4	YES	YES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] S. I. Liu, J. J. Chen, Y. S. Hwang, "New Current mode Piqued filters using current follower," IEEE Trans. Circuit Syst., vol. 42, pp.380-383, July 1995.
- [2] E.O. Gunes, A Toker and S. Ozoguz,"Insensitive current- mode universal filter with minimum component Using dual-output current conveyors," Electron. Lett., vol. 35 , pp. 524-525, April 1999
- [3] C. Chang, "New multifunction OTA-C biquads," IEEE Trans. Circuits and Syst., vol. 47, pp. 1235-1238,2000
- [4] W. J. Kerwin, L.P. Huelsman, and R. W. Newcomb, " State-variable synthesis for insensitive intergrated circuit transfer function," IEEE Trans. Solid- state Circuits, vol. SC -2, pp.87-2,1967
- [5] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, and Y. Fukui, " Current-mode biquad without passive elements, Electron. Lett., vol .32 pp.197-198, Feb 1996
- [6] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Electronically tunable current-mode active Biquadratic filter," Electron. Lett., vol. 87, pp.307-314, 2000.
- [7] M. T. Abuelma' Atti and H. An Alzaher, "Universal three input and one output current-mode filter without external passive elements, Electron. Lett., vol.33 pp.281-283, Feb. 1997
- [8] P. E. Allen, D. R. Holberg, "Cmos Analog Circuit Design.", Holt, Rine Hart &Winston, Inc. New York, Chicago, Sydney, Tokyo, TK 7874.A428, 1987.
- [9] T. Deliyannis, Y. Sun, J.K. Fidler, "Continuous-Time Active Filter Design." , CRC Press, Boca Raton London New York Washington. D.C., TK 7872.F5D45, 1999.
- [10] S. Minaei, G. Topcu, O. Cicekoglu, "Transimpedance Type Multifunction Filter Without Using Any Passive Elements,". Electronics Letters 16th April 1998 vol.34, No.8, Pp 633-636.
- [11] M.T. Abuelma'atti and H.A. Alzaher, "Universal three input and one output current-mode filter without external passive elements.", Electron. Lett .,13th February 1997, vol.33, No.4, pp281-283.
- [12] A.K. Singh and R. Senani, "Low component-count active-only immitances and their application in realizing simple multifunction biquads,". Electron. Lett .,16th April 1998

- [13] E. Sanchez-Sinencio, R. L. Geiger, and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA Filter Structures", IEEE Transaction on Circuits and System, vol.35, No.8, August 1988. pp.936-946.
- [14] S. Minaei, M. Yildiz, H. Kuntman, "New Realization of Voltage-Mode Multi Function Filters without External Passive Elements", IEEE Melecon, 2004 May 12-15, 2004 Dubrovnik, Croatia, pp 99-102.
- [15] J. Ramirez-Angulo, M. Robinson, E. Sanchez-Sinencio, "Current-Mode Continuous-Time Filters: Two Design Approaches", IEEE Transaction on Circuits and System, :Analog And Digital Signal Processing. vol.39, No.6, June 1992.
- [16] T Tsukdutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad using only active devices," Int. J. Electron., vol. 88 , pp. 339-346, 2001
- [17] T Tsukdutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, " Voltage-mode active only biquad," Int. J. Electron., vol 87, pp 1435-1442, 2000
- [18] P. Prommee and K. Dejhan, "An integrable electronic – controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier," Int. J. Electron., vol. 89 pp. 365-379, 2002
- [19] J. Wu, " Current –mode high – order OTA-C filter" Electron. Lett., vol 76, pp. 1115-1120, 1994.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

## โมเดลทรานซิสเตอร์ T14Y PMOS และ NMOS ที่ใช้วิเคราะห์ ในโปรแกรม PSpice (OrCAD)

```
.MODEL NMOS05U NMOS(LEVEL=3
+UO=460.5 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=0.62 JS=1.08E-6 XJ=0.15U
+RSH=2.73 LD=0.04U VMAX=130E3 NSUB=1.71E17 PB=0.761 ETA=00 THETA=0.129
+PHI=0.905 GAMMA=0.69 KAPPA=0.10 CJ=76.4E-5 MJ=0.357 CJSW=5.68E-10
+MJSW=0.302 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10 KF=3.07E-28
+DELTA=+0.42 NFS=1.2E11)
```

```
.MODEL PMOS05U PMOS(LEVEL=3
+UO=100 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=-0.58 JS=0.38E-6 XJ=0.10U
+RSH=1.81 LD=0.03U VMAX=113E3 NSUB=2.08E17 PB=0.911 ETA=00 THETA=0.120
+PHI=0.905 GAMMA=0.76 KAPPA=2 CJ=85E-5 MJ=0.429 CJSW=4.67E-10
+MJSW=0.631 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10 KF=1.08E-29
+DELTA=0.81 NFS=0.52E11)
```

## โมเดล CMOS Op-Amp LF351 ที่ใช้วิเคราะห์ในโปรแกรม PSpice

```
.SUBCKT LF351 1 2 3
EWB Version 4 - 3 Terminal Opamp Model
A= 100000 RI= 1e+012 RO= 75 VSW+= 17 VSW=- -17
Vos= 0.005 Ibs= 5e-011 Ios= 2.5e-011 SR+= 1.3e+007
fu= 4e+006 fp2= 1e+032 CC= 1e-010
Vos 4 1 DC 0.005V Ib1 4 0 6.25e-011A Ib2 2 0 3.75e-011A
G1 0 5 4 2 0.0464159 G2 0 6 5 0 0.618879 G3 0 3 6 0 0.618879
Ri 4 2 1e+012ohm R1 5 0 1000ohm R2 6 0 75ohm
R3 3 0 75ohm C1 5 0 3.97887e-006 C2 6 0 2.12207e-035
Cc 5 0 1e-010
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



```

f6      0      15      vx      -1
f7      0      16      vx       1
f8      0      17      vx      -1
.ends OTA1
*-----*
.Subckt OTA2 1  2      10  11  12  13  14  15  16  17
*Pinouts  in+ in- 0+  0-  0+  0-  0+  0-  0+  0-  OTA2
R1      1      2      100Meg
gm2     0      100    1    2      9.42u
vx     100    0      dc     0
f1     0      10     vx     1
f2     0      11     vx    -1
f3     0      12     vx     1
f4     0      13     vx    -1
f5     0      14     vx     1
f6     0      15     vx    -1
f7     0      16     vx     1
f8     0      17     vx    -1
.ends OTA2
*-----*
.Subckt OTAq 1  2      10  11  12  13  14  15  16  17
*Pinouts  in+ in- 0+  0-  0+  0-  0+  0-  0+  0-  OTA3
R1      1      2      100Meg
gmq     0      100    1    2      9.42u
vx     100    0      dc     0
f1     0      10     vx     1
f2     0      11     vx    -1
f3     0      12     vx     1
f4     0      13     vx    -1
f5     0      14     vx     1
f6     0      15     vx    -1
f7     0      16     vx     1
f8     0      17     vx    -1
.ends OTAq
*-----*
.SUBCKT LF351 1 2 3

```

\* EWB Version 4 - 3 Terminal Opamp Model

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

\* A= 100000 RI= 1e+012 RO= 75 VSW+= 17 VSW=- 17  
 ไม่ว่าจะพิมพ์ที่ไหน ออกที่ไหนมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

* Vos= 0.005 Ibs= 5e-011 Ios= 2.5e-011 SR+= 1.3e+007
* fu= 4e+006 fp2= 1e+032 CC= 1e-010
  Vos 4 1 DC 0.005V
  Ib1 4 0 6.25e-011A
  Ib2 2 0 3.75e-011A
  G1 0 5 4 2 0.0464159
  G2 0 6 5 0 0.618879
  G3 0 3 6 0 0.618879
  Ri 4 2 1e+012ohm
  R1 5 0 1000ohm
  R2 6 0 75ohm
  R3 3 0 75ohm
  C1 5 0 3.97887e-006
  C2 6 0 2.12207e-035
  Cc 5 0 1e-010
.ENDS
*-----0.25um-----*
* LOT: T14Y MOSIS      WAF: 03
* DIE: N_Area_Fring    DEV: N3740/10
* Temp= 27
.MODEL NMOS1 NMOS (      LEVEL = 3
+ TOX  = 5.7E-9      NSUB  = 1E17      GAMMA = 0.4317311
+ PHI  = 0.7         VTO   = 0.4238252      DELTA  = 0
+ UO   = 425.6466519  ETA   = 0          THETA  = 0.1754054
+ KP   = 2.501048E-4  VMAX  = 8.287851E4      KAPPA  = 0.1686779
+ RSH  = 4.062439E-3  NFS   = 1E12         TPG    = 1
+ XJ   = 3E-7        LD    = 3.162278E-11    WD     = 1.232881E-8
+ CGDO = 6.2E-10     CGSO  = 6.2E-10       CGBO   = 1E-10
+ CJ   = 1.81211E-3  PB    = 0.5          MJ     = 0.3282553
+ CJSW = 5.341337E-10 MJSW  = 0.5          )
*****0.25um*****
.ac      dec      500      1k      10meg
.probe
.end
*****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

## ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

สิทธิพงษ์ สุริยะกำวงษ์, มนตรี คำเงิน, พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เดชหาร “วงจร  
กรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกที่จำนวนน้อย” วิศวกรรมสารลาดกระบัง  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง หน้าที่ 49-54 ปีที่ 24  
ฉบับที่ 1 มีนาคม 2550 ISSN 0125-1724 .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

# ลาดกระบัง

วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 24 ฉบับที่ 1

มีนาคม 2550

1.	การประมวลผลแรงแรงดึงของพอลิเมอร์ผสม นิกร เกิดทองหลาง พงศประภาส ปิยมโนชา ณเรศ อุดมฉายพานิช สุรชัย อวรรตนิ	1
2.	วิธีการแบบประหยัดสำหรับกาประเมินประสิทธิภาพขณะใช้งานของมอเตอร์พัดลมระยยยาวภาค ในอุโมงค์ลมไฟฟ้าไดคิน อาทิตย์ นันทคุณผล ธนภักดีเน อภิมาวิค รัชชวลล อัครฤทัย	7
3.	การศึกษาของเครื่องเหนี่ยวนำตัวส่งพลังในสภาวะแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไม่สมดุลโดยไฟแฉะจาลอง พลวัต เอกวิวัฒน์ กิตติเวศ อภิวัฒน์คณิน ทัศนภากร	13
4.	การเปรียบเทียบแบบจำลองของแหล่งจ่ายแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกระตุ้นด้วยตนเองชนิดเชื่อมตอ กับระบบไฟฟ้า ศิริโรจน ไร่ธรรม อานันท์คณิน ทัศนภากร	19
5.	การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันเจตปรับครได้แบบสแตติก ณรุดี พลละอณ วัชรวิชัย เสงี่ยมวณิช	25
6.	การออกแบบและวิเคราะห์ผลลวดต่อเอกกรรณกลสำหรับหลอดไฟเดมความดันสูง 250 วัตต์ ที่ใช้หลอดจาลองหลอดแบบก้อยใน ภูธร พงษ์ไทย วิจิตร กิตติเวศ	31
7.	ชุดควบคุมอย่างประหยัดสำหรับระบบครให้ความร้อนด้วยวิธีเหนี่ยวนำทางไฟฟล ยนต์ ไชยสงคราม วิจิตร กิตติเวศ	37
8.	การไฟฟลทรงพหุศาสตร์ในกาวิเคราะห์จลนรูปแบบที่เหมาะสมสำหรับโครงข่ายประลภาเติมแบบพหุคร ค่าความผิดพลาด กฤษภา ธิชัยว อดอน ปินสิน	43
9.	วงจรถองความถี่หลายหนารวมแบบคระแต่โดยไฟเฉพาะอุปกรณ์แอกทีฟจาลองน้อย สิทธิพงษ์ ศิริศักดิ์วงษ์ พุฒินัน ธีรนนัน ธีรนนัน คำนัน กอบรัช เสงี่ยมวณิช	49
10.	วงจรถองการพอลิไลสชันแบบพหุขลน ทรงพล กิตติคณิน อภิมาวิค เสงี่ยมวณิช	55
11.	Numeric Identification for Thai Spoken Language by Recognizing Vowels and Tones Using Critical Band Intensity and Quantized Pitch Pakdee Chantraket and Kraisin Songwatana	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

# ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

Volume 24 Number 1

March 2007

1. Estimation of Surface Tension for Polymer Blends 1  
N. Kerdtonglang, P. Piyamanocha, N. Udornchaipanich and S. Areerat
2. Economical On-Site Efficiency Estimation Technique of Subway Tunnel Ventilation Fan Motor 7  
A. Wangsupphaphol, T. Pimipak and C. Chat-Uthai
3. Studies of Three-Phase Induction Motor Under Unbalanced Voltage Supply Conditions Using Dynamic Models 13  
F. Kinnares and A. Kunakorn
4. A Comparison of Dynamic Models Used for A Grid-Connected Self-Excited Induction Generators 19  
S. Jalkhan and A. Kunakorn
5. Analysis and Design of Static Variable AC Voltage Source 25  
N. Polcharin and V. Pichetjamroen
6. Design and Analysis of An Electronic Ballast for A 250 W High Pressure Sodium Lamp Using Internal Ignition 31  
P. Pongthai and V. Kinnares
7. A Low Cost Controller for Induction Heating 37  
Y. Chaisongkram and V. Kinnares
8. Genetic Algorithms Based Optimal Topology for Backpropagation Neural Network 43  
K. Tikeaw and O. Pinnigern
9. Minimum Active-only Devices Current-Mode Universal Filter 49  
S. Suriyakhumwong, P. Prommee, M. Kumngern and K. Dejhan
10. A New Translinear Loops-Based Vector Normalization Circuit 55  
S. Klinsukon and K. Dejhan
11. Numenc Identification for Thai Spoken Language by Recognizing Vowels and Tones Using Critical Band Intensity and Quantized Pitch 61  
P. Chantrakul and K. Songwatana

# วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้เฉพาะ อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อย

Minimum Active-only Devices Current-mode Universal Filter

สิทธิพงษ์ สุริยะคำวงษ์ พิพัฒน์ พรหมมี มนตรี คำเงิน กอบชัย เฉลียวหาญ

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร  
ลาดกระบัง

## บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อย โดยอาศัยหลักการของสมการไบควอดเรตริก ด้วยการสลับขั้วของอินทิเกรเตอร์ไม่มีการสูญเสียสองตัว ซึ่งการสังเคราะห์วงจรจากหลักการข้างต้นจะใช้เพียงอุปกรณ์แอคทีฟให้น้อยที่สุด โดยไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอก โดยวงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่เป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน และ ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการออก อุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้ในวงจรรองที่นำเสนอประกอบด้วย มอสมทรานซิสเตอร์ 4 ตัว วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุต (MO-OTA) 3 ตัว และ ออปแอมป์ (Op-Amp) 2 ตัว เท่านั้น วงจรที่นำเสนอจะสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) และ การปรับค่าค่าคุณภาพ ( $Q_p$ ) ได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่าเกนของ OTA ซึ่งเป็นอิสระต่อกันและกัน โดยคุณสมบัติของวงจรมารถขึ้นขั้นตอนการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

## Abstract

An active-only devices current-mode universal filter using the biquadratic transfer function is proposed. The proposed circuit is realized based on minimized active-only components count without external passive elements. The different kinds of filter function as lowpass, highpass, bandpass and band-reject response can be obtained without changing circuit topology. The proposed circuit is realized by using 4 MOS transistors, 3 OTAs, and 2 Op-Amps. The parameters  $\omega_p$  and  $Q_p$  can be electronically tuned independently through adjusting the transconductance gains of the OTAs. The simulation results are given by PSpice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1. บทนำ

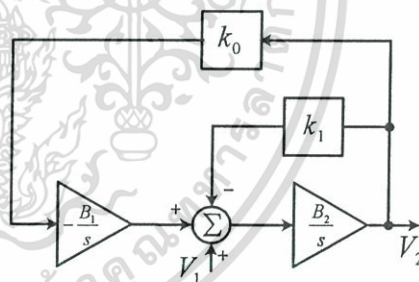
ตัวกรองสัญญาณแนวใหม่ประสิทธิภาพสูงเป็นที่นิยมนำมาใช้สำหรับออกแบบในปัจจุบัน การทำงานของวงจรในรูปแบบกระแสเป็นที่ทราบกันดีว่ามีข้อดีกว่าวงจรที่ทำงานในรูปแบบแรงดัน มีงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้ออกแบบวงจรกรองความถี่ให้ทำงานในรูปแบบกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟไว้หลายชนิด เช่น วงจรตามกระแส [1] วงจรสายพานกระแส [2] และ วงจรขยายค่าความนำ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) [3] เป็นต้น สมการการส่งผ่านแบบไปคอตครอดิกเป็นหลักการที่นำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเฉพาะตัวกรองแบบหลายหน้าที่ (Universal Filter) และ ด้วยหลักการนี้เองยังสามารถสร้างเป็นตัวกรองความถี่ได้โดยใช้อินทิเกรเตอร์เป็นหลักในการสังเคราะห์ [4] อัตราการขยายลูปเปิดของออปแอมป์ซึ่งเป็นที่ยึดจึกในรูปของอัตราขยายในช่วงความถี่ปฏิบัติงาน (Gain-Bandwidth) เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับ OTA สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสมใช้งานในย่านความถี่สูงและได้มีการนำเสนอไว้หลายบทความด้วยกันทั้งรูปแบบกระแส [5-7] และรูปแบบแรงดัน [8, 9] ซึ่งล้วนแต่มีประสิทธิภาพที่ดีและเหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวมด้วยกันทั้งสิ้น แต่อย่างไรก็ดีวงจรเหล่านั้นยังใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนมากอยู่

บทความนี้นำเสนอการสังเคราะห์ตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียว โดยอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ และ OTA โดยมีวัตถุประสงค์มุ่งเน้นเพื่อให้วงจรทำงานในรูปแบบกระแสและลดจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟให้น้อยกว่างานวิจัยใน [5-9] และสามารถปรับค่า  $\omega_p$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อพิจารณาวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสที่เคยนำเสนอไว้ใน [5, 6] โดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว และ OTA 3 ตัว พบว่าการปรับค่า  $\omega_p$  จะปรับที่ OTA ตัวเดียวซึ่งจะอยู่ในรูปของรากที่สองเป็นผลให้การปรับค่าความถี่ไม่

เชิงเส้นซึ่งไม่สะดวกในทางปฏิบัติ ส่วนอีกวงจรหนึ่ง [7] ถึงแม้ว่าการปรับค่า  $\omega_p$  จะเป็นเชิงเส้นแต่ก็ใช้จ้อปแอมป์ 2 ตัว และ OTA ถึง 5 ตัวเลยทีเดียว ด้วยการใช้วงจรกรองสัญญาณแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงอย่างเดียวข้างต้น จะใช้ OTA ทำหน้าที่เป็นความต้านทาน ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่า OTA จะต้องใช้ทรานซิสเตอร์เป็นจำนวนมาก โดยที่หลักการที่นำเสนอในบทความนี้จะใช้ออปแอมป์ 2 ตัว OTA 2 ตัว และ มอสทรานซิสเตอร์อีก 4 ตัว เพื่อควบคุมความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) และ ใช้ OTA อีก 1 ตัวในการปรับค่า  $Q_p$  ซึ่งมีความเป็นอิสระซึ่งกันและกัน

## 2. ทฤษฎีและหลักการ

จากหลักการของ 2 Integrators-loop ที่ได้เคยนำเสนอไว้ [12] สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งมีสมการการส่งผ่านเป็นดังสมการที่ (1)



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของ 2 integrators loop

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{sB_2}{s^2 + sB_2k_1 + B_1B_2k_0} \quad (1)$$

จากสมการที่ (1) เมื่อพิจารณาเทียบกับสมการคุณสมบัติในสมการที่ (2)

$$D(s) = s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2 \quad (2)$$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง  $\omega_p$  และ  $Q_p$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{k_0 B_1 B_2} \text{ และ } Q_p = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{k_0 B_1}{B_2}} \quad (3)$$

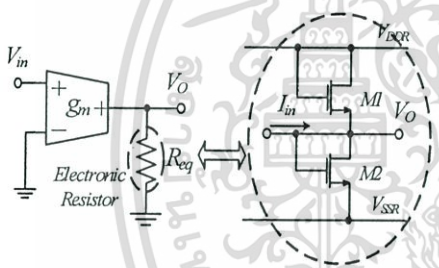
2.1 วงจรขยายแรงดัน

วงจรขยายแรงดันที่ใช้ในบทความนี้เป็นวงจรที่ประกอบด้วย OTA และวงจรความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ดังรูปที่ 2 [10] จากรูปค่าความต้านทานสามารถกำหนดได้ดังสมการที่ (4) คือ

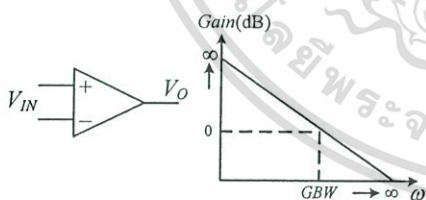
$$R_{eq} = \frac{V_O}{I_{in}} = \frac{L}{2\mu C_{OX} W (V_{DDR} - V_T)} \quad (4)$$

ดังนั้นอัตราขยายแรงดันของวงจรในรูปที่ 2 จึงมีค่าเท่ากับ

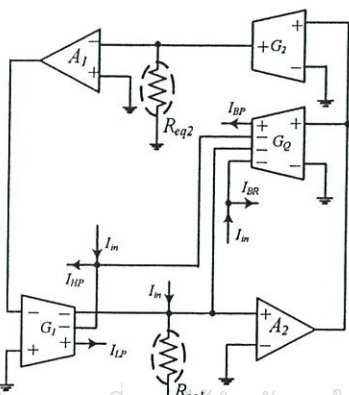
$$\frac{V_O}{V_{in}} = g_m R_{eq} \quad (5)$$



รูปที่ 2 วงจรขยายแรงดัน [10]



รูปที่ 3 ออปแอมป์และการตอบสนองทางความถี่



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส

2.2 ออปแอมป์/อินทิเกรเตอร์ไม่สูญเสีย

เมื่อทำการพิจารณาอัตราการขยายรูปเปิดเชิงความถี่ (Gain-bandwidth product: GBW) ของออปแอมป์ในรูปที่ 3 วงจรสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการการส่งผ่านของอินทิเกรเตอร์ได้ดังสมการที่ (6)

$$A(s) = \frac{B_i}{s}; (i=1, 2) \quad (6)$$

2.3 วงจรกรองความถี่โหมดกระแส

วงจรกรองความถี่ที่สังเคราะห์ได้จากหลักการรูปที่ 1 ถึง 3 แสดงไว้ดังรูปที่ 4 จากรูปที่ 4 โดยสมการการส่งผ่านกระแสสามารถสรุปได้ดังนี้

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 g_1 g_2}{D(s)} \quad (7)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{sg_Q R_{eq1} B_2}{D(s)} \quad (8)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (9)$$

$$\frac{I_{BR}}{I_{in}} = \frac{s^2 + R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 g_1 g_2}{D(s)} \quad (10)$$

โหมดยที่กัา

$$D(s) = s^2 + sg_Q R_{eq1} B_2 + g_1 g_2 R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2$$

และตัวแปรที่เกี่ยวข้อง  $\omega_p$  และ  $Q_p$  มีค่าเท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{R_{eq1} R_{eq2} B_1 B_2 g_1 g_2} \quad (11)$$

$$Q_p = \frac{1}{g_Q} \sqrt{\frac{R_{eq2} B_2 g_1 g_2}{R_{eq1} B_1}} \quad (12)$$

โดยที่  $g_i$  คือค่าความนำของ OTA ตัวที่  $i$  ส่วน  $R_{eqi}$  คือค่าความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ตัวที่  $i$  ซึ่งในกรณีปกติ  $B_i$  คือค่า GBW จะมีค่าเท่ากันทุกประการ ( $B_1=B_2=B$ ) ถ้าสมมติกรณีที่ค่า  $Q_p=1$  จากสมการที่ (11) และ (12) พบว่าตัวแปร  $\omega_p$  สามารถปรับค่าได้ในทางอิเล็กทรอนิกส์โดยกำหนดให้  $g_1=g_2=g$  และ  $R_{eq1}=R_{eq2}=R_{eq}$  ดังนั้นสมการที่ (11) กลายเป็น

$\omega_p = g_{BR_{eq}}$  ดังนั้นการปรับค่า  $\omega_p$  สามารถทำได้ 2 วิธี คือโดยการปรับค่าเกนของ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  ( $G_1$  และ  $G_2$ ) หรือ ปรับที่ค่าความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์จากสมการที่ (4) จากสมการที่ (12) จะเห็นได้ว่า  $Q_p$  สามารถปรับได้โดยอิสระจาก  $\omega_p$  ซึ่งสามารถปรับได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสที่  $OTA_Q (G_Q)$

3. ค่าความไวของวงจร

สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนออีกอย่างหนึ่งนั่นคือค่าความไวของของอุปกรณ์ แอคทีฟในวงจรที่มีผลต่อค่า  $\omega_p$  และค่า  $Q_p$  ซึ่งค่าต่างๆแสดงได้ดังนี้

$$S_{g_1, g_2, R_{eq1}, R_{eq2}, B_1, B_2}^{\omega_p} = 0.5$$

$$S_{g_1, g_2, R_{eq2}, B_2}^{Q_p} = 0.5$$

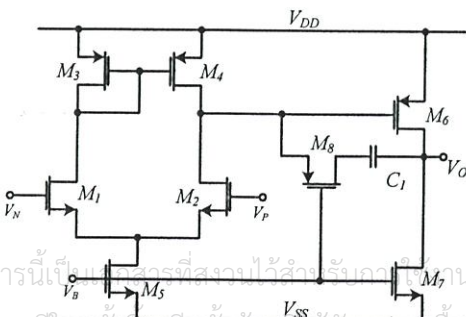
$$S_{R_{eq1}, B_1}^{Q_p} = -0.5$$

$$S_{g_Q}^{Q_p} = -1$$

จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรมีค่าอยู่ระหว่าง  $\pm 0.5$  ส่วน  $g_Q$  จะมีค่าเท่ากับ -1 และ จะมีผลต่อค่า  $Q_p$  เท่านั้น

4. ผลการเลียนแบบการทำงาน

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสสามารถยืนยันคุณสมบัติ และประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลอง (Model) ของ TI4Y MOSIS 0.25 $\mu$ m โดย Op-amp และ OTA จะแสดงไว้ดังรูปที่ 5 และ 6 ตามลำดับ ส่วนขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงไว้ดังตารางที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

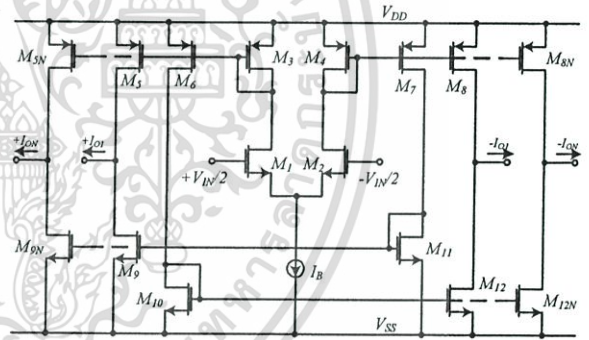


รูปที่ 5 วงจร CMOS OPAMP

ตารางที่ 1. ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ใน CMOS OPAMP

Transistor	W ( $\mu$ m)	L ( $\mu$ m)	Transistor	W ( $\mu$ m)	L ( $\mu$ m)
M <sub>1</sub> , M <sub>2</sub>	250	3	M <sub>6</sub>	392	1
M <sub>3</sub> , M <sub>4</sub>	100	3	M <sub>7</sub>	232	3
M <sub>5</sub>	80	32	M <sub>8</sub>	39	1

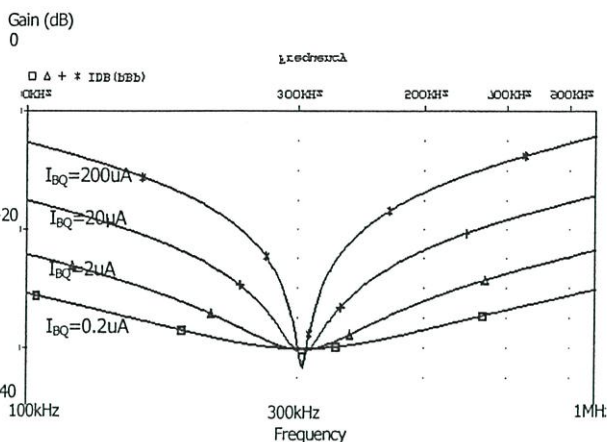
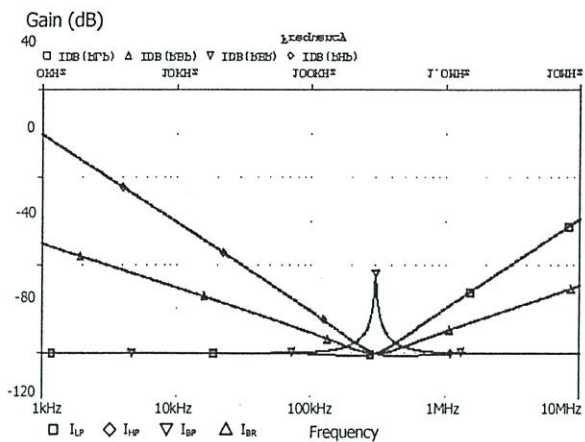
แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้ในวงจรมีค่าเท่ากับ  $\pm 5$  โวลต์ เพื่อพิสูจน์ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองสามารถควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถแสดงได้ โดยกำหนดค่าตัวแปร  $Q_p = 1$  และ กำหนดค่า Aspect Ratio ของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์มีค่าเท่ากับ  $(W/L) = (9\mu\text{m}/2\mu\text{m})$  โดยใช้กระแสไบอัส OTA เท่ากับ 200  $\mu$ A ส่วน CMOS OPAMP ใช้  $C_1 = 30\text{pF}$  และ แรงดันไบอัส  $V_B$  เท่ากับ -3.5V จากรูปที่ 7 และ 8 พบว่าค่าความถี่ตอบสนอง ( $f_p$ ) มีค่าเท่ากับ 300kHz และ 800kHz เมื่อปรับค่าแรงดันไฟเลี้ยงของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์เป็น 5 โวลต์ และ 1 โวลต์ตามลำดับ



รูปที่ 6 วงจร CMOS MO-OTA

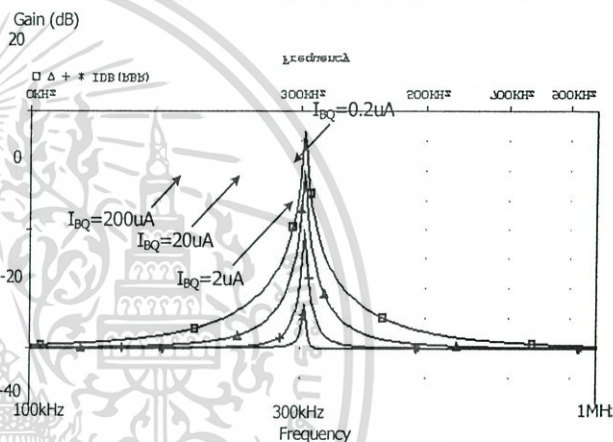
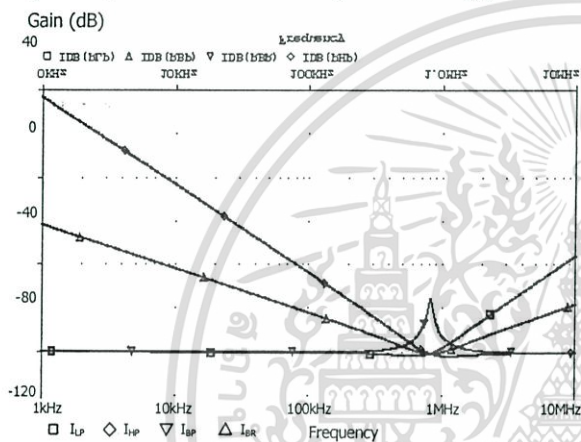
ตารางที่ 2. ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ใน CMOS

OTA					
Transistor	W ( $\mu$ m)	L ( $\mu$ m)	Transistor	W ( $\mu$ m)	L ( $\mu$ m)
M <sub>1</sub> , M <sub>2</sub>	1	5	M <sub>5</sub> , M <sub>8</sub>	5.5	1
M <sub>3</sub> , M <sub>4</sub> , M <sub>6</sub> , M <sub>7</sub>	5	1	M <sub>9</sub> -M <sub>12</sub>	3	1



รูปที่ 7 คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4 เมื่อ  $V_{DDR} = 5\text{volts}$

รูปที่ 9 ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านเมื่อปรับกระแสไบอัสของ  $g_O$  เท่ากับ  $200\mu\text{A}$ ,  $20\mu\text{A}$ ,  $2\mu\text{A}$  และ  $0.2\mu\text{A}$



รูปที่ 8 คุณสมบัติของตัวกรองในรูปที่ 4 เมื่อ  $V_{DDR} = 1\text{volts}$

รูปที่ 10 ตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกเมื่อปรับกระแสไบอัสของ  $g_O$  เท่ากับ  $200\mu\text{A}$ ,  $20\mu\text{A}$ ,  $2\mu\text{A}$  และ  $0.2\mu\text{A}$

เพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (12) การปรับค่า  $Q_p$  จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง โดยจากการจำลองการทำงานของตัวกรอง จะถูกกำหนดให้มีค่าความถี่ตอบสนองประมาณ 300 kHz โดยกำหนดให้กระแสไบอัสของ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  เท่ากับ  $200\mu\text{A}$  และ ทดลองปรับค่า  $Q_p$  โดยปรับกระแสไบอัสของ  $g_O$  เท่ากับ  $200\mu\text{A}$ ,  $20\mu\text{A}$ ,  $2\mu\text{A}$  และ  $0.2\mu\text{A}$  ตามลำดับ

จากผลการจำลองการทำงาน ในกรณีของ BPF และ BRF โดยปรับค่า  $Q_p$  เป็นค่าต่างๆ แสดงไว้ดังรูปที่ 9 และ 10 จะพบว่า การปรับค่า  $Q_p$  จะไม่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง สอดคล้องกับทฤษฎีข้างต้นเป็นอย่างดี

### 5. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่แบบกระแสด้วยอุปกรณ์แอกทีฟเท่านั้นโดยไม่ใช้ อุปกรณ์แพสซีฟเพื่อวัตถุประสงค์ในการนำไปประยุกต์ใช้ในย่านความถี่สูงในรูปวงจรรวม และใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยเพราะสามารถลด OTA ได้ 2 ตัวเป็นอย่างน้อย โดยใช้หลักการของตัวกรองแบบอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย 2 ตัวคู่กลับวงจร สามารถปรับค่า  $\omega_p$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยแรงดันไฟเลี้ยง ของความต้านทานอิเล็กทรอนิกส์ หรือ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  ส่วนการปรับค่าคุณภาพ ( $Q_p$ ) จะสามารถปรับค่าได้จาก  $OTA_O$  เป็นอิสระจาก  $\omega_p$

## 6. เอกสารอ้างอิง

- [1] S. I. Liu, J. J. Chen, Y. S. Hwang, "New Current mode Biquad filters using current follower," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 42, pp.380-383, July 1995.
- [2] E. O. Gunes, A. Toker and S. Ozoguz, "Insensitive current-mode universal filter with minimum component using dual-output current conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp.524-525, April 1999.
- [3] C. Chang, "New multifunction OTA-C biquads," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, pp.1235-1238, 2000.
- [4] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, and R. W. Newcomb, "State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer function," *IEEE Trans. Solid-state Circuits*, vol. SC-2, pp.87-92, 1967.
- [5] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, and Y. Fukui, "Current-mode biquad without passive elements," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp.197-198, Feb. 1996.
- [6] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Electronically tunable current-mode active only biquadratic filter," *Int. J. Electron.*, vol. 87, pp.307-314, 2000.
- [7] M. T. Abuelma' Atti and H. A. Alzahr, "Universal three input and one output current-mode filter without external passive elements," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp.281-283, Feb. 1997.
- [8] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi and Y. Fukui, "Novel voltage-mode biquad using only active devices," *Int. J. Electron.*, vol. 88, pp.339-346, 2001.
- [9] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi and Y. Fukui, "Voltage-mode active only biquad," *Int. J. Electron.*, vol. 87, pp.1435-1442, 2000.
- [10] P. Prommee and K. Dejhan, "An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier," *Int. J. Electron.*, vol. 89, pp.365-379, 2002.
- [11] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filter," *Int. J. Electron.*, vol. 76, pp.1115-1120, 1994.
- [12] E. Sanchez-Sinnencio, R. L. Geiger and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA filter structures," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 35, pp.936-946, Aug. 1988.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสิทธิพงษ์ สุริยะคำวงษ์
วัน/เดือน/ปีเกิด	29 ธันวาคม 2505 ที่กรุงเทพ
ที่อยู่	69/107/1 ม.8 ซ. แผ่นดินทอง ถ. ติวานนท์ ต. บางกระสอบ อ. เมือง จ. นนทบุรี 11000 โทร.02-9509106
ประวัติการศึกษา	2530 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขา อิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ 2533 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขต เทเวศน์
ปัจจุบัน	วิศวกร บริษัท กสท. โทรคมนาคมจำกัด ศูนย์โทรคมนาคม นนทบุรี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้