วงจรกรองความถี่หลายชนิดรูปแบบกระแสโดยใช้ OTA-C ปรับค่า Q ได้อย่างเป็นอิสระ 2 วิธี

2 METHODS INDEPENDENT TUNABLE-Q CURRENT-MODE OTA-C UNIVERSAL FILTER

ณัฐวิทย์ ประภากร

NATTAWIT PRAPAKORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-289

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้ OTA-C ปรับค่า Q ได้อย่างเป็นอิสระ 2 วิธี

2 METHODS INDEPENDENT TUNABLE-Q CURRENT-MODE OTA-C UNIVERSAL FILTER

T 082904

ณัฐวิทย์ ประภากร

NATTAWIT PRAPAKORN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 82904
วัน,เดือน,ปี 25 ก.ค. 2551

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2008-EN-M-010-289

2 METHODS INDEPENDENT TUNABLE-Q CURRENT-MODE OTA-C UNIVERSAL FILTER

NATTAWIT PRAPAKORN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATION ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2008-EN-M-010-289

COPYRIGHT 2008
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้ OTA-C ปรับค่า Q ได้อย่างเป็นอิสระ 2 วิธี

2 Methods Independent Tunable-Q Current-mode OTA-C Universal Filter

นักศึกษา นายณัฐวิทย์ ประภากร

รหัสประจำตัว 49060933

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ดร.มนตรี	คำเงิน	
รศ.สมยศ	จุณณะปิยะ	
ผศ.ดร.เผ่าภัค	ศิริสุข	
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	
ผศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 7 พฤษภาคม 2551 เวลา 13.30-15.30 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 1 ชั้น 3 อาคาร A

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.รวีวรรณ ชินะตระกูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 16 **เดือน** พฤษภาคม **พ.ศ.** 2551

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้ OTA-C ปรับค่า Q ได้อย่างเป็นอิสระ 2 วิธี
นักศึกษา	นายณัฐวิทย์ ประภากร
รหัสประจำตัว	49060933
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. พิพัฒน์ พรหมมี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยหลักการของสมการไบควอตเดรตริก สมการไบควอดเดรตริกตั้งต้นที่นำมาสังเคราะห์ คือ สมการของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก วงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่หลักเป็นตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) ได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ และสามารถปรับค่าคุณภาพ (Q_p) ได้อย่างเป็นอิสระ นอกจากนั้นยังสามารถให้คุณสมบัติตัวกรองอื่นๆ ได้อย่างครบถ้วน เช่น ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน และตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน การสังเคราะห์วงจรจะใช้วงจรขยายความนำ (OTA) และตัวเก็บประจุ เป็นอุปกรณ์หลัก การปรับค่าคุณภาพของวงจรที่นำเสนอสามารถทำได้ทั้งวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ หรือปรับค่าตัวเก็บประจุ เพื่อการปรับค่าคุณภาพได้กว้าง และไม่มีผลกระทบกับค่าความถี่ตอบสนอง คุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรมPSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	2 Methods Independent Tunable-Q Current-mode OTA-C Universal Filter
Student	Mr. Nattawit Prapakorn
Student ID.	49060933
Degree	Master of engineering
Program	Telecommunication engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Asst.Prof. Dr. Pipat Prommee

ABSTRACT

This thesis presents an universal current-mode active filter with independent tunable-Q realized by using band-reject function is proposed. The parameter Q_p can independently be tuned. However, the four different kind filter functions such as low-pass, high-pass, band-pass and band-reject response can be also obtained without changing circuit topology. The parameter ω_p can be electronically wide-range tuned through adjusting the transconductance gains of the OTAs. The proposed circuit employs three OTAs and three capacitors. Moreover, the parameter Q_p can also be tuned by using both electronically and/or direct changing of a capacitor manually for wide-range Q_p tunable without effect to the ω_p. The simulation results have been carried out by program simulator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....II

สารบัญ.....III

สารบัญรูป.....V

สารบัญตาราง.....VII

บทที่ 1 บทนำ.....1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการทำวิจัย.....1

1.3 สมมุติฐานของการศึกษาและวิจัย.....2

1.4 ขอบเขตและขั้นตอนการศึกษาวิจัย.....2

บทที่ 2 วงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....3

2.1 เทคโนโลยีของซีมอสและทฤษฎีของมอสเฟท.....3

2.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรดีสครีท.....3

2.1.2 เทคโนโลยีของมอส.....4

2.1.3 โครงสร้างของมอสเฟท.....6

2.1.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟท.....8

2.1.5 สัญลักษณ์ของมอสเฟท.....13

2.1.6 ชนิดของมอสเฟท.....14

2.2 โครงสร้างและการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส.....17

2.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรทรานสคอนดัคแตนซ์.....18

2.3.1 วงจรทรานสคอนดัคแตนซ์แบบคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล.....19

2.3.2 วงจรดิฟแอมป์ในกรณีที่สัญญาณเข้ามีระดับสูง.....19

2.4 สรุป.....21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 วงจรตัวกรองความถี่.....22

3.1 วงจรตัวกรองความถี่.....22

3.2 สมการการส่งผ่าน.....24

3.3 ฟังก์ชั่นตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2.....25

3.4 ค่าความไวของวงจร.....27

3.5 สรุป.....29

บทที่ 4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....30

4.1 สรุป.....32

บทที่ 5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ.....33

5.1 วงจรที่นำเสนอ.....33

5.2 สมการการส่งผ่านกระแส.....35

5.3 ผลการเลียนแบบวงจร.....39

5.4 สรุป.....49

บทที่ 6 เปรียบเทียบกับวงจรตัวกรองความถี่ที่มีผู้ตีพิมพ์มาแล้ว.....50

6.1 การปรับค่าความถี่ตอบสนอง.....51

6.2 การปรับค่าคุณภาพ.....51

6.3 สรุป.....51

บทที่ 7 ข้อเสนอแนะ.....52

เอกสารอ้างอิง.....55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก.....56
ก ผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติของ OTA-C.....56
ข วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....59
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์.....62

ประวัติผู้เขียน.....66

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม	5
2.2	โครงสร้างมอส (Metal Oxide Semiconductor : MOS)	5
2.3	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุ C กับแรงดัน V	6
2.4	โครงสร้างของมอสเฟท	7
2.5	มอสเฟทในกรณีที่อิ่มตัว (Saturation : Pinch-off)	10
2.6	ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนกับแรงดันที่ขาเกท	11
2.7	ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและแรงดันขาเดรนกับซอส	11
2.8	สัญลักษณ์ของมอสเฟทชนิดต่างๆ	13
2.9	โครงสร้างของมอสเฟทแบบ D-MOSFET	15
2.10	โครงสร้างของมอสเฟทแบบ E-MOSFET	16
2.11	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS}	17
2.12	วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ที่สร้างจาก MOSFET	18
2.13	วงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล	19
2.14	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับผลต่างของกระแส	21
3.1	วงจรตัวกรองความถี่ในรูปของ Two-Port Network	22
3.2	คุณสมบัติของตัวกรองความถี่ในอุดมคติทั้ง 4 ประเภท	24
3.3	รูปแบบ Pole และ Zero ของวงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 5	25
3.4	ค่าโพลของตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2	26
4.1	วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสของ C. Chang [4]	30
4.2	วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสของ C. Chang [5]	31
5.1	Block Diagram ของหลักการที่นำเสนอ	33
5.2	อินทีเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย	34
5.3	วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่นำเสนอ	34
5.4	วงจรภายในของ Multi-Output OTA ที่สร้างจาก CMOS	36
5.5	Macro Model CMOS OTA ที่ใช้วิทยานิพนธ์	37
5.6	คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 100 kHz	39
5.7	คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1 MHz	40
5.8	คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 10 MHz	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

5.9 คุณสมบัติ Phase ของตัวกรองความถี่ผ่านของ Ideal OTA....41

5.10 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า g_{mQ} 43

5.11 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านโดยการปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q 43

5.12 Frequency Response ของ CMOS OTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์....44

5.13 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 100 kHz....45

5.14 คุณสมบัติ Phase ของตัวกรองความถี่ผ่านของ CMOS OTA....45

5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ค่าความถี่ตอบสนอง (f_o) กับค่ากระแส I_b 46

5.16 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า I_{bQ} 46

5.17 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านโดยการปรับค่า Q_p ด้วยค่า I_{bQ} 47

5.18 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q 48

5.19 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q 48

6.1 วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสของ C. Chang [5] หลังจากทำการเปลี่ยนชื่อตัวแปร....50

7.1 หลักการของวงจรทรานสคอนดัคเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้น....52

7.2 วงจรบวก/ลบสัญญาณ....53

7.3 วงจรบวก/ลบสัญญาณที่นำไปต่อกับวงจร....54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

5.1 ค่าความไวของตัวแปรในวงจรที่นำเสนอ....36
5.2 ค่า W/L ของ CMOS OTA....38
5.3 การปรับค่า ω_p ด้วยค่า g_m ของ Ideal OTA....39
5.4 การปรับค่า Q_p ด้วยค่า g_{mQ} ของ Ideal OTA....42
5.5 การปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q ของ Ideal OTA....42
5.6 ปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q ของ CMOS OTA....47
6.1 เปรียบเทียบงานวิจัยที่ตีพิมพ์แล้วกับงานที่นำเสนอ....51

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในการประมวลสัญญาณทางอนาลอกในปัจจุบัน วงจรที่เข้ามามีบทบาทมาก ก็คือวงจรตัวกรองความถี่ ซึ่งได้มีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่อดีต โดยวงจรตัวกรองความถี่สามารถสร้างหลายรูปแบบ หลายวิธีมาก ซึ่งก็มีข้อดี ข้อเสียแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของการนำวงจรตัวกรองความถี่ไปใช้นั่นเอง วงจรตัวกรองความถี่ที่ดีควรมีคุณสมบัติดังนี้

1. เป็นตัวกรองหลายหน้าที่ (Universal Filter)
2. ใช้อุปกรณ์ในการสร้างไม่มากนัก
3. เปลี่ยนแปลงค่า ω_o และ ω_o / Q ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน
4. ไม่ต้องระบุเงื่อนไขฟังก์ชั่นของตัวกรอง
5. ไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ใดๆ เพื่อให้ได้กระแสเอาท์พุท

การสร้างวงจรตัวกรองความถี่ให้มีคุณสมบัติตาม 5 ข้อที่กล่าวมา จะต้องไม่ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง ซึ่งในวงจรกรองตัวความถี่ จะสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดกระแสและในโหมดแรงดัน โดยวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอวงจรตัวกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดกระแส แต่ตัวที่จะบอกว่าวงจรกรองตัวกรองความถี่นี้ ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพหรือไม่ คือค่าความถี่ตอบสนอง ω_o และค่าคุณภาพ Q_p ซึ่งการปรับค่าของทั้ง 2 ค่านี้ ควรจะอิสระต่อกัน และควรมีข้อจำกัดในการปรับค่าให้น้อยที่สุด

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการทำวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ทำเพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ให้สามารถทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ และมีความยืดหยุ่นในการใช้งาน โดยที่คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ยังครบถ้วน อีกทั้งยังสามารถแก้ไขปัญหาการปรับค่า ω_p และ Q_p จากงานวิจัยอื่นๆ ได้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 สมมุติฐานของการศึกษาและวิจัย

ดังที่กล่าวมาแล้วว่าประสิทธิภาพการทำงานของวงจรตัวกรองความถี่ อยู่ที่ค่าความถี่ตอบสนอง และค่าคุณภาพ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้พูดถึงการปรับค่าทั้ง 2 ค่านี้เป็นหลัก ซึ่งวงจรตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่จะนำเสนอนั้นจะสามารถปรับค่า ω_p และ Q_p ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน โดยมีข้อจำกัดและเงื่อนไขในการปรับค่าน้อยที่สุด โดยการปรับค่าทั้ง 2 ค่านี้ จะสามารถทำได้ทั้งอิเล็กทรอนิกส์และทางกายภาพ ซึ่งจะใช้หลักการของสมการไบควอดเรติกในการออกแบบวงจรตัวกรองความถี่

1.4 ขอบเขตและขั้นตอนการศึกษาวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการพัฒนาประสิทธิภาพการทำงาน และเพิ่มความยืดหยุ่นในการใช้งานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ซึ่งอาศัยหลักการของสมการไบควอดเรติก เพื่อนำมาสังเคราะห์ด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย โดยวงจรที่วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอจะประกอบด้วยวงจรขยายความนำเชิงปฏิบัติการ หรือ OTA ทั้งหมด 3 ตัว ซึ่งจะมี OTA 1 ตัว ที่จะทำหน้าที่สำหรับปรับค่าคุณภาพของวงจร (Q_p) ซึ่งจะไม่มีผลต่อค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) เลย โดยสามารถปรับได้ที่ค่าความนำ (g_m) ของ OTA ส่วน OTA อีก 2 ตัว จะทำหน้าที่ควบคุมค่าความถี่ตอบสนอง ซึ่งการปรับค่าสามารถทำได้ที่ค่าความนำของ OTA เช่นกัน การปรับค่าความนำของ OTA ถือว่าเป็นการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะมีข้อจำกัดด้วยตัวอุปกรณ์อยู่ (ยกเว้น Ideal OTA ที่สามารถปรับค่าได้โดยไม่มีข้อกำหนด) วงจรที่วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอ จึงเพิ่มความยืดหยุ่นของการใช้งานวงจรกรองความถี่ โดยสามารถปรับค่าคุณภาพของวงจร และค่าความถี่ตอบสนองได้ด้วยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ โดยถ้าต้องการเปลี่ยนค่าคุณภาพ สามารถทำได้โดยเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับ OTA ที่ทำหน้าที่ควบคุมค่าคุณภาพของวงจร หรือถ้าต้องการเปลี่ยนค่าความถี่ตอบสนอง ก็สามารถทำได้โดยเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับ OTA ตัวที่ทำหน้าที่ควบคุมค่าความถี่ตอบสนอง ดังนั้นวงจรที่ออกแบบมาจึงสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีความยืดหยุ่นในการใช้งานมากขึ้น อีกทั้งยังใช้อุปกรณ์ในวงจรจำนวนไม่มาก ซึ่งในวงจรที่ออกแบบจะประกอบด้วย วงจรขยายความนำเชิงปฏิบัติการ 3 ตัว และตัวเก็บประจุอีกเพียง 3 ตัว เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
วงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

2.1 เทคโนโลยีของซีมอสและทฤษฎีของมอสเฟท

วงจรรวม (Integrated Circuit) ซึ่งเราเรียกย่อๆ ว่า IC ที่กล่าวถึงในที่นี้จะอยู่ในลักษณะที่เป็นโมโนลิทิค (Monolithic) กล่าวคือ วงจรทั้งหมดซึ่งประกอบด้วย ส่วนประกอบ (Component) ต่างๆ ทั้งแบบแอคทีฟและแบบพาสซีฟ อยู่บนสารกึ่งตัวนำเดียวกัน วงจรรวมนี้โดยทั่วๆ ไปจะแบ่งเป็น 2 พวกใหญ่ๆ คือ พวกลิเนียร์และดิจิตอล ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปในด้านการออกแบบวงจรลิเนียร์

2.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรดีสครีท

ในปัจจุบันการลงทุนเกี่ยวกับทางด้านอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ส่วนใหญ่มักจะเน้นหนักไปในด้านการผลิต IC มากกว่าการผลิตส่วนประกอบแบบดีสครีท ทั้งนี้เพราะ IC มีข้อดีกว่าวงจรด้านดีสครีท กล่าวคือ

1) ทางด้าน IC นั้นเราสามารถผลิตวงจรต่างๆ ได้ทีละหลายๆ วงจรต่อการผลิต 1 ครั้งได้ ดังนั้นจึงทำให้ต้นทุนการผลิต IC มีราคาถูก

2) เนื่องจากส่วนประกอบภายใน IC เช่น ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะถูกผลิตขึ้นมาพร้อมๆ กันในกระบวนการผลิต ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของส่วนประกอบต่างๆ นั้น มีค่าเท่ากันและคุณสมบัติ (Characteristics) ของส่วนประกอบเหล่านั้นมีความสมพงษ์กัน (Match) และนอกจากนั้นส่วนประกอบเหล่านั้นยังมีคุณสมบัติ ต่อภาวะแวดล้อมต่างๆ เช่นการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิเหมือนๆ กันด้วย (Thermal Tracking) ซึ่งข้อดีดังกล่าว ทำให้ IC มีขีดความสามารถและความเชื่อมั่นในการใช้งานสูง (High Performance and Hig Reliability) โดยที่เราอาจจะสร้างวงจรที่มีความยุ่งยาก และสลับซับซ้อนมากๆ ขึ้นมาได้ โดยที่อาจจะเป็นไปไม่ได้เลยสำหรับวงจรดีสครีท

3) เนื่องจากใน IC จะไม่มีรอยบัดกรี ดังนั้นจึงสามารถลดผลต่างๆ อันจะเกิดเนื่องจากสิ่งที่แอบแฝงอยู่ในรอยบัดกรีนั้นลงไปได้โดยสิ้นเชิง จึงทำให้วงจรใน IC สามารถทำงานได้ดีกว่าวงจรดีสครีททั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น...

4) IC แต่ละตัวอาจจะทำงานได้เท่าๆ กับบล็อกแต่ละบล็อกของระบบ (System) ทั่วๆ ไป ดังนั้นในการศึกษาหรือออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน จึงมักจะเน้นหนักไปทางด้านบล็อกไดอะแกรมเป็นส่วนใหญ่ จึงจะช่วยให้เกิดความสะดวกขึ้นอีกมาก เพราะสามารถใช้ IC แทนลงในบล็อกไดอะแกรมนั้นได้เลย โดยที่เราไม่จำเป็นต้องไปสร้างวงจรในแต่ละบล็อกนั้นอีก ซึ่งจะทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรทั้งหมดลงไปได้มากทีเดียว

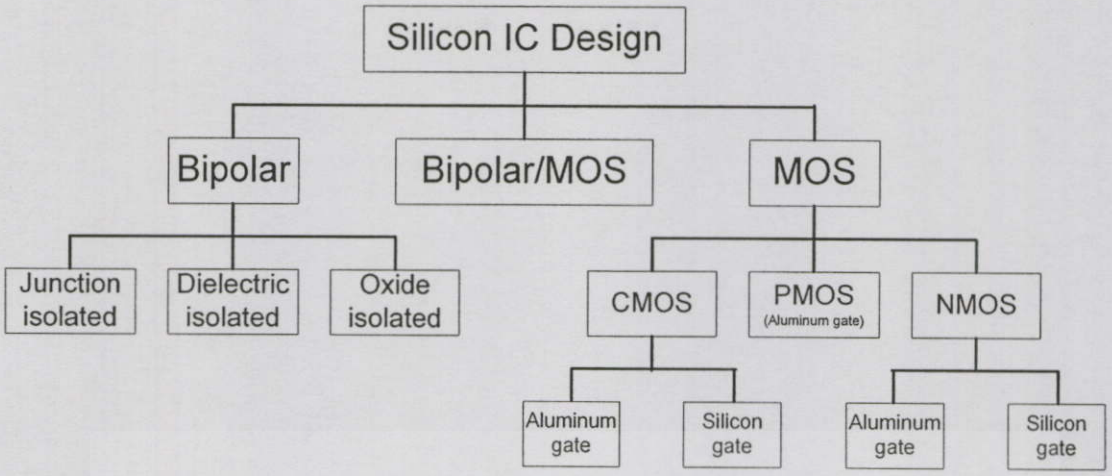
5) IC มีขนาดเล็กและเบากว่า

อย่างไรก็ตามเมื่อ IC มีข้อดี ก็ย่อมจะมีข้อเสียคู่กันไปเป็นธรรมดา ซึ่งข้อเสียข้อหนึ่งของ IC คือ เราไม่สามารถปรับแต่งค่าต่างๆ เช่น ค่าความต้านทานใน IC ได้โดยง่าย เหมือนกับในวงจรดีสครีท แต่ถ้าจำเป็นจริงๆ ก็สามารถปรับแต่งได้โดยใช้แสงเลเซอร์ แต่จะทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้นมาก ส่วนข้อเสียอีกข้อหนึ่งของ IC ก็คือ การออกแบบวงจรจะยุ่งยาก สลับซับซ้อนและใช้เวลามากกว่าการออกแบบวงจรดีสครีท ซึ่งทำงานอย่างเดียวกัน แต่ข้อเสียดังกล่าวจะไม่มีผลมากเท่าใดนัก เมื่อเราจะผลิต IC เหล่านั้นในจำนวนมากๆ

2.1.2 เทคโนโลยีของมอส

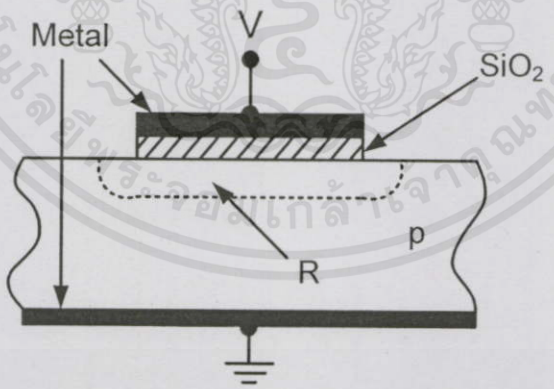
ในการพัฒนาของเทคโนโลยี VLSI (Very Large Scale Integration) เป็นการผลิตวงจรรวมที่เป็นเทคโนโลยีที่นิยมกันมาก เพราะมีข้อดีกว่าเทคโนโลยีแบบอื่นๆ หลายประการ เช่น การสูญเสียของพลังงานต่ำกว่า มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก การออกแบบง่าย ฯลฯ ซึ่งมีความต้องการมากของงานด้านการประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing) แบบเป็นวงจรรวมอยู่บนชิพเดียว (Single Chip) การทำงานจะมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งในวงจรอนาลอก ก็เป็นบทบาทสำคัญของการผลิต IC โดยการออกแบบเป็น VLSI ในการออกแบบ VLSI ในระบบที่เป็นอนาลอก (Analog Circuit) ส่วนใหญ่ที่เรารู้จักก็คือ วงจรตัวกรองความถี่ วงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล และดิจิตอลเป็นอนาลอก วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) วงจรควบคุมอัตราการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) ฯลฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม

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



รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอส (Metal Oxide Semiconductor : MOS)

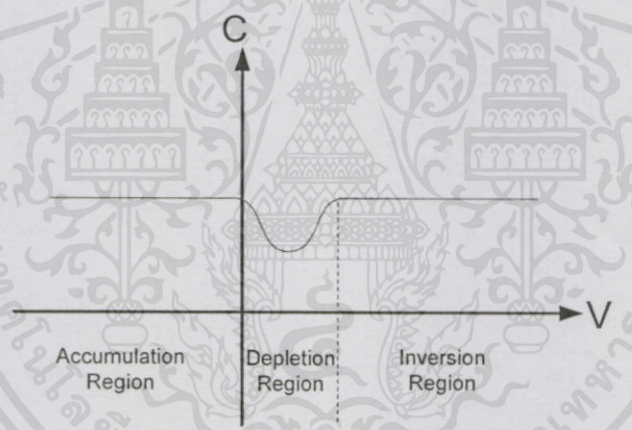
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 โครงสร้างของมอสเฟท

จากรูปที่ 2.2 เป็นการประกบของชั้นต่างๆ ของโครงสร้างแบบมอส ประกอบด้วยโลหะชั้นบน ซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) ซึ่งเป็นฉนวนที่สมบูรณ์ ซิลิกอนชนิดพี และโลหะชั้นล่างที่ซึ่งต่อกับกราวด์

สมมุติให้ V เป็นลบจะมีสนามไฟฟ้าคร่อมชั้นของซิลิกอน (โฮล) ไปที่บริเวณ R ใต้โลหะชั้นล่าง ประจุลบจะรวมตัวอยู่กับแผ่นโลหะ (Electrode) ด้านบน และประจุบวกจะรวมตัวอยู่ที่บริเวณ R ซึ่งในกรณีนี้ อุปกรณ์นี้จะแสดงตัวเป็นตัวเก็บประจุมีค่าของขนาดความจุไฟฟ้า เป็นดังสมการ

$$C \approx \varepsilon_{OX} \frac{A}{l} \tag{2.1}$$

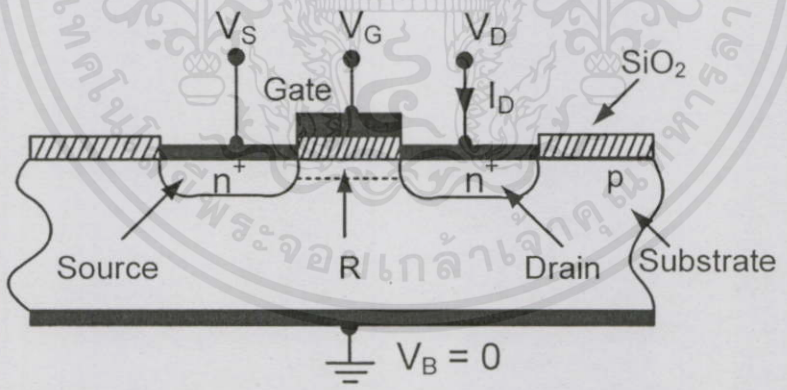


รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุ C กับแรงดัน V

จากสมการที่ (2.1) ε_{OX} เป็นค่าการยอมให้กระแสไฟฟ้าผ่านของซิลิกอนออกไซด์ โดย $\varepsilon_{OX} = \varepsilon_O k_{OX}$ มีค่า $\cong 3.5$ pF/cm โดยที่ k_{OX} คือค่าความเป็นฉนวนของ SiO_2 ($k_{OX} = 3.9$), ε_O คือ ค่าการยอมให้กระแสไฟฟ้าผ่านของบรรยากาศ ($\varepsilon_O \cong 8.854 \times 10^{-4}$ F/cm) สำหรับ A คือ พื้นที่หน้าตัดของขั้วโลหะด้านบน และ I เป็นความหนาชั้นออกไซด์ ซิลิกอนชนิดพี ที่อยู่ระหว่าง R และโลหะชั้นล่าง จะแสดงตัวเป็นความต้านทาน หรืออีกนัยหนึ่งก็คือค่าตัวเก็บประจุความสูญนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นต่อไป สมมุติให้ V มีแรงดันเป็นบวกค่าน้อยๆ จะเกิดสนามไฟฟ้า ซึ่งจะผลักโฮล ผลที่ได้คือ ประจุลบจะแยกออกจากกัน โดยโฮลเคลื่อนที่ จะเป็นผลให้ไม่มีประจุอยู่ที่บริเวณ R ซึ่งเรียกว่า Depletion Layer และประจุบวกก็จะรวมตัวอยู่ที่ Electrode ด้านบน และจะเป็นเสมือนตัวเก็บประจุ เมื่อ V เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จะมีปรากฏการณ์ใหม่เกิดขึ้น โดยความร้อนที่เกิดจากโฮลและอิเล็กตรอน เกิดขึ้นเรื่อยๆ ในสารกึ่งตัวนำ ถ้าสนามไฟฟ้าที่ถูกสร้างจาก V เป็นบวกอย่างเพียงพอ จะสามารถดูดความร้อนจากอิเล็กตรอนทั้งหมดไปที่ R และอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ไปที่ผิวหน้า ซึ่งประจุบวกจะรวมตัวอยู่ที่ Electrode ด้านบน ขณะเดียวกันประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะอยู่ที่ชั้นของผิวหน้า จากสมการที่ (2.1) ค่าของ 1 ซึ่งเป็นความหนาของ SiO_2 และค่าของ C จะมีค่าเท่ากันกับกรณีที่ค่า 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 แสดงถึงรายละเอียดของมอสเฟท ซึ่งจะเห็น n^+ (การโดปสารชนิด n) Region อยู่ 2 ตัวในสารกึ่งตัวนำชนิดพี ในด้านซ้าย เราจะเรียกว่า ซอส (Source) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่เราจะเรียกว่า V_S ในด้านขวาเราจะเรียกว่า เดรน (Drain) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่เราจะเรียกว่า V_D โลหะที่ทำ Electrode จะเรียกว่า เกท (Gate) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่จะเรียกว่า V_G และตัวถังของอุปกรณ์ตัวนี้ จะเรียกว่า ซับสเตรท (Substrate) หรือ บัค (Bulk) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่เราจะเรียกว่า V_B



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของมอสเฟท

NMOS ประกอบด้วยส่วนซับสเตรท (Substrate) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนฐานรอง สารกึ่งตัวนำนี้เราเรียกว่า ซอส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอสกับเดรน จะมีแผ่นฟิล์มบางๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์จะมีโพลีซิลิกอน ซึ่งทำหน้าที่เรียกว่า เกท (Gate) ถ้าส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของฐานรองทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น และสารกึ่งตัวนำชนิดพี ถูกแพร่ลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้เรียกว่า PMOS

ระยะระหว่างสารกึ่งตัวนำที่เป็น ซอส และเดรนเรียกว่า ความยาวแชนแนล (Channel Length : L) และความกว้างของช่องระหว่างซอสและเดรน เรียกว่า ความกว้างแชนแนล (Channel Width : W)

2.1.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟท

มอสทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟท (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor และมีอีกชื่อหนึ่งว่า อินซูเลทเตทเกทเฟท (Insulated Gate FET) หรือ IGFET เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่ง ซึ่งใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส ในปัจจุบันมอสเฟทได้เข้ามาแทนที่ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ เนื่องจากโครงสร้างง่าย มีขั้นตอนการผลิตไม่ยุ่งยาก มีขนาดเล็กทำให้ผลิตได้ปริมาณมากๆ ต่อผลึกสารกึ่งตัวนำหนึ่งชิ้น มีความต้านทานอินพุทสูง (High Input Impedance) การสูญเสียต่ำ (Low Dissipation) สัญญาณรบกวนต่ำ แต่มอสเฟทก็ยังมีข้อเสีย เมื่อเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ คือ การทำงานที่พลังงานต่ำ และอัตราการขยายต่ำ

จากรูปที่ 2.4 สมมุติให้ ซอส เป็นกราวด์ ($V_S = 0$) และ V_D เป็นบวกน้อยๆ ประมาณ 0.5 โวลท์ เมื่อพิจารณากระแสเดรน (I_D) โดยให้ V_G เพิ่มขึ้นจาก 0 ไปเรื่อยๆ ในทางบวก เห็นได้ว่าที่เกทจะมีฉนวนกั้น โดยชั้นของออกไซด์ จะไม่มีกระแส I_G ที่ n^+ ของขาเดรน และรอบๆ คือ ซับสเตรทชนิด P จากทฤษฎีสารกึ่งตัวนำ P-N Junction เมื่อซับสเตรทเป็นกราวด์ และ $V_D > 0$ จะเป็น Reverse Bias ขณะที่ $V_G = 0$, $I_D = 0$

ให้ V_G เพิ่มขึ้น บริเวณ R ก็จะว่างเปล่า และเมื่อ R ว่างเปล่า ทำให้ $I_D = 0$ เนื่องจากยังเป็น Reverse Bias เช่นเดียวกัน ในทางตรงกันข้าม ถ้า V_G เปลี่ยนไปเป็นขั้วตรงกันข้าม จะทำให้บริเวณ R มีอิเล็กตรอนเข้ามา ในชั้นที่มีอิเล็กตรอนเคลื่อนที่อยู่นั้นจะเรียกว่า Inversion Layer หรือแชนแนล (Channel) ซึ่งจะทำการเชื่อมขาเดรนกับขาซอส และเมื่อเดรนเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอส อิเล็กตรอนจะไหลจากซอสไปหาเดรน ซึ่งเป็นผลทำให้กระแส $I_D > 0$ ซึ่งขณะเดียวกันจะต้องมีแรงดันค่าน้อยๆ ที่ขาเกท V_G ในการสร้างแชนแนล เรียกว่า Threshold Voltage ซึ่งใช้สัญลักษณ์ว่า V_T

อิเล็กตรอนในแชนแนลนั้น ส่วนน้อยจะเกิดจากผลของความร้อนจากฐานรอง แต่ส่วนมากเกิดจากสนามไฟฟ้า โดยแรงดัน V_G อิเล็กตรอนออกจากขาซอส และอิเล็กตรอนบางตัวจะเกิดจากขาเดรน แต่เมื่อ $V_G > 0$ ขาเดรนและฐานรองจะอยู่ในสภาวะ Reverse Bias ซึ่งอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ออกได้ยากจากขาเดรน

เมื่อเกิดค่าความต่างศักย์ขึ้นระหว่างปลายสองข้างของแชนแนล อิเล็กตรอนในแชนแนลจะถูกดึงดูดไปที่ขาเดรน จึงเป็นการเพิ่มอิเล็กตรอนความร้อนเคลื่อนที่แบบไม่มีทิศทาง การเคลื่อนที่อย่างไม่สม่ำเสมอ เป็นเหตุมาจากกระแสไหลเมื่อค่า V_G น้อยๆ ทำให้แชนแนล แสดงตัวเป็นความต้านทาน จากค่า $I_D \approx \frac{V_D}{R}$ โดยที่ความต้านทานของแชนแนล R มีค่าเป็น

$$R = \frac{L}{W \mu_n |Q_n|} \tag{2.2}$$

โดยที่ μ_n คือ ค่าความคล่องของอิเล็กตรอน, Q_n คือค่าความเข้มของประจุของอิเล็กตรอนในแชนแนล และ V_G เป็นแรงดันที่ขาเกท มีสองเทอมเป็น $(V_G - V_T)$ ได้เป็น

$$Q = -C_{OX}(V_G - V_T) \tag{2.3}$$

โดยที่ $C_{OX} = \frac{\varepsilon_{OX}}{l}$ คือค่าความจุ(ต่อหนึ่งหน่อยพื้นที่) ของชั้นออกไซด์ที่กั้นระหว่างเกทกับแชนแนล ใช้ในกรณีของ V_D มีค่าน้อยๆ $(V_D << (V_G - V_T))$ ได้เป็น

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

ซึ่งทรานซิสเตอร์แสดงตัวเป็นความต้านทานโดยควบคุมด้วย V_G มีสมการเป็น

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

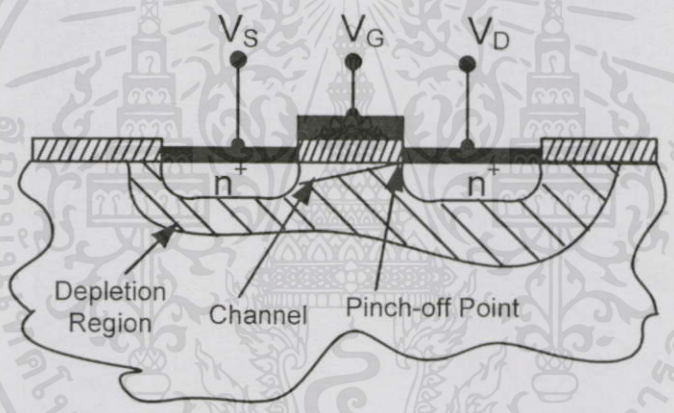
เมื่อ V_D เพิ่มขึ้น และจะไม่สามารถพิจารณา V_G แต่เพียงอย่างเดียวได้ ดังนั้นสมการที่ (2.5) จึงไม่สามารถที่จะใช้ได้ ศักดาของแชนแนลที่ซอสมีค่าเป็น 0 และขณะเดียวกันที่เดรนมีค่าเป็น V_D โดยสามารถสมมุติค่าแรงดันเฉลี่ยในแชนแนล มีค่าเท่ากับ $V_D/2$ เป็นผลให้ค่าแรงดันเฉลี่ยระหว่างเกท กับแชนแนล มีค่าเป็น $(V_G - V_D/2)$ แล้วนำไปแทน V_G ในสมการที่ (2.4) ได้เป็น

$$I_D = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L}(V_G - V_T - \frac{V_D}{2})V_D \tag{2.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในสมการที่ (2.6) เป็นการประมาณที่ใช้ได้ดีในกรณีที่ $V_D < (V_G - V_T)$ ซึ่งเรียกช่วงการทำงานของมอสเฟทช่วงนี้ว่า ช่วง Linear Region หรือ Ohmic Region หรือ Triode Region

เมื่อ $V_D < (V_G - V_T)$ จะเกิดปรากฏการณ์อีกอย่างหนึ่งขึ้น พิจารณาจากรูปที่ 2.5 แสดงถึงค่าศักดาที่แปรเปลี่ยนไปภายในแชนแนล และปริมาณความเข้มข้นของประจุที่ Q_n ที่ค่อยๆ ลดลงเมื่อใกล้กับขาเดรน ถ้าที่ขาเดรนมีแรงดันเท่ากับ $V_D = V_G - V_T$ ทำให้แรงดันระหว่างเกท กับแชนแนลมีค่าไม่เพียงพอที่จะรักษาสภาพของแชนแนล Depletion Region จะแผ่ไปรอบๆ ขาซอสแชนแนล และขาเดรน ในบางทีอาจจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Pinch-off ในรูปที่ 2.5 จะเห็นจุด Pinch-off ซึ่งจะเคลื่อนที่ไปทางขาซอส เมื่อแรงดันที่ขาเดรนเพิ่มขึ้น ในขณะนี้แชนแนลได้แผ่จากขาซอสไปถึงจุด Pinch-off ที่ใดที่หนึ่งใต้ขาเกท ช่วงระหว่างจุด Pinch-off จะเป็น Depletion Region อิเล็กตรอนจากแชนแนล และถูกฉีดออกไปที่จุด Pinch-off ไปที่ Depletion Region และจะถูกดูดไปที่ขาเดรน โดยสนามไฟฟ้าที่เกิดจากความต่างศักย์ที่ขาเดรนกับจุด Pinch-off



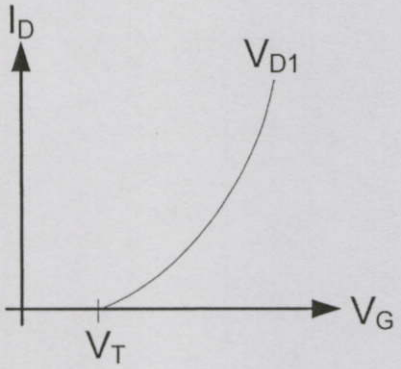
รูปที่ 2.5 มอสเฟทในกรณีที่อิ่มตัว (Saturation : Pinch-off)

โดยที่แรงดัน $V_{DS} \approx (V_D - V_S)$ จะถูกแบ่งเป็นสองส่วนคือที่แชนแนลระหว่างขาซอสกับจุด Pinch-off และที่ Depletion Region ระหว่างจุด Pinch-off กับขาเดรน ซึ่งจุดนี้จะมีค่าความต้านทานสูงกว่า และค่า V_{DS} ส่วนใหญ่จะอยู่ที่ส่วนนี้ และเมื่อเพิ่มค่า I_D ขึ้นไป ก็เป็นการประมาณค่าที่ใช้ได้ดี ผลที่ได้เมื่อแรงดันที่ Depletion Region เพิ่มขึ้น จะทำให้กระแส I_D เพิ่ม เมื่อ $V_D > (V_G - V_T)$ ดังสมการที่ (2.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

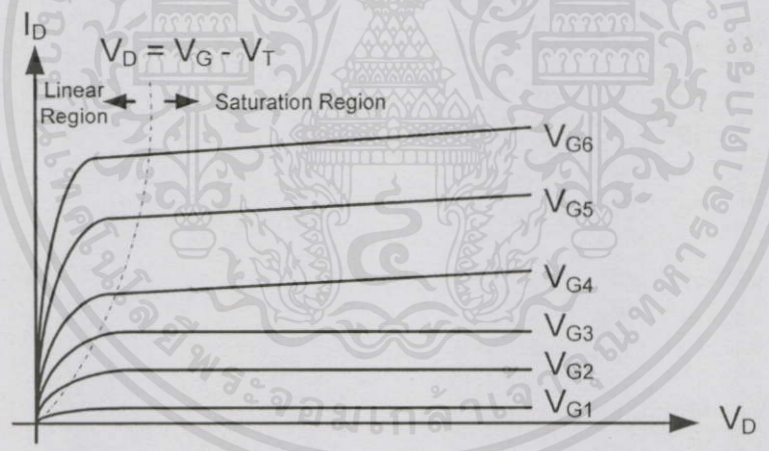
$$I_D(V_D) \approx I_{D_{SAT}} \approx I_D(V_{D_{SAT}}) \tag{2.7}$$

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



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนกับแรงดันที่ขาเกท

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



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและแรงดันขาเดรนกับซอส

ซึ่งความสัมพันธ์ของแรงดัน V_G กับกระแส I_D ในขณะที่แรงดันที่ขาเกทคงที่และมอสเฟท ทำงานในย่านอิ่มตัว สามารถเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.6 และรูปที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน และแรงดันที่ขาเดรนกับขาซอส โดยเปลี่ยนค่า V_G โดยที่ $V_{G1}<V_{G2}<V_{G3}<V_{G4}\cdots$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของมอสเฟทเป็นลักษณะของการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส สมการกระแสเดรนของมอสเฟท เป็นไปตามสมการที่ (2.9) ซึ่งแสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟท

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

โดยที่

K' = ค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu_O C_{OX}$

μ_O = ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface mobility of carrier)

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

W = ความกว้างของแชนแนล (Channel width)

L = ความยาวของแชนแนล (Channel length)

V_{GS} = แรงดันระหว่างขาเกทกับซอส

V_T = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage)

V_{DS} = แรงดันระหว่างขาเดรนกับซอส

I_D = กระแสเดรน

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

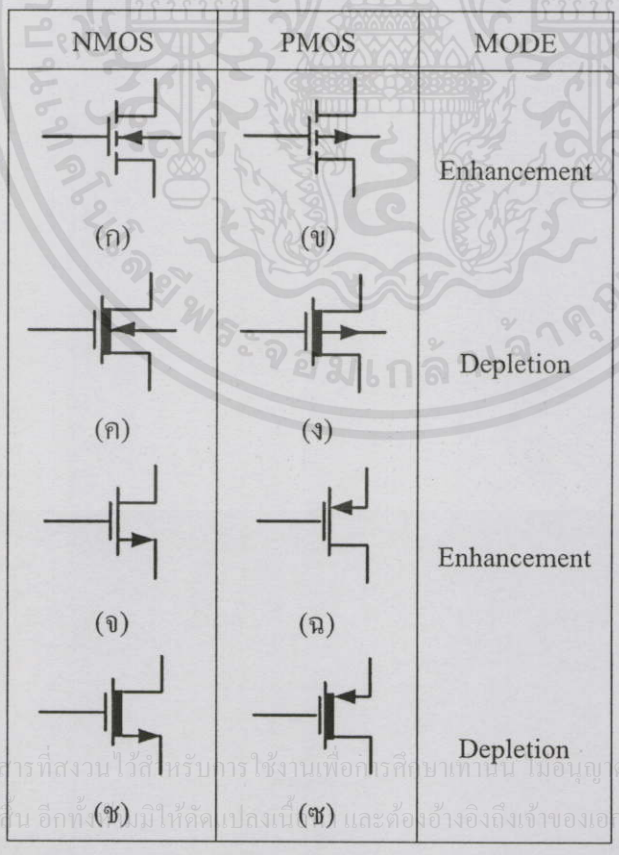
ถ้าค่า $|V_{GS}| - |V_T| > 0$ และ $|V_{DS}| > |V_{GS}| - |V_T|$ แล้วมอสเฟทจะทำงานอยู่ในช่วงของการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region)

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

2.1.5 สัญลักษณ์ของมอสเฟท

สัญลักษณ์ของมอสเฟทสามารถบอกได้ว่าเป็น มอสเฟทชนิด N หรือ P โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกทแสดงว่าเป็น PMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกทแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) หรือฐานรอง (Substrate) หรือบางทีอาจจะเรียกว่า Bulk โดยถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกทแสดงว่าเป็น NMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกทแสดงว่าเป็น PMOS และสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสเฟทเป็นเอ็นฮานเม็นท์มอส หรือ ดีพลีชั่นมอสอีกด้วย ดังรูปที่ 2.8

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



รูปที่ 2.8 สัญลักษณ์ของมอสเฟทชนิดต่างๆ

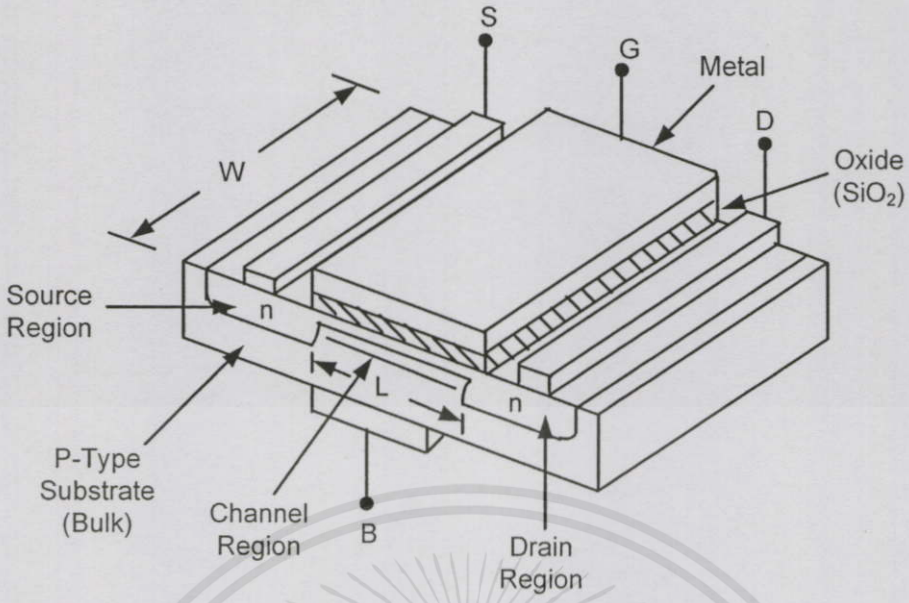
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.6 ชนิดของมอสเฟท

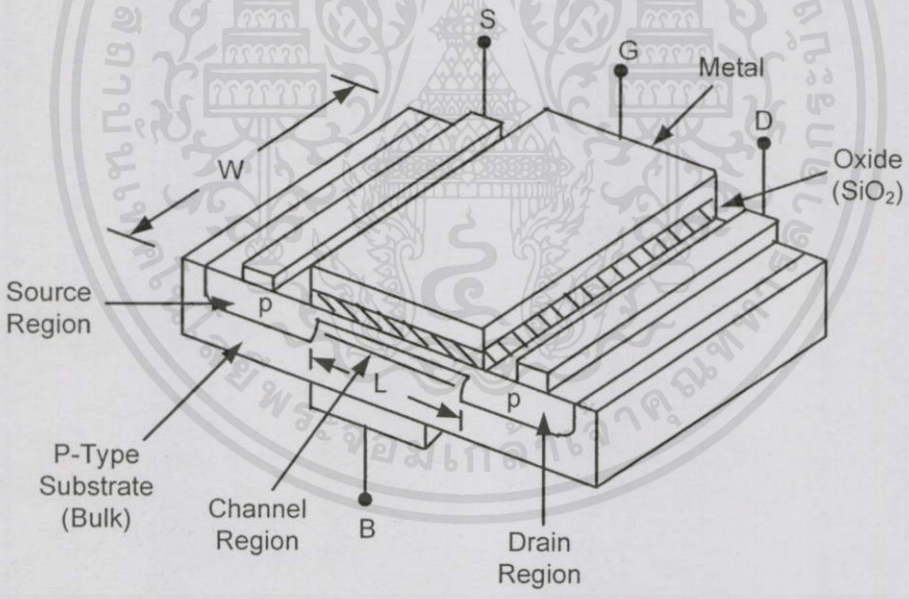
มอสเฟทแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเม็นท์มอสเฟท (Enhancement MOSFET) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า E-MOSFET และดีพลีชั่นมอสเฟท (Depletion MOSFET) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า D-MOSFET ดังรูปที่ 2.9 และ 2.10 แสดงโครงสร้างของมอสเฟทชนิด N และ P ทั้ง 2 แบบตามลำดับ

จากรูปที่ 2.9 จะเห็นว่า โครงสร้างของ D-MOSFET จะคล้ายกับ E-MOSFET จะแตกต่างกันตรงที่ช่องระหว่างซอสและเดรนของ D-MOSFET จะมีการแพร่สารเอ็นอยู่ ดังนั้นจึงมีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอส เมื่อแรงดันที่เดรนเป็นบวก เมื่อเปรียบเทียบกับซอส และแรงดันระหว่างเกทกับซอสเป็นศูนย์ ($V_{GS} = 0$) เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นลบ กระแสเดรนจะลดลง ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นบวก กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้น ส่วนการทำงานของ E-MOSFET จะไม่มีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอส เมื่อแรงดันที่เดรนเป็นบวก เมื่อเทียบกับซอส และแรงดันระหว่างเกทกับซอส เป็นศูนย์ เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวก จะทำให้กระแสเดรนไหล และเมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกมากขึ้น จะทำให้กระแสเดรนไหลเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



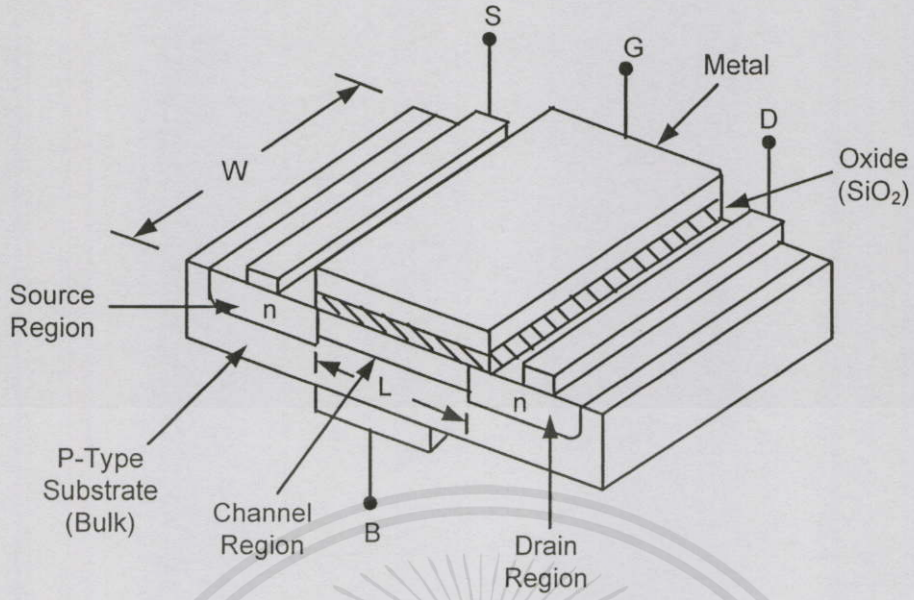
(ก) ชนิด N-Channel



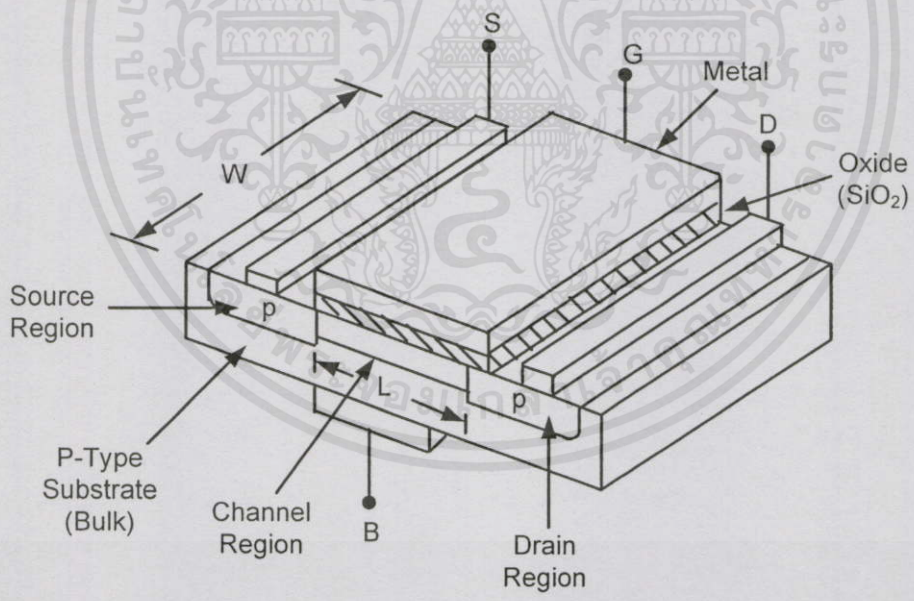
(ข) ชนิด P-Channel

รูปที่ 2.9 โครงสร้างของมอสเฟทแบบ D-MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ชนิด N-Channel

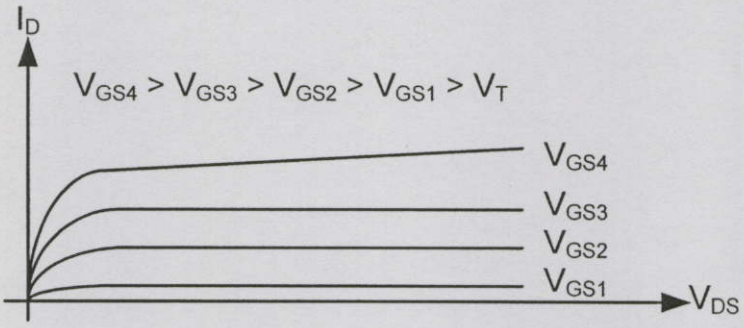


(ข) ชนิด P-Channel

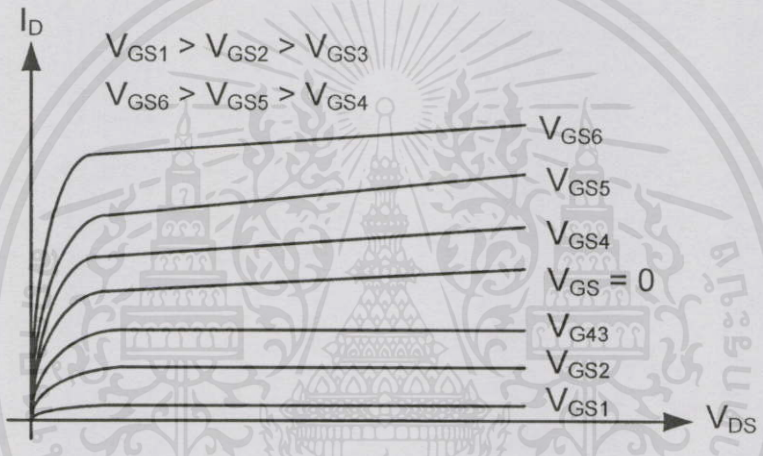
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของมอสเฟทแบบ E-MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



(ก) E-MOSFET



(ข) D-MOSFET

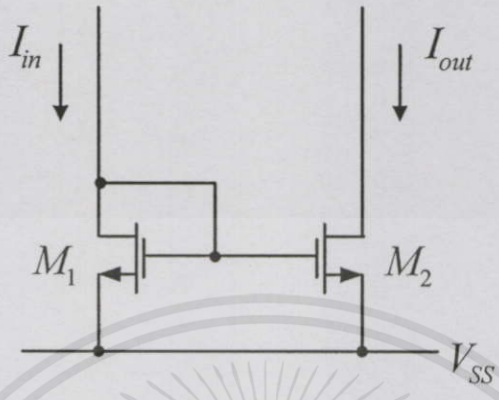
รูปที่ 2.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS}

2.2 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

วงจรควบคุมกระแสคงที่ โดยทั่วไปในทางปฏิบัติเราจะเรียกว่าวงจรสะท้อนกระแส เป็นวงจรย่อยที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง ไม่ว่าจะเป็นวงจรรวมต่างๆ หรือ วงจรดิสครีทก็ตาม วงจรควบคุมกระแสคงที่มีความสำคัญมากภายในตัวลิเนียร์ไอซีคือ จะเป็นตัวให้ไบอัสกับภาคขยายต่างๆ และทำหน้าที่เป็นโหลดให้กับวงจรขยาย วงจรขยายที่มีกระแสคงที่เป็นโหลด จะมีอัตราขยายแรงดันสูง และการใช้วงจรสะท้อนกระแสแทนความต้านทาน จะช่วยลดขนาดของพื้นที่ ชิป(chip) ลงได้ด้วย วงจรสะท้อนกระแสมีคุณสมบัติคือ อิมพีแดนซ์ด้านอินพุทต่ำ แต่อิมพีแดนซ์ด้านเอาท์พุท

82904

จะสูง เนื่องจากทางเอาท์พุทจะมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจรจ่ายกระแสคงที่ (Current Source) โดยกระแสเอาท์พุทจะสะท้อนกระแสมาจากอินพุทนั่นเอง



รูปที่ 2.12 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย ที่สร้างจาก MOSFET

จากรูปที่ 2.12 เราสามารถเขียนอัตราส่วนของการสะท้อนกระแสอินพุทและเอาท์พุทในวงจรสะท้อนกระแสได้ดังสมการที่ (2.13)

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \tag{2.13}$$

2.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรขยายความแตกต่าง (Different Amplifier)

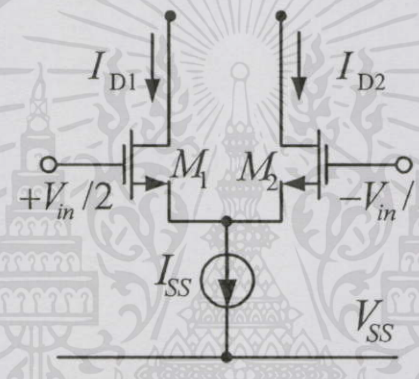
วงจรทรานสคอนดัคแตนซ์ (Transconductance Circuit) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage-Current Circuit) ซึ่งเป็นวงจรย่อยในหน่วยประมวลสัญญาณทางอนาลอก (Analog Signal Processing Units) เช่น วงจรคูณสัญญาณ วงจรตรวจจับการต่างเฟสของสัญญาณ ฯลฯ และยังเป็นส่วนหน้าของวงจรขยายสัญญาณทั่วๆ ไป เช่น ออปแอมป์ วงจรทรานสคอนดัคแตนซ์ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายนั้นมีมากมายหลายแบบ เช่น วงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล (Differential Pair) ซึ่งเป็นวงจรคอนดัคแตนซ์แบบง่ายที่สุด และยังมีอีกมากมายหลายแบบ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นหนักไปทางด้านของมอสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 วงจรทรานสคอนดัคแตนซ์แบบคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล

วงจรทรานสคอนดัคเตอร์แบบพื้นฐานที่สุด เห็นจะเป็นวงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่อเป็นวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ หรือเรียกสั้นๆ ว่าดิฟแอมป์ (Diff. amp.) เป็นวงจรขั้นพื้นฐานที่สำคัญมากวงจรหนึ่ง

วงจรนี้มีทั้งข้อดีและข้อเสีย กล่าวคือ เป็นวงจรที่มีโครงสร้างที่ง่าย และมีหลักการทำงานที่ง่าย แต่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ โดยจะพิจารณาได้ดังรูปที่ 2.13 โดยวงจรดังรูปจะแสดงโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซีมอส โดยที่ M1 และ M2 เป็นวงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล, I_{SS} คือ แหล่งจ่ายกระแสคงที่



รูปที่ 2.13 วงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล

2.3.2 วงจรดิฟแอมป์ในกรณีที่สัญญาณเข้ามีระดับสูง (Large-Signal)

ในกรณีที่วงจรดิฟแอมป์มีสัญญาณเข้าในระดับสูงนั้น ทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ได้ต่อกันแบบคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งจะทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation Region) โดยจะไม่พิจารณาในส่วนของ Channel Modulation และทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว สมมุติว่าผลิตขึ้นมาพร้อมๆ กัน ทำให้ค่าพารามิเตอร์ภายในเท่ากัน ทุกประการ จากคุณสมบัติเหล่านี้ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันอินพุทในเทอมของกระแสเดรนได้เป็น

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{ID} = V_{GS1} - V_{GS2} = \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1}\right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2}\right)^{1/2} \tag{2.15}$$

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2} \tag{2.16}$$

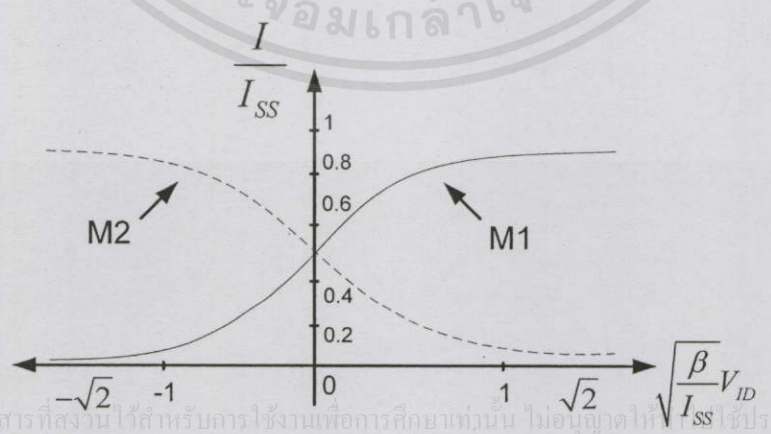
โดยที่ $\beta = K'(W/L)$ และ $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ และแทนสมการที่ (2.16) ในสมการที่ (2.15) จะได้สมการ I_{D1} และ I_{D2} ในรูปสมการกำลังสอง (Quadratic) ได้เป็น

$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2}\left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2}\right]^{1/2} \tag{2.17}$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2}\left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2}\right]^{1/2} \tag{2.18}$$

จากสมการที่ (2.17) และ (2.18) สามารถนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง การ normalized กระแสเดรน กับการ normalized ความแตกต่างแรงดันอินพุท ได้ดังรูปที่ 2.14

จากสมการที่ (2.17) ค่าของสมการ Differential Amplifier ของรูปที่ 2.14 นั้น I_{D1} จะอยู่ในเทอมของ V_{ID} โดยดิฟเฟอร์เรนชิเอท ค่าของ I_{D1} เทียบกับค่าของ V_{ID} ขณะที่เรากำหนดให้ค่าความนิ่ง (Quiescent Value) ของ V_{ID} มีค่าเท่ากับ 0 จะได้ค่า ดิฟเฟอร์เรนเชียลทรานสคอนดัคแตนซ์ ของรูปที่ 2.13 เป็นดังสมการที่ (2.19)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับผลต่างของกระแส

$$g_m = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}}\Big|_{V_{ID}=0} = \left(\frac{\beta_1 I_{SS}}{4}\right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{SS} W_1}{4L_1}\right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{D1} W_1}{2L_1}\right)^{1/2} \qquad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.19) ค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ที่ได้นั้นจะเป็นค่า Single-end Output Transconductance ซึ่งอยู่ในรูปที่ 2.14 สามารถที่จะหาค่าสมการที่จะบอกเป็นค่า Differential Transconductance (g_{md}) ได้จากคุณสมบัตินี้

$$I_{OD} = I_{D1} - I_{D2} \qquad (2.20)$$

และในกรณีเดียวกัน จึงสามารถเขียนสมการ g_{md} ได้เป็น

$$g_{md} = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}}\Big|_{V_{ID}=0} = \left(\beta_1 I_{SS}\right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{SS} W_1}{L_1}\right)^{1/2} = \left(\frac{2K' I_{D1} W_1}{L_1}\right)^{1/2} \qquad (2.21)$$

2.4 สรุป

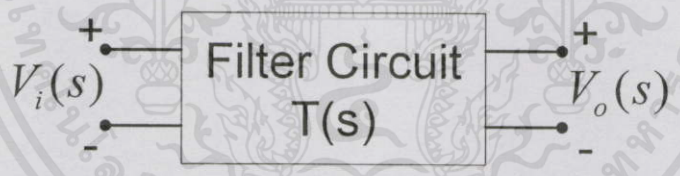
ในบทนี้จะกล่าวถึง กระบวนการประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำแบบมอส อย่างพอสังเขป และการทำงานในย่านการทำงานแบบต่างๆ ซึ่งทำให้ทราบได้ว่าการทำงานในย่านต่างๆ เกิดขึ้นได้อย่างไร และมีสมการที่เกี่ยวข้องเพื่อช่วยในการคำนวณในวงจรต่างๆ ที่ประกอบขึ้นจากมอสเฟท ซึ่งมอสเฟทเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่งที่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้ด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแรงดันที่ขาเกท สามารถแบ่งตามชนิดของมอสเฟทได้เป็น เอ็นฮานเม็นท์มอสเฟท และดีพลีชั่นมอสเฟท ซึ่งแต่ละชนิดจะแบ่งออกเป็น NMOS และ PMOS ซึ่งการไบอัสจะมีลักษณะตรงกันข้ามกัน เมื่อพิจารณาจากสมการกระแสเดรนของมอสเฟทนั้นๆ จะแบ่งเป็น 3 ย่านการทำงาน ขึ้นอยู่กับค่าของ $(V_{GS} - V_T)$ ที่ป้อนเป็นอินพุทให้กับมอสเฟท โดยจะต้องมีค่ามากกว่าค่าแรงดันเทรชโฮลด์ (V_T) จึงจะสามารถควบคุมกระแสเอาท์พุทได้ แรงดันเทรชโฮลด์นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยแรงดันระหว่างขาซอส และฐานรอง (Substrate) ส่วนในหัวข้อของวงจรสะท้อนกระแส จะกล่าวถึงทฤษฎีอย่างง่ายและประโยชน์การใช้งาน เช่น ทำตัวเป็นโหลดของวงจรขยาย เป็นต้น และคุณสมบัติเอาท์พุทของวงจรสะท้อนกระแสจะเปรียบได้เป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ส่วนวงจรขยายความแตกต่างทำหน้าที่ในการขยายกระแสผลต่าง แต่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ โดยวงจรขยายความแตกต่างจะมีอินพุทเป็นแรงดันและมีเอาท์พุทเป็นรูปของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
วงจรตัวกรองความถี่

3.1 วงจรตัวกรองความถี่ (Filter)

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงวงจรที่มีสำคัญมากวงจรหนึ่งที่ใช้งานในระบบสื่อสารในปัจจุบัน ซึ่งก็คือวงจรกรองความถี่ (Filter) วงจรกรองความถี่แบบอนาลอกได้มีการพัฒนาทั้งทางเทคนิคและการสร้างมาอย่างต่อเนื่องนับจากอดีต ซึ่งปัจจัยหลักที่ต้องการก็คือ คุณภาพการใช้งานที่สูง และราคาต่ำ โดยวงจรกรองความถี่ส่วนมากจะสร้างจาก ออปแอม (Operational Amplifier) แต่ข้อจำกัดคือไม่สามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงได้ ภายหลังจึงมีการคิดค้น สร้างวงจรกรองความถี่ด้วยอุปกรณ์ที่เรียกว่า โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) ซึ่งสามารถทำให้วงจรกรองความถี่ทำงานได้ในความถี่สูงได้ เกนเป็นตัวแปรสำคัญที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ ซึ่งตัวที่จะกำหนดค่าเกนของวงจรกรองความถี่นั้นๆ ก็คือ ออปแอมหรือโอทีเอนั่นเอง ซึ่งในการเลือกอุปกรณ์มาใช้ในการสร้างวงจรกรองความถี่ ไม่ควรมีอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive Component) หรือควรมีให้น้อยที่สุด เพื่อเพิ่มความยืดหยุ่นในการทำงานของวงจรตัวกรองความถี่



รูปที่ 3.1 วงจรตัวกรองความถี่ในรูปของ Two-Port Network

จากรูปที่ 3.1 จะได้ดังสมการที่ (3.1)

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

ให้ค่า $s = j\omega$ จะสามารถเขียนสมการให้อยู่ในรูป magnitude-phase ได้เป็น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(j\omega) = \left|T(j\omega)\right| e^{j\phi(\omega)} \tag{3.2}$$

เมื่อแปลงสมการให้อยู่ในรูปของค่าเกนที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล จะได้

$$A(\omega) \equiv -20\log|T(j\omega)| \tag{3.3}$$

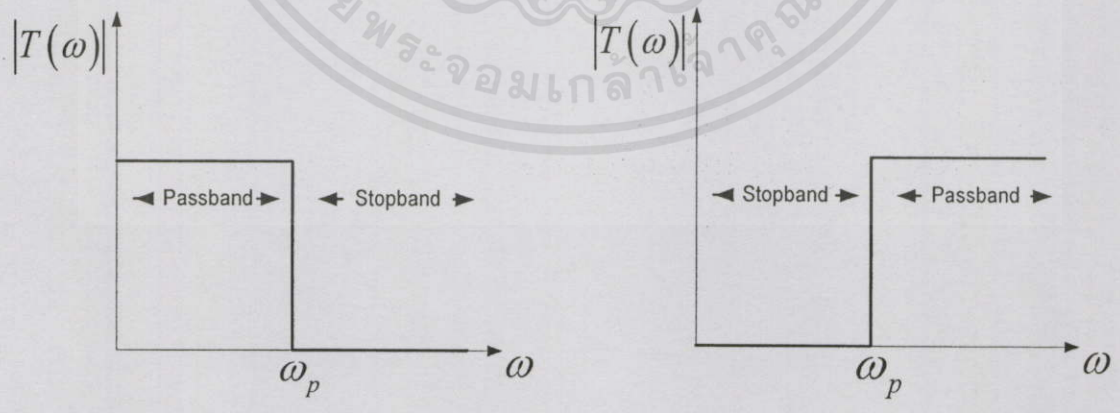
เมื่อนำสัญญาณอินพุทมาผ่านวงจรตัวกรองความถี่จะได้เป็น

$$|V_o(j\omega)| = |T(j\omega)||V_i(j\omega)| \tag{3.4}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตัวกรองความถี่ ค่าความถี่สัญญาณเอาท์พุทจะต้องอยู่ในช่วงที่กำหนดไว้ในวงจรตัวกรองความถี่ ส่วนค่าความถี่ที่เหลือจะต้องถูกกดสัญญาณ ซึ่งย่านความถี่ที่สามารถผ่านวงจรตัวกรองความถี่ไปได้ เราเรียกว่า Pass Band ส่วนย่านความถี่สัญญาณที่ถูกกดเราจะเรียกว่า Stop Band โดยเราจะแบ่งประเภทของวงจรตัวกรองความถี่ได้เป็น 4 ประเภทหลักๆ คือ

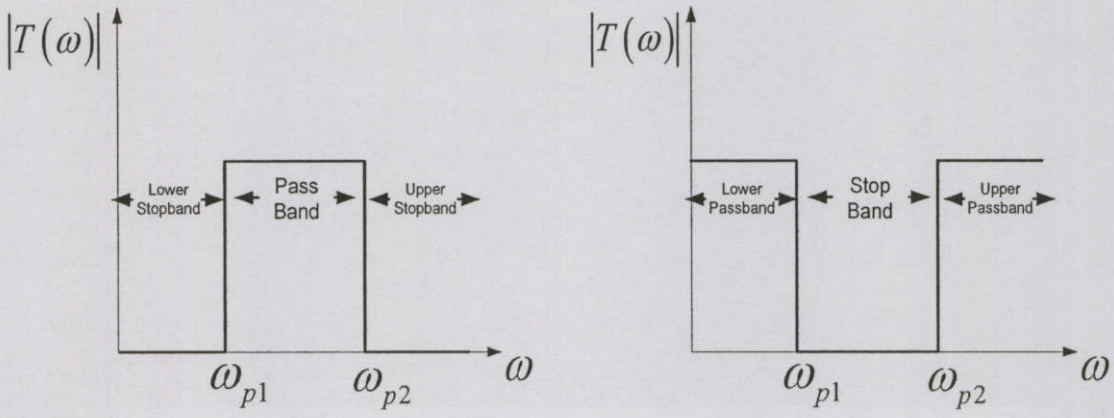
1. ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)
2. ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)
3. ตัวกรองความถี่ต้องการผ่าน (Band Pass Filter)
4. ตัวกรองความถี่ต้องการออก (Band Reject Filter)

ซึ่งวงจรตัวกรองความถี่แต่ละประเภท มีลักษณะการทำงานที่แตกต่างกันออกไป ดังแสดงในรูป



(ก) (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 คุณสมบัติของตัวกรองความถี่ในอุดมคติทั้ง 4 ประเภท

(ก) ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (ข) ตัวกรองความถี่สูงผ่าน

(ค) ตัวกรองความถี่ต้องการผ่าน (ง) ตัวกรองความที่ต้องการออก

3.2 สมการการส่งผ่าน

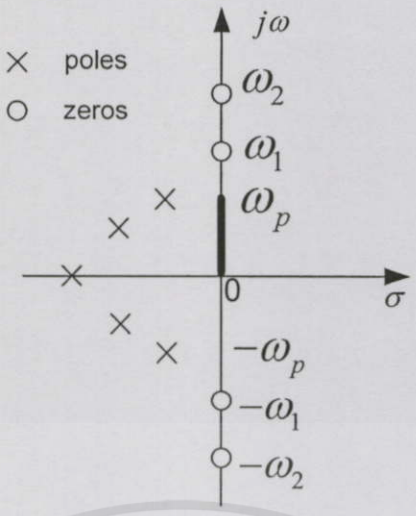
สมการการส่งผ่านของวงจรตัวกรองความถี่ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการโพลิโนเมียล (Polynomials) ได้ดังสมการที่ (3.5)

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

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

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

เราจะเรียกค่า $z_1, z_2, ..., z_M$ ว่าค่าซีโร่ (Zero) และเรียกค่า $p_1, p_2, ..., p_N$ ว่าค่าโพล (Pole) โดยที่ค่าโพลและซีโร่ สามารถเป็นได้ทั้งจำนวนเต็มและจำนวนจินตภาพ แต่จะอยู่ในรูปของคู่คอนจูเกต (Conjugate) ตัวอย่างเช่น $1+2j$ เป็นซีโร่ของสมการการส่งผ่าน ค่า $1-2j$ ซึ่งเป็นคู่คอนจูเกต ก็จะเป็นซีโร่ของสมการการส่งผ่านเช่นเดียวกัน ดังตัวอย่าง



รูปที่ 3.3 รูปแบบ Pole และ Zero ของวงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 5

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่า ในย่านความถี่ Stop Band ค่าซีโร่จะอยู่บนแกน $j\omega$ เสมอ จะได้ค่าเศษของสมการที่ (10) เป็น $(s+j\omega_1)(s-j\omega_1)(s+j\omega_2)(s-j\omega_2)$ ซึ่งอาจเขียนให้อยู่ในรูป $(s^2+\omega_1^2)(s^2+\omega_2^2)$ และเมื่อแทนค่า $s=j\omega$ จะได้เป็น $(-\omega^2+\omega_1^2)(-\omega^2+\omega_2^2)$ ส่วนค่าโพล จะสังเกตได้ว่าจะอยู่ทางซ้ายของ s-plane เสมอ ซึ่งหมายถึงค่าโพลจะมีค่าเป็นจำนวนจริงติดลบเสมอนั่นเอง จากนั้นนำค่าที่ได้มาแทนในสมการที่ (3.6) จะได้เป็น

$$T(s)=\frac{a_4(s^2+\omega_1^2)(s^2+\omega_2^2)}{s^2+b_4s^4+b_3s^3+b_2s^2+b_1s^1+b_0} \tag{3.7}$$

3.3 ฟังก์ชั่นตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2 (Second-Order Filter Function)

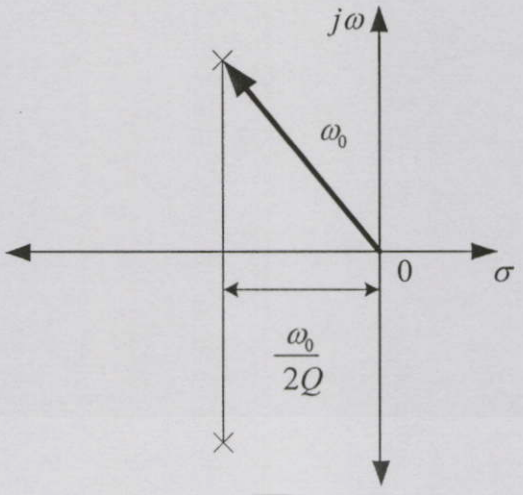
รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชั่นตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2 ในรูปของสมการไบควอตเดรติก เป็นดังสมการ

$$T(s)=\frac{a_2s^2+a_1s^1+a_0}{s^2+s(\frac{\omega_0}{Q})+\omega_0^2} \tag{3.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้

$$p_1,p_2=-\frac{\omega_0}{2Q}\pm j\omega_0\sqrt{1-\left(1/4Q^2\right)} \tag{3.9}$$



รูปที่ 3.4 ค่าโพลของตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2

ส่วนค่าที่จะเป็นตัวบอกว่าเป็นตัวกรองความถี่ประเภทใด คือค่าสัมประสิทธิ์ a_0, a_1 และ a_2 ซึ่งตัวกรองความถี่แต่ละชนิด จะมีสมการการส่งผ่านที่แตกต่างกันไป ดังสมการ

$$T_{BR} = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + s\frac{\omega}{Q} + \omega^2} \tag{3.10}$$

$$T_{BP} = \frac{s\frac{\omega}{Q}}{s^2 + s\frac{\omega}{Q} + \omega^2} \tag{3.11}$$

$$T_{LP} = \frac{\omega^2}{s^2 + s\frac{\omega}{Q} + \omega^2} \tag{3.12}$$

และ

$$T_{HP} = \frac{s^2}{s^2 + s\frac{\omega}{Q} + \omega^2} \tag{3.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ค่าความไวของวงจร (Sensitivity)

วิธีหนึ่งที่จะสามารถบอกได้ว่าตัวกรองที่ออกแบบมานั้นมีประสิทธิภาพดีหรือไม่ ก็คือ อุปกรณ์ (Components) ที่ใช้ในวงจร ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในตัวกรองนั้น โดยปกติแล้วจะมีความผิดพลาดเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความผิดพลาดของอุปกรณ์เอง ซึ่งการออกแบบนั้น ถ้าต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง องค์ประกอบของวงจรจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงเลย แต่ในทางปฏิบัติไม่เป็นเช่นนั้น จะเกิดความเปลี่ยนแปลงเสมอ ซึ่งเรามีความจำเป็นต้องรู้ถึงค่าของความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเราจะเรียกวิธีนี้ว่า การวิเคราะห์ค่าความไว ซึ่งถ้าใช้การออกแบบที่ดีแล้ว จะสามารถประหยัดวงจรได้มากทีเดียว เพราะไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่แพงเกินความจำเป็นนั่นเอง

ตัวกรองความถี่ฟังก์ชั่นไบควอดเรติกสามารถเขียนให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้ดังนี้

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

ความไวตัวแรกที่เราจะพิจารณาคือความไวของ ω_p เปลี่ยนไป เมื่อความต้านทาน R เปลี่ยนไป โดยความเปลี่ยนไปของ ω_p ต่อหน่วย $\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}$ ต่อการเปลี่ยนไปต่อหน่วย $\frac{\Delta R}{R}$ ในรูปคณิตศาสตร์เขียนได้เป็น

$$S_R^{\omega_p} = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\frac{\Delta R}{R}} \tag{3.15}$$

$$= \frac{R}{\omega_p}\frac{\partial\omega_p}{\partial R} \tag{3.16}$$

ซึ่งมีความหมายเดียวกันกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อทราบดีแล้วว่าราคาของการผลิตอุปกรณ์ขึ้นอยู่กับ % ของความผิดพลาดเปลี่ยนแปลง $(100 \times \frac{\Delta R}{R})$ ซึ่งเราก็สามารถหาได้จากสมการที่ (3.15) ส่วนในกรณีของความไวของตัวแปรอื่น เช่น ω_z, Q_p, Q_z และ K ต่ออุปกรณ์อื่นๆ ของ Network จะคิดด้วยวิธีเดียวกัน เช่น

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p}\frac{\partial \omega_p}{\partial C} \qquad S_R^{Q_p} = \frac{R}{Q_p}\frac{\partial Q_p}{\partial R} \qquad S_R^{K} = \frac{R}{K}\frac{\partial K}{\partial R} \tag{3.18}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.17) จึงสามารถสรุปเป็นสมการที่เป็นมาตรฐานโดยใช้ตัวแปรความไว P ต่ออุปกรณ์ X ได้เป็น

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

ถ้า P ไม่เป็นฟังก์ชั่นของ X (เช่น P = ค่าคงที่) ดังนั้น

$$S_X^P = 0 \tag{3.20}$$

ถ้า P = CX โดยที่ C เป็นค่าคงที่

$$S_X^{CX} = \frac{\partial(\ln CX)}{\partial(\ln X)} = \frac{\partial(\ln C)}{\partial(\ln X)} + \frac{\partial(\ln X)}{\partial(\ln X)} = 1 \tag{3.21}$$

และยังมีความสัมพันธ์อื่นๆ ที่ควรรู้ เช่น

$$S_X^P = -S_X^{1/P} \tag{3.22}$$

ซึ่งถ้าพิจารณาจากสมการที่ (3.17) ก็จะสามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกันคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-S_X^{1/P} = -\frac{\partial(\ln 1/P)}{\partial(\ln X)} = -\frac{\partial(-\ln P)}{\partial(\ln X)} = S_X^P \tag{3.23}$$

3.5 สรุป

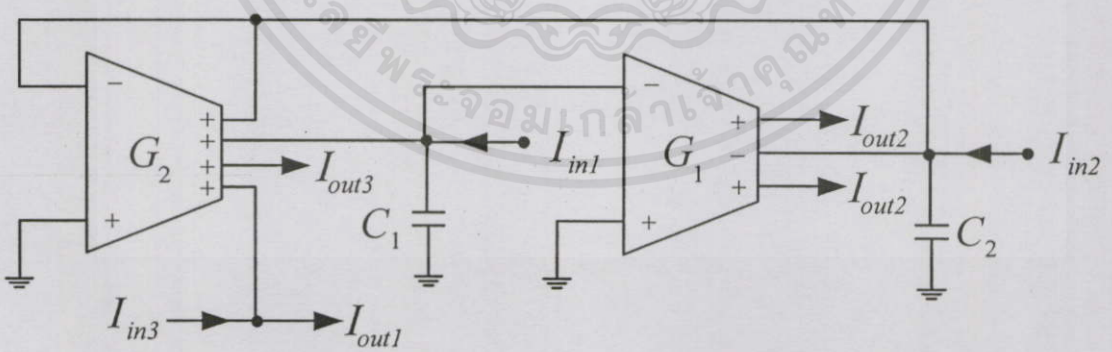
วงจรตัวกรองความถี่สามารถทำงานได้ทั้งในโหมดแรงดันและในโหมดกระแส เอาท์พุทที่ออกมาจะเป็นแรงดันและกระแสตามลำดับ โดยในงานวิจัยนี้เลือกเอาตัวกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดกระแสมาใช้ เนื่องจาก ไม่ว่า supply จะมีค่าน้อยหรือมาก ก็จะไม่มีผลต่อกระแสเอาท์พุทเลย ซึ่งต่างจากตัวกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดแรงดันที่แรงดันเอาท์พุทจะแกว่งได้สูงสุดตาม supply และข้อดีอีกหนึ่งอย่างของการทำงานในโหมดกระแสคือ โหลดของวงจรมีผลต่อกระแสเอาท์พุทน้อย ซึ่งประสิทธิภาพการทำงานของวงจรตัวกรองความถี่สามารถบอกได้ด้วยค่าความไวของวงจร ซึ่งคือค่าความผิดเพี้ยนที่เกิดจากองค์ประกอบต่างๆ ในการสร้างวงจรตัวกรองความถี่นั้นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

การทำงานของวงจรในรูปแบบกระแส เป็นที่ทราบกันเป็นดีว่ามีข้อดีกว่าวงจรที่ทำงานในรูปแบบแรงดัน โดยงานวิจัยที่มีก่อนหน้าได้ออกแบบวงจรกรองความถี่ให้ทำงานในรูปแบบกระแส โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟไว้หลายชนิด เช่น วงจรตามกระแส [1] (Current Follower : CF) วงจรสายพานกระแส [2] (CCII) และวงจรขยายความนำ [3-8] (Operational Transconductance Amplifier : OTA) เป็นต้น โดยสมการการส่งผ่านแบบไบควอตเดรติก นับว่าเป็นหลักการที่นิยมกันอย่างกว้างขวาง และนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยหลักการนี้เอง ยังสามารถสร้างเป็นตัวกรองความถี่ได้หลายรูปแบบ [10] ซึ่งเป็นที่พบเห็นกันมายาวนาน เมื่อพิจารณาวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสที่นำเสนอไว้โดยใช้ OTA 2-3 ตัว [3-4] จะพบว่าสามารถปรับค่า ω_p และค่า Q_p ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ แต่การปรับค่า Q_p จะมีผลต่อการปรับค่า ω_p โดยในบทนี้ เราจะกล่าวถึงงานวิจัยของ C. Chang ที่ตีพิมพ์ในปี 2000 และ ปี 2003 อย่างสั้นๆ ซึ่งเป็นแนวคิดที่ทำให้เกิดงานวิจัยนี้ขึ้น

งานวิจัยของ C. Chang "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components," Aug. 2000 [4] งานวิจัยนี้เป็นการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแส ซึ่งวงจรที่ออกแบบเป็นไปตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสของ C. Chang [4]

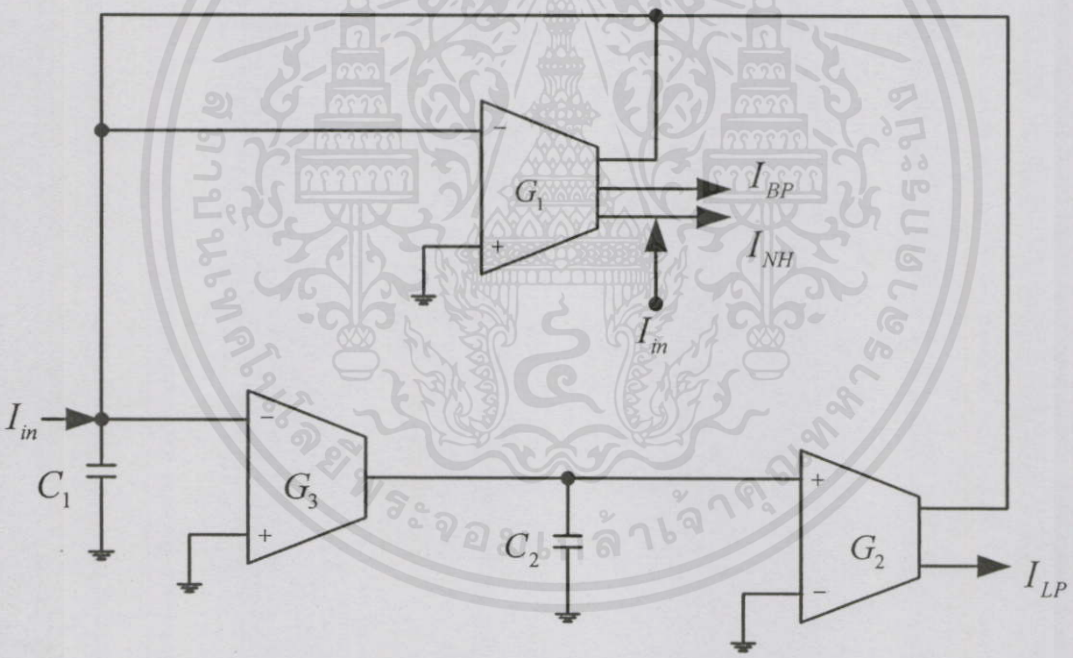
จากวงจรที่แสดงดังรูปที่ 4.1 จะสามารถหาค่า ω_p และ Q_p ได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_p = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \tag{4.1}$$

$$Q_p = \frac{C_2}{G_2}\sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \tag{4.2}$$

จากสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) จะเห็นว่า ค่า ω_p และ Q_p ไม่เป็นอิสระต่อกัน ซึ่งหมายถึงการปรับให้ได้ผลลัพธ์ตามต้องการ จะสามารถทำได้ยาก หลังจากนั้น C. Chang จึงคิดแนวทางการแก้ปัญหา เพื่อให้ค่า ω_p และ Q_p สามารถปรับค่าได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน จึงเกิดเป็นอีกหนึ่งงานวิจัย "Unified active filter biquad structure," Aug. 2004 [5] โดยมีการเพิ่มอุปกรณ์ OTA เข้าไปในวงจรอีก 1 ตัว เพื่อเพิ่มความยืดหยุ่นในการใช้งาน โดยวงจรที่ออกแบบมีลักษณะดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสของ C. Chang [5]

จากวงจรที่แสดงดังรูปที่ 4.2 จะสามารถหาค่า ω_p และ Q_p ได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_p = \sqrt{\frac{G_2 G_3}{C_1 C_2}} \tag{4.3}$$

$$Q_p = \frac{C_1}{G_1}\sqrt{\frac{G_2 G_3}{C_1 C_2}} \tag{4.4}$$

จากสมการที่ (4.3) และสมการที่ (4.4) จะเห็นว่า สามารถปรับค่า ω_p และ Q_p ได้ทั้งทางอิเล็กทรอนิกส์ และทางกายภาพ แต่การค่า Q_p ด้วยค่า C_1 จะไม่เป็นอิสระต่อค่า ω_p และการปรับค่า Q_p ด้วยค่า G_1 ก็มีข้อจำกัดของ OTA ที่นำมาใช้ในวงจร งานวิจัยนี้จึงออกแบบวงจรกรองความถี่ที่สามารถปรับค่า ω_p และ Q_p อย่างเป็นอิสระต่อกันทั้งทางอิเล็กทรอนิกส์ และทางกายภาพ

4.1 สรุป

งานวิจัยนี้ได้แนวคิดมาจากงานวิจัยของ C. Chang 2 งานวิจัย [4], [5] ซึ่ง C. Chang ได้กล่าวถึงวงจรตัวกรองความถี่ที่ทำได้หลายหน้าที่ โดยใช้อุปกรณ์ในการสร้างให้น้อยที่สุด แต่ผลที่ตามมาก็คือ ข้อจำกัดในการใช้งานต่างๆ ที่ทำให้วงจรไม่สามารถทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ เช่น การปรับค่า ω_p และ Q_p ซึ่งใน [4] ยังไม่เป็นอิสระต่อกัน แต่ใน [5] สามารถปรับค่าได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน แต่มีข้อจำกัดในการปรับค่า คือสามารถปรับค่าได้แค่วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้เพียงอย่างเดียว ซึ่งก็คือการปรับค่า G_m ของ OTA ซึ่งมีข้อจำกัดในตัวอุปกรณ์อยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ

5.1 วงจรที่นำเสนอ

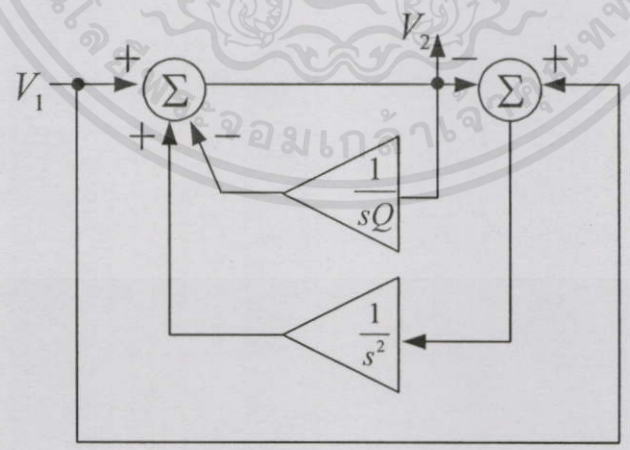
จากหลักการของสมการไบควอตเดรติก วิทยานิพนธ์นี้จึงนำสมการไบควอตเดรติกของวงจรกรองความถี่ต้องการออก (Band-Reject Filter) มาเป็นสมการตั้งต้น โดยทำการนอร์มัลไรซ์ความถี่ ω_p ให้มีค่าเป็น 1 ดังสมการที่ (5.1)

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{s^2+1}{s^2+s/Q+1} \tag{5.1}$$

จากนั้นทำการปรับสมการให้อยู่ในรูปตามสมการที่ (5.2)

$$V_2(s) = V_1(s) + \left(\frac{V_1(s)-V_2(s)}{s^2}\right) - \frac{V_2(s)}{sQ} \tag{5.2}$$

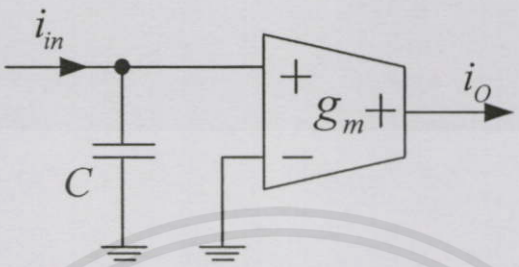
นำสมการที่ (5.2) มาเขียนเป็น Block Diagram ได้ดังรูป



รูปที่ 5.1 Block Diagram ของหลักการที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

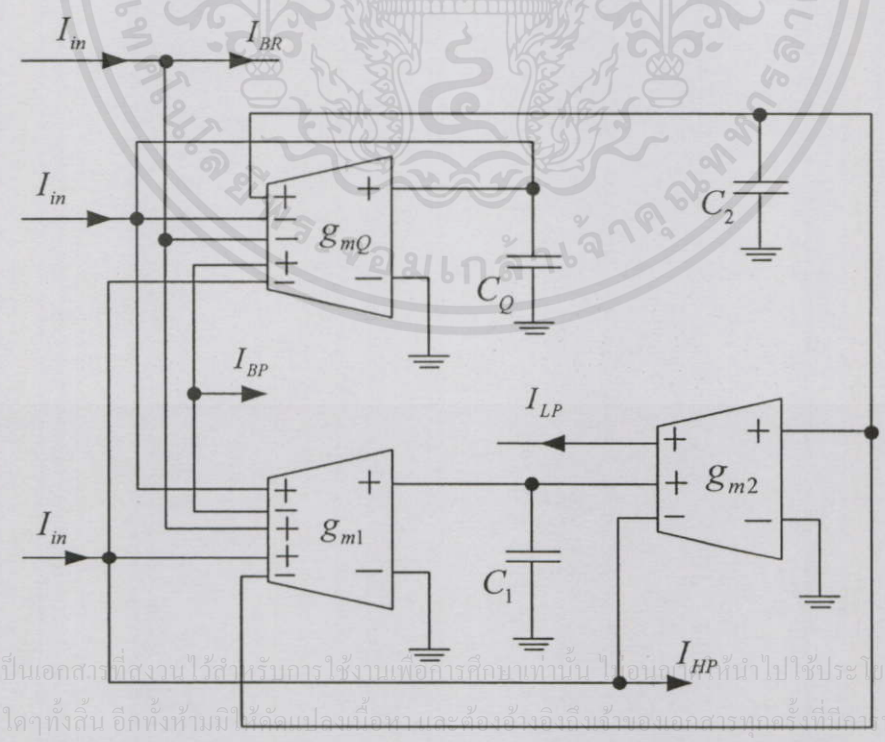
จาก Block Diagram จะเป็นการแสดงการทำงานในรูปแบบแรงดัน แต่เมื่อต้องการสร้างให้ทำงานในโหมดกระแส ก็สามารถทำได้เช่นเดียวกัน โดยให้ผลที่เหมือนกัน อุปกรณ์ที่ใช้สังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ในโหมดกระแสในบทความนี้ ประกอบขึ้นจาก อินทีเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) ที่สร้างจาก OTA และตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ดังรูปที่ 5.2 และมีสมการการส่งผ่านกระแสเป็นดังสมการที่ (5.3)



รูปที่ 5.2 อินทีเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{g_m}{sC} \tag{5.3}$$

จากหลักการตามรูปที่ 5.1 และรูปที่ 5.2 จะสามารถนำมาสร้างวงจรได้ดังรูปที่ 5.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่นำเสนอ

5.2 สมการการส่งผ่านกระแส

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจร จะได้สมการการส่งผ่านกระแส (Current Transfer Function) ของวงกรองความถี่หลายหน้าที่ ดังสมการต่อไปนี้

$$T_{BR} = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{D(s)} \tag{5.4}$$

$$T_{BP} = \frac{s\frac{g_{mQ}}{C_Q}}{D(s)} \tag{5.5}$$

$$T_{LP} = \frac{\frac{g_{m2}g_{mQ}}{C_2C_Q}}{D(s)} \tag{5.6}$$

และ

$$T_{HP} = \frac{s^2}{D(s)} \tag{5.7}$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + s\frac{g_{mQ}}{C_Q} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \tag{5.9}$$

เมื่อพิจารณาเทียบกับรูปแบบทั่วไปของสมการไบควอดเรติก

$$D(s) = s^2 + s\frac{\omega_p}{Q_p} + {\omega_p}^2 \tag{5.10}$$

ค่า ω_p และ Q_p จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{5.11}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$Q_p = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}\left(\frac{C_Q}{g_{mQ}}\right) \tag{5.12}$$

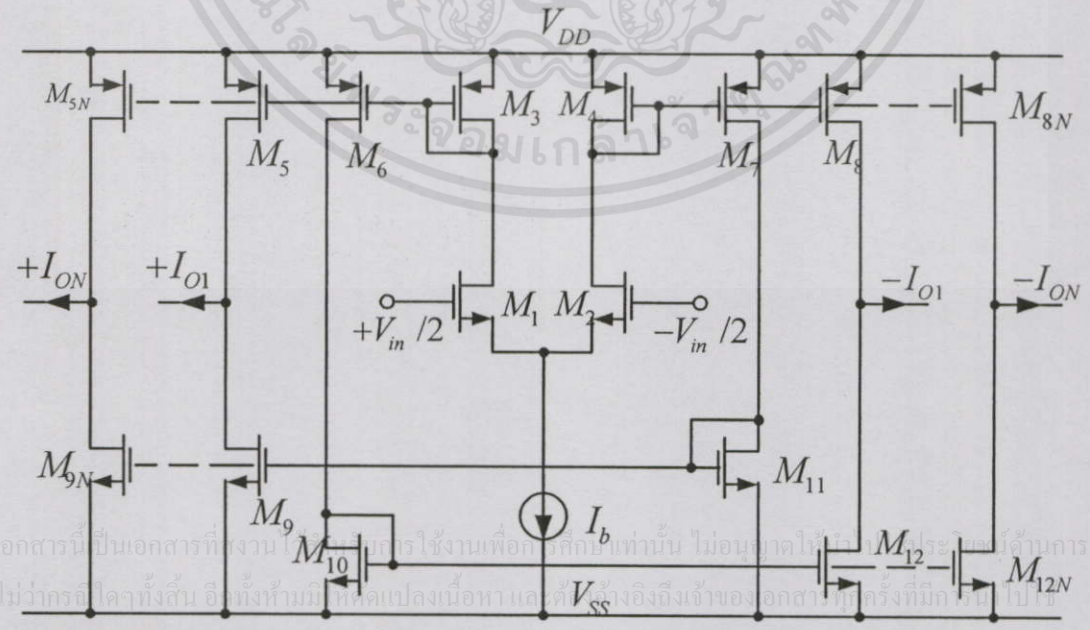
จะเห็นได้ว่า ถ้าเรากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g$ และ $C_1 = C_2 = C$ การปรับค่า Q_p จากสมการที่ (27) จะพบว่าเราสามารถปรับค่า Q_p อย่างเป็นอิสระโดยไม่มีผลกระทบต่อ ω_p ซึ่งทำได้ 2 วิธี โดยวิธีแรก กำหนดให้ค่า $C_Q = C$ ซึ่งทำให้ค่า Q_p มีค่าเท่ากับ g_m / g_{mQ} ส่วนอีกวิธีหนึ่ง กำหนดให้ค่า $g_{mQ} = g_m$ ซึ่งทำให้ค่า Q_p มีค่าเท่ากับ C_Q / C

จากสมการที่ (5.11) และ (5.12) จะได้ค่าความไวของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเป็น ดังตาราง

ตารางที่ 5.1 ค่าความไวของตัวแปรในวงจรที่นำเสนอ

X	$S_X^{\omega_p}$	$S_X^{Q_p}$
g_{m1}	0.5	0.5
g_{m2}	0.5	0.5
g_{mQ}	0	-1
C_1	-0.5	-0.5
C_2	-0.5	-0.5
C_Q	0	1

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้มีการเลียนแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้าง CMOS OTA ด้วย โดย CMOS OTA ที่ใช้ มีวงจรภายในเป็นดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 วงจรภายในของ Multi-Output OTA ที่สร้างจาก CMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส สามารถยืนยันคุณสมบัติและประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้ Macro model OTA เพื่อพิสูจน์ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนอง สามารถควบคุมได้เป็นเชิงเส้น โดย Macro model ของ CMOS OTA ที่จะใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ มีค่าคงที่ต่างๆ ดังรูปที่ 5.5

```
**************************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         )

.MODEL PMOS1 PMOS (                                  LEVEL = 3
+ TOX   = 5.7E-9          NSUB  = 1E17        GAMMA = 0.6348369
+ PHI   = 0.7            VTO   = -0.5536085  DELTA = 0
+ UO    = 250            ETA   = 0           THETA = 0.1573195
+ KP    = 5.194153E-5    VMAX  = 2.295325E5  KAPPA = 0.7448494
+ RSH   = 30.0776952     NFS   = 1E12        TPG   = -1
+ XJ    = 2E-7           LD    = 9.968346E-13 WD   = 5.475113E-9
+ CGDO  = 6.66E-10       CGSO  = 6.66E-10    CGBO  = 1E-10
+ CJ    = 1.893569E-3    PB    = 0.9906013   MJ    = 0.4664287
+ CJSW  = 3.625544E-10   MJSW  = 0.5         )
**************************0.25um************************************
```

รูปที่ 5.5 Macro Model CMOS OTA ที่ใช้วิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น และห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน CMOS ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์มีค่า W/L ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ค่า W/L ของ CMOS OTA

Transistor	$W\ (\mu m)$	$L\ (\mu m)$
M_1, M_2	5	1
M_3, M_4, M_6, M_7	5	1
M_5, M_8	5.5	1
$M_9, M_{10}, M_{11}, M_{12}$	3	1

โดยการคำนวณหาค่า g_m ของ CMOS OTA ต้องคิดค่าคุณสมบัติภายในด้วย ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5.13)

$$g_m = \frac{I_O}{V_{in}} = \sqrt{I_b(\mu_0 C_{ox} W / L)} \tag{5.13}$$

จากสมการที่ (5.13) จะเห็นได้ว่า การปรับค่า g_m สามารถทำได้โดยปรับค่า I_b ดังนั้นในการเลียนแบบวงจรกรองความถี่ที่สร้าง CMOS OTA จะทำปรับเปลี่ยนค่า I_b เพื่อปรับค่าคุณภาพของวงจร และค่าความถี่ตอบสนอง

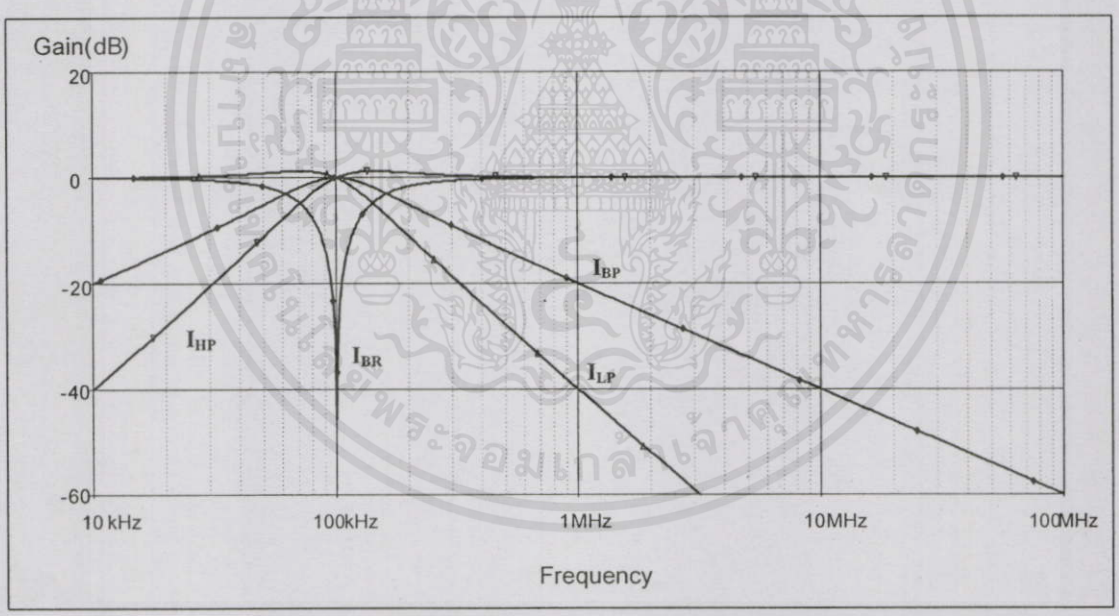
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการเลียนแบบวงจร

การทดลองที่ 1 ปรับค่า ω_p ด้วยค่า g_m โดยให้ค่า $Q_p = 1$ คงที่

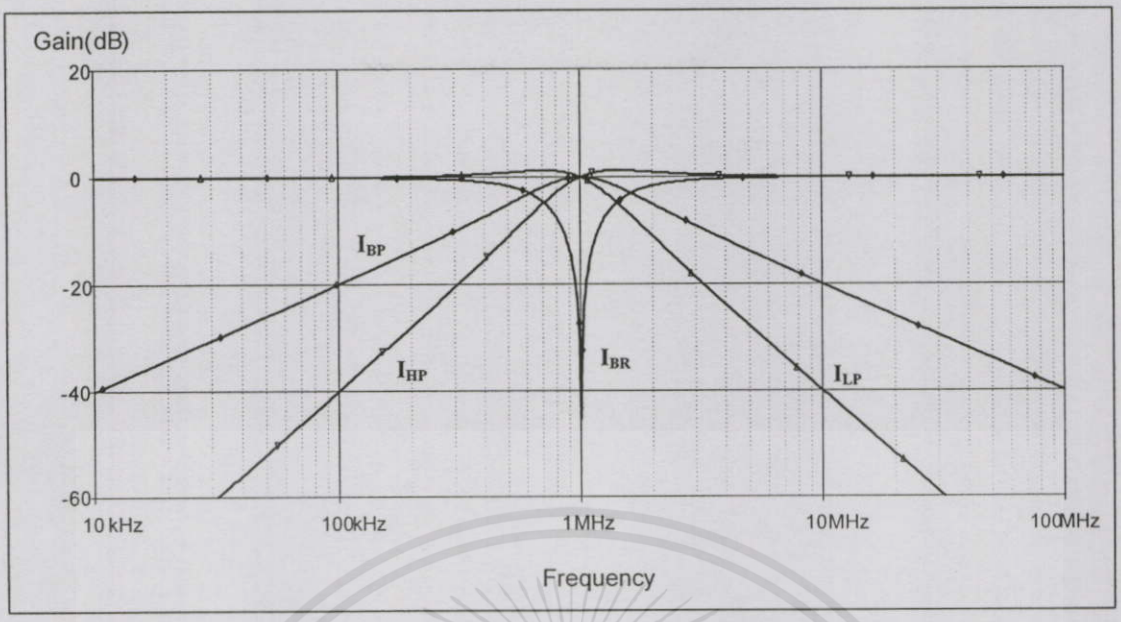
ตารางที่ 5.3 การปรับค่า f_p ด้วยค่า g_m ของ Ideal OTA

$Q_p = 1$	g_{mQ}	g_m	C_Q	C
$f_p = 100\ kHz$	$63\ \mu S$	$63\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$
$f_p = 1\ MHz$	$630\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$
$f_p = 10\ MHz$	$6300\ \mu S$	$6300\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$

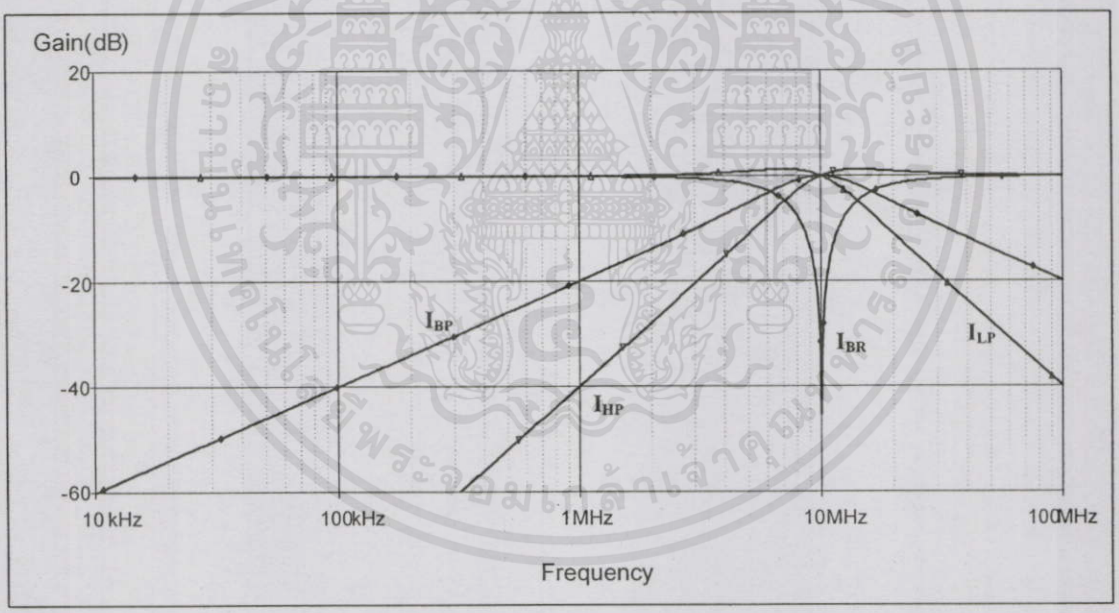


รูปที่ 5.6 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

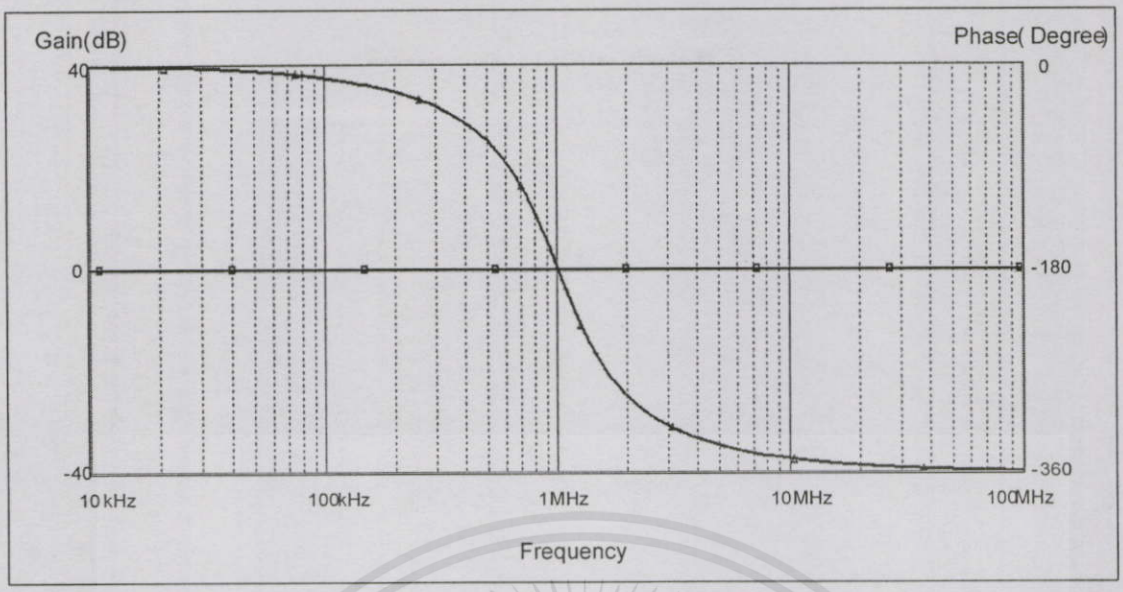


รูปที่ 5.7 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1 MHz



รูปที่ 5.8 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 คุณสมบัติ Phase ของตัวกรองความถี่ผ่านของ Ideal OTA

ซึ่งพบว่า ค่าความถี่ตอบสนอง (f_p) มีค่าเท่ากับ 100 kHz, 1 MHz และ 10 MHz ตามลำดับ แสดงให้เห็นว่าการควบคุมค่าความถี่ตอบสนองมีความเป็นเชิงเส้นตามการปรับเกนของ OTA และเพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (5.12) การปรับค่า Q_p จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง โดยการจำลองการทำงานของตัวกรองจะถูกกำหนดให้มีค่าความถี่ตอบสนองที่ 1 MHz และทดลองปรับค่า Q_p เท่ากับ 1, 2, 4, 8 และ 16 ตามลำดับ ด้วยค่า g_{mQ} และ ค่า C_Q โดยกำหนดค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ดังตารางที่ 5.4 และ 5.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 2 ปรับค่า Q_p ด้วยค่า g_{mQ} โดยให้ค่า $f_p = 1\,MHz$ คงที่

ตารางที่ 5.4 การปรับค่า Q_p ด้วยค่า g_{mQ} ของ Ideal OTA

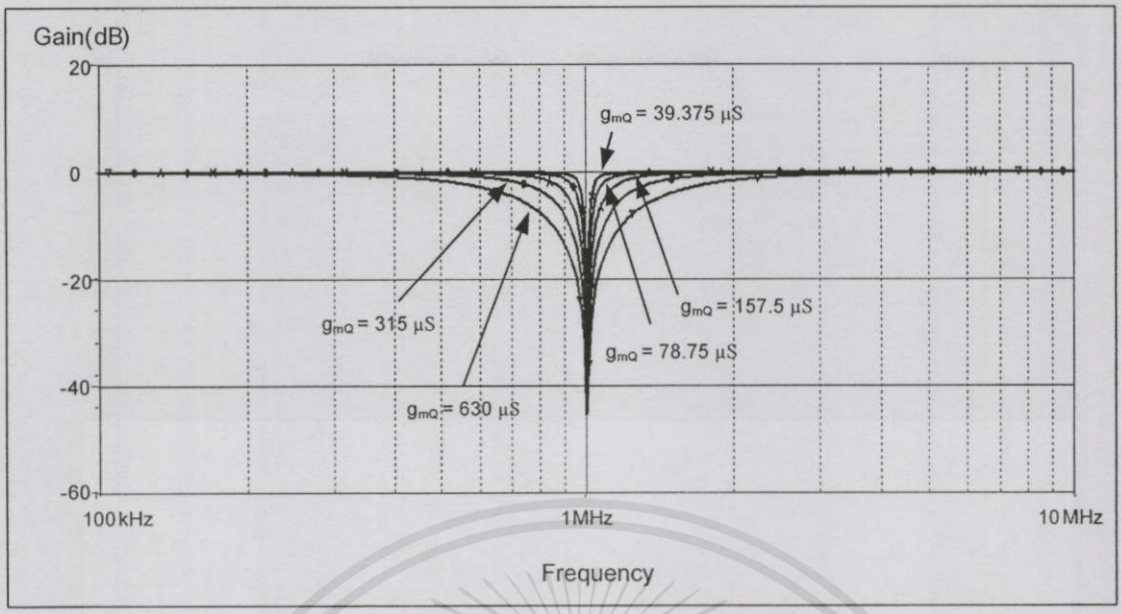
$f_p = 1\,MHz$	g_{mQ}	g	C_Q	C
$Q_p = 1$	$630\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 2$	$315\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 4$	$157.5\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 8$	$78.75\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 16$	$39.375\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$

การทดลองที่ 3 ปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q โดยให้ค่า $f_p = 1\,MHz$ คงที่

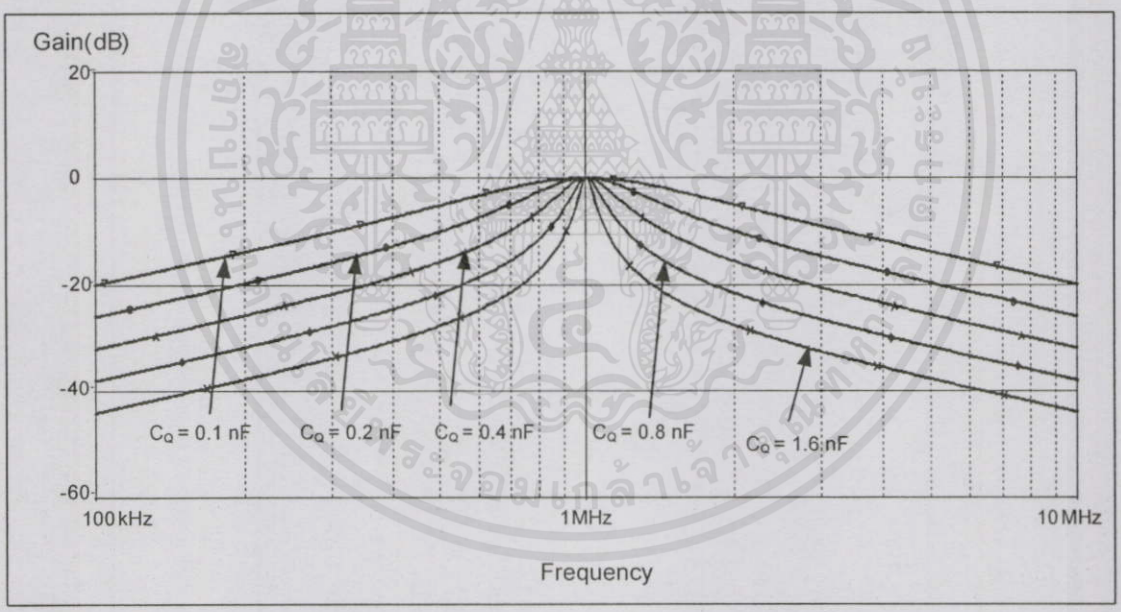
ตารางที่ 5.5 การปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q ของ Ideal OTA

$f_p = 1\,MHz$	g_{mQ}	g	C_Q	C
$Q_p = 1$	$630\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.1\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 2$	$630\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.2\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 4$	$630\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.4\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 8$	$630\ \mu S$	$630\ \mu S$	$0.8\ nF$	$0.1\ nF$
$Q_p = 16$	$630\ \mu S$	$630\ \mu S$	$1.6\ nF$	$0.1\ nF$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า g_{mQ}

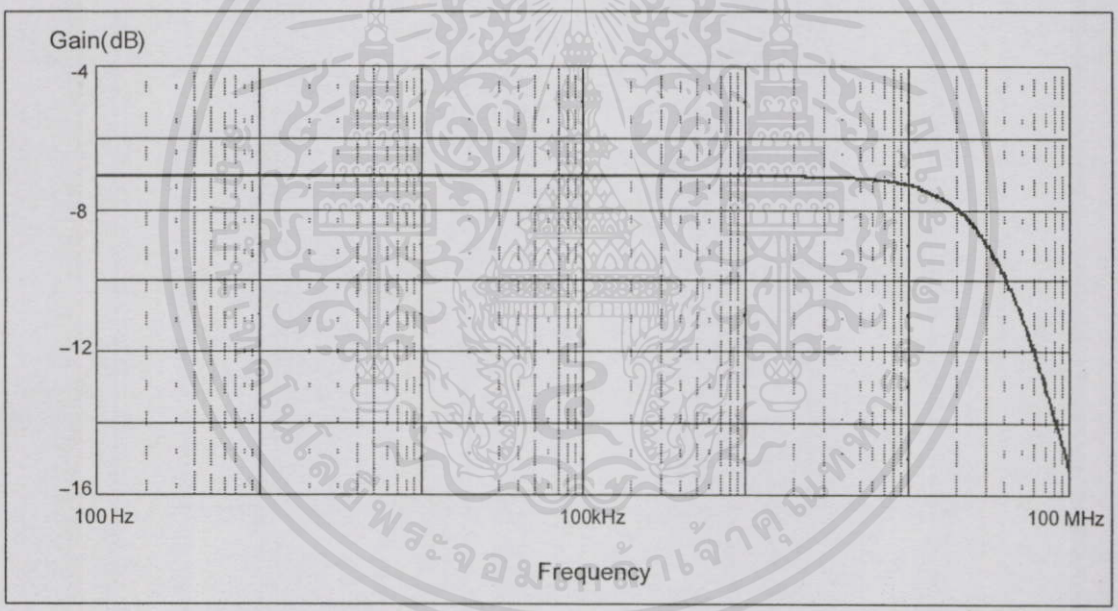


รูปที่ 5.11 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านโดยการปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 2 และ 3 จะให้ผลออกมาเหมือนกัน โดยผลการตอบสนองทางความถี่แสดงไว้ดังรูปที่ 5.10 และรูปที่ 5.11 ซึ่งเป็นผลของวงจรกรองความถี่ต้องการออก และวงจรกรองความถี่ต้องการผ่านตามลำดับหลักการนี้จะเห็นได้ว่า การปรับค่า Q_p จะสามารถปรับได้สูง โดยไม่มีข้อจำกัดในการปรับดังเช่นบทความก่อน [3-8] ซึ่งปรับโดยใช้ค่าความนำของ OTA แต่เพียงอย่างเดียว และพบว่าการปรับค่า Q_p สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระ ทั้งด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และทางกายภาพ จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง

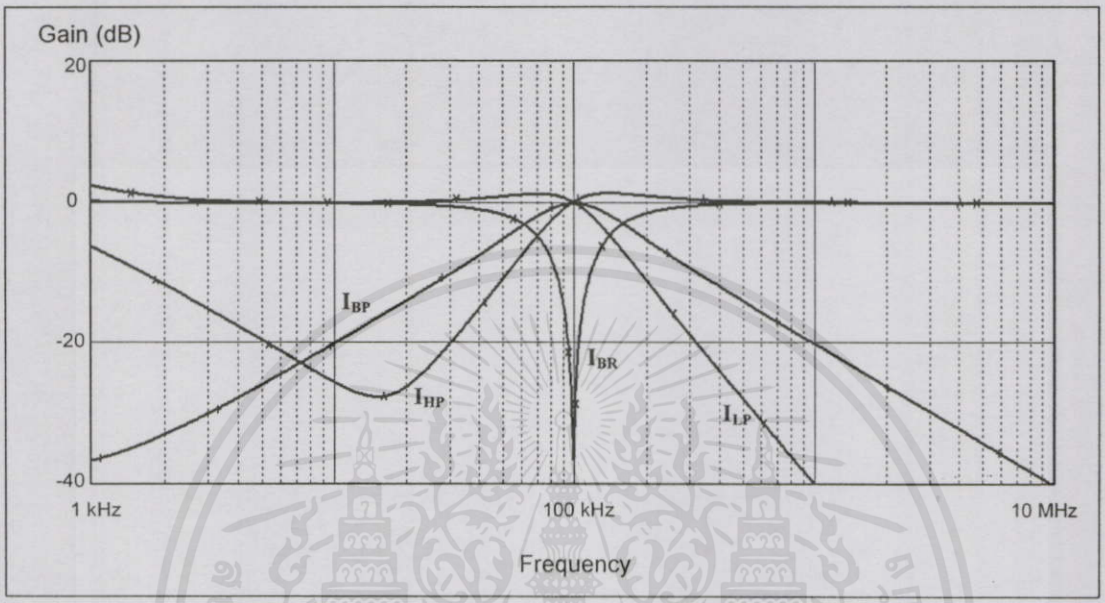
เนื่องจากในความเป็นจริง OTA ที่ใช้ในการสร้างวงจรจะไม่เป็นอุดมคติดังผลการเลียนแบบวงจรข้างต้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงขอยกตัวอย่างผลการเลียนแบบวงจรตัวกรองความถี่ที่สร้างจาก CMOS OTA ซึ่งมีคุณสมบัติดังข้างต้นที่กล่าวมาแล้ว โดยเมื่อป้อนค่า $I_b = 100\mu A$ และให้ค่า $R_o = 1.5k\Omega$ เพื่อทำการหาค่า Frequency Response ได้ดังรูปที่ 5.12 จะเห็นได้ว่ามีค่าอยู่ที่ประมาณ 30 MHz



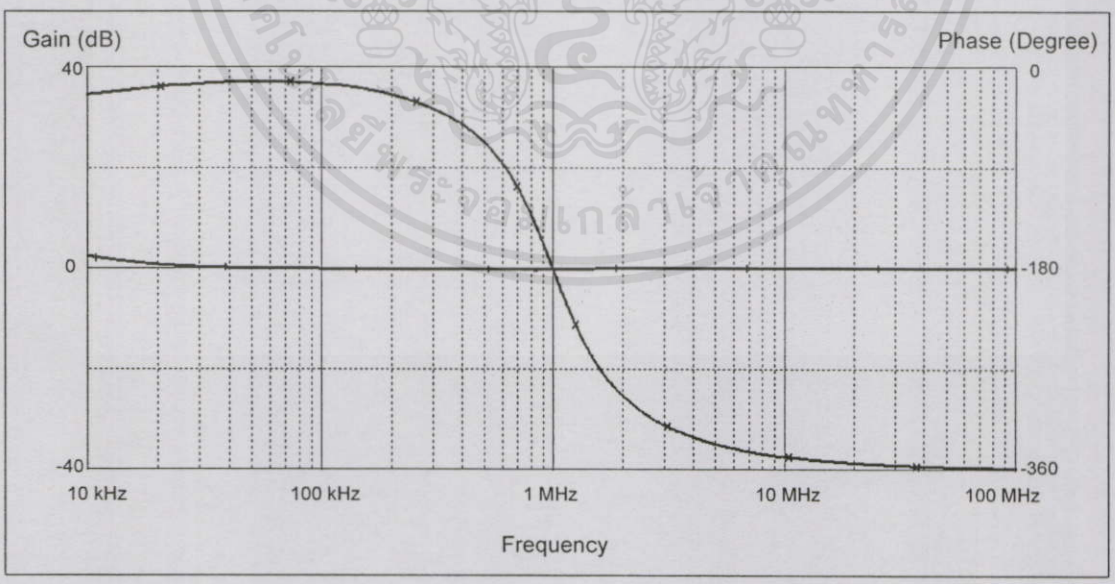
รูปที่ 5.12 Frequency Response ของ CMOS OTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>การทดลองที่ 4</u> แสดงคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ที่สร้างจาก CMOS OTA โดยให้ค่า $f_p = 100\ kHz$ คงที่ ค่า $C = C_Q = 0.7\ nF$ และ $I_b = I_{bQ} = 200\ \mu A$

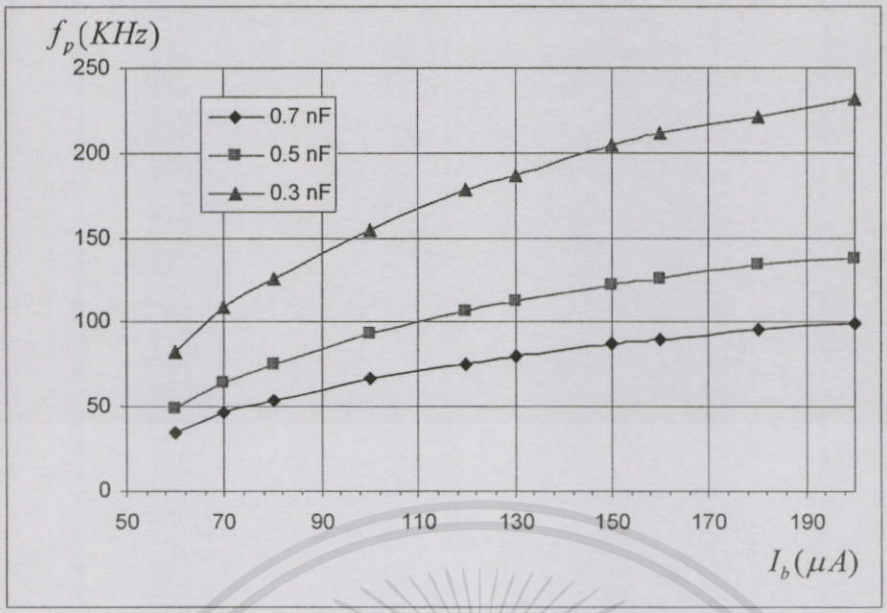


รูปที่ 5.13 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ เมื่อค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 100 kHz



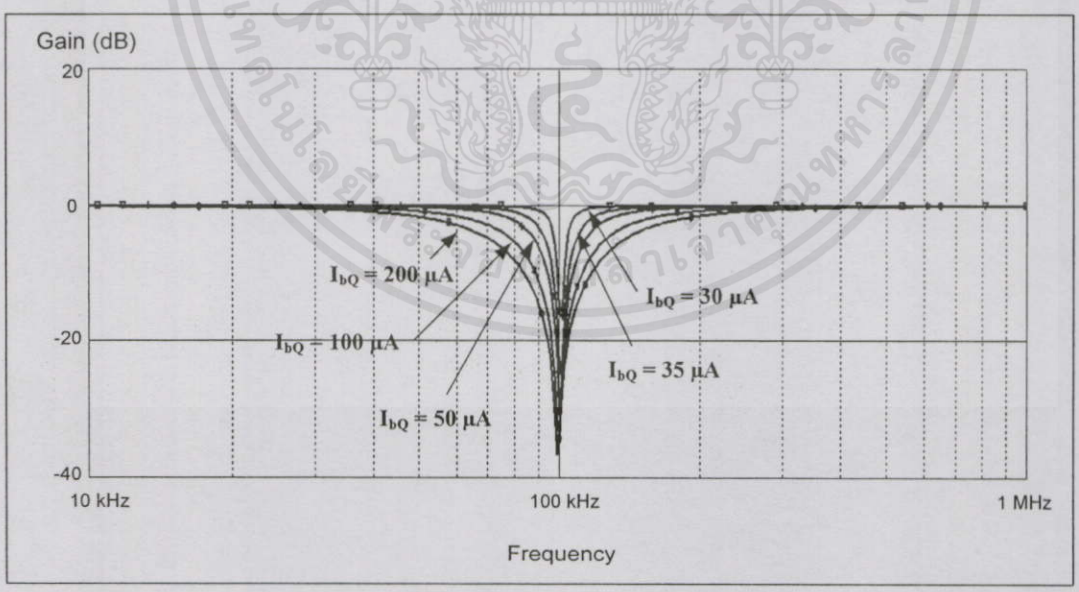
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น รวมถึงการนำไปใช้

รูปที่ 5.14 คุณสมบัติ Phase ของตัวกรองความถี่ผ่านของ CMOS OTA



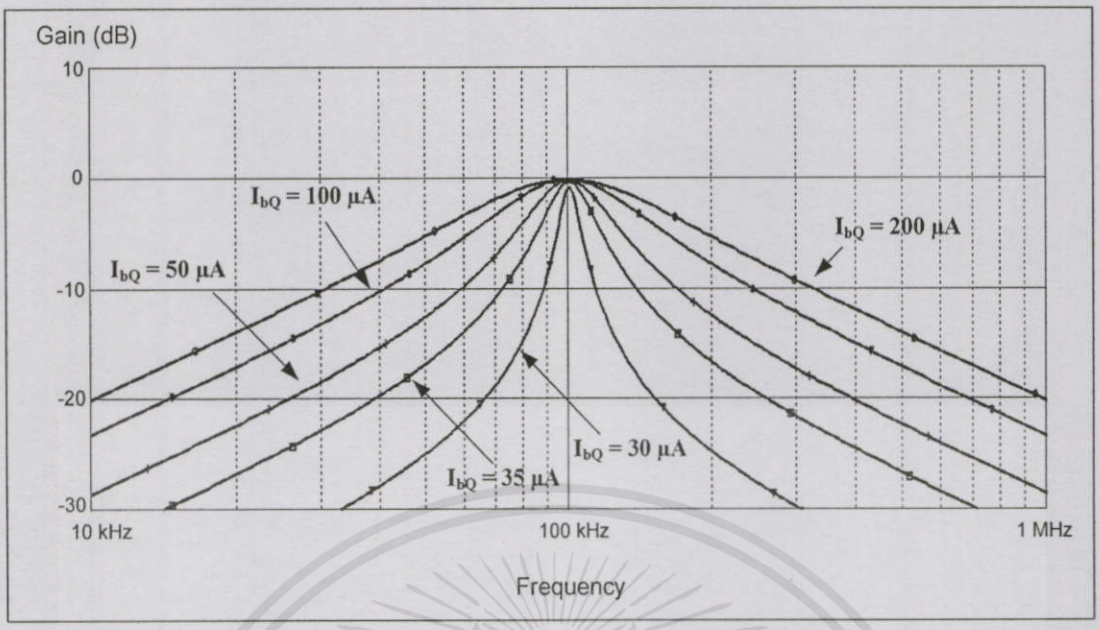
รูปที่ 5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ค่าความถี่ตอบสนอง (f_p) กับค่ากระแส I_b

<u>การทดลองที่ 5</u> ปรับค่า Q_p ด้วยค่า I_{bQ} โดยให้ค่า $f_p = 100\ kHz$ คงที่ และค่า $C = C_Q = 0.7\ nF$



รูปที่ 5.16 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า I_{bQ}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



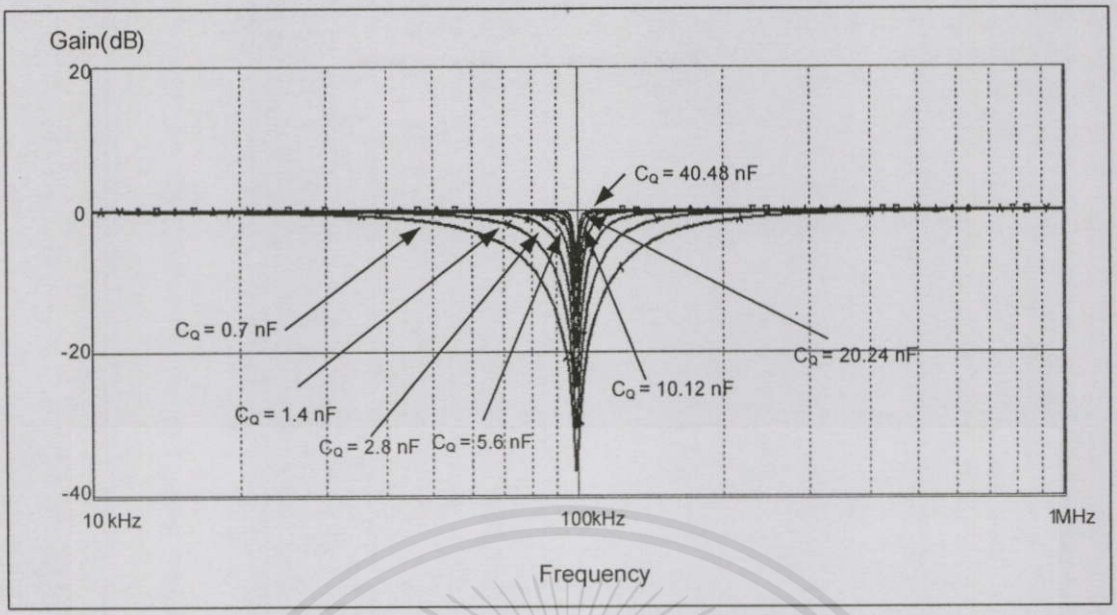
รูปที่ 5.17 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านโดยการปรับค่า Q_p ด้วยค่า I_{bQ}

<u>การทดลองที่ 6</u> ปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q โดยให้ค่า $f_p = 100\,kHz$ คงที่ และค่า $I_{bQ} = 200\,\mu A$

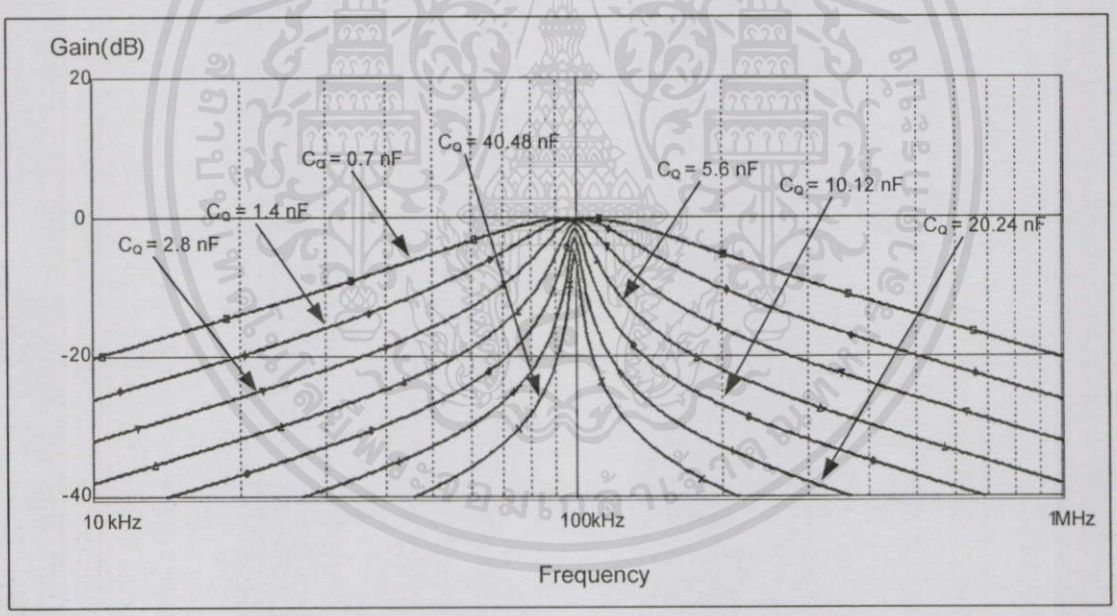
ตารางที่ 5.6 ปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q ของ CMOS OTA

$f_p = 100\,kHz$	I_{bQ}	I_b	C_Q	C
$Q_p = 1$	$200\,\mu A$	$200\,\mu A$	$0.7\,nF$	$0.7\,nF$
$Q_p = 2$	$200\,\mu A$	$200\,\mu A$	$1.4\,nF$	$0.7\,nF$
$Q_p = 4$	$200\,\mu A$	$200\,\mu A$	$2.8\,nF$	$0.7\,nF$
$Q_p = 8$	$200\,\mu A$	$200\,\mu A$	$5.6\,nF$	$0.7\,nF$
$Q_p = 16$	$200\,\mu A$	$200\,\mu A$	$10.12\,nF$	$0.7\,nF$
$Q_p = 32$	$200\,\mu A$	$200\,\mu A$	$20.24\,nF$	$0.7\,nF$
$Q_p = 64$	$200\,\mu A$	$200\,\mu A$	$40.48\,nF$	$0.7\,nF$

เอกสารนี้เป็นการที่สำนักวิทยบริการฯ ได้จัดทำขึ้นเพื่อใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q



รูปที่ 5.19 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน ทำการปรับค่า Q_p ด้วยค่า C_Q

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สรุป

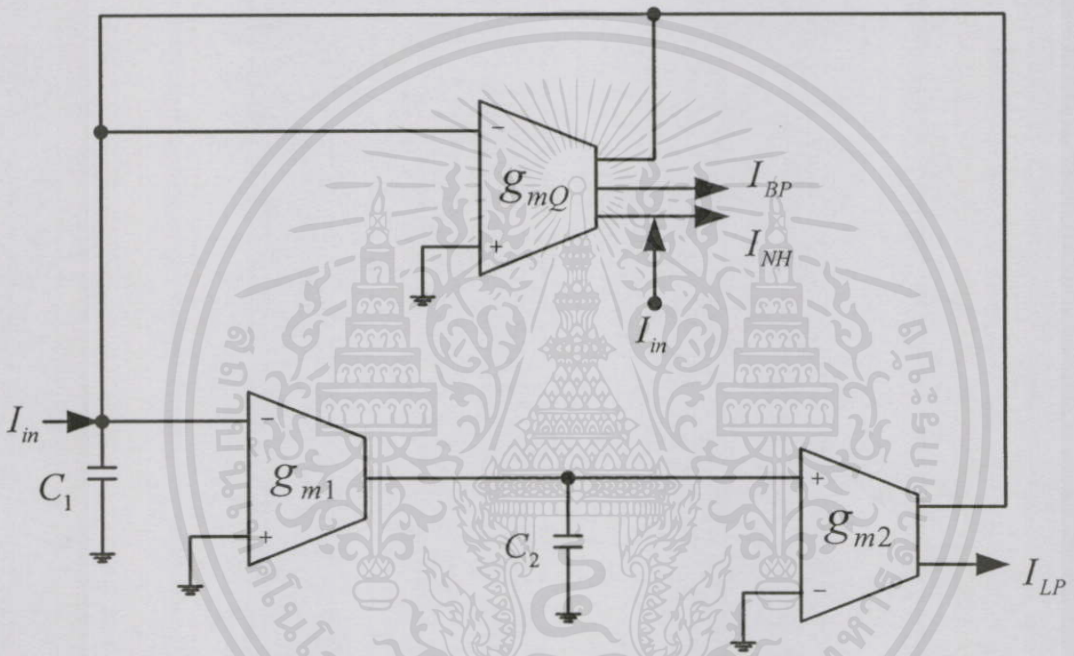
วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสด้วย OTA และตัวเก็บประจุ โดยสังเคราะห์จากฟังก์ชั่นตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกเป็นสมการตั้งต้น ซึ่งเป็นหลักการที่สามารถนำมาสังเคราะห์ตัวกรองได้เป็นอย่างดี การใช้สมการนี้ตั้งต้นทำให้ได้ผลดีต่อการปรับค่า Q_p ของวงจร ให้สามารถปรับได้ทั้งแบบวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และทางกายภาพด้วยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ ซึ่งทั้งสองวิธีนี้ จะไม่มีผลกระทบใดๆ ต่อความถี่ตอบสนอง และยังสามารถยืนยันการปรับค่า Q_p ไม่จำกัดอยู่เพียงค่า g_m ของ OTA ทำให้สามารถปรับค่า Q_p ได้กว้างมาก อีกทั้งวงจรที่สังเคราะห์ได้นั้นยังสามารถให้คุณสมบัติเป็นตัวกรองชนิดอื่นๆ ได้อย่างครบถ้วนอีกด้วย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
เปรียบเทียบกับวงจรตัวกรองความถี่ที่มีผู้ตีพิมพ์มาแล้ว

ในบทนี้จะทำการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียระหว่างงานวิจัยที่นำเสนอกับงานวิจัยที่เคยมีผู้ตีพิมพ์มาแล้ว โดยจะหยิบยกเอางานวิจัยของ C.Chang "Unified active filter biquad structure," [5] ซึ่งได้ทำการตีพิมพ์ไว้เมื่อ เดือนสิงหาคม ปี ค.ศ. 2004 ที่ได้กล่าวถึงมาแล้วในบทที่ 4 ในบทนี้จะขอเปลี่ยนชื่อตัวแปรในงานวิจัยของ C. Chang เพื่อให้ง่ายในการเปรียบเทียบ



รูปที่ 6.1 วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสของ C. Chang [5] หลังจากทำการเปลี่ยนชื่อตัวแปร

จะได้สมการออกมาเป็น ดังสมการ

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{6.1}$$

$$Q_p = \frac{C_1}{g_{mQ}}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{6.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1 การปรับค่าความถี่ตอบสนอง

การปรับค่า ω_p ในงานวิจัยของ C. Chang เมื่อเปรียบเทียบกับวิทยานิพนธ์นี้แล้ว จะมีค่าเหมือนกันทุกประการ โดยทั้ง 2 งานวิจัยสามารถหาค่า ω_p ได้ตามสมการที่ (6.1) ซึ่งสามารถปรับค่าได้ทั้งทางกายภาพและทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่า C และ g_m ตามลำดับ

6.2 การปรับค่าคุณภาพ

การปรับค่า Q_p ของทั้ง 2 งานวิจัยสามารถปรับได้โดยอิสระกับค่า ω_p เหมือนๆ กัน แต่สิ่งที่แตกต่างกันคือ งานวิจัยของ C. Chang สามารถปรับค่า Q_p ได้จากค่า g_{mQ} ค่าเดียว ซึ่งถ้าไม่ใช่โอทีเอในอุดมคติ ค่า g_{mQ} จะมีข้อจำกัดในการปรับค่าขึ้นอยู่คุณสมบัติภายในของโอทีเอนั้นๆ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอ การปรับค่า Q_p จากค่า g_{mQ} อีกทั้งยังสามารถปรับได้จากค่า C_Q ด้วย ซึ่งหมายถึงวงจรตัวกรองความถี่ที่นำเสนอนี้สามารถปรับค่า Q_p ได้ทั้งทางอิเล็กทรอนิกส์และทางกายภาพ โดยที่เป็นอิสระกับค่า ω_p ทั้ง 2 วิธี

6.3 สรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบวงจรที่เคยได้รับการตีพิมพ์มาแล้วกับวงจรที่งานวิจัยนี้นำเสนอ เพื่อให้เห็นข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันไป โดยผลสรุปการเปรียบเทียบเป็นดังตารางที่ 7

ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบงานวิจัยที่ตีพิมพ์แล้วกับงานที่นำเสนอ

งานวิจัย	การปรับค่า ω_p และ Q_p เป็นอิสระต่อกัน		จำนวนอุปกรณ์	
	กายภาพ	อิเล็กทรอนิกส์	OTA	C
C.Chang [4]	N	N	2	2
C.Chang [5]	N	Y	3	2
วงจรที่นำเสนอ	Y	Y	3	3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

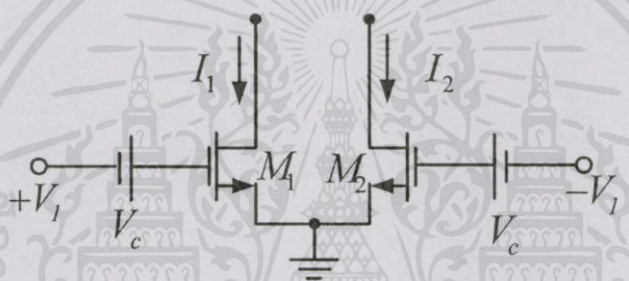
บทที่ 7

ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากวงจรตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ได้นำเสนอ มีข้อเสียในการปรับค่า g_m ซึ่งไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) ดังสมการ

$$g_m = \sqrt{I_b(\mu_0 C_{ox} W / L)} \tag{7.1}$$

ในบทนี้จึงขอเสนอแนะวิธีการแก้ไขปัญหาดังกล่าว ด้วยหลักการดังต่อไปนี้



รูปที่ 7.1 หลักการของวงจรทรานสคอนดัคเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้น

จากรูปที่ 7.1 เป็นหลักการของวงจรทรานสคอนดัคเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้น และสามารถปรับค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ได้ โดยกระแส I_1 เกิดจากแรงดันอินพุท V_{in} รวมกับแรงดันควบคุม V_c และกระแส I_2 เกิดจากแรงดันอินพุท $-V_{in}$ รวมกับแรงดันควบคุม V_c โดยที่มอสเฟททั้งคู่จะทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ดังนั้นสมการของ I_1 และ I_2 จะมีค่าเท่ากับ

$$I_1 = \frac{\mu_o C_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)(V_1 + V_c - V_T)^2 \tag{7.2}$$

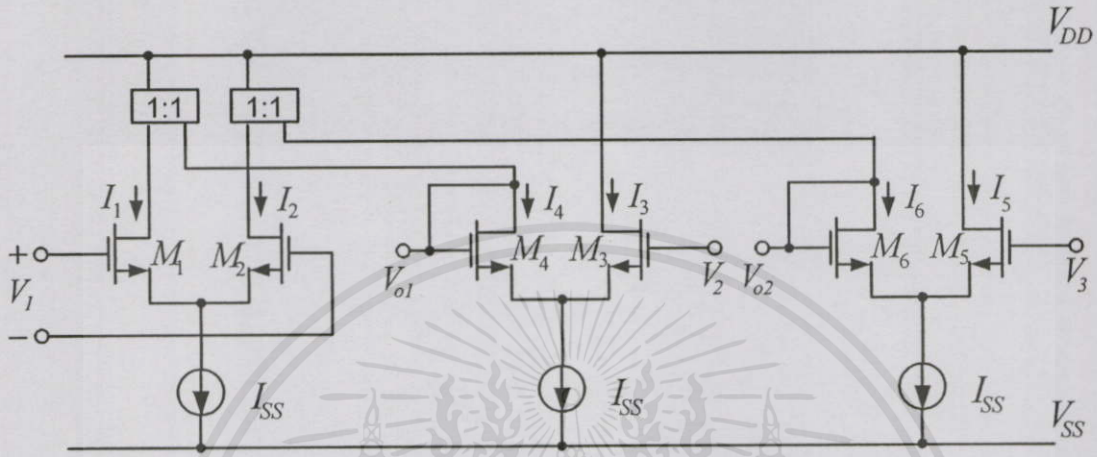
$$I_2 = \frac{\mu_o C_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)(-V_1 + V_c - V_T)^2 \tag{7.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta I = I_1 - I_2 = 2\mu_o C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_c - V_T)V_1 \tag{7.4}$$

$$g_m = 2\mu_o C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_c - V_T) \tag{7.5}$$

จากสมการ (7.4) จะเห็นได้ว่าค่าความแตกต่างกระแสจะมีค่าเป็นเชิงเส้น และค่า g_m ดังสมการที่ (7.5) ก็ยังเป็นเชิงเส้นด้วย



รูปที่ 7.2 วงจรบวก/ลบสัญญาณ

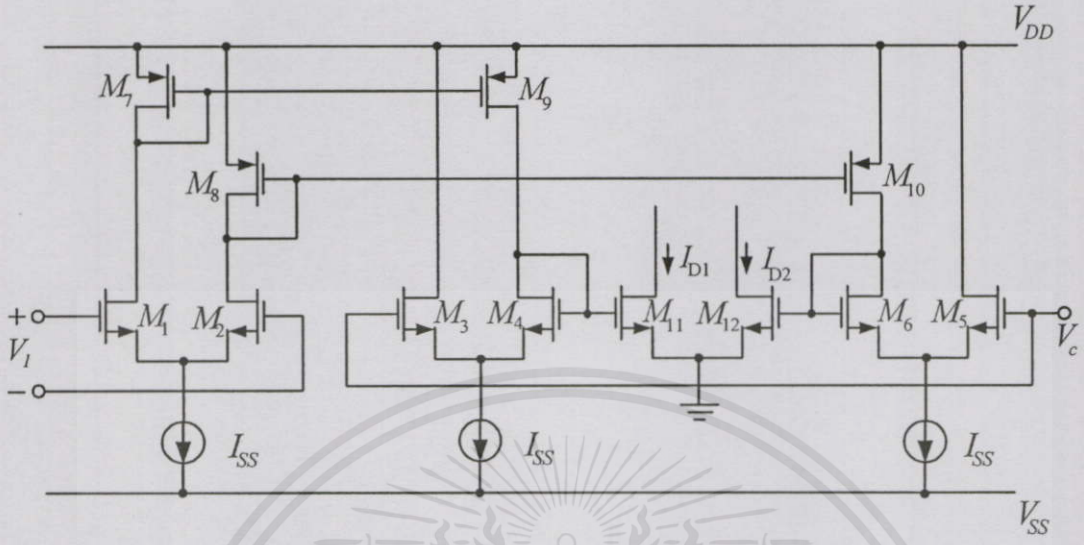
โดยรูปที่ 7.2 นั้น จะต้องมีวงจรที่ทำหน้าที่เป็นอินพุทให้กับทรานซิสเตอร์ M1-M2 ซึ่งใช้หลักการของ การบวก/ลบสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วยวงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียลและวงจรสะท้อนกระแส โดย M1-M6 เป็นวงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล มีกระแส $I_1 = I_4 = I_5$ และ $I_2 = I_3 = I_6$ ซึ่งทำได้จากวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราการการสะท้อนเป็น 1:1 เมื่อพิจารณารูปที่ 7.2 จะเห็นได้ว่าทรานซิสเตอร์ M4 และ M6 เป็นการไบอัสตัวเอง ซึ่งเมื่อกระแส $I_1 = I_4 = I_5$ และ $I_2 = I_3 = I_6$ แล้ว ทำให้แรงดันไบอัสให้กับขาเกทของทรานซิสเตอร์ M4 และ M6 หรือ V_{O1} และ V_{O2} จึงมีค่าเท่ากับ

$$V_{O1} = V_1 + V_2 \tag{7.6}$$

$$V_{O2} = -V_1 + V_3 \tag{7.7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (7.6) และ (7.7) สามารถนำมาต่ออินพุทให้กับวงจรรูปที่ 7.2 ได้ โดยกำหนดค่าแรงดัน V_2 และ V_3 ให้มีค่าเท่ากับ V_c และวงจรที่ใช้งานจริงจะเป็นดังรูปที่ 7.3



รูปที่ 7.3 วงจรบวก/ลบสัญญาณที่นำไปต่อกับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 currentmode universal filter with minimum component using dualoutput current conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp.524-525, April 1999.

[3] C. Chang, "New multifunction OTA-C biquads," *IEEE Tran .Circuits and Syst.*, vol. 46, pp.820-824, June 1999.

[4] C. Chang and S. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, pp.1235-1238, Aug. 2000.

[5] C. Chang, B. M. Al-Hashimi and J. N. Ross, "Unified active filter biquad structure," *IEE Proc. (part G)*, vol.151, pp.273- 277, Aug. 2004.

[6] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filter," *Int. J. Electron.*, vol. 76, pp.1115-1120, 1994.

[7] M. T Abuelma'atti and A Bentrcia, "New universal currentmode multiple-input multiple-output OTA-C filter," *Proc. Of APCCAS*, pp.1037-1039, Dec. 2004

[8] E. Sanchez-Sinnencio, R. L Geiger and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continous-Time Two Integrator Loop OTA filter structures," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 35, pp.936-946, Aug. 1988.

[9] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear converyors," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp1727-1728,1995.

[10] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, and R. W. Newcomb, "Statevariable synthesis for insensitive integrated circuit transfer function," *IEEE Trans. Solid-state Circuits*, vol. SC-2, pp.87- 92, 1967.

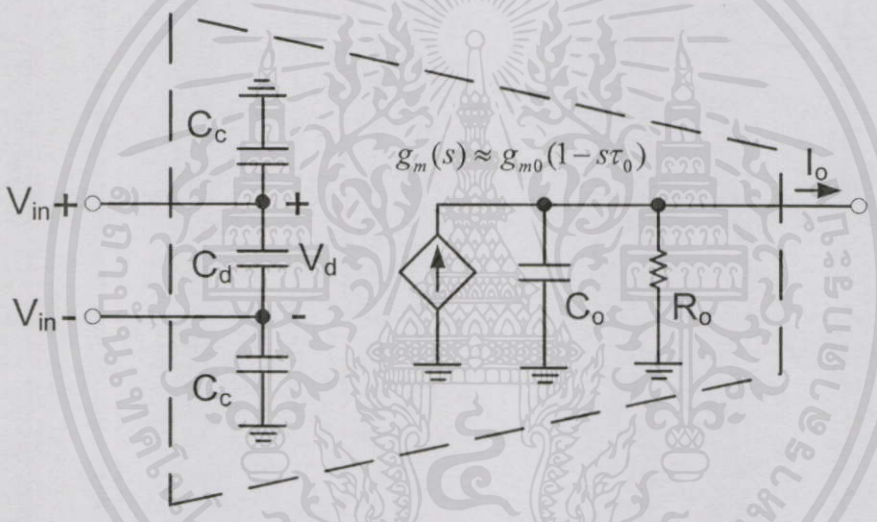
[11] Kobchai Dejhan, Chatcharin Soonyeekan, Pipat Prommee, Paiboon Tooprakrai, Fusak Cheevasuvit and Ekachai Prommas, "A high performance MOSFET voltage-controlled floating resistance circuit," *Proc. Of 7th International Symposium on IC Technology, System and Application : ISIC-97,* Singapore, Sep. 10-12, 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ก ผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติของ OTA-C

ในส่วนนี้เราจะกล่าวถึงผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติของ OTA-C ที่มีผลต่อสมการการส่งผ่านของวงจรตัวกรองความถี่ คุณสมบัติของโอทีเอมีความสำคัญมาก เมื่อเราต้องการใช้งานในย่านความถี่กว้างๆ รูปที่ 1ก แสดง Macromodel ของโอทีเอ โดยที่ C_d คือตัวเก็บประจุอินพุทในโหมดดิฟเฟอร์เรนเชียล, C_c คือตัวเก็บประจุอินพุทในโหมดคอมมอน, C_o คือตัวเก็บประจุเอาท์พุท, R_o คือตัวต้านทานเอาท์พุท



รูปที่ 1ก OTA Macromodel

$$g_m(s) \approx g_{m0}(1-s\tau_0) \qquad ; \omega\tau_0 << 1 \qquad (1ก)$$

เมื่อ $\omega\tau_0$ คือ ค่าเฟสที่ผิดเพี้ยนไป ถ้าค่า $\omega_{0i} = 1/\tau_i$ คือค่าโพลที่สองของตัวโอทีเอ ในช่วงความถี่ที่ $\omega << \omega_0$ สมการการส่งผ่านแรงดันของแต่ละโอทีเอ จะสามารถประมาณค่าได้เป็น

$$A_i(s) \cong \frac{g_{mi}}{sC_i}(1-\tau_i s) \qquad ; (i=1,2,3) \qquad (2ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2ก) เมื่อค่า $\tau_i = 1/\omega_{0i}$ คือค่าความหน่วงเวลา (Delay Time) ของโอทีเอ ซึ่งจะทำให้ค่าสมการการส่งผ่านของวงจรที่นำเสนอมีค่าเปลี่ยนไปดังสมการ

$$T_{LPn}(s) \cong \frac{\frac{g_{m2}g_{mQ}}{C_2C_Q}\left[s^2\tau_2\tau_3 - s(\tau_2+\tau_3)+1\right]}{D_n(s)} \tag{3ก}$$

$$T_{HPn}(s) \cong \frac{s^2}{D_n(s)} \tag{4ก}$$

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{\frac{g_{mQ}}{C_Q}\left[-s^2\tau_2 + s\right]}{D_n(s)} \tag{5ก}$$

$$T_{BRn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left[s^2\tau_1\tau_3 - s(\tau_1+\tau_3)+1\right]}{D_n(s)} \tag{6ก}$$

$$T_{APn}(s) \cong \frac{s^2 - \frac{g_{mQ}}{C_Q}\left[s - s^2\tau_2\right] + \frac{g_{m2}g_{mQ}}{C_2C_Q}\left[s^2\tau_2\tau_3 - s(\tau_2+\tau_3)+1\right]}{D_n(s)} \tag{7ก}$$

โดยที่

$$D_n(s) \cong s^2\left(1 - \frac{g_{mQ}}{C_Q}\tau_2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1\tau_3)\right) + s\left(\frac{g_{mQ}}{C_Q} - \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1+\tau_3)\right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}$$

จากสมการของ $D_n(s)$ จะได้ค่า ω_{Pn} และ Q_{Pn} ของวงจรตัวกรองความถี่ที่ไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$\omega_{Pn} \cong \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{8ก}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{Pn} \cong \frac{C_Q\sqrt{g_{m1}g_{m2}C_1C_2}}{g_{mQ}C_1C_2 - g_{m1}g_{m2}C_Q(\tau_1+\tau_3)} \tag{9ก}$$

จะเห็นได้ว่าถ้าเราไม่ต้องการให้ค่าความผิดเพี้ยนต่างๆ มีผลกับสมการการส่งผ่านของวงจรตัวกรองความถี่ตามสมการที่ (3ก) – (7ก) เราสามารถกำหนดเงื่อนไขได้ดังสมการ (10ก)

$$\left.\begin{aligned}\left(\frac{g_{mQ}}{C_Q}\tau_2+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1\tau_3)\right)&<<1\\ \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1+\tau_3)\right)&<<\left(\frac{g_{mQ}}{C_Q}\right)\end{aligned}\right\} \qquad (10ก)$$

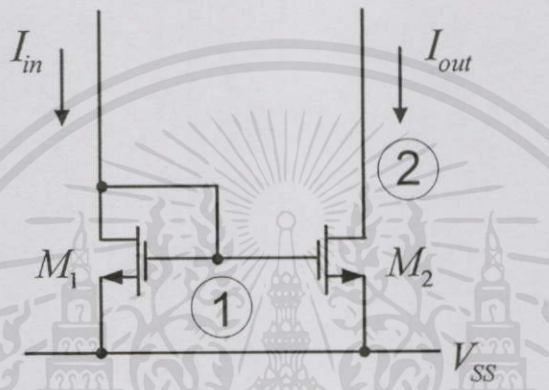
และจากสมการที่ (8ก และ (9ก) จะเห็นว่าค่าความผิดเพี้ยนต่างๆ ไม่มีผลกระทบกับค่าความถี่ตอบสนอง ω_{Pn} แต่มีผลเล็กน้อยกับค่าคุณภาพของวงจร Q_{Pn} เราสามารถแก้ไขได้โดยกำหนดเงื่อนไข ดังสมการ (11ก)

$$g_{m1}g_{m2}C_Q(\tau_1+\tau_3)<<g_{mQ}C_1C_2 \qquad (11ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานนั้นสามารถแบ่งการวิเคราะห์วงจรได้เป็น 2 ส่วนคือ การวิเคราะห์วงจรทางไฟตรง และไฟสลับ การวิเคราะห์วงจรทางไฟตรงจะสามารถวิเคราะห์ในแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ (Large-Signal Model) ซึ่งในการวิเคราะห์ทางไฟตรงจะสามารถหาค่าอัตราส่วนการสะท้อนกระแส



รูปที่ 1ข วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 1ข สามารถเขียนสมการของแรงดัน V_1 ได้ดังสมการที่ (1ข)

$$V_1 = \sqrt{\frac{I_{in}}{\beta_1}} + V_{TN} \qquad (1ข)$$

และสมการของกระแสเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ

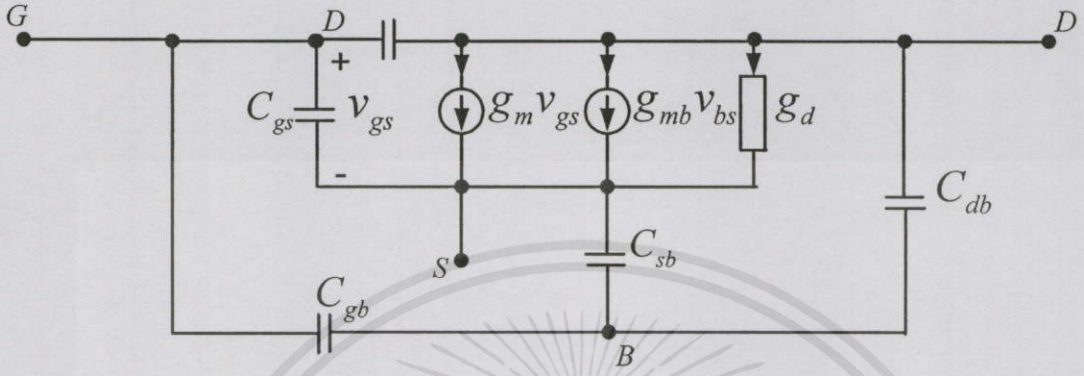
$$I_{out} = \beta_2 (V_1 - V_{TN})^2 \qquad (2ข)$$

โดยที่ $\beta_i = \frac{\mu C_{OX}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_i$ และเนื่องจากที่ขาเกทของทรานซิสเตอร์จะไม่มีกระแสไหล ทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 มีความสมพงษ์กันทุกประการ เป็นผลให้อัตราส่วนของกระแสมีค่าเท่ากับ

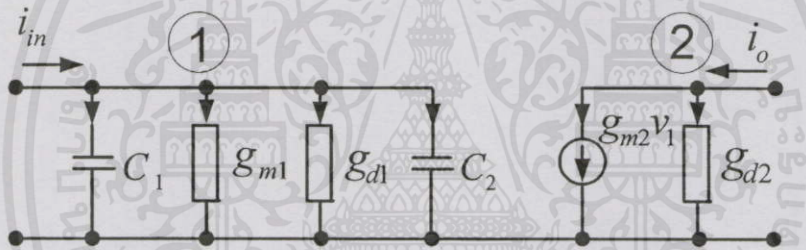
$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \qquad (3ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการวิเคราะห์วงจรทางไฟสลับจะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กซึ่งจะไม่สามารถวิเคราะห์หาค่าอินพุท และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ และการตอบสนองทางความถี่ได้ โดยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรูปที่ 2ข แสดงไว้ดังรูป 3ข

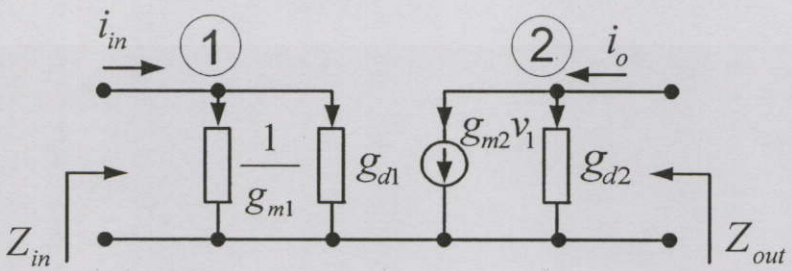


รูปที่ 2ข แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3ข แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 3ข ตัวเก็บประจุ $C_i = C_{gsi}$ และ โดยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์หาอินพุทและเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ จะแสดงไว้ดังรูปที่ 4ข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4ข แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเพื่อวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน

จากรูปที่ 4ข อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานจะมีค่าเท่ากับ

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \tag{4ข}$$

และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานจะมีค่าเท่ากับ

$$Z_{out} = r_2 = r_{d2} \tag{5ข}$$

ในการวิเคราะห์หาค่าสมการการส่งผ่านของกระแส อินพุทและเอาท์พุท สามารถเขียนเป็นสมการโดยหลักการของ KCL ได้เป็น

$$i_{in} = v_1 s(C_1 + C_2) + v_1(g_{m1} + g_{d1}) \tag{6ข}$$

$$i_O \cong g_{m2} v_1 \tag{7ข}$$

แทนสมการที่ (6ข) ในสมการที่ (7ข) ได้สมการการส่งผ่านในรูปแบบของกระแสเป็น

$$\frac{i_O}{i_{in}} \cong \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{d1} + s(C_1 + C_2)} \tag{8ข}$$

จากสมการที่ (8ข) สามารถประมาณค่าความถี่ตอบสนองได้เป็น

$$\omega_{-3dB} \cong (g_{m1} + g_{d1})/(C_1 + C_2) \tag{9ข}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยใช้ OTA-C ปรับค่า Q ได้อย่างเป็นอิสระ

Independent tunable-Q current-mode OTA-C universal filter

มนตรี สมดุลยกนก* ณัฐวิทย์ ประภากร** พิพัฒน์ พรหมมี** กอบชัย เดชหาญ**

*ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม โทร. 0-2457-0068 ต่อ 123 E-mail: monsom@siamu.com

**คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

โทร. 0-2326-4238 โทรสาร 0-2326-4554 E-mail: pipat@telecom.kmitl.ac.th

EL16

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยหลักการของสมการไบควอดเดรติก สมการไบควอดเดรติกดั้งต้นที่นำมาสังเคราะห์ คือ สมการของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก วงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่หลักเป็นตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก ปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_P) ได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ และสามารถปรับค่าคุณภาพ (Q_P) ได้กว้างอย่างเป็นอิสระ นอกจากนั้นยังสามารถให้คุณสมบัติตัวกรองอื่นๆ ได้อย่างครบถ้วน เช่น ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน และตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน การสังเคราะห์วงจรจะใช้วงจรขยายความนำ (OTA) และตัวเก็บประจุ เป็นอุปกรณ์หลัก การปรับค่าคุณภาพของวงจรที่นำเสนอสามารถทำได้ทั้งวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และ/หรือ ปรับค่าตัวเก็บประจุ เพื่อการปรับค่าคุณภาพได้กว้าง และ ไม่มีผลกระทบกับค่าความถี่ตอบสนอง คุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

คำสำคัญ : วงจรขยายความนำ, ตัวกรองความถี่, ปรับค่าได้

Abstract

A universal current-mode active filter with independent tunable-Q realized by band-reject function is proposed. The parameter Q_P can be tuned independently. However, the four different kind filter functions as lowpass, highpass, bandpass and band-reject response can be also obtained without changing circuit topology. The parameters ω_P can be electronically wide-range tuned through adjusting the transconductance gains of the OTAs. The proposed circuit employs three OTAs and three capacitors. Moreover, the parameter Q_P can be also tuned by both electronically and/or direct changing of a capacitor manually for wide-range Q_P tunable without effect to the ω_P. The simulation results have been carried out by PSpice.

Keywords: OTA, Filter, Tunable

1. บทนำ

ในการประมวลสัญญาณทางอนาลอกในปัจจุบัน ตัวกรองสัญญาณได้มีการออกแบบ และพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง การทำงานของวงจรในรูปแบบกระแส เป็นที่ทราบกันเป็นดีว่ามีข้อดีกว่าวงจรที่ทำงานในรูปแบบแรงดัน มีงานวิจัยก่อนหน้าได้ออกแบบวงจรกรองความถี่ให้ทำงานในรูปแบบกระแส โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟไว้หลายชนิด เช่น วงจรตามกระแส [1] (Current Follower: CF) วงจรสายพานกระแส [2] (CCII) และวงจรขยายความนำ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) [3-8] เป็นต้น

สมการการส่งผ่านแบบไบควอดเดรติก นับว่าเป็นหลักการที่นิยมกันอย่างกว้างขวาง และนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยหลักการนี้เองยังสามารถสร้างเป็นตัวกรองความถี่ได้หลายรูปแบบ [10] ซึ่งเป็นที่พบเห็นกันมายาวนาน

บทความนี้นำเสนอ การสังเคราะห์โครงสร้างตัวกรองความถี่จากสมการไบควอดเดรติก โดยใช้สมการของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก (Band-reject Filter) มาเป็นสมการตั้งต้น เพื่อให้ได้โครงสร้างที่สามารถสังเคราะห์ได้จากวงจรอินทีเกรเตอร์ ซึ่ง OTA และตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ โดยมุ่งเน้นที่นำเสนอหลักการในการสังเคราะห์ตัวกรองความถี่ สามารถปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_P) ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และสามารถปรับค่าคุณภาพ (Q_P) ได้อย่างเป็นอิสระ ทั้งด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และการเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ และ ด้วยหลักการของสมการไบควอดเดรติก เราสามารถได้คุณสมบัติของตัวกรองอื่น ๆ ตามมาด้วยอย่างครบถ้วน

เมื่อพิจารณาวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแส ที่เคยนำเสนอไว้โดยใช้ OTA 2-3 ตัว [3, 4] จะพบว่าสามารถปรับค่า ω_P และค่า Q_P ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ แต่การปรับค่า Q_P จะมีผลต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง ส่วนที่เคยนำเสนอไว้โดยใช้ OTA 3 ตัว [5] จะพบว่าสามารถปรับค่า ω_P และค่า Q_P ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์เพียงอย่างเดียว บทความนี้ยังนำเสนอแนวความคิดใหม่ที่ขยายเงื่อนไขการปรับค่า Q_P ได้ทั้งทางอิเล็กทรอนิกส์ และทางกายภาพทำให้ปราศจากข้อจำกัดในการปรับค่า Q_P

2. ทฤษฎี และ หลักการ

สมการที่ (1) แสดงสมการไบควอดเดรติกในรูปของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออก โดยทำการ Normalized ความถี่ ω_P ให้มีค่าเป็น 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

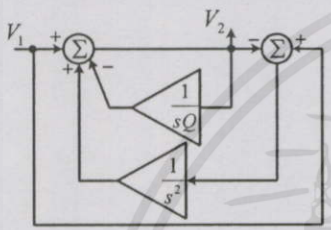
$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{s^2+1}{s^2+s/Q+1} \quad (1)$$

ปรับสมการให้อยู่ในรูปของอินทีเกรเตอร์ ทำให้สมการที่ (1) กลายเป็น

$$V_2(s)\left(1+1/sQ+1/s^2\right) = V_1(s)\left(1+1/s^2\right)$$

หรือ $$V_2(s) = V_1(s) + \left(\frac{V_1(s)-V_2(s)}{s^2}\right) - \frac{V_2(s)}{sQ} \quad (2)$$

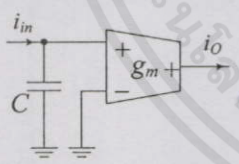
จากสมการที่ (2) สามารถนำมาเขียน Block Diagram ได้ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 Block Diagram ของหลักการที่นำเสนอ

3. วงจรกรองความถี่โหมดกระแส

จากหลักการรูปที่ 1 จะเป็นการแสดงในรูปของแรงดัน แต่เมื่อต้องการสร้างให้ทำงานในโหมดกระแส ก็สามารถทำได้เช่นเดียวกัน โดยให้ผลที่เหมือนกัน อุปกรณ์ที่ใช้สังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ในโหมดกระแสในบทความนี้ ประกอบขึ้นจาก อินทีเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) ที่สร้างจาก OTA และตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ดังรูปที่ 2 และมีสมการการส่งผ่านกระแสเป็นดังสมการที่ (3)



รูปที่ 2 อินทีเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

$$\frac{i_O}{i_{in}} = \frac{g_m}{sC} \quad (3)$$

จากหลักการรูปที่ 1 และรูปที่ 2 สามารถสร้างเป็นวงจรดังรูปที่ 3 โดยสมการการส่งผ่านสามารถสรุปได้ดังนี้

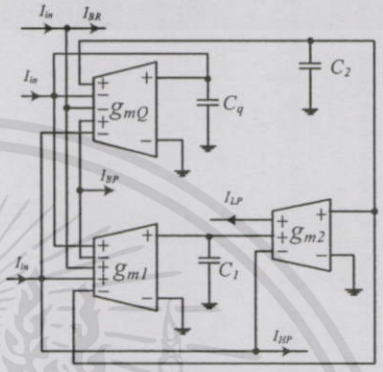
$$T_{BR} = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{D(s)} \quad (4)$$

$$T_{BP} = \frac{s\frac{g_{mQ}}{C_Q}}{D(s)} \quad (5)$$

$$T_{LP} = \frac{\frac{g_{m2}g_{mQ}}{C_2C_Q}}{D(s)} \quad (6)$$

และ $$T_{HP} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (7)$$

โดยที่ $$D(s) = s^2 + s\frac{g_{mQ}}{C_Q} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}$$



รูปที่ 3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่นำเสนอ

เมื่อพิจารณาเทียบกับรูปแบบทั่วไปของสมการไบควอดเดรติก

$$D(s) = s^2 + s\frac{\omega_P}{Q_P} + \omega_P^2$$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง ω_P และ Q_P มีค่าเท่ากับ

$$\omega_P = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (8)$$

และ $$Q_P = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \cdot \left(\frac{C_Q}{g_{mQ}}\right) \quad (9)$$

จากสมการที่ (8) ในปกติทั่วไปสามารถกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ ดังนั้นการปรับค่าความถี่ตอบสนอง สามารถทำได้โดยการปรับค่าเกนของ OTA ทั้งสองตัว ซึ่งถ้า OTA ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากันทุกประการจะเห็นได้ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองจะมีความเป็นเชิงเส้น

เมื่อพิจารณาในกรณีที่ต้องการปรับค่า Q_P จากสมการที่ (9) พบว่าเราสามารถปรับค่า Q_P อย่างเป็นอิสระโดยไม่มีผลกระทบต่อ ω_P ซึ่งทำได้ 2 วิธี โดยวิธีแรกกำหนดให้ค่า $C_Q = C$ ซึ่งทำให้ค่า Q_P มีค่าเท่ากับ g_m/g_{mQ} ส่วนอีกวิธีหนึ่งกำหนดให้ค่า $g_{mQ} = g_m$ ซึ่งทำให้ค่า Q_P มีค่าเท่ากับ C_Q/C

4. ค่าความไวของวงจร (Sensitivity)

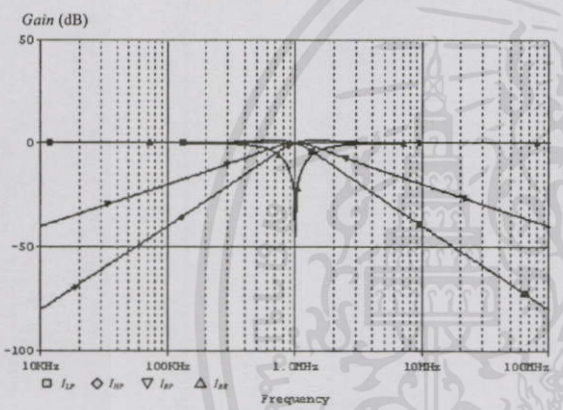
สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอนั้นคือ ค่าความไวของของอุปกรณ์แอคทีฟ และแพสซีฟในวงจร ที่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

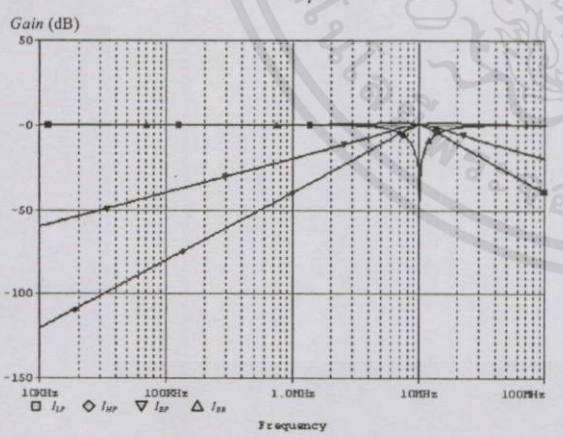
ผลต่อความถี่ตอบสนอง $S_x^{\omega_P}$ และค่าคุณภาพ $S_x^{Q_P}$ เมื่อ x คืออุปกรณ์แอคทีฟ และแพสซีฟแต่ละตัว ซึ่งพบว่าความไวมีค่าต่ำอยู่ระหว่าง ±0.5 ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าความไวตัวแปรแอคทีฟในวงจร

x	$S_x^{\omega_P}$	$S_x^{Q_P}$
g_{m1}	0.5	0.5
g_{m2}	0.5	0.5
g_{mQ}	0	-1
C_Q	0	1
C_1	-0.5	-0.5
C_2	-0.5	-0.5



รูปที่ 4 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบในรูปที่ 3 เมื่อค่าความนำมีค่าเท่ากับ $63\mu s$



รูปที่ 5 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบในรูปที่ 3 เมื่อค่าความนำมีค่าเท่ากับ $630\mu s$

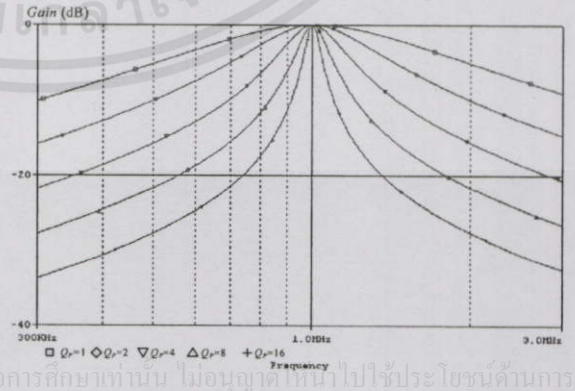
5. ผลการเลียนแบบการทำงาน

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส สามารถยืนยันคุณสมบัติ และประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้ Macro model OTA เพื่อพิสูจน์ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนอง สามารถควบคุมได้เป็นเชิงเส้น จากรูปที่ 4 และ 5 แสดงคุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบในรูปที่ 3 โดยกำหนดค่าตัวแปร $Q_P = 1$ ซึ่งทำได้โดยกำหนดค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้ $C_1 = C_2 = C_Q = 0.01nF$, $g_{m1} = g_{m2} = g_{mQ} = 63\mu s$ และ $630\mu s$ ตามลำดับ ซึ่งพบว่าค่าความถี่ตอบสนอง (f_P) มีค่าเท่ากับ 1 MHz และ 10 MHz ตามลำดับ แสดงให้เห็นว่าการควบคุมค่าความถี่ตอบสนองมีความเป็นเชิงเส้น ตามการปรับเกนของ OTA

ตารางที่ 2 การปรับค่า Q_P ด้วยค่า g_{mQ} และ C_Q

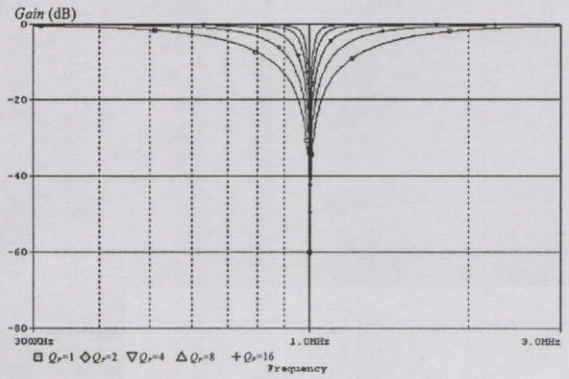
Q_P	วิธีที่ 1		วิธีที่ 2	
	C_Q	g_{mQ}	C_Q	g_{mQ}
1	$0.01nF$	$63\ \mu s$	$0.01nF$	$63\ \mu s$
2	$0.01nF$	$31.5\ \mu s$	$0.02nF$	$63\ \mu s$
4	$0.01nF$	$15.75\ \mu s$	$0.04nF$	$63\ \mu s$
8	$0.01nF$	$7.875\ \mu s$	$0.08nF$	$63\ \mu s$
16	$0.01nF$	$3.9375\ \mu s$	$0.16nF$	$63\ \mu s$

เพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (9) การปรับค่า Q_P จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง โดยการจำลองการทำงานของตัวกรองจะถูกกำหนดให้มีค่าความถี่ตอบสนองที่ 1 MHz และทดลองปรับค่า Q_P เท่ากับ 1, 2, 4, 8 และ 16 ตามลำดับ ซึ่งวิธีแรกทำได้โดยการกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C_Q = 0.01nF$ และปรับค่า g_{mQ} วิธีที่ 2 การปรับค่า Q_P ทำได้โดยกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_{mQ} = 63\mu s$ และปรับค่าตัวเก็บประจุ C_Q ดังตารางที่ 2 ผลการตอบสนองทางความถี่แสดงไว้ดังรูปที่ 6 และ 7 ซึ่งหลักการนี้จะเห็นได้ว่าการปรับค่า Q_P จะสามารถปรับได้สูงมาก ๆ โดยไม่มีข้อจำกัดในการปรับดังเช่นบทความก่อน [3-8] ซึ่งปรับโดยใช้ค่าความนำของ OTA แต่เพียงอย่างเดียว



รูปที่ 6 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน ทำการปรับค่า Q_P

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการอ้างถึง



รูปที่ 7 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกโดยการปรับค่า Q_P

ผลการจำลองการทำงานในกรณีของ BPF และ BRF โดยปรับค่า Q_P เป็นค่าต่างๆ ด้วยวิธีการข้างต้นได้แสดงไว้ดังรูปที่ 6 - 7 จะพบว่าการปรับค่า Q_P สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระ ทั้งด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และทางกายภาพ จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง

6. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอ การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสด้วย OTA และตัวเก็บประจุ โดยสังเคราะห์จากฟังก์ชั่นตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกเป็นสมการตั้งต้น ซึ่งเป็นหลักการที่สามารถนำมาสังเคราะห์ตัวกรองได้เป็นอย่างดี การใช้สมการนี้ตั้งต้นทำให้ได้ผลดีต่อการปรับค่า Q_P ของวงจร ให้สามารถปรับได้ทั้งแบบวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และทางกายภาพด้วยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ ซึ่งทั้งสองวิธีนี้ จะไม่มีผลกระทบใดๆ ต่อความถี่ตอบสนอง และยังสามารถยืนยันการปรับค่า Q_P ไม่จำกัดอยู่เพียงค่า g_m ของ OTA ทำให้สามารถปรับค่า Q_P ได้กว้างมาก อีกทั้งวงจรที่สังเคราะห์ได้นั้นยังสามารถให้คุณสมบัติเป็นตัวกรองชนิดอื่น ๆ ได้อย่างครบถ้วนอีกด้วย

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. 46, pp.820-824, June 1999.

[4] C. Chang and S. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, pp.1235-1238, Aug. 2000.

[5] C. Chang, B. M. Al-Hashimi and J. N. Ross, "Unified active filter biquad structure," *IEE Proc. (part G)*, vol.151, pp.273-277, Aug. 2004.

[6] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filter," *Int. J. Electron.*, vol. 76, pp.1115-1120, 1994.

[7] M. T Abuelma'atti and A Bentrcia, "New universal current-mode multiple-input multiple-output OTA-C filter," *Proc. of APCCAS*, pp.1037-1039, Dec. 2004

[8] E. Sanchez-sinnencio, R. L Geiger and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continous-Time Two Integrator Loop OTA filter structures," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 35, pp.936-946, Aug. 1988.

[9] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp1727-1728,1995.

[10] 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.

มนตรี สมดุลยกนก สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยสยาม ปี พ.ศ. 2535 และวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2549. สนใจในการวิจัยด้าน Analog Filter Design และ CMOS Analog Integrated Circuit Design ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

ณัฐวิทย์ ประภากร สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2548. ปัจจุบันกำลังศึกษาในหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สนใจในการวิจัยด้าน Analog Filter Design

พิพัฒน์ พรหมมี สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต และ วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2535, 2538 และ 2545 ตามลำดับ สนใจในการวิจัยด้าน Analog Signal Processing for Communications, Analog Filter Design และ CMOS Analog Integrated Circuit Design ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

กอบชัย เดชหาญ สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2521 และ 2523 ตามลำดับ และ Docteur จาก Ecole Nationale Superieure des Telecommunications Paris (ENST/Telecom Paris), France ในปี พ.ศ. 2532 สนใจในการวิจัยด้าน Communications Circuit Design, Analog Signal Processing for Communications, และ CMOS Integrated Circuit Design ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายณัฐวิทย์ ประภากร
วัน เดือน ปี เกิด	3 เมษายน พ.ศ. 2527
ที่อยู่	12/60 ซ.อินทามระ 33 แยก 1 ถ.สุทธิสาร แขวงดินแดง เขตดินแดง จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10320
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังเมื่อปี พ.ศ. 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้