การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยใช้ OTA-C

REALIZATION OF WIDELY INDEPENDENT TUNABLE Q OTA-C CURRENT MODE BIQUADRATIC UNIVERSAL FILTER

สรรค์ สุดแก้ว

SUN SUDKAEW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-163

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยใช้ OTA - C

REALIZATION OF WIDELY INDEPENDENT TUNABLE *Q* OTA – C CURRENT MODE BIQUADRATIC UNIVERSAL FILTER

สรรค์ สุดแก้ว

SUN SUDKAEW

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 87878
วัน,เดือน,ปี 19 มี.ค. 2552

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-010-168

REALIZATION OF WIDELY INDEPENDENT TUNABLE *Q* OTA – C CURRENT MODE BIQUADRATIC UNIVERSAL FILTER

SUN SUDKAEW

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2008

KMITL-2008-EN-M-010-168

COPYRIGHT 2008

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยใช้ OTA-C

Thesis Title Realization of Widely Independent Tunable Q OTA-C Current-Mode Biquadratic Universal Filter

นักศึกษา นายสรรค์ สุดแก้ว

รหัสประจำตัว 49060953

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2008-EN-M-010-168

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

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพุธที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551 เวลา 15.00-17.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยใช้ OTA-C
นักศึกษา	นายสรรค์ สุดแก้ว
รหัสประจำตัว	49060953
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยหลักการการลูปกลับของอินทีเกรเตอร์ 2ชนิด คือ อินทีเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสีย ซึ่งจะผลลัพธ์อยู่ในรูปสมการไบควอดเรติก การสังเคราะห์วงจรจากหลักการข้างต้นใช้โอทีเอ(OTA)ชนิดหลายเอาท์พุท 2 ตัวและตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ 3 ตัว โดยวงจรอินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียนั้นจะใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว หลักการที่นำเสนอนี้มีการปรับค่าคุณภาพ (Q_p) ที่เป็นอิสระจากค่าความถี่ ณ จุดทำงาน (ω_p) และความกว้างตามต้องการด้วยการปรับค่าตัวเก็บประจุและปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับอัตราการขยายของโอทีเอ (OTA) ส่วนการปรับค่าความถี่ ณ จุดทำงาน (ω_p) กระทำได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าอัตราการขยายของโอทีเอ (OTA) นอกจากนั้นยังให้คุณสมบัติตัวกรองต่างๆได้อย่างครบถ้วน เช่น ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองความถี่แบนด์ผ่าน และ ตัวกรองความถี่ น๊อต(notch) โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบวงจร ซึ่งคุณสมบัติทั้งหมดของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

Thesis Title	Realization of Widely Independent Tunable Q OTA-C Current - mode Biquadratic Universal Filter
Student	Mr.Sun Sudkaew
Student ID.	49060953
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr.Pipat Prommee

ABSTRACT

A universal current-mode active filter based on 2 types of integrator, lossy and lossless integrators, is Multiple Output OTAs (MOOTA) and 3 grounded capacitors. The parameter Q_P can be wide-range tuned independent from the ω_P either changing of capacitor and transconductance gains. Moreover, 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 tuned through adjusting the transconductance gains of the OTAs. The simmulation results have been carried out by PSpice.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถจัดทำให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำปรึกษาของท่านอาจารย์ ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และคณาจารย์ของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และรวมถึง คุณ มนตรี สมดุลยกนก ซึ่งเป็นผู้ร่วมให้การแนะนำข้อมูลทางวิชาการที่เอื้อต่อการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้ โดยมี คุณพลานนท์ จิตต์สำรวย นักศึกษาปริญญาโท ที่ได้ช่วยตรวจคำบรรยาย คำศัพท์ รูปภาพ จนเป็นผลให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์และทำให้กระผมได้บรรลุถึงการสำเร็จทางการศึกษาปริญญามหาบัณฑิตในครั้งนี้

อนึ่งกำลังใจจากคุณพ่อคุณแม่พี่น้องครอบครัวและภรรยาที่คอยสนับสนุนให้กระผมเอาใจใส่ต่อการเรียนควบคู่ไปกับการอุทิศตนต่อหน้าที่การงานใน บมจ. กสท โทรคมนาคม ที่เป็นอาชีพเลี้ยงตัวเองจนจบการศึกษา

สรรค์ สุดแก้ว

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....II

กิตติกรรมประกาศ.....III

สารบัญ.....IV

สารบัญตาราง.....VII

สารบัญรูป.....VIII

บทที่ 1 บทนำ.....1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....1

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....1

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....2

1.4 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....3

1.5 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....3

1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....3

บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานสซิสเตอร์ และวงจรขยายความนำ.....4

2.1 ทฤษฎีหลักการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....4

2.1.1 โครงสร้างและการทำงานมอสทรานสซิสเตอร์.....4

2.1.2 การทำงานของวงจรขยายสัญญาณด้วยมอสทรานซิสเตอร์.....7

2.1.3 วงจรขยายความนำด้วยมอสทรานซิสเตอร์.....11

2.1.4 โมเดลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายทรานคอนดักแตนซ์ (g_m) 14

2.2 ทฤษฎีหลักการทำงานของโอทีเอ (OTA).....15

2.2.1 ทฤษฎีการทำงานเบื้องต้นของโอทีเอ(OTA).....15

2.2.2 วงจรกระแสคงที่และวงจรสะท้อนกระแส.....17

2.2.3 วงจรสมมูลย์และโครงสร้างโอทีเอ(OTA) และเอ็มโอโอทีเอ.....19

2.2.4 โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ(OTA) และเอ็มโอโอทีเอ.....22

2.3 รูปแบบและคุณสมบัติต่างๆของวงจรโอทีเอ(OTA).....23

2.3.1 รูปแบบต่างๆ ของวงจรโอทีเอ(OTA).....23

2.3.2 การนำเอาวงจรโอทีเอ (OTA) มาใช้ในตัวกรองแบบอะนาลอก.....24

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 ทฤษฎีของการนำโอทีเอ(OTA) มาออกแบบเป็นตัวกรองความถี่อะนาลอก.....25

3.1 ทฤษฎีตัวกรองความถี่.....25

3.2 ตัวกรองสัญญาณหลายหน้าที่ (Universal filter).....27

3.3 ฟังชั่นตัวกรองลำดับที่ 2 (Second order filter function).....28

3.4 ค่าความไวของวงจร (Sensitivity).....31

3.5 ตัวกรองความถี่หน้าที่เดียวและตัวกรองความถี่หลายหน้าที่.....33

3.6 ตัวกรองความถี่โหมดกระแสรูปแบบใหม่หลายหน้าที่.....36

3.6.1 โครงสร้างและการทำงาน.....37

3.6.2 คุณลักษณะของตัวกรองหลายหน้าที่.....37

3.7 การปรับค่าของตัวกรองความถี่.....38

3.7.1 การปรับตัวกรองด้วยการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m).....38

3.7.2 การปรับตัวกรองด้วยค่าพารามิเตอร์อื่นๆ.....38

3.8 การนำวงจรเอ็มโอโอทีเอมาทำเป็นตัวกรองความถี่.....38

3.8.1 ตัวกรองความถี่โหมดกระแส.....38

3.8.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายโหมดกระแสด้วยเอ็มโอโอทีเอ.....38

3.9 การประยุกต์ใช้รูปแบบของวงจร.....38

บทที่ 4 ตัวกรองความถี่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยโอทีเอซี.....40

4.1 การออกแบบตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ด้วยโอทีเอซี.....40

4.2 ทฤษฎีและหลักการในการออกแบบด้วยสมการไบควอดเดรติก (Biquadratic).....40

4.3 วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตด้วยซีมอส 41

4.4 ตัวกรองความถี่โหมดกระแสด้วยอินทีเกรเตอร์สูญเสียและไม่สูญเสีย.....42

4.5 การปรับค่าคุณภาพ (Q_p) และค่าความถี่จุดทำงาน (ω_p) ของตัวกรองความถี่.....45

4.6 ค่าความไว (Sensitivity) ของตัวกรองความถี่.....46

4.7 โครงสร้างในรูปแบบของสัญญาณขนาดเล็กของตัวกรองหลายหน้าที่ OTA-C.....47

4.8 ค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของตัวกรองหลายหน้าที่ OTA-C.....49

4.9 การเปรียบเทียบโครงสร้างของวงจรที่สังเคราะห์กับตัวกรองความถี่แบบอื่นๆ.....52

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 ผลการทดลอง.....53

5.1 การจำลองและทดสอบตัวกรองความถี่.....54

5.2 ผลการจำลองและทดสอบตัวกรองความถี่ LP, HP, BP, notch ที่ (I_b) = 5, 50 uA....56

5.2.1 ผลของสัญญาณตัวกรอง LP, HP, BP, notch ที่ I_b = 5, 50 uA.....56

5.2.2 ผลของการปรับค่าคุณภาพ Q_p ของตัวกรอง BP, notch.....56

5.2.3 ผลการจำลองสัญญาณของตัวกรองแบนด์ผ่าน (BP) โดยเปลี่ยน C_Q.....57

5.2.4 ผลการจำลองสัญญาณของตัวกรอง notch โดยเปลี่ยนค่า C_Q.....58

5.2.5 ผลการจำลองตัวกรองแบนด์ผ่านด้วยกระแส I_b = 50 uA , ที่ Q_p =1.....59

5.2.6 ผลการจำลองตัวกรอง notch ด้วยกระแส I_b = 50 uA ,ที่ Q_p =1.....60

5.2.7 ผลการจำลองตัวกรองต่ำผ่านด้วยกระแส I_b = 50 uA ,ที่ Q_p =1.....61

5.2.8 ผลการจำลองตัวกรองสูงผ่านด้วยกระแส I_b = 50 uA ,ที่ Q_p =1.....62

5.3 การวิเคราะห์การทำงานของตัวกรองความถี่ที่นำเสนอ.....62

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....64

6.1 สรุปผลคุณลักษณะของตัวกรองความถี่ด้วย OTA-C ที่นำเสนอ.....64

6.2 ข้อเสนอแนะ.....64

เอกสารอ้างอิง.....65

ภาคผนวก.....67

ภาคผนวก ก โมเดลทรานซิสเตอร์T14Y PMOS และ NMOS ที่ใช้วิเคราะห์
ในโปรแกรม PSpice (Orcad) 68

ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....73

ประวัติผู้เขียน.....79

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3.1 แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองหลายหน้าที่ด้วยโอทีเอซี (OTA-C).....35

3.2 แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต-เอาท์พุตตัวกรองหลายหน้าที่.....36

4.1 ค่าความไวของจุดทำงาน Q_p และ ω_p 47

5.1 รายละเอียดขององค์ประกอบของมอสทรานซิสเตอร์ในเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA).....53

5.2 แสดงความสัมพันธ์ในการปรับค่า Q_p ด้วยค่ากระแสไบอัส (I_b) 55

5.3 แสดงความสัมพันธ์ในการปรับค่า Q_p ด้วยค่าคาปาซิสเตอร์ C_Q 55

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 (ก) สัญลักษณ์ของมอสเฟสพีแชลแนล (ข) สัญลักษณ์ของมอสเฟสพีแชลแนลเอ็น....4

2.2 โครงสร้างทางกายภาพของมอสเฟทเอ็นแชลแนลหรือเอ็นมอส....5

2.3 คุณลักษณะ $i_D - V_{DS}$ ในทางอุดมคติของมอสเฟสเอ็นแชนแนล....6

2.4 การทำงานของทรานสซิสเตอร์เอ็นมอส เมื่อกำหนดให้ V_{GS} มีค่าคงที่....7

2.5 กราฟความสัมพันธ์ $i_D - V_{GS}$ ทรานซิสเตอร์เอ็นมอส ในบริเวณพินซ์ออฟ....9

2.6 ผลกระทบของ V_{DS} ต่อ i_D ในบริเวณพินซ์ออฟ....10

2.7 วงจรขยายสัญญาณด้วยซีมอสทรานซิสเตอร์อย่างง่าย....11

2.8 การทำงานของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายมอสเฟท....12

2.9 วงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรจากรูปที่ 2.8....14

2.10 แบบจำลองวงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟท....14

2.11 แบบจำลองวงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟสความถี่ต่ำ....15

2.12 วงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียลซึ่งเป็นภาคอินพุตของโอทีเอ (OTA)....16

2.13 (ก) วงจรกระแสคงที่ (I_{ref}) สะท้อนกระแสเบื้องต้น
(ข) คุณลักษณะทางเอาท์พุตของวงจรสะท้อนกระแส....18

2.14 สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ....19

2.15 วงจรสมมูลย์ของโอทีเอ (OTA) และเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)....20

2.16 โครงสร้างพื้นฐานภายในของโอทีเอ (OTA)....20

2.17 แสดงรูปสัญลักษณ์ของโอทีเอ (OTA)....21

2.18 แสดงรูปสัญลักษณ์ของเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)....21

2.19 แสดงโมเดลของสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ (OTA)....22

2.20 แสดงโมเดลของสัญญาณขนาดเล็กโอทีเอ (OTA) และเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)
(ก)โอทีเอ (OTA), (ข) เอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)....22

2.21 (ก), (ข), (ค) ซึ่งเป็นวงจรที่ต่อโอทีเอ (OTA) ในรูปแบบต่างๆ....23

2.22 ตัวกรองความถี่สูงผ่านด้วยโอทีเอซี (OTA-C)....24

3.1 ตัวกรองความถี่ในรูปแบบทูพอร์ทเนตเวิร์คโมเดล....25

3.2 คุณสมบัติตามอุดมคติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ....26

3.3 รูปแบบ Pole และ Zero ของวงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 5....28

3.4 แสดงเฟสเซอร์และสัญญาณเอาท์พุตของตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2 ทั้ง 5 แบบ....30

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.5 เป็นตัวกรองความถี่หน้าที่เดียวชนิดกรองสูงผ่าน....34

3.6 เป็นตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ชนิดที่เป็นอินติเกรเตอร์ที่เป็นวงจรอนุพันธ์ลำดับสอง....36

3.7 ตัวกรองความถี่รูปแบบใหม่หลายหน้าที่....37

4.1 Block Diagram ของการสังเคราะห์จากสมการตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน....41

4.2 วงจรวงจรภายในของตัวขยายสัญญาณซีมอสเอ็มโอโอที่เอ (CMOS MOOTA)....41

4.3 โอทีเอ (OTA) อินทีเกรเตอร์แบบ (ก) ไม่มีการสูญเสีย (ข) มีการสูญเสีย....42

4.4 ตัวกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่สังเคราะห์ได้....43

4.5 วงจรสมมูลย์ของโอทีเอ (OTA) ที่เป็นในแบบอุดมคติ....48

4.6 วงจรสมมูลย์ของโอทีเอ (OTA) ที่เป็นในแบบไม่เป็นไปตามอุดมคติ....48

4.7 วงจรสมมูลย์ของโอทีเอ (OTA) และเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA) ที่ไม่เป็นอุดมคติ....49

4.8 ตัวกรองหลายหน้าที่ด้วยเอ็มโอโอทีเอซี (MOOTA-C)....50

4.9 ตัวกรองความถี่โหมดแรงดัน....52

5.1 แสดงวงจรภายในของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร CMOS MOOTA....53

5.2 วงจรของตัวกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ที่นำเสนอ....54

5.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง LP, HP, BP, notch ที่ I_b =5 uA, f_C, f_0 = 100 KHz, Q_p = 1....56

5.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง LP, HP, BP, notch ที่ Ib = 50 uA, f_C, f_0 = 300 KHz, Q_p = 1....56

5.5 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 KHz, Q_p = 1-16: โดยการปรับค่า C_Q =0.1-1.6 nF....57

5.6 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 KHz, Q_p = 1-16: โดยการปรับค่า C_Q =0.1-1.6 nF....57

5.7 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 250 uS, f_0 = 300 KHz, Q_p = 1-16: โดยการปรับค่า C_Q = 0.1 – 1.6 nF....58

5.8 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 250 uS, f_0 = 300 KHz, Q_p = 1-16: โดยการปรับค่า C_Q = 0.1 – 1.6 nF....58

5.9 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q =0.1 nF....59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.10 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA,

f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q=0.1 nF.....59

5.11 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 50 uA,

f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q=0.1 nF.....60

5.12 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 50 uA,

f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q=0.1 nF.....60

5.13 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองต่ำผ่าน ที่ gm = 50 uA,

f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q=0.1 nF.....61

5.14 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองต่ำผ่าน ที่ gm = 50 uA,

f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q=0.1 nF.....61

5.15 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองสูงผ่าน ที่ gm = 50 uA,

f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q=0.1 nF.....62

5.16 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองสูงผ่าน ที่ gm = 50 uA,

f_0 = 300 KHz, Q_p = 1: โดยการปรับค่า C_Q=0.1 nF.....62

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การออกแบบวงจรรวมหรือไอซี (Integrated Circuit) เป็นส่วนหนึ่งของอุตสาหกรรมไมโครอิเล็กทรอนิกส์ (microelectronics) ไมโครอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเกี่ยวข้องกับการออกแบบและผลิตแผ่นวงจรรวม ความก้าวหน้าในการออกแบบวงจรมีประสิทธิภาพมากขึ้น นั้นคือมีขนาดที่เล็กลงและการใช้พลังงานที่ต่ำ ระบบสามารถที่จะทำงานได้ดีหรือดีขึ้นกว่าเดิม อุตสาหกรรมในปัจจุบันมีแนวโน้มในการผลิตเครื่องมือใช้งานขนาดเล็กแบบพกพา ซึ่งโดยทั่วไปใช้งานด้วยแรงดันแหล่งจ่ายจากแบตเตอร์รี่ขนาดเล็ก และไม่ต้องการสิ้นเปลืองพลังงานสำหรับวงจร และต้องออกแบบให้มีการใช้แรงดันต่ำ ทำให้อุปกรณ์ต่างๆรวมถึงวงจรรวม(Integrated Circuit) หรือ ไอซี (Ic) ที่ใช้ในเครื่องมือวัดแบบพกพาใช้แรงดันต่ำ โดยการใช้ ทฤษฎีของวงจรขยายสัญญาณกระแส (Current Amp)ในการออกแบบใช้งานเป็นวงจรต่างๆ รวมทั้งตัวกรองความถี่โหมดกระแส

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอตัวกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสโดยหลักการการลูปกลับของอินทีเกรเตอร์ 2 ชนิด คือ อินทีเกรเตอร์แบบสูญเสีย และ ไม่สูญเสีย ซึ่งจะได้ผลลัพธ์อยู่ในรูปของสมการไบควอตเดรติก ซึ่งการสังเคราะห์วงจรจากหลักการข้างต้นจะใช้เอ็มโอโอทีเอ (MOOTA) 2 ตัว และ ตัวเก็บประจุเชื่อมกราวด์ 3 ตัว โดยวงจรอินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียนั้นจะใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ซึ่งด้วยหลักการที่นำเสนอนี้ยังนำเสนอการปรับค่าปรับค่าคุณภาพ (Q_p) ที่เป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง และกว้างเท่าที่ต้องการ ด้วยการปรับค่าตัวเก็บประจุ และปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าอัตราการขยายของโอทีเอ (OTA) ส่วนการปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) สามารถได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าเกนของโอทีเอ (OTA) นอกจากนั้นยังสามารถให้คุณสมบัติตัวกรองต่างๆ ได้อย่างครบถ้วน เช่น ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน และ ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการออก โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบวงจร ซึ่งคุณสมบัติทั้งหมดของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การสังเคราะห์โครงสร้างตัวกรองความถี่ จากสมการไบควอดเดรติก โดยใช้สมการของตัวกรองความถี่แบนด์พาส (Band-pass Filter) มาเป็นสมการตั้งต้น เพื่อให้ได้โครงสร้างที่สามารถสังเคราะห์เป็นตัวกรองได้จากวงจรอินทีเกรเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA) และตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการสร้างเป็นตัวกรองความถี่

เมื่อพิจารณาตัวกรองความถี่รูปแบบกระแสได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่า Q_p จะไม่มีผลต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง แต่เป็นที่ทราบดีว่าการปรับค่าอัตราการขยายของ เอ็มโอโอทีเอ(MOOTA) จะมีขอบเขตในการปรับ ซึ่งก็หมายถึงค่า Q_p จะถูกจำกัดในการปรับตามไปด้วย

เพื่อหลีกเลี่ยงข้อจำกัดนี้บทวิจัยนี้จึงนำเสนอแนวความคิดที่ขยายเงื่อนไขการปรับค่า Q_p ได้ทั้งทางอิเล็กทรอนิกส์และทางกายภาพด้วยการการเปลี่ยนตัวเก็บประจุ (C_Q) ของวงจร และใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าคงที่ (C_1, C_2) สำหรับอินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสีย และอินทีเกรเตอร์ชนิดที่ไม่มีการสูญเสียอย่างละ 1 ตัว

1.3.1 เพราะเหตุใดปัญหานี้ถึงน่าสนใจ

เพราะถ้ามีการปรับค่าคุณภาพ (Q_p) และ ค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) ให้เป็นอิสระต่อกันโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อยกว่าและอีกทั้งยังสามารถปรับค่าคุณภาพ (Q_p) ได้ง่ายและ กว้างเท่าที่ต้องการก็น่าจะเป็นประโยชน์

1.3.2 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร

ออกแบบตัวกรองความถี่ให้ทำงานในรูปแบบกระแสโดยใช้ OTA หลายเอาท์พุท 2 ตัว และตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ 3 ตัว ที่สามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองได้ทางอิเล็กทรอนิกส์และปรับค่าคุณภาพ (Q_p) ได้โดยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุภายนอกเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ C_1, C_2 ซึ่งสามารถปรับได้กว้างเท่าที่ต้องการและสามารถทำงานเป็นตัวกรองความถี่ได้หลายชนิดในเวลาเดียวกัน.

1.3.3 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

ตัวกรองที่เคยนำเสนอมาในอดีตแม้ว่าจะสามารถทำการปรับค่าค่าคุณภาพ (Q_p) และค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์และเป็นอิสระต่อกันแล้วก็ตามก็ยังคงต้องใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนมากและมีข้อจำกัดในการปรับเนื่องจากอุปกรณ์แอคทีฟมีช่วงการปรับกระแสไบอัสอุปกรณ์ที่จำกัดนั่นเอง

1.4 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์โครงสร้างตัวกรองความถี่จากสมการไบควอดเดรติกโดยใช้สมการของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (Band-pass Filter) มาเป็นสมการตั้งต้น เพื่อให้ได้โครงสร้างที่สามารถสังเคราะห์เป็นตัวกรองได้จากวงจรอินทีเกรเตอร์ จากโอทีเอ (OTA) และตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการสร้างเป็นตัวกรองความถี่รูปแบบกระแสที่นำมาเสนอไว้จะเป็นการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์อยู่ 2 ชนิด คือ ค่าคุณภาพ (Q_p) และค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p)

ซึ่งจะต้องมีความเป็นอิสระต่อกันและกันโดยใช้วงจรขยายความนำหลายเอาท์พุทมาใช้งานเป็นตัวกรองความถี่ที่ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุที่เชื่อมต่อลงกราวด์ 3 ตัวเป็นตัวกรองความถี่ด้วยเอ็มโอโอทีเอ-ซี (MOOTA-C)

1.5 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

การออกแบบตัวกรองความถี่โหมดกระแสด้วยเอ็มโอโอทีเอ-ซี(MOOTA) โดยใช้อุปกรณ์ส่วนน้อยที่ออก แบบด้วยสมการไบควอดเดรติก(biquadratic) ซึ่งประกอบขึ้นด้วยเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA) ที่มีโครงสร้างภายในที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ซีมอสชนิดพีมอส(PMOS) และเอ็น(NMOS) ซึ่งทำการศึกษาให้วงจรทำงานที่แรงดันต่ำ และมีการควบคุมค่าพารามิเตอร์ความถี่ในการตอบสนอง (ω_p) ด้วยการควบคุมค่าอัตราการขยายความนำด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส (I_b) ของวงจรขยายความนำ (Transconductance-Amp) แต่ละตัว และปรับค่าคุณภาพ (Q_p) ด้วยการเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ภายนอก (out chip capacitor) โดยทำการศึกษาการทำงานของตัวกรองในย่านความถี่คือ 100Hz - 10 MHz

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

1.6.1 นำสมการไบควอดเดรติกที่เป็นแบบแบนด์ผ่านนำมาสังเคราะห์เป็นตัวกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส (Biquadratic Universal Filters Current mode)

1.6.2 การนำวงจรขยายกระแสที่เป็นอินทรีเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสีย (lossy, lossless) มาประยุกต์ในการสังเคราะห์เป็นตัวกรองหลายหน้าที่

1.6.3 นำวงจรขยายความนำหลายเอาท์พุท (MOOTA) มาเป็นตัวกรองหลายหน้าที่ที่สังเคราะห์ขึ้นจากสมการไบควอดเดรติก

1.6.4 จำลองผลของการทำงานของตัวกรองความถี่ด้วยโปรแกรม PSpice ในย่านความถี่ 100Hz - 10 MHz

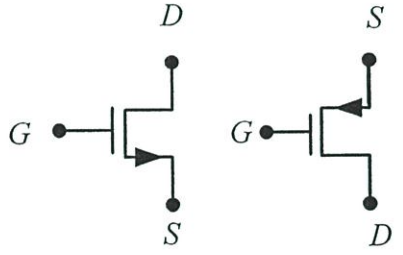
1.6.5 สรุปผลการจำลองและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2
ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และวงจรขยายความนำ

2.1 ทฤษฎีหลักการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบ่งออกได้เป็นสองชนิดคือชนิดแชลแนลพี (P-channel type) และแชลแนลเอ็น (N-channel type) ที่ผ่านมาพีมอสทรานซิสเตอร์ (PMOS) จะได้รับความนิยมมากสำหรับนำมาประยุกต์ใช้งานทางด้านดิจิตอลแต่ปัจจุบันเทคโนโลยีเอ็นมอส (NMOS) ได้รับการพัฒนาดีมากขึ้น ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่ทำให้ทรานซิสเตอร์มีความเร็วเพิ่มขึ้นแต่ใช้พื้นที่ของซิลิคอนน้อยลง

ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสมีอิมพิแดนซ์สูงมากทำให้ความต้องการกำลังสถิตเพียงเล็กน้อยซึ่งสามารถนำไปออกแบบวงจรออกแบบวงจรลอจิกและวงจรเชิงเส้นที่ต่ำการกำลังต่ำๆ ได้เป็นอย่างดีและใช้ออกแบบวงจรขยายที่ให้อินพุตอิมพิแดนซ์สูง จึง สามารถใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดมอส เป็นอะนาลอกสวิทซ์ จากเทคโนโลยีของมอส สามารถสร้างตัวเก็บประจุได้พร้อมๆกับการสร้างทรานซิสเตอร์ชนิดมอสจากอัตราส่วนที่แน่นอนผลที่ได้ดังกล่าวสามารถนำเทคโนโลยีนี้ออกไปออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอะนาลอกได้อย่างแพร่หลาย

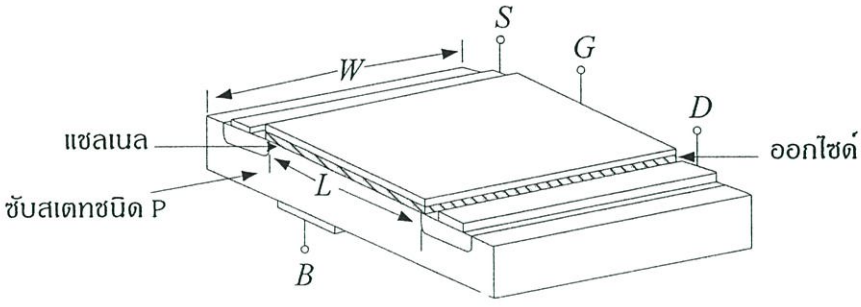


รูปที่ 2.1 (ก) สัญลักษณ์ของมอสเฟสแชลแนลพี
(ข) สัญลักษณ์ของมอสเฟสแชลแนลเอ็น

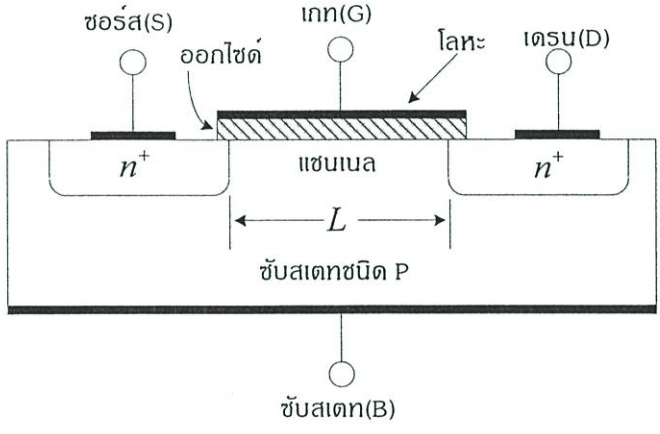
2.1.1 โครงสร้างและการทำงานมอสทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.2 เป็นโครงสร้างของมอสเฟสจะเห็น โครงสร้างเหมือนกับมอสเฟทแบบปลอดพาหะถ้าปล่อยให้เกทลอยขึ้นคือให้ $V_{GS} = 0$ ส่วนที่อยู่ระหว่างเดรนไปยังซอร์ส ประกอบด้วยไดโอดสองตัวต่อกลับขั้วอนุกรมกันทำให้ไม่มีกระแสเดรนไหล ทำอย่างไรจึงให้กระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์สก็โดยการสร้างแชลแนลเอ็น ด้วยการจ่ายแรงดันบวกที่เกทเทียบกับซอร์ส (V_{GS}) แรงดันบวกจะดึงอิเล็กตรอนจากซับสเตท และก่อให้เกิดการสะสมของอิเล็กตรอนที่ผิวด้านล่างชั้นอ๊อกไซด์ การดึงดูดอิเล็กตรอนให้ได้จำนวนพอดี เพื่อที่จะได้ทำให้เกิดเป็นแชลแนลเอ็นจะต้อง

ให้แรงดัน V_{GS} มีค่าเท่ากับหรือมากกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนบวก (V_t) นั้นคือกระแสไม่ไหลจนกระทั่ง V_{GS} มากกว่า V_t โดยที่แรงดันบวก V_t เป็นพารามิเตอร์ของมอสเฟท ปกติ V_t ของเอ็นมอสในวงจรรวมมีค่าประมาณ 1V ถึง 3 V



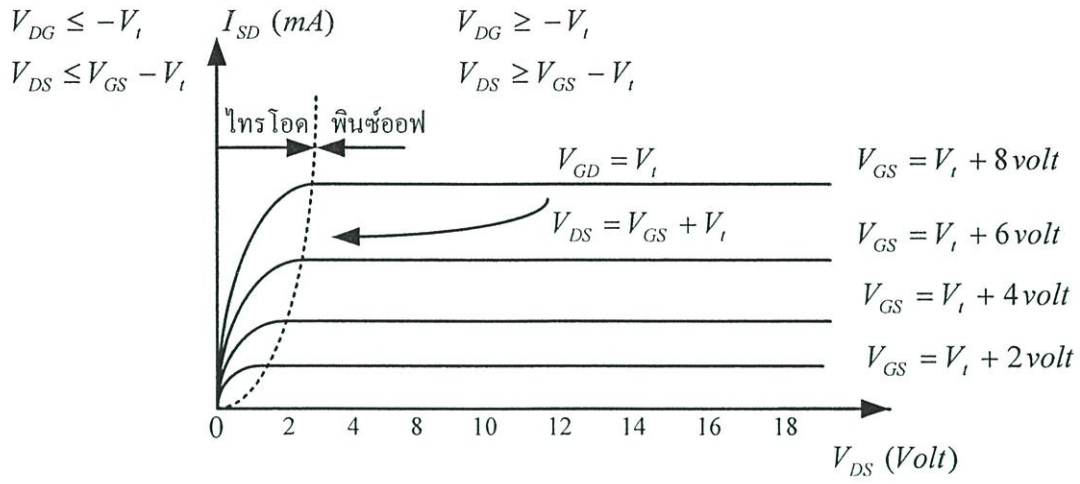
(ก)



(ข)

รูปที่ 2.2 โครงสร้างทางกายภาพของมอสเฟทเอ็นแชลแนลหรือเอ็นมอส

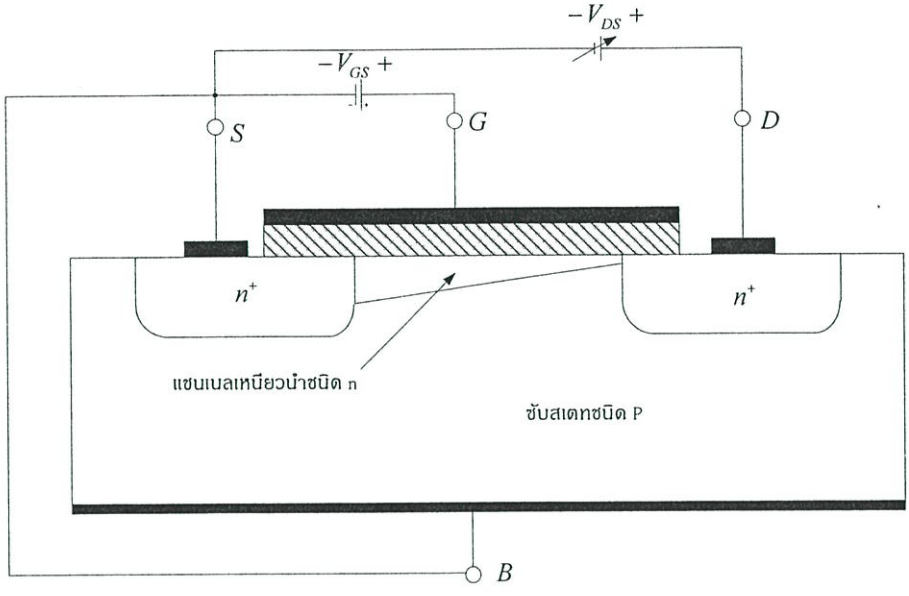
พิจารณาในกรณีที่ให้ V_{DS} มีค่าต่ำ และ V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นประมาณเท่ากับ V_t ผลจากการเพิ่มขึ้นของ V_{GS} ทำให้แชลแนลจากการเหนี่ยวนำกลายเป็นแชลแนลเพิ่มมากขึ้นทำให้ค่าความต้านทาน r_{DS} ลดลงช่วงดังกล่าวเป็นบริเวณที่ความต้านทานถูกควบคุมด้วยแรงดันหรือบริเวณไทรโอด ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ $i_D - V_{DS}$ ในทางอุดมคติของมอสเฟสเอ็นแชนแนล

พิจารณากรณีที่ ถ้า V_{GS} คงที่ทีค่าเท่ากับ $V_t + V$ โดยที่ V เป็นแรงดันบวกให้ V_{DS} เพิ่มขึ้น ความลึกของแชลแนลที่ด้านซอสจะให้เปลี่ยนแปลงเนื่องจาก V_{GS} คงที่ อย่างไรก็ตามเนื่องจาก V_{DS} เพิ่มขึ้น เสมือนเป็นการเพิ่ม V_{DS} หรือลด V_{GD} ทำให้แชลแนลที่ ด้านเดรนตื้นขึ้นมีลักษณะรูปร่างดังรูปที่ 3.4 เมื่อเพิ่ม V_{DS} ทำให้ความต้านทานของแชลแนลเพิ่มขึ้นจะได้กราฟ $i_D - V_{DS}$ ไม่เป็นเชิงเส้น ในบริเวณไทรโอด เพิ่ม V_{DS} สูงขึ้นจนกระทั้งในที่สุดความลึกของแชลแนลที่ด้านเดรนไม่เปลี่ยนแปลง การทำงานจะเข้าสู่บริเวณพินซ์ออฟต่อเมื่อ $V_{GD} \le V_t$ หรือ $V_{DG} \ge -V_t$ ดังนั้นการเพิ่ม V_{GS} ให้สูงกว่า V_t ก็เพื่อสร้างแชลแนล ทำนองเดียวกันถ้าแรงดันที่เกทกับเดรน V_{GD} ลดลงต่ำกว่า V_t ก็จะไม่ทำให้เกิดแชลแนลที่ด้ายเดรน กรณีที่ V_{GD} ลดลงต่ำกว่า V_t ก็จะไม่ทำให้เกิดแชลแนลที่ด้านเดรน กรณีที่ $V_{GS} = V_t + V$ การทำงานจะอยู่บริเวณพินซ์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{GD} \le V_t$ หรือ $V_{DG} \ge V_t$ สอดคล้องกับ $V_{DS} \ge V\left(V = V_{GS} - V_t\right)$

หลังจากการทำงานเข้าสู่บริเวณพินซ์ออฟแล้ว แม้ว่าจะเพิ่มแรงดันเดรน V_{DS} ไม่ทำให้รูปร่างของแชลแนลเปลี่ยนแปลง นั้นคือกระแส i_d ไหลคงที่



รูปที่ 2.4 การทำงานของทรานสซิสเตอร์เอ็นมอส เมื่อกำหนดให้ V_{GS} มีค่าคงที่

รูปที่ 2.4 การทำงานของทรานสซิสเตอร์เอ็นมอสแบบเพิ่มพูน เมื่อกำหนดให้ V_{GS} มีค่าคงที่มากกว่า V_t และเพิ่ม V_{DS} จนได้รูปร่างแชลแนลเหนี่ยวนำมีลักษณะเรียว

2.1.2 การทำงานของวงจรขยายสัญญาณด้วยมอสทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าการทำงานแบ่งออกได้สองบริเวณคือ บริเวณไทรโอดและพินซ์ออฟ การทำงานในบริเวณไทรโอด เมื่อ

$$V_{GS} \geq V_t \tag{2.1}$$

และ

$$V_{GD} > V_t \quad \text{หรือ } V_{DG} < -V_t \text{ หรือ } V_{DS} < V_{GS} - V_t \tag{2.2}$$

คุณลักษณะ $i_D - V_{DS}$ ในบริเวณไทรโอดอธิบายได้สมการ

$$i_D = K\left[2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2\right] \tag{2.3}$$

ค่าคงที่ K คือ

$$K = \frac{1}{2}\mu_n C_{OX}\left(\frac{W}{L}\right) \tag{2.4}$$

เมื่อ μ_n คือ ความเคลื่อนได้(Mobility) อิเล็กตรอนในแชลแนลเหนี่ยวนำเอ็น C_{OX} คือ ความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ หนึ่งหน่วยของเก็บประจุระหว่างเกทและแชลแนลมีชั้นออกไซด์เป็นไดอิเล็คทริก L คือ ความยาวของแชลแนล W คือความกว้างของแชลแนล จากรูปที่ 2.2 (a) แสดงให้เห็น L และ W

ของแชลแนล ในกระบวนการสร้างไอซีปริมาณ $\mu_n C_{OX}/2$ มีค่าคงที่ อย่างเช่นกระบวนการสร้างเอ็นมอสความหนาของออกไซด์ 0.4 ไมโครเมตร (μm) มีค่าประมาณ 10 $\mu A/V^2$ อัตราส่วนของทรานซิสเตอร์ W / L หาได้จากพารามิเตอร์สภาพนำ K มีหน่วย A/V^2 การทำงานในบริเวณพินซ์ออฟหรือเรียกว่าบริเวณอิ่มตัว เนื่องจากกระแสเดรนที่ไหลคงที่ที่ค่า V_{GS} ใด ๆ ก็ต่อเมื่อ

$$V_{GS} \geq V_t \tag{2.5}$$

และ

$$V_{GD} \leq V_t \text{ หรือ } V_{DG} \geq V_t \tag{2.6}$$

หรือ

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_t \tag{2.7}$$

จากสมการที่ 2.7 สังเกตเห็นว่าการทำงานในบริเวณพินซ์ออฟยังคงอยู่แม้ว่าแรงดันเดรน V_{DS} จะตกลงมาต่ำกว่าแรงดันเกท V_{GS} ย้อนกลับไปดูกรณีของมอสเฟทแบบปลอดโหลดพาหนะให้การทำงานอยู่ในบริเวณพินซ์ออฟแรงดัน ต้องมากกว่าแรงดันเกทอย่างน้อยที่สุด $|V_P|$ โวลต์ $(V_{DG} \geq -V_P)$ จากเงื่อนไขในสมการ 2.7 หาขอบเขตระหว่างบริเวณไทรโอดพินซ์ออฟได้มาจาก

$$V_{DS} = V_{GS} - V_t \tag{2.8}$$

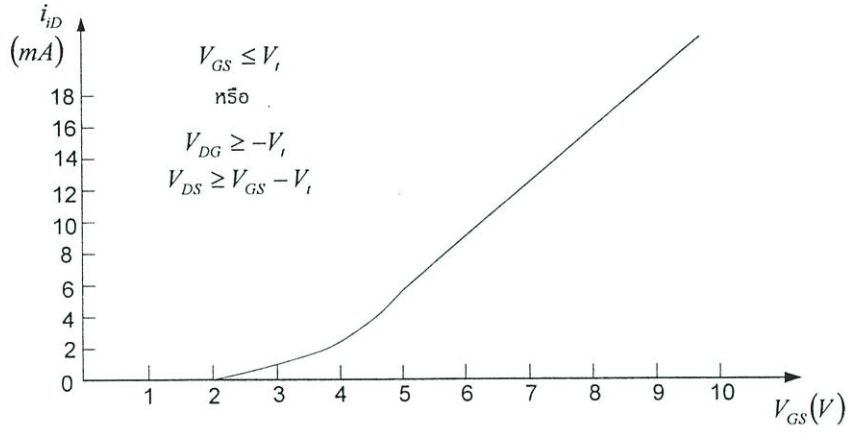
แทน V_{DS} จากสมการ 2.8 ไปยังสมการ 2.3 จะได้คุณลักษณะ $i_D - V_{DS}$ ในบริเวณพินซ์ออฟ

$$i_D = K(V_{GS} - V_t)^2 \tag{2.9}$$

ดังนั้นบริเวณพินซ์ออฟของมอสเฟทเสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสถูกควบคุมด้วยแรงดันและคุณลักษณะของกฎกำลัง (Square law) วาดได้ดังรูปที่ 2.5

จากรูปที่ 2.5 ที่ $V_{GS} = 0$ ไม่มีกระแสไหล ดังนั้นกระแสไหลได้ต่อเมื่อให้ V_{GS} สูงกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนบวก V_t แม้ว่า $V_{GS} = 0$ ก็ยังนำกระแสได้เท่ากับ I_{DSS} และสามารถลดการนำกระแสลงได้โดยการให้ V_{GS} เป็นลบมากขึ้นจนกระทั่งประจุพาหนะในแชลแนลหมดไป จึงทำให้กระแสหยุดไหล อย่างไรก็ตามสามารถทำให้มอสเฟทปลอดพาหนะทำงานด้วยการให้แรงดันเกท V_{GS} เป็นบวก สมการใช้สำหรับแบ่งขอบเขตระหว่างบริเวณไทรโอดและพินซ์ออฟ (เห็นได้ในรูปที่2.3 กราฟเส้นประ) หาได้โดยแทน V_{GS} จากสมการ 2.8ไปยังสมการ 2.3

$$i_D = K\left[2(V_{DS} + V_t - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2\right] = K\left[2V_{DS}^2 - V_{DS}^2\right] = KV_{DS}^2 \tag{2.10}$$



รูปที่ 2.5 คุณลักษณะ $i_D - V_{GS}$ ทรานซิสเตอร์เอ็นมอส ในบริเวณพินช์ออฟ

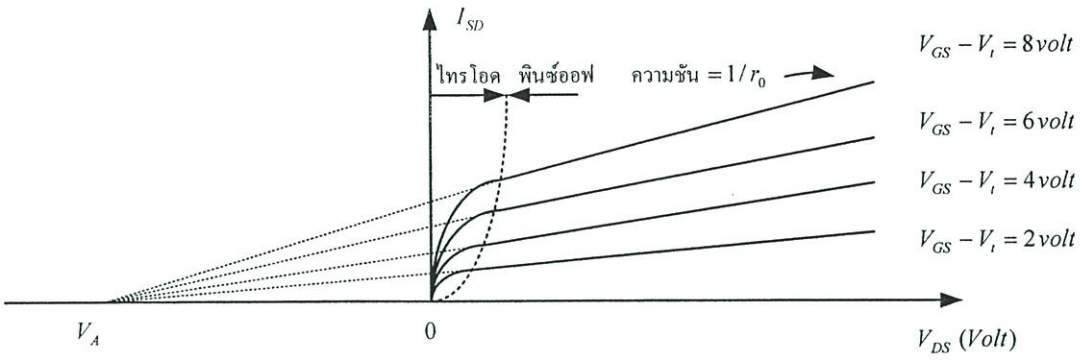
คุณลักษณะในรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นว่ากระแสในบริเวณพินช์ออฟ i_D มีค่าคงที่ (ที่ V_{GS} ใดๆ) ไม่ขึ้นอยู่กับ V_{DS} ดังนั้นคุณลักษณะของมอสเฟท เป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่และ มีความต้านทานเอาท์พุตเป็นอนันต์เช่นเดียวกับเจเฟทและมอสเฟทแบบพาหนะ มอสเฟทใน ทางปฏิบัติความต้านทานเอาท์พุตจำกัด คุณลักษณะดังรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าในบริเวณพินช์ออฟกราฟคุณลักษณะ $i_D - V_{DS}$ เป็นเส้นตรงเมื่อลากต่อไปตัดแกน V_{DS} ที่จุด $V_{DS} = -V_A$ โดยที่ V_A คือแรงดันบวกเป็นพารามิเตอร์ของมอสเฟทหรือ $\lambda = 1/V_A$ มีค่าคงที่เป็นบวกและเป็นพารามิเตอร์ของมอสเฟท โครงสร้างมอสเฟทในกระบวนการสร้างไอซีที่เป็นมาตรฐาน V_A มีค่าประมาณ 30 ถึง 200 โวลต์ ดังนั้นในบริเวณพินช์ออฟ i_D ขึ้นอยู่กับ V_{DS} อย่างเป็นเชิงเส้นรู้จักกันในนาม ผลกระทบการมอดูเลตความยาวของแชลแนล (channel–length modulation) จากสมการ2.9 เมื่อนำผลกระทบดังกล่าวมาคำนวณโดยการเพิ่มเทอม $(1 + V_{DS}/V_A)$ ในสมการ 2.9 จะได้

$$i_D = K(V_{GS} - V_t)^2\left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \tag{2.11}$$

ดังนั้นสมการ (2.11) สามารถนำมาคำนวณความต้านทานเอาท์พุตในบริเวณพินช์ออฟ r_0 ซึ่งก็คือส่วนกลับของความชันคุณลักษณะ $i_D - V_{DS}$

$$r_o = \left[\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right]^{-1}$$

เมื่อ V_{GS} มีค่าคงที่ $$r_o = \left[\frac{K(V_{GS} - V_t)^2}{V_A}\right]^{-1} \tag{2.12}$$



รูปที่ 2.6 ผลกระทบของ V_{DS} ต่อ i_D ในบริเวณพินช์ออฟ

เทอมที่สองในสมการ (2.11) ปกติมีค่าต่ำๆ และกระแส I_D ขึ้นกับค่าคงที่ V_{GS} (นั้นคือ V_{GS}) ประมาณได้เท่ากับ

$$I_D \cong K(V_{GS} - V_t)^2 \tag{2.13}$$

แทน I_D ในสมการที่ (2.12) จะได้ r_o

$$r_o \cong \left[\frac{I_D}{V_A}\right]^{-1} \cong \frac{V_A}{I_D} \tag{2.14}$$

จะเห็นว่าความต้านทานเอาท์พุตเป็นสัดส่วนกลับต่อกระแสไบแอสดีซี (I_D)

$$I_D = K\left(V_{gs} - V_t\right)^2 \tag{2.15}$$

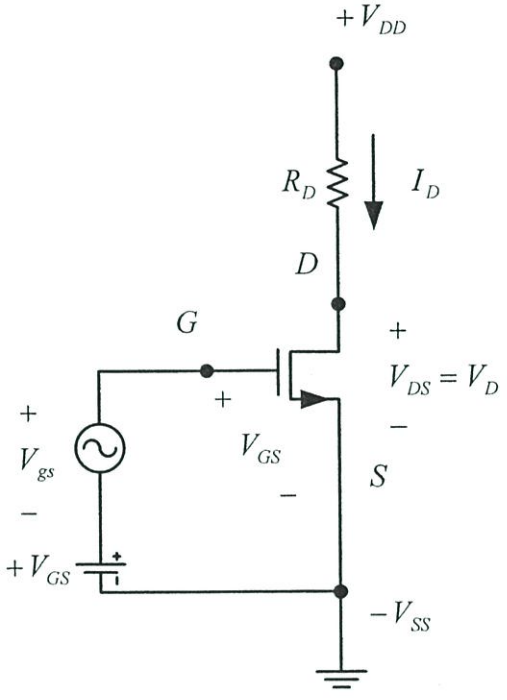
$$V_D = V_{DD} - R_D I_D \tag{2.16}$$

รูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นสัญญาณแรงดัน v_{gs} วางอยู่บนแรงดันดีซี V_{GS} ดังนั้นแรงดันระหว่างเกทกับซอร์สชั่วขณะทั้งหมด v_{GS} หาได้จาก

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs} \tag{2.17}$$

2.1.3 วงจรขยายความนำด้วยมอสทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.7 แสดงส่วนประกอบของวงจรขยายสัญญาณด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดคอมมอนซอสและป้อนสัญญาณอินพุตเข้าขาเกต โดยจะมีสัญญาณเอาต์พุตที่ขาเดรนผ่าน R_D



รูปที่ 2.7 วงจรขยายสัญญาณด้วยซีมอสทรานซิสเตอร์อย่างง่าย

จะได้กระแสชั่วขณะทั้งหมด i_D

$$i_D = K\left(v_{GS} - V_t\right)^2 = K\left(V_{GS} + v_{gs} - V_t\right)^2$$

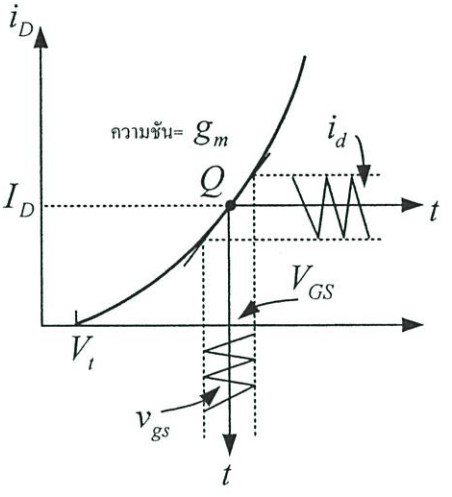
$$i_D = K\left(V_{GS} - V_t\right)^2 + 2K\left(V_{GS} - V_t\right)v_{gs} + Kv_{gs}^2 \qquad (2.18)$$

เทอมแรกด้านขวามือของสมการ (2.18) คือกระแส I_D (สมการที่ 2.15) จากการไบอัสด้วย V_D เพื่อให้มอสทำงานในเทอม ที่สองคือส่วนของกระแสเป็นสัดส่วนช่องสัญญาณอินพุต v_{gs} เทอมสุดท้ายคือกระแสซึ่งเป็นสัดส่วนกำลังสองของสัญญาณอินพุต v_{gs} จะเห็นว่าเทอมนี้มีลักษณะของความผิดพลาดไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งไม่ต้องการ ดังนั้นเพื่อลดความผิดพลาดดังกล่าวจึงต้องกำหนดให้สัญญาณอินพุตควรมีค่าต่ำๆ คือ

$$v_{gs} << 2(V_{gs} - V_t) \qquad (2.19)$$

ถ้า v_{gs} เป็นไปตามเงื่อนไขแล้ว ดังนั้นเทอมสุดท้ายของสมการ (2.18) อาจตัดทิ้งไปได้ และเขียนสมการ i_D ใหม่

$$i_D \cong I_D + i_d \tag{2.20}$$



รูปที่ 2.8 การทำงานของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายมอสเฟท

โดยที่กระแสของสัญญาณ i_d หาได้จาก

$$i_d = 2K(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง i_d และ v_{gs} คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ g_m

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = 2K(V_{GS} - V_t) \tag{2.21}$$

การทำงานของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายมอสเฟทแบบเพิ่มพูนสามารถอธิบายได้ด้วยรูปภาพดังรูปที่ 2.8 จะเห็นว่า g_m เท่ากับความชันของคุณลักษณะ $i_D - v_{GS}$ ที่จุดทำงาน

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \qquad \text{เมื่อ } v_{DS} \text{ มีค่าคงที่} \tag{2.22}$$

จากสมการที่ (2.22) จะเห็นว่าสาเหตุที่ต้องรักษาให้ v_{DS} มีค่าคงที่ก็เพื่อจะขจัดการเปลี่ยนแปลง i_D เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของ v_{DS} จะมีผลต่อความต้านทานเอาท์พุต r_0 จากสมการที่ (2.21) แทนค่าคงที่ K เมื่อ $K = \frac{1}{2}\mu_n C_{OX}\left(\frac{W}{L}\right)$

μ_n คือ ความเคลื่อนที่ได้ (Mobility) ของอิเล็กตรอนในแชลแนลเหนี่ยวนำเอ็น

C_{OX} คือ ความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่หนึ่งหน่วยของตัวเก็บประจุระหว่างเกทและแชลแนล ซึ่งมีชั้นออกไซด์เป็นไดอิเล็คทริก

L คือ ความยาวของแชลแนล

W คือ ความกว้างของแชลแนล

จะได้สมการ

$$g_m = (\mu_n C_{OX})\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t) \tag{2.23}$$

นั้นคือ g_m ขึ้นกับอัตราส่วน W/L ของมอสเฟท หากต้องการ g_m มีค่าสูง ๆ จะต้องสร้างมอสให้ความยาว L สั้น ๆและความกว้าง W มากขึ้น ตามสมการ (2.23) ค่า g_m ยังเป็นสัดส่วนโดยตรง $\Delta V = V_{GS} - V_t$ โดยที่แรงดันไบแอส V_{GS} มากกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน

จากสมการที่ (2.15) เขียนใหม่ $V_{GS} - V_t = \sqrt{I_D/K}$ และแทน K ด้วย $\frac{1}{2}\mu_n C_{OX}\left(W/L\right)$ แทนค่าลงในสมการที่ (2.23) จะได้

$$g_m = (\mu_n C_{OX})\left(\frac{W}{L}\right)\sqrt{\frac{I_D}{\frac{1}{2}\mu_n C_{OX}\left(\frac{W}{L}\right)}} \tag{2.24}$$

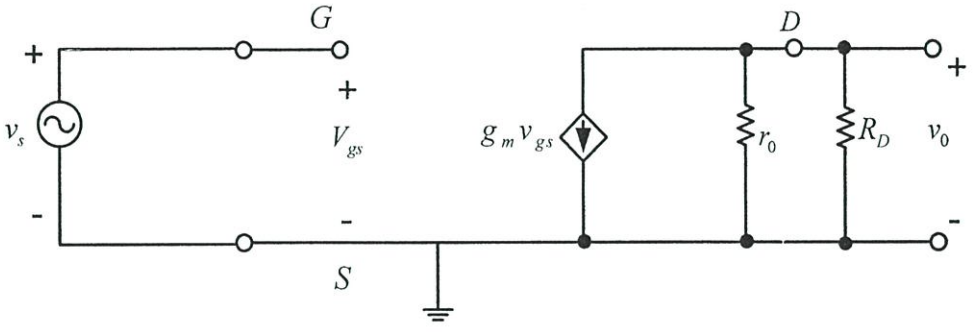
$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{OX}}\sqrt{\frac{W}{L}}\sqrt{I_D} \tag{2.25}$$

จากสมการที่ (2.24) แสดงให้เห็นว่า

1. ค่า g_m เป็นสัดส่วนโดยตรงต่อรากอันดับสองของกระแสไบแอสดีซี $\left(\sqrt{I_D}\right)$
2. g_m เป็นสัดส่วนโดยตรงต่อ $\sqrt{W/L}$ ที่ค่ากระแสไบแอสตามที่กำหนด

สำหรับทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์เป็นสัดส่วนโดยตรงต่อกระแสไบแอสและไม่ขึ้นกับขนาดและรูปร่างของทรานซิสเตอร์ เพื่อสร้างความเข้าใจยิ่งมากขึ้นเกี่ยวกับ g_m ของมอสเฟท สมมุติว่ามอสเฟททำงานที่ $I_D = 1$ mA และ $\mu_n C_{OX} = 20\mu A/V^2$ จากสมการ (2.24) เมื่อกำหนดให้ $W/L = 1$ จะได้ $g_m = 0.2$ mA/V ในขณะที่ $W/L = 100$ จะได้ $g_m = 2$ mA/V เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ที่กระแสคอลเลคเตอร์ 1mA จะได้ $g_m = 40$ mA/V จะเห็นได้ว่า g_m ของมอสเฟทต่ำกว่าไบโพลาร์ แต่มอสเฟทมีข้อดีคืออินพุตอิมพีแดนซ์สูง ขนาดเล็ก การสูญเสียกำลังงานต่ำและสร้างได้ง่าย

พิจารณาวงจรขยายในรูปที่ 2.7 มอสเฟทถูกไบแอสด้วยแรงดันดีซีคงที่ V_{GS} ความต้านทาน R_D ต่อระหว่างเดรนและแหล่งจ่าย V_{DD} เพื่อให้ได้แรงดันดีซี V_D ที่เดรนจนกระทั่งจนกระทั่งอยู่ในโหมดของแอคทีฟจะได้

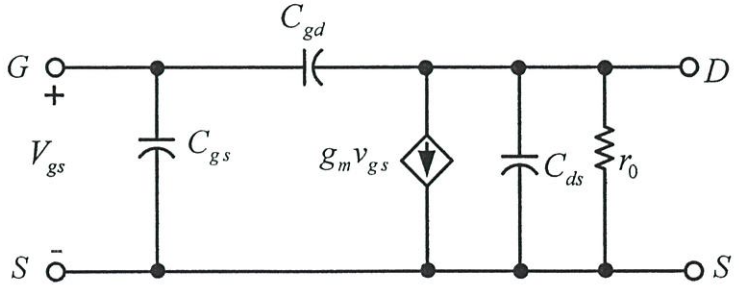


รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรจากรูปที่ 2.8

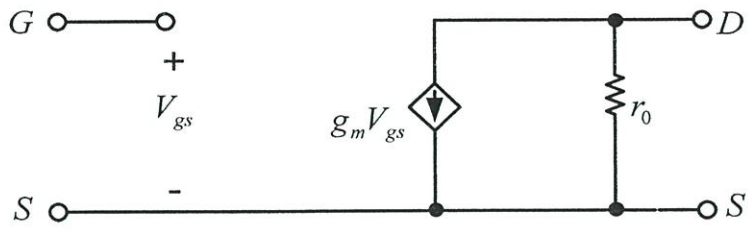
ตัวอย่างวงจรขยายใช้มอสเฟทดังรูปที่ 2.7 กำหนดให้ $V_t = 1.5V$, $K = 0.125 mA/V^2$ คำนวณอัตราขยายแรงดันและความต้านทานอินพุต โดยที่ $V_A = 50V$ คำนวณจุดทำงานดีซี

2.1.4 โมเดลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายด้วยมอสทรานซิสเตอร์

แบบจำลองวงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟทเห็นได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งซับสเตทต่อกับซอส ทำให้ไม่ก่อให้เกิดปรากฏการณ์ตัวฐาน ความจุระหว่างเกทกับซอส C_{gs} และเกทกับเดรน C_{gd} มีค่าอยู่ในช่วงเศษของ pF จนถึง 3 pF ส่วนความจุระหว่างเดรนกับซับสเตท C_{ds} ปกติมากหรือน้อยกว่า สำหรับความจุป้อนกลับ C_{gd} ก่อให้เกิดผลกระทบของมิลเรอร์ทำให้ความจุด้านเข้าขนานกับ C_{gs} เพิ่มขึ้น เมื่อรวมผลกระทบของความจุทั้งหมด พร้อมๆกันความต้านทานของแหล่งกำเนิดสัญญาณประกอบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง ซึ่งทำให้อัตราขยายที่ความถี่สูงลดลง ในกรณีที่อัตราขยายความถี่ต่ำลดลง C_{gs} ,C_{gd} และ C_{ds} มาคิด โดยสมมุติค่าความต้านอนันต์หรือวงจรเปิดนั้นเอง รูปที่ 2.10 เป็นแบบจำลองวงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟทสัญญาณความถี่ต่ำ ความต้านทานเอาท์พุตของมอสเฟทในบริเวณพินซ์ออฟ (r_0) มีค่าอยู่ที่ 10 ถึง 100 Ω



รูปที่ 2.10 แบบจำลองวงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟท



รูปที่ 2.11 แบบจำลองวงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟสความถี่ต่ำ

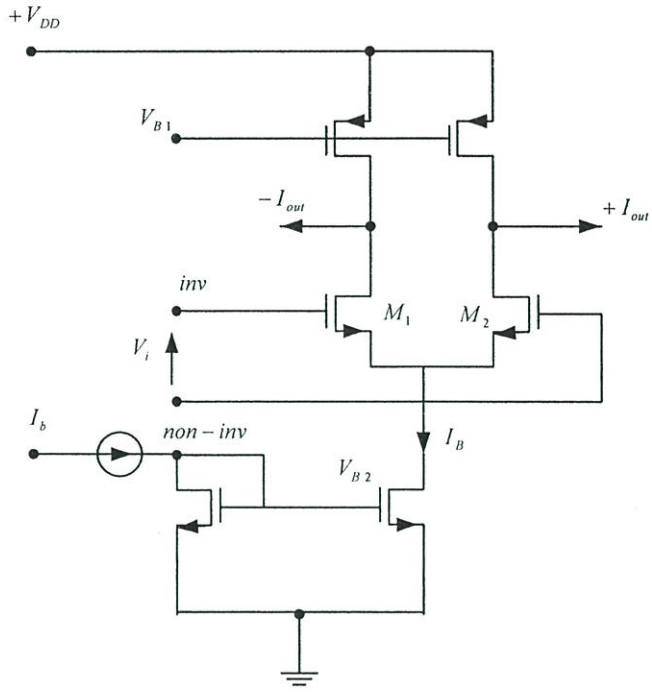
2.2 ทฤษฎีหลักการทำงานของโอทีเอ (OTA)

2.2.1 ทฤษฎีการทำงานเบื้องต้นของโอทีเอ

วงจรทรานคอนดักแตนซ์ (Transconductance Circuit) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage-Current Circuit) ซึ่งเป็นวงจรย่อยในหน่วยประมวลสัญญาณทางอนาล็อก (Analog Signal Processing Units) เช่น วงจรคูณสัญญาณ วงจรตรวจจับการต่างเฟสของสัญญาณ ฯลฯ และยังเป็นส่วนหน้าของวงจรขยายสัญญาณทั่วๆ ไป เช่น ออปแอมป์ วงจรทรานสคอนดักแตนซ์ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายนั้นมีมากมายหลายแบบ เช่น วงจรคู่ดิฟเฟอร์เฟอร์เรนเชียล (Differential Pair) ซึ่งเป็นวงจรคอนดักแตนซ์แบบง่ายที่สุด และยังมีอีกมากมายหลายแบบ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นหนักไปทางด้านของมอสทรานซิสเตอร์

วงจรทรานสคอนดักแตนซ์แบบคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียลของโอทีเอ (OTA) แบบพื้นฐานที่สุดเห็นจะเป็นวงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งมีซีมอสทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่อเป็นวงจรขยายดิฟเฟอร์เรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ หรือเรียกสั้นๆว่าดิฟแอมป์ (Diff. Amp.) เป็นวงจรขั้นพื้นฐานที่สำคัญมากวงจรหนึ่ง

วงจรนี้มีทั้งข้อดีและข้อเสีย กล่าวคือ เป็นวงจรที่มีโครงสร้างที่ง่าย และมีหลักการที่ง่าย แต่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ โดยจะพิจารณาได้ดังรูปที่ 2.12 โดยวงจรดังรูปจะแสดงโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซีมอส โดยที่ M1 และ M2 เป็นวงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล, I_{SS} คือ แหล่งจ่ายกระแสคงที่



รูปที่ 2.12 วงจรคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียลซึ่งเป็นภาคอินพุตของวงจรขยายความนำ

วงจรดิฟแอมป์ในกรณีที่สัญญาณเข้ามีระดับสูง (Large-Signal) ในกรณีที่วงจรดิฟแอมป์มีสัญญาณเข้าในระดับสูงนั้น ทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ได้ต่อกันแบบคู่ดิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งจะทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation Region) โดยจะไม่พิจารณาในส่วนของ Channel Modulation และทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว สมมุติว่าผลิตขึ้นมาพร้อมๆ กัน ทำให้ค่าพารามิเตอร์ภายในเท่ากัน ทุกประการจากคุณสมบัติเหล่านี้ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันอินพุทในเทอมของกระแสเดรนได้เป็น

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \tag{2.26}$$

$$V_{ID} = V_{GS1} - V_{GS2} = \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1}\right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2}\right)^{1/2} \tag{2.27}$$

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2} \tag{2.28}$$

โดยที่ $\beta = K(W/L)$ และ $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ และแทนสมการที่ (2.27) ในสมการที่ (2.26) จะได้สมการ I_{D1} และ I_{D2} ในรูปสมการกำลังสอง (Quadratic) ได้เป็น

$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2}\left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2}\right]^{1/2} \tag{2.29}$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2}\left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2}\right]^{1/2} \tag{2.30}$$

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

จากสมการที่ (2.28) และ (2.29) สามารถนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการ Normalize กระแสเดรน กับการ Normalize ความแตกต่างแรงดันอินพุต ได้ดังรูปที่ 2.13 จากสมการที่ (2.28) ค่าของสมการ Differential Amplifier นั้น I_{D1} จะอยู่ในเทอมของ V_{ID} โดยดิฟเฟอร์เรนชิเอท ค่าของ I_{D1} เทียบกับค่า V_{ID} ขณะที่เรากำหนดให้ค่าความนิ่ง (Quiescent Value) ของ V_{ID} มีค่าเท่ากับ 0 จะได้ค่า ดิฟเฟอร์เรนเชียลทรานสคอนดักแตนซ์ ของรูปที่ 2.12 เป็นดังสมการที่ (2.31)

$$g_m = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}}\Big|_{V_{ID}=0} = \left(\frac{\beta_1 I_{SS}}{4}\right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{SS} W_1}{4L_1}\right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{D1} W_1}{2L_1}\right)^{1/2} \tag{2.31}$$

จากสมการที่ (2.31) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ที่ได้นั้นจะเป็นค่า Single-end Output Transconductance สามารถที่จะหาค่าสมการที่จะบอกเป็นค่า Differential Transconductance (g_{md}) ได้จากคุณสมบัตินี้

$$I_{OD} = I_{D1} - I_{D2} \tag{2.32}$$

และในกรณีเดียวกัน จึงสามารถเขียนสมการ g_{md} ได้เป็น

$$g_m = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}}\Big|_{V_{ID}=0} = \left(\beta_1 I_{SS}\right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{SS} W_1}{L_1}\right)^{1/2} = \left(\frac{2K' I_{D1} W_1}{L_1}\right)^{1/2} \tag{2.33}$$

2.2.2 วงจรจ่ายกระแสคงที่และวงจรสะท้อนกระแส

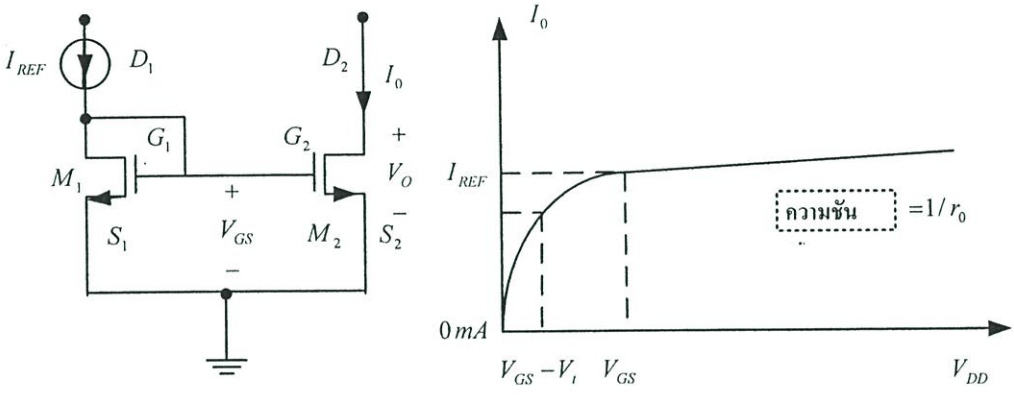
ในวงจรแอนะลอกทั้งเอ็นมอสและซีมอสสามารถสร้างกระแสดซีให้มีสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอ้างอิงเพื่อไบอัสทรานซิสเตอร์อื่นๆในวงจร ส่วนวงจรกร้างกระแสอ้างอิง การสร้างกระแสดีซีคงที่หลายๆ ส่วนให้มีกระแสไหลเท่ากับแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง วงจรดังกล่าวเรียกว่า วงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) ดังรูปที่ 2.13 (a) วงจรสะท้อนกระแสประกอบด้วยมอส M_1 และ M_2 มีแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนแปลง V_t เท่ากัน แต่อาจมีอัตราส่วนของ W/L ต่างกัน ป้อนกระแสอ้างอิง I_{REF} ให้กับทรานซิสเตอร์ M_1 และกระแสเอาท์พุต I_o อยู่ที่เดรนของ M_2 ซึ่งทำงานในบริเวณพินช์ออฟที่ M_1

$$I_{REF} = K_1 \left(V_{GS} - V_t\right)^2 \tag{2.34}$$

87878

โดยที่ V_{GS} เป็นแรงดันระหว่างเกทกับซอร์ส V_{GS} ของ M_1 ซึ่งสอดคล้องกับกระแสเดรน (I_{REF}) เนื่องจาก M_2 ต่อขนานกับ M_1 ทำให้แรงดัน V_{GS} ตกคร่อมระหว่างเกทกับซอร์สของ M_2 และ M_1 เท่ากัน ดังนั้น

$$I_o = K_2\left(V_{GS} - V_t\right)^2 \tag{2.35}$$



รูปที่ 2.13 (ก) วงจรกระแสคงที่ (I_{REF}) สะท้อนกระแสเบื้องต้น
(ข) คุณลักษณะทางเอาท์พุตของวงจรสะท้อนกระแส

เมื่อสมมุติว่าความต้านทานเอาท์พุต r_o ของ M_2 เป็นอนันต์ (ปกติไม่เป็นอนันต์) ดังนั้นรวมสมการ (2.33) กับสมการ (2.34) จะได้

$$I_o = I_{REF}\left(\frac{K_2}{K_1}\right) \tag{2.36}$$

เขียน K_1 และ K_2 ในเทอมของอัตราส่วนของ W/L

$$I_o = I_{REF}\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \tag{2.37}$$

นั้นคือ I_o ในทางอุดมคติมีค่าเท่ากับผลคูณของ I_{REF} กับค่าอัตราส่วนรูปร่างของทรานซิสเตอร์คือ $(W/L)_2/(W/L)_1$ ในทางปฏิบัติค่าของ I_o คำนวณจากกรณีเมื่อแรงดันเดรนของ M_2 เท่ากับ V_{GS} เท่านั้น การเปลี่ยนแปลงแรงดันเดรนทำให้กระแส I_o เปลี่ยนแปลงด้วย เนื่องจากความ

ต้านทานเอาท์พุต r_o ของ M_2 มีค่าไม่เท่าอนันต์ จากรูปที่ 2.13 (b) จะเห็นว่า I_o กราฟคุณลักษณะ $i_d - v_{DS}$ ของ M_2 สอดคล้องกับ V_{GS} ได้จากกระแสอ้างอิง I_{REF} ไหลผ่าน M_1

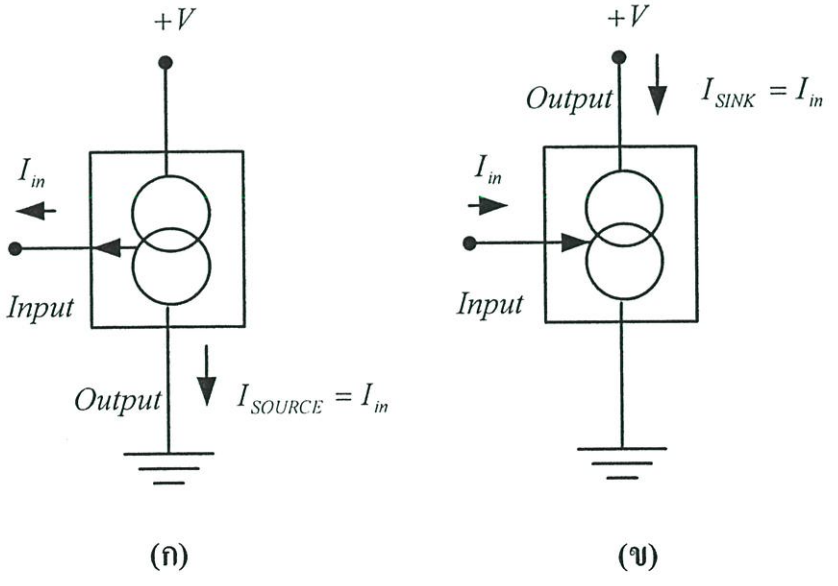
ซึ่งจะเห็นได้ว่าความต้านทานอินพุตของวงจรขึ้นอยู่กับอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ หรือขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสนั้นเอง จากหลักการดังกล่าวจะสามารถนำมาสร้างเป็นโอทีเอ ได้โดยมีรายละเอียดภายในของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 และรูปที่ 2.17

วงจรสะท้อนกระแสเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในโอทีเอ ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุตไปยังกระแสเอาต์พุต รูปที่ 2.14 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสโดยในรูปที่ 2.14 (a) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสส่วนรูปที่ 2.14 (b) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการดึงกระแส

2.2.3 วงจรสมมูลย์และโครงสร้างวงจรขยายความนำโอทีเอและเอ็มโอทีเอ

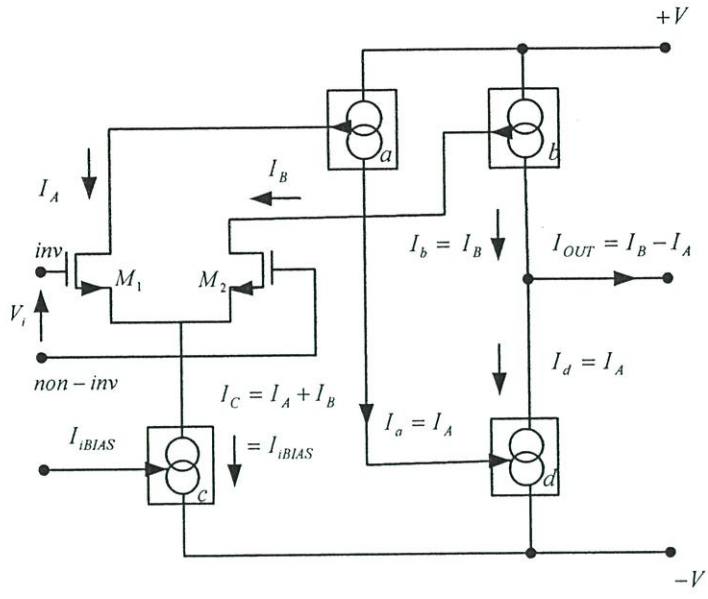
เนื่องจากวงจรโอทีเอเป็นวงจรขยายที่ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าสัญญาณแรงดันอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตขาออกเป็นกระแส ค่าทรานสคอนดักแตนซ์หรือ g_m ของโอทีเอสามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอกและพัฒนาให้สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

จากรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 แสดงวงจรสมมูลย์และโครงสร้างของวงจรขยายโอทีเอ



(ก) (ข)

รูปที่ 2.14 (a) สัญลักษณ์วงจรสะท้อนกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

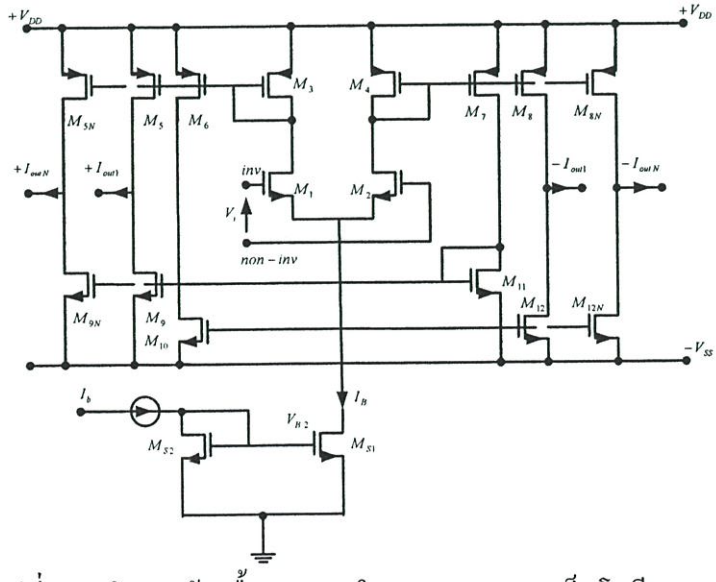


รูปที่ 2.15 โครงสร้างของวงจรขยายซีมอสโอทีเอ (CMOS OTA)

ซึ่งจากรูปที่ 2.16 เป็นวงจรสมมูลย์ของวงจรขยายสัญญาณความนำโอทีเอ (OTA) จะประกอบไปด้วยดิฟแอมป์ M_1 และ M_2 เป็นวงจรอินพุต ซึ่งจะส่งสัญญาณ I_A และ I_B ไปยังวงจรสะท้อนกระแส A และ B ซึ่งวงจรสะท้อน A ส่งสัญญาณกระแสไปยังวงจรสะท้อนกระแส D และไปทำงานเป็นวงจรขับกระแสที่แตกต่างกันอันเนื่องมาจากการเกิดของสัญญาณอินพุตเป็นวงจรขยายค่าความนำที่ขาเอาต์พุต ซึ่งกระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้นก็จะมีค่าแตกต่างกันตามขยายของสัญญาณอินพุต

$$I_{OUT} = I_A - I_B = g_m \frac{\beta}{2} V_{INPUT} \tag{2.38}$$

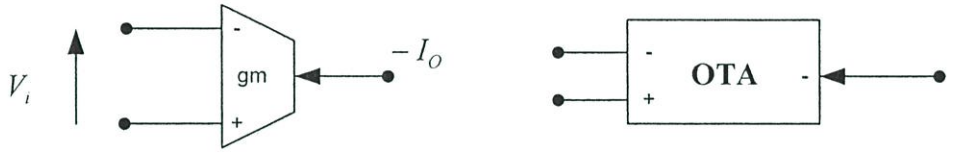
$$g_m = \frac{I_o}{V_{in}} = \sqrt{I_b(\mu_0 C_{ox} W / L)} \tag{2.39}$$



รูปที่ 2.16 โครงสร้างพื้นฐานภายในของวงจรขยายเอ็มโอทีเอ (MOOTA)

จากรูปที่ 2.16 ทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานทำหน้าที่ควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกเพื่อจ่ายให้แก่วงจรขยายสัญญาณผลต่าง $M_1 - M_2$ ที่ขาเดรนของ M_4 ซึ่งทำให้ผลบวกกระแสที่ขาซอสของ $M_1 - M_2$ มีค่าเท่ากับกระแสไบอัสกระแสเดรนจากส่วนขยายผลต่างๆ $M_1 - M_2$ ถูกจ่ายให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน $M_5 - M_7, M_{11} - M_{13}$ และ $M_8 - M_{10}$ เพื่อส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสที่ขาเดรนของ M_1 และ M_2 และเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันทั้ง 3 วงจร ($M_5 - M_7$, $M_{11} - M_{13}$ และ $M_8 - M_{10}$) มีค่าเอาต์พุตอิมพิแดนซ์ของวงจรสูงมากจึงทำให้ส่วนอิมพิแดนซ์เอาต์พุตของโอทีเอมีค่าที่สูงมากเช่นกัน

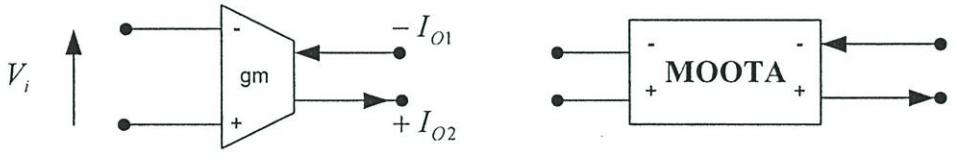
จากรูปที่ 2.16 จะเป็นโครงสร้างของวงจรขยายโอทีเอซึ่งสามารถแสดงอยู่ในรูปสัญลักษณ์ตามรูปที่ 2.17 ซึ่งจะมีอินพุตที่รับสัญญาณแรงดันเป็นอินเวอร์ติงและนอนอินเวอร์ติงและจะมีเอาต์พุตเพียงเอาต์พุตเดียวด้วยค่า I_o เพียงเอาต์พุตเดียว ในทำนองเดียวกัน ในการสร้างวงจรขยายโอทีเอสามารถจัดทำให้มีเอาต์พุตมีหลายๆเอาต์พุตได้โดยรับสัญญาณจากอินพุตตัวเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 2.18



$-I_O = -g_m V_i$

(ก) (ข)

รูปที่ 2.17 (ก),(ข)แสดงรูปสัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอ (OTA)



$-I_{O1} = I_{O2} = g_m V_i$

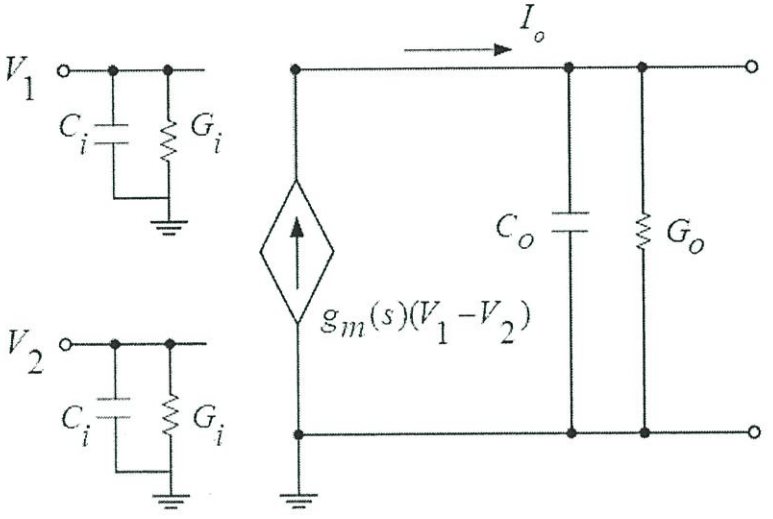
(ก) (ข)

รูปที่ 2.18 (ก),(ข)แสดงรูปสัญลักษณ์ของวงจรเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)

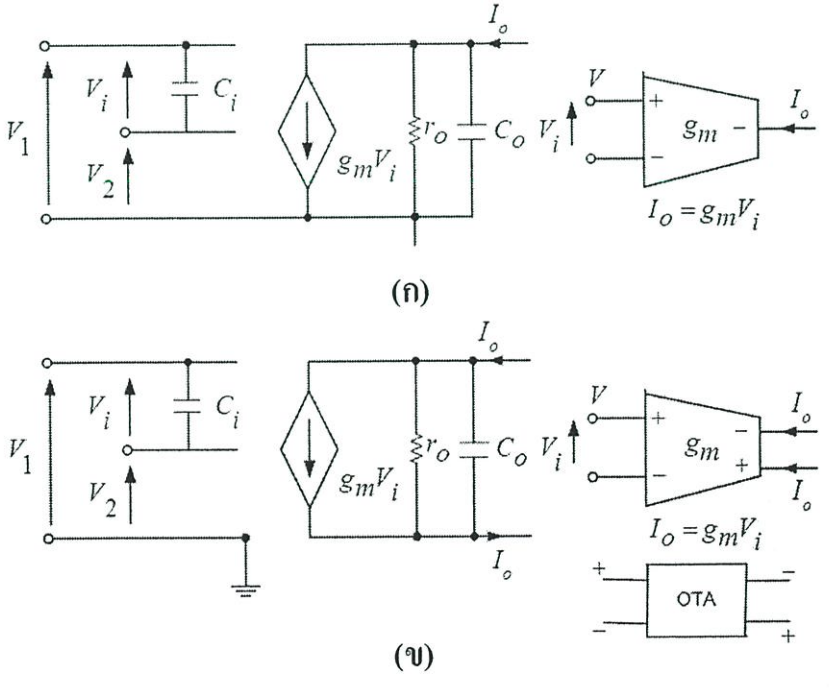
ในทางปฏิบัติเรามักจะใช้ ไอซีที่เป็นเอ็มโอโอทีเอ มากกว่าวงจรโอทีเอ อันเนื่องมาจากความสะดวกในการใช้งานที่มีความสะดวกมากกว่าจากรูปที่ 2.17 (ก), (ข) และรูปที่ 2.18

2.2.4 โมเดลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายความนำโอทีเอและเอ็มโอโอทีเอ

จากรูปที่ 2.19 และรูปที่ 2.20(a), (b) เป็นวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายสัญญาณโอทีเอและเอ็มโอโอทีเอ ทั้งสองกรณี $I_o = g_m V_i$ และมีค่า C_i, C_o, r_o ตามลำดับ ซึ่งในทางปฏิบัติจะประกอบไปด้วยค่าความต้านทานเอาต์พุตและความจุแฝง โดยจะมีผลต่อการทำงานในเชิงความถี่สูงๆของจุดการทำงานของตัวกรองความถี่ที่จะได้นำเสนอในบทต่อไป



รูปที่ 2.19 แสดงโมเดลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรโอทีเอ (OTA)



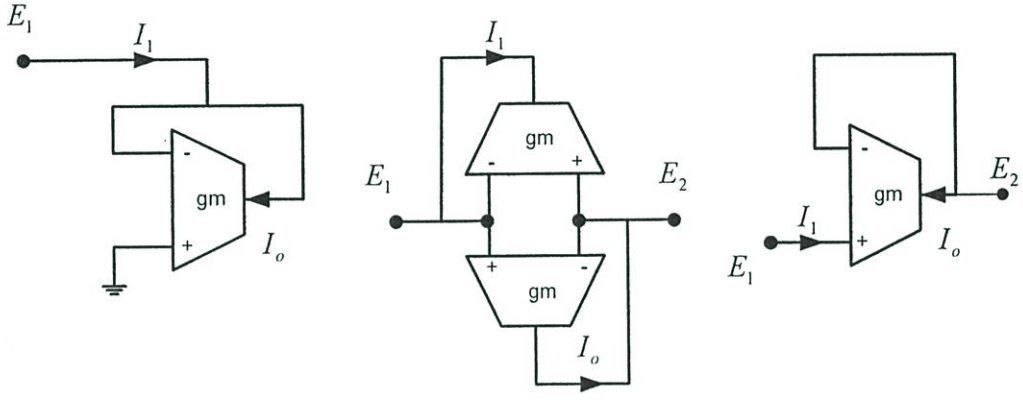
รูปที่ 2.20 แสดงโมเดลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรโอทีเอ (OTA)
(ก) โอทีเอ (OTA), (ข) เอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)

2.3 รูปแบบและคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรโอทีเอ

เนื่องจากวงจรขยายสัญญาณโอทีเอมักจะถูกออกแบบให้เป็นวงจรขยายสัญญาณที่ใช้องค์ประกอบที่เป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ให้น้อยที่สุดหรือไม่มีเลยเพราะเนื่องจากวงจรขยายโอทีเอสามารถจัดรูปแบบวงจรได้อย่างประหยัดด้วยตัวมันเองในรูปแบบต่างๆ ดังนี้

2.3.1 รูปแบบต่างๆ ของวงจรโอทีเอ

การจัดวงจรเป็นตัวความต้านทานตามรูปที่ 2.21 (ก), (ข), (ค) ซึ่งรูปที่ 2.21 (ก) จะเป็นค่าความต้านทานที่ต่อกับกราวด์ รูปที่ 2.21 (ข) เป็นความต้านทานลอย และรูปที่ 2.21 (ค) จะเป็นความต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างอินพุตกับกราวด์



(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 2.21 (ก), (ข), (ค) ซึ่งเป็นวงจรที่ต่อโอทีเอ (OTA) ในแบบต่างๆ

รูปที่ 2.21 (ก), (ค) มีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นความต้านทานที่ต่อกราวด์ ซึ่งได้นำเสนอในสมการที่ (2.37)

$$I_1 = -I_o = g_m E_1 \tag{2.40}$$

$$Z_{in} = \frac{E_1}{I_1} = \frac{1}{g_m} \tag{2.41}$$

สำหรับรูปที่ 2.21 (ข) มีสมการฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นความต้านทานที่ต่อกราวด์ ซึ่งได้นำเสนอในสมการที่ (2.41)

$$I_1 = g_m(E_1 - E_2) \tag{2.42}$$

$$I_2 = -g_m(E_1 - E_2) \tag{2.43}$$

$$I_1 = -I_2 = \frac{E_1 - E_2}{\frac{1}{g_m}} \tag{2.44}$$

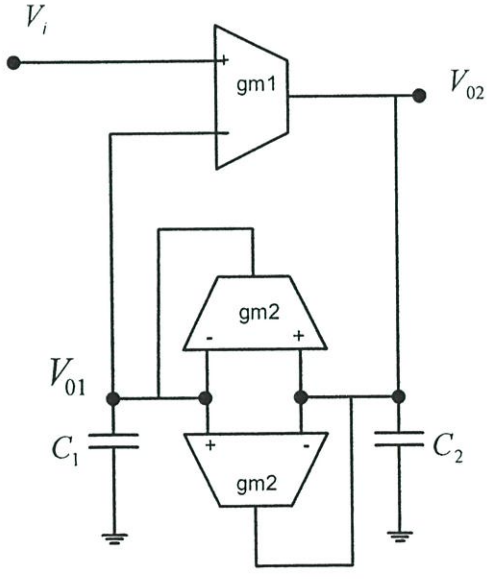
2.3.2 การนำเอาวงจรโอทีเอ (OTA) มาใช้ในตัวกรองแบบอะนาลอก

การจัดตัวกรองแบบอะนาลอกโดยโอทีเอ-ซีตามรูปที่ 2.22 ตัวกรองความถี่สูงผ่านด้วยโอทีเอซี (OTA-C)

$$H_1(s) = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{g_m Y_2}{Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 + g_m Y_2} \tag{2.45}$$

$$H_2(s) = \frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{g_m (Y_1 + Y_2)}{Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 + g_m Y_2} \tag{2.46}$$

เมื่อ $Y_1 = sC_1,\ Y_2 = g_{m2},\ Y_3 = sC_3$



รูปที่ 2.22 ตัวกรองความถี่สูงผ่านด้วยโอทีเอซี (OTA-C)

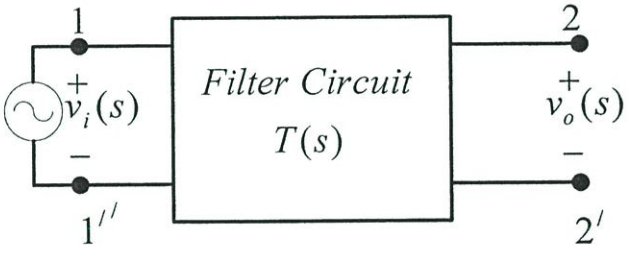
บทที่ 3

ทฤษฎีของการนำโอทีเอมาออกแบบเป็นตัวกรองความถี่อะนาลอก

3.1 วงจรตัวกรองความถี่ (Filter)

ตัวกรองความถี่(Filter)แบบอนาลอกได้มีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่องนับจากอดีต ซึ่งปัจจัยหลักที่ต้องการก็คือคุณภาพการใช้งานที่สูงและราคาต่ำโดยตัวกรองความถี่ส่วนมากจะสร้างเป็นวงจรขยายสัญญาณโหมดแรงดันจากออปแอม (Operational Amplifier)

แต่ข้อจำกัดคือไม่สามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงได้ ภายหลังจึงมีการคิดค้นสร้างตัวกรองความถี่ด้วย โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) ซึ่งสามารถทำให้ตัวกรองความถี่ทำงานได้ในความถี่สูงได้ เกนเป็นตัวแปรสำคัญที่ใช้ในตัวกรองความถี่ ซึ่งตัวที่จะกำหนดค่าเกนของตัวกรองความถี่นั้นๆ ก็คือ ออปแอมหรือโอทีเอนั่นเอง ซึ่งในการเลือกอุปกรณ์มาใช้ในการสร้างตัว กรองความถี่ไม่ควรมีอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive Component)หรือควรให้น้อยที่สุดเพื่อลดผลกระทบของตัวกรองอันเนื่องจากค่าความผิดพลาดของอุปกรณ์พาสซีฟในการทำงานของตัวกรองความถี่



รูปที่ 3.1 ตัวกรองความถี่ในรูปแบบทูพอร์ทเนตเวิร์คโมเดล

โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต และเอาท์พุตในสมการที่ (3.1)

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

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

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

เมื่อแปลงสมการให้อยู่ในรูปของค่าแกนที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล จะได้

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

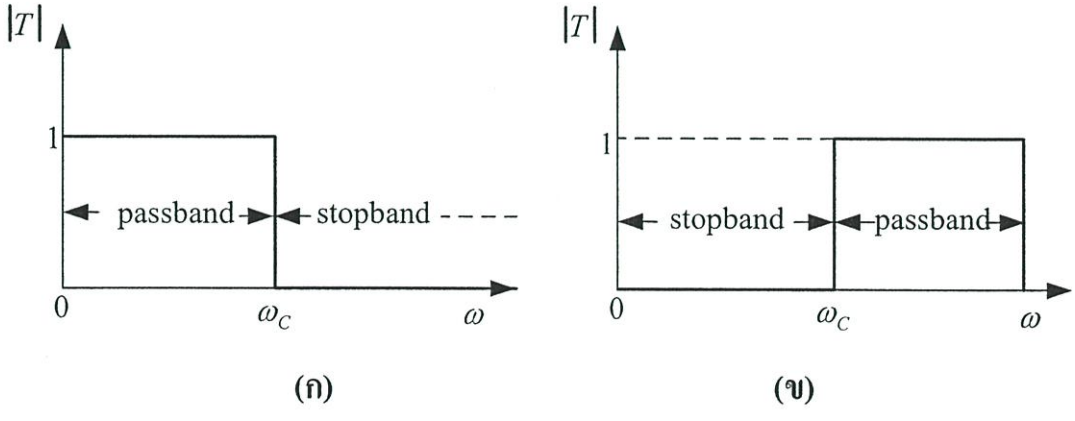
เมื่อนำสัญญาณอินพุตมาผ่านวงจรตัวกรองความถี่จะได้เป็น

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

จากคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ ค่าความถี่สัญญาณเอาต์พุตจะต้องอยู่ในช่วงที่กำหนดไว้ในวงจรตัวกรองความถี่ ส่วนค่าความถี่ที่เหลือจะต้องถูกกดสัญญาณ ซึ่งย่านความถี่ที่สามารถผ่านวงจรตัวกรองความถี่ไปได้ เราเรียกว่า Pass band ส่วนย่านความถี่สัญญาณที่ถูกกดเราจะเรียกว่า stop band โดยเราจะแบ่งประเภทของวงจรตัวกรองความถี่ได้เป็น 4 ประเภทหลักๆ คือ

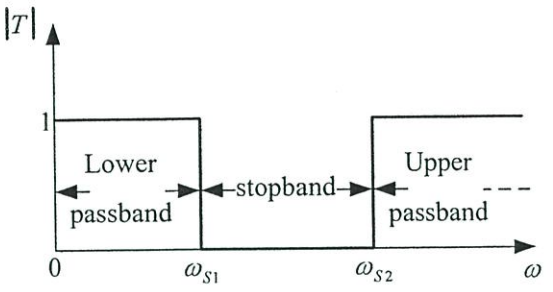
1. ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)
2. ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)
3. ตัวกรองความถี่ต้องการผ่าน (Band Pass Filter)
4. ตัวกรองความถี่ต้องการออก (Band Reject Filter)

ซึ่งตัวกรองทั้ง 4 แบบก็จะทำหน้าที่กรองสัญญาณในรูปแบบต่างๆ และให้สัญญาณเอาท์พุตในทางทฤษฎีดังรายละเอียดดังรูปที่ (3.2)

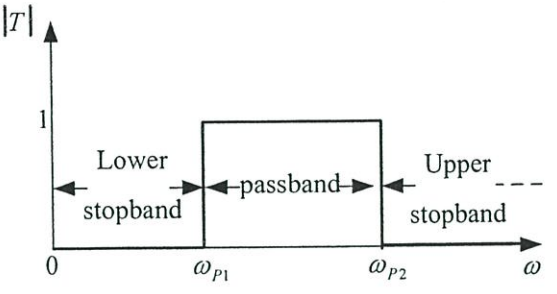


(ก) **(ข)**

รูปที่ 3.2 คุณสมบัติตามอุดมคติของตัวกรองทั้ง 4 แบบ
(ก) ตัวกรองต่ำผ่าน (ข) ตัวกรองสูงผ่าน
(ค) ตัวกรองแบนด์ผ่าน (ง) ตัวกรองแบนด์ไม่ผ่าน



(ค)



(ง)

รูปที่ 3.2 (ต่อ)

สมการส่งผ่านของวงจรตัวกรองความถี่ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการโพลิโนเมียล (Polynomials) ได้ดังสมการที่ (3.5)

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

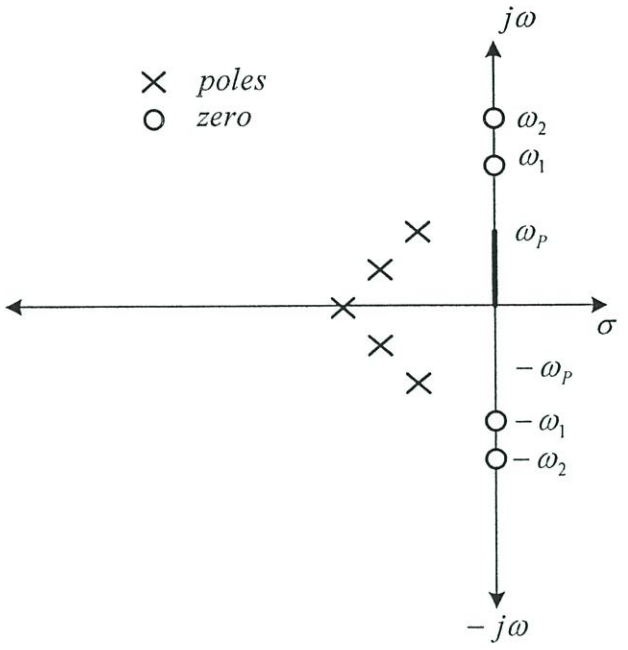
โดยที่ N จะเป็นตัวกำหนดลำดับของตัวกรองความถี่ (Filter Order) และค่าของ M จะน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า N จากสมการที่ (3.5) เราสามารถแยกตัวประกอบได้เป็น

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

เราจะเรียกค่า Z_1, Z_2, ..., Z_M ว่าค่าซีโร่ (Zero) และเรียกค่า p_1, p_2,..., p_N ว่าค่าโพล (Pole) โดยที่ค่าโพลและซีโร่ สามารถเป็นได้ทั้งจำนวนเต็มและจำนวนจินตภาพ แต่จะอยู่ในรูปคู่คอนจูเกต (Conjugate) ตัวอย่างเช่น 1+2j เป็นซีโรของสมการส่งผ่าน ค่า 1-2j ซึ่งเป็นคู่คอนจูเกต ก็จะเป็นซีโร่ของสมการการส่งผ่านเช่นเดียวกัน ดังตัวอย่าง

3.2 ตัวกรองสัญญาณหลายหน้าที่ (Universal Filter)

ตัวกรองสัญญาณหลายหน้าที่ (Universal filter) เป็นตัวกรองความถี่ที่มีสมการฟังชั่นถ่ายโอนในรูปตัวกรองลำดับ 2 ซึ่งแสดงในรูปแบบของสมการไบควอดเดรติกที่แสดงในสมการที่ (3.7) และมีองค์ประกอบของสัมประสิทธิ์ (a_1, a_2 และ a_3) ในสมการที่ (3.8) ซึ่งจะเป็นตัวระบุชนิดของตัวกรองความถี่



รูปที่ 3.3 รูปแบบ Pole และ Zero ของวงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 5

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่า ในย่านความถี่ Stop band ค่าซีโร่จะอยู่บนแกน $j\omega$ เสมอ จะได้ค่าเศษของสมการที่ (3.6) 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 $(-\omega^2+\omega_1^2)(-\omega^2+\omega_2^2)$ ส่วนค่าโพลจะสังเกตได้ว่าจะอยู่ทางซ้ายของ s-plan เสมอ ซึ่งหมายถึงค่าโพลจะมีค่าเป็นจำนวนจริงติดลบเสมอนั้นเอง 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 ฟังชั่นตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2 (Second- Order Filter Function)

ตัวกรองลำดับที่ 2 โดยทั่วไปมักแสดงสมการไบควอดเดรติก ซึ่งแสดงในสมการที่ (3.8) และจะได้ความถี่ของจุดทำงานที่ p_1, p_2 ในสมการที่ (3.9)

$$T(s)=\frac{a_2\,s^2+a_1\,s^2\,a_0}{s^2+s(\frac{\omega_0}{2Q})+\omega_0^2} \tag{3.8}$$

โดย ω_0 คือค่าความถี่ของโพล (pole frequency)

a_1, a_2, a_3 คือค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ

Q คือค่าคุณภาพของโพล (pole quality factor)

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

สัมประสิทธิ์ของสมการไบควอดเดรติกที่เป็นตัวบ่งบอกว่าตัวกรองชนิดใด คือค่า $a_1, a_2,$ และค่า a_2 ซึ่งสมการของตัวกรองทั้ง 5 ชนิดจะมีสมการส่งผ่านดังต่อไปนี้

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

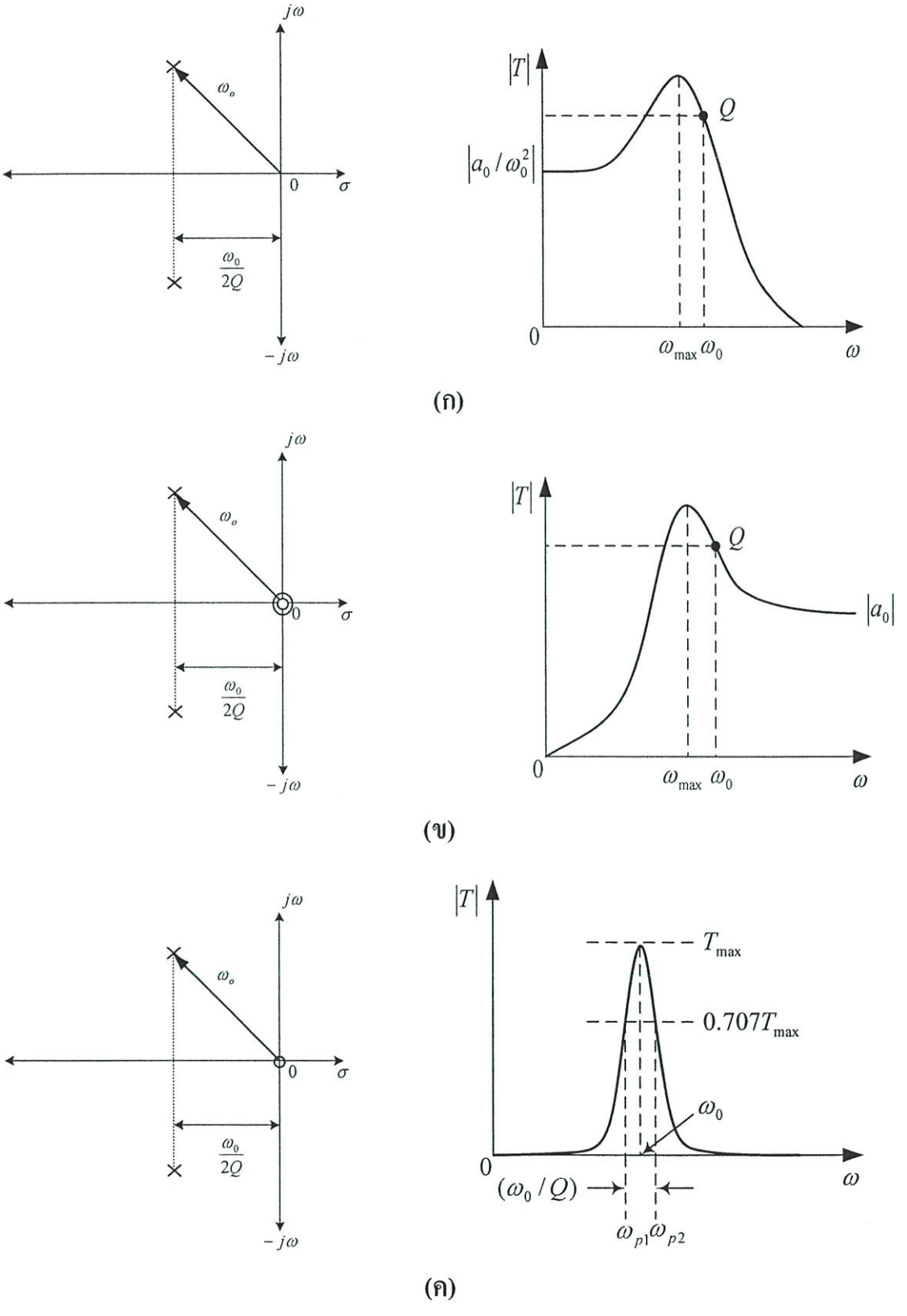
$$T_{BP} = \frac{a_1 s}{s^2+s\frac{\omega}{Q}+\omega^2} \tag{3.11}$$

$$T_{LP} = \frac{a_0}{s^2+s\frac{\omega}{Q}+\omega^2} \tag{3.12}$$

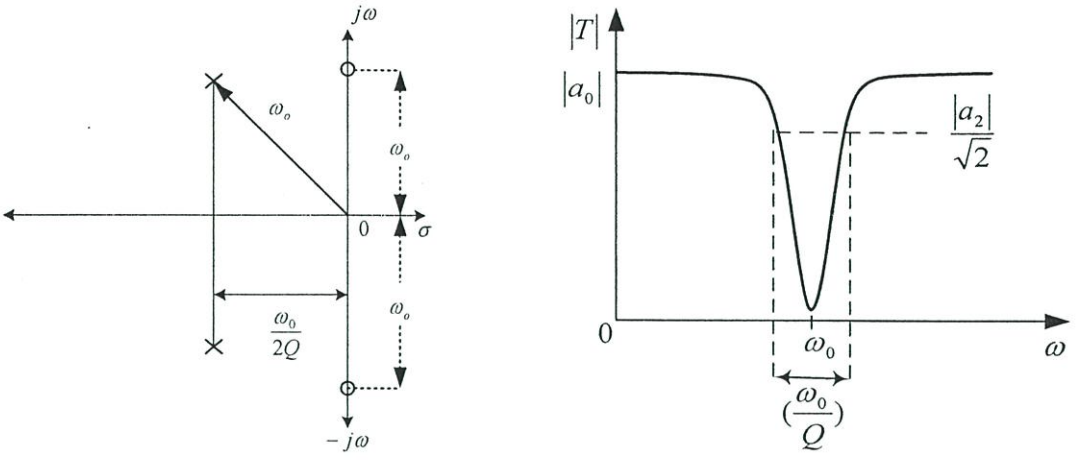
$$T_{HP} = \frac{a_2 s^2}{s^2+s\frac{\omega}{Q}+\omega^2} \tag{3.13}$$

$$T_{AP} = \frac{s^2-s\frac{\omega_0}{Q}+\omega^2}{s^2+s\frac{\omega}{Q}+\omega^2} \tag{3.14}$$

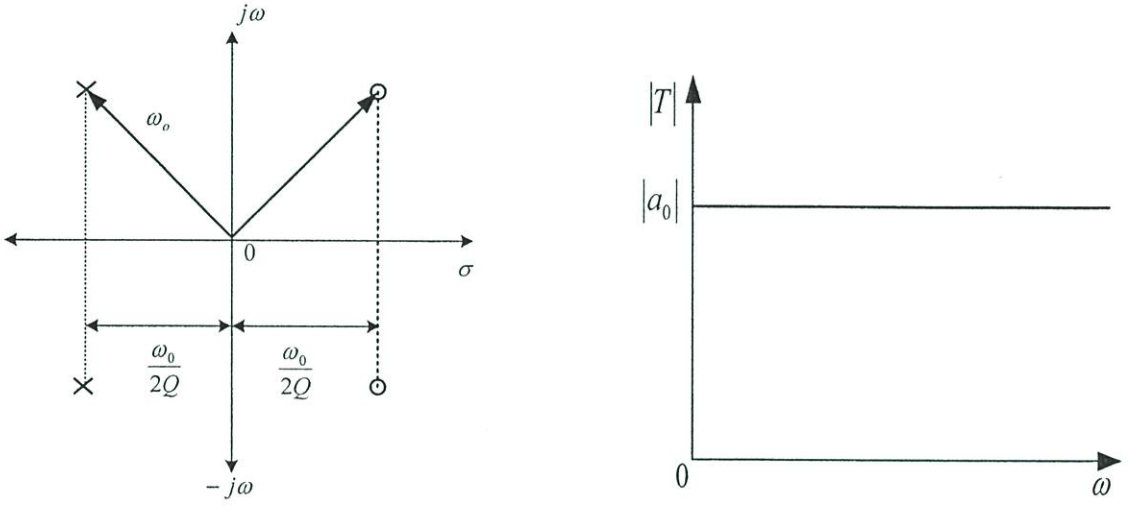
และจากสมการที่ (3.10 - 3.14) เป็นฟังชั่นถ่ายโอนของตัวกรองทั้ง 5 แบบซึ่งสามารถแสดงภาพของเฟสเซอร์ไดอะแกรม และภาพของลักษณะของผลตอบสนองสัญญาณเอาท์พุตของตัวกรองแบบต่ำผ่าน สูงผ่าน แบนด์ผ่าน แบนด์ไม่ผ่าน และผ่านหมด ในรูปที่ 3.4 (ก), (ข), (ค), (ง) และ (จ) ตามลำดับ



รูปที่ 3.4 แสดงเฟสเซอร์และสัญญาณเอาท์พุตของตัวกรองความถี่ลำดับที่ 2 ทั้ง 5 แบบ



(ง)



(จ)

รูปที่ 3.4 (ต่อ)

3.4 ค่าความไว (Sensitivity) ของตัวกรองความถี่

วิธีหนึ่งที่จะสามารถบอกได้ว่าตัวกรองที่ออกแบบมานั้นมีประสิทธิภาพดีหรือไม่ ก็คือ อุปกรณ์ (Components) ที่ใช้ในวงจร ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในตัวกรองนั้นโดยปกติแล้วจะมีความผิดพลาดเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความผิดพลาดของอุปกรณ์เอง ซึ่งการออกแบบนั้นถ้าต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง องค์ประกอบของวงจรจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงเลย แต่ในทางปฏิบัติไม่เป็นเช่นนั้น จะเกิดความเปลี่ยนแปลงเสมอ ซึ่งเรามีความจำเป็นต้องรู้ถึงค่าของความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเราจะเรียกวิธีนี้ว่า การวิเคราะห์ค่าความไว ซึ่งถ้าใช้การออกแบบที่ดีแล้วจะสามารถประหยัดวงจรได้มากทีเดียว เพราะไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่แพงเกินความจำเป็นนั่นเอง และตัวกรองความถี่ฟังก์ชั่นไบควอดเรติกสามารถเขียนให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้ดังนี้ [20,21]

$$T(s) = K\frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z}s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \tag{3.15}$$

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

$$S_R^{\omega_p} = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\frac{\Delta R}{R}} \tag{3.16}$$

ซึ่งมีความหมายเดียวกัน

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

ดังนั้น

$$S_R^{\omega_p} = \frac{\partial(\ln\omega_p)}{\partial(\ln R)} \tag{3.18}$$

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

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p}\frac{\partial\omega_p}{\partial C}; \quad S_R^{Q_p} = \frac{R}{Q_p}\frac{\partial Q_p}{\partial R}; \quad S_R^K = \frac{R}{K}\frac{\partial K}{\partial R} \tag{3.19}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.21) จึงสามารถสรุปเป็นสมการที่เป็นมาตรฐานโดยใช้ตัวแปรความไว P ต่ออุปกรณ์ X ได้เป็น

$$S_X^P = \frac{X}{P}\frac{\partial P}{\partial X} = \frac{\partial(\ln P)}{\partial(\ln X)} \tag{3.20}$$

ถ้า P ไม่เป็นฟังก์ชันของ X (เช่น P = ค่าคงที่) ดังนั้น

$$S_X^P = 0 \tag{3.21}$$

ถ้า P = CX โดยที่ C เป็นค่าคงที่

$$S_X^{CX} = \frac{\partial(\ln CX)}{\partial(\ln X)} = \frac{\partial(\ln C)}{\partial(\ln X)} + \frac{\partial(\ln X)}{\partial(\ln X)} = 1 \tag{3.22}$$

และยังมีความสัมพันธ์อื่นๆ ที่ควรรู้เช่น

$$S_X^P = -S_X^{1/P} \tag{3.23}$$

ซึ่งถ้าพิจารณาจากสมการที่ (3.23) ถ้าจะสามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกันคือ

$$-S_X^{1/P} = -\frac{\partial(\ln 1/P)}{\partial(\ln X)} = -\frac{\partial(-\ln P)}{\partial(\ln X)} = S_X^P \tag{3.24}$$

สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของตัวกรองความถี่ที่นำเสนอนั้น คือ ค่าความไวของของอุปกรณ์แอคทีฟ และพาสซีฟในวงจรที่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง $S_x^{\omega_P}$ และค่าคุณภาพ $S_x^{Q_P}$ เมื่อ X คือ อุปกรณ์แอคทีฟ และ พาสซีฟแต่ละตัว

ในปัจจุบันเราได้นำวงจรขยายความนำโอทีเอ (OTA) มาเป็นตัวกรองความถี่ของสัญญาณอนาล็อก ซึ่งสามารถทำงานทั้งย่านกว้างของแบนด์วิดท์และความถี่สูงได้ดีพร้อมกับสามารถควบคุมการทำงานของตัวกรองโดยการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ (การปรับค่าความนำด้วยกระแสควบคุม) ได้เป็นอย่างดี

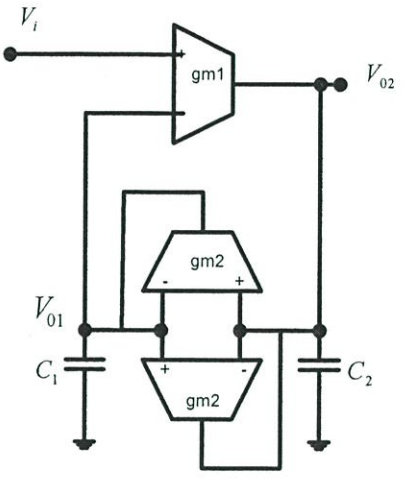
3.5 ตัวกรองความถี่หน้าที่เดียวและตัวกรองความถี่หลายหน้าที่

ตัวกรองความถี่สัญญาณอนาล็อกโดยทั่วไป มักจะเป็นตัวกรองความถี่หน้าที่เดียวซึ่งได้แก่ ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่แบนด์ผ่าน วงจรน็อต (Notch)

$$H_1(s) = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{g_m Y_2}{Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 + g_m Y_2} \tag{3.25}$$

$$H_2(s) = \frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{g_m(Y_1 + Y_2)}{Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 + g_mY_2} \tag{3.26}$$

เมื่อ $Y_1 = sC_1,\ Y_2 = g_{m2},\ Y_3 = sC_3$



รูปที่ 3.5 เป็นตัวกรองความถี่หน้าที่เดียวชนิดกรองสูงผ่าน

อนึ่งตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ ที่สร้างจากวงจรขยายความนำโอทีเอ ที่เป็นอินติเกรเตอร์ 2ลูปมักจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนได้หลายหน้าที่ ดังแสดงจากฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้จากสมการไบควอดเดรติก ตามสมการที่ (3.27) และตารางที่ 3.1 รูปที่3.6, 3.7 ตามลำดับ [20]

$$H(s) = \frac{K_2s^2 + K_1\frac{\omega_c}{Q}s + K_0\omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_o^2} \tag{3.27}$$

ตารางที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองหลายหน้าที่ด้วยโอทีเอซีที่จากสมการไบควอดเดรติก[20] แสดงในรูปที่ 3.2

Type	Numerators	Derivative conditions
LP	$K_{LP}\omega_o^2$	$K_2 = K_1 = 0, K_0 = K_{LP}$
BP	$K_{BP}\frac{\omega_o}{Q}s$	$K_2 = K_0 = 0, K_1 = K_{BP}$
HP	$K_{HP}s^2$	$K_1 = K_0 = 0, K_2 = K_{HP}$
BS	$K_{BS}(s^2 + \omega_n^2), \omega_n = \omega_0$	$K_1 = 0, K_2 = K_0 = K_{BS}$
LPN	$K_{LPN}(\frac{\omega_o}{\omega_n})^2(s^2 + \omega_n^2), \omega_n > \omega_o$	$K_1 = 0, K_2 = K_{LPN}(\frac{\omega_o}{\omega_n})^2, K_0 = K_{LPN}$
HPN	$K_{HPN}(s^2 + \omega_n^2), \omega_n < \omega_o$	$K_1 = 0, K_2 = K_{HPN}, K_0 = K_{HPN}(\frac{\omega_n}{\omega_o})^2$
AP	$K_{AP}(s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_o^2)$	$K_2 = -K_1 = K_0 = K_{AP}$

ตารางที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองหลายหน้าที่ด้วยโอทีเอซีที่จากสมการไบควอดเดรติกในสมการ (3.7) [20], ในโครงสร้างของอินทีเกรเตอร์ 2 ลูปที่สามารถปรับแต่งค่าของสัมประสิทธิ์ให้เป็นไปตามคุณลักษณะตามแบบของตัวกรองความถี่ที่ต้องการ ดังตัวอย่างของวงจรในรูปที่ 3.7

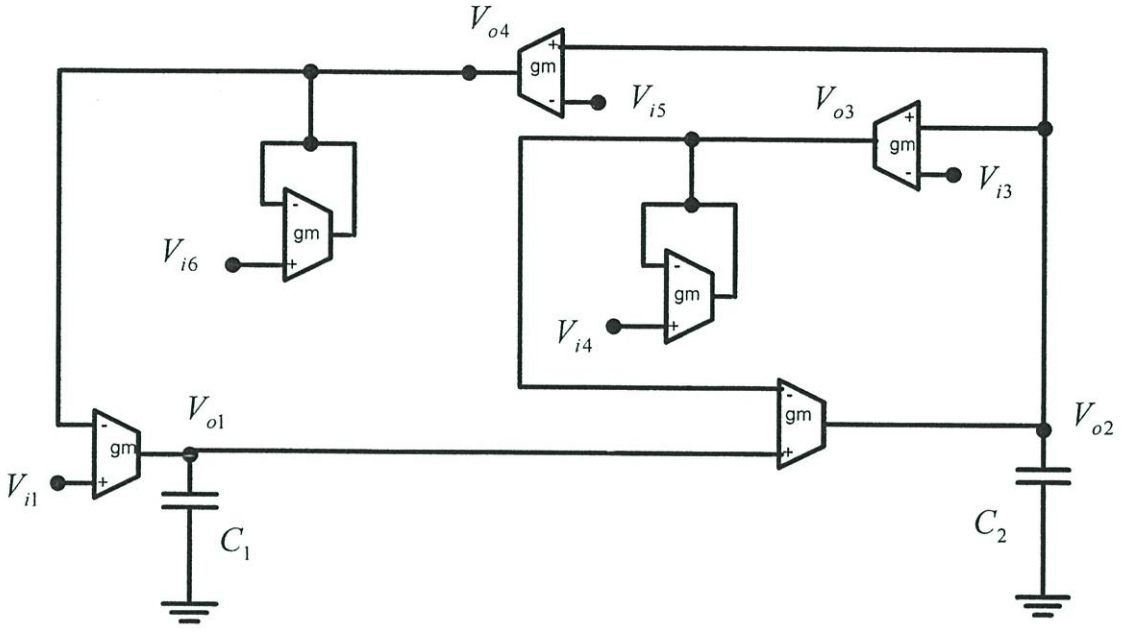
$$V_{o1} = (V_{i1} - V_{o4})/\tau_1 s \tag{3.28}$$

$$V_{o2} = (V_{o1} - V_{o3})/\tau_2 s \tag{3.29}$$

$$V_{o3} = (V_{o2} - V_{i3})k_{22} + V_{i4} \tag{3.30}$$

$$V_{o4} = (V_{o2} - V_{i5})k_{12} + V_{i6} \tag{3.31}$$

สมการที่ (328- 3.31) เป็นความสัมพันธ์ของวงจรไฟฟ้าของอินทีเกรเตอร์ 2 ลูป ที่ทำหน้าที่เป็นตัวกรองควารมถี่หลายหน้าที่ด้วยโอทีเอซีที่จากสมการไบควอดเดรติก ที่มีฟังชั่นถ่ายโอนแสดงไว้ในตารางที่ 3.1 ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.7 และแสดงจุดต่อสัญญาณอินพุตเอาท์พุต และชนิดของตัวกรองในตารงที่ 3.6



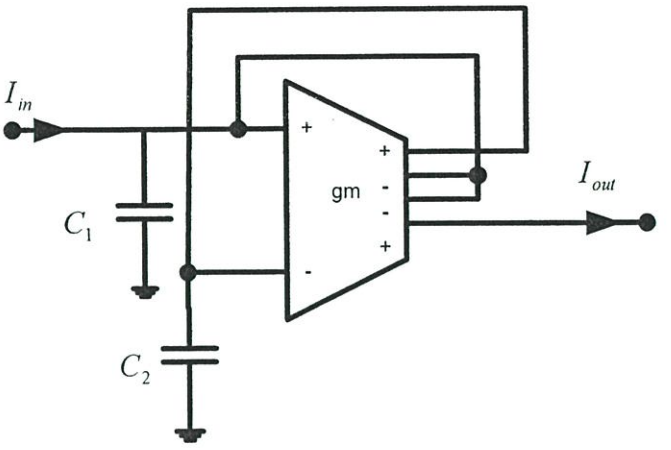
รูปที่ 3.6 เป็นตัวกรองความถี่หลายหน้าด้วยโอทีเอซี (OTA-C)

ตารางที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต-เอาท์พุตตัวกรองหลายหน้าที่ ในรูปที่ 3.7

Out/input	V_{i1}	V_{i3}	V_{i4}	V_{i5}	V_{i6}	V_{i35}	V_{i14}	V_{i46}	V_{i146}
V_{o1}		LP	LP			BP			LP
V_{o2}	LP	BP	BP	LP	LP				BP
V_{o3}	LP	BS	BS	LP	LP	HP	LPN	HPN	BS
V_{o4}	LP	BP	BP			HP			AP
$V_{o1}-V_{o3}$	BP	HP	HP	BP	BP				HP

3.6 ตัวกรองความถี่โหมดกระแสรูปแบบใหม่หลายหน้าที่

ตัวกรองความถี่โหมดกระแสรูปแบบใหม่หลายหน้าที่ จะมีลักษณะของวงจร เป็นวงจรขยายความนำ และมีองค์ประกอบ เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 3.7 แต่จะพิจารณารูปแบบของสัญญาณเอาต์พุตในรูปของกระแสดังวงจรตัวอย่างในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 ตัวกรองความถี่รูปแบบใหม่หลายหน้าที่ชนิดกรองแบนด์ผ่าน

จากรูปที่ 3.7 มีฟังก์ชันถ่ายโอน ค่าคุณภาพและความถี่จุดทำงานของตัวกรองความถี่แบนด์ผ่านซึ่งแสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$H(s) = \frac{\frac{g_m^2}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{g_m}{C_2}s + \frac{g_m^2}{C_1 C_2}} \tag{3.32}$$

$$\omega_0 = \frac{g_m}{\sqrt{C_1 C_2}} \tag{3.33}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \tag{3.34}$$

3.6.1 โครงสร้างและการทำงาน

จากรูปที่ 3.7 เป็นตัวกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ ที่สร้างจากวงจรโอทีเอ (OTA) ที่มีเอาต์พุตที่ทำงานรวมกับอุปกรณ์รวมพาสซีฟ ซึ่งทำให้สามารถเรียกชื่อของตัวกรองความถี่โอทีเอ-ซี (OTA-C) โดยมีฟังชั่นถ่ายโอนแบนด์ผ่านตามสมการที่ (3.32) ความถี่ศูนย์กลาง ω_o ตามสมการ (3.33) และค่าคุณภาพ (Q) ตามสมการ (3.34)

3.6.2 คุณลักษณะของตัวกรองหลายหน้าที่

เนื่องจากวงจรหลายหน้าที่มักจะมีโครงสร้างของวงจรอินติเกรเตอร์ตั้งแต่สองลูปหรือเป็นตัวกรองที่มีค่าเชิงอนุพันธ์ลำดับสองขึ้นไปเป็นโครงสร้างดังตัวอย่างในรูปที่ 3.6 และรูปที่ 3.7 ซึ่งจะสามารถเห็นประโยชน์ได้อย่างชัดเจนว่า เราสามารถสร้างตัวกรองหลายๆ รูปแบบขึ้นมาได้ใน

โครงสร้างของวงจรเดียวกัน ซึ่งจะทำให้ประหยัดโครงสร้างในการนำโอทีเอมาทำเป็นตัวกรองได้น้อยลง

3.7 การปรับค่าของตัวกรองความถี่

โดยทั่วไปตัวกรองความถี่โหมดกระแสที่สร้างจากวงจรขยายความนำ เราสามารถปรับค่าการทำงานของตัวกรองได้ 2 แบบคือ

3.7.1 การปรับตัวกรองด้วยการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m)

การปรับค่าจุดทำงานของตัวกรองจากการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งได้แก่วงจรโอทีเอและปรับค่าความต้านอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยแรงดันของตัวต้านทาน

3.7.2 การปรับตัวกรองด้วยค่าพารามิเตอร์อื่นๆ

ใช้การเปลี่ยนค่าอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกหรืออุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นพารามิเตอร์ของจุดทำงานของวงจร

3.8 การนำวงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตมาทำเป็นตัวกรองความถี่

3.8.1 ตัวกรองความถี่โหมดกระแส

ตัวกรองความถี่ที่สร้างจากโอทีเอเป็นตัวกรองความถี่ที่ทำงานในรูปแบบตัวกรองโหมดกระแส ซึ่งมีคุณลักษณะการทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าโอทีเอที่ถูกนำไปทำงานตัวกรองโหมดแรงดัน และยังมีส่วนประกอบที่เป็นอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกที่น้อยกว่าด้วย

3.8.2 การประยุกต์ใช้งานวงจรขยายโหมดกระแสด้วยเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)

การนำเอ็มโอโอทีเอมาต่อเป็นตัวกรองสัญญาณอะนาลอกจะมีความสะดวกและลดความยุ่งยากในการต่อขาอินพุตและการป้อนกระแสไบอัสของตัวกรองความถี่ได้ดีกว่าโอทีเอชนิดหนึ่งเอาต์พุตแบบธรรมดา

3.9 การประยุกต์ใช้รูปแบบของวงจร

เนื่องจากตัวกรองความถี่แบบอนาล็อก นอกจากจะใช้ทำหน้าที่เป็นตัวกรองแล้ว ก็สามารถนำมาใช้เป็นวงจรกำเนิดความถี่แบบริงออสซิลเลเตอร์(Ring Oscillator) ได้เช่นกันหรือนำมาทำเป็นวงจรการปรับเลื่อนเฟสของสัญญาณอะนาลอกและเป็นวงจรจูน

สรุป

ตัวกรองความถี่ทั้งโหมดแรงดันหรือโหมดกระแสในลักษณะตัวกรองหน้าที่เดียวหรือหลายหน้าที่เป็นไปตามฟังชั่นถ่ายโอนและพบว่าตัวกรองโหมดกระแสจะมีค่าความไวต่ออุปกรณ์ที่เปลี่ยนค่าไปตามอุณหภูมิน้อยกว่าโหมดแรงดันอันเนื่องมาจากการที่ตัวกรองโหมดกระแสมีอุปกรณ์พาซีฟภายนอกที่เป็นส่วนประกอบของตัวกรองความถี่จำนวนน้อยกว่าโหมดแรงดัน

บทที่ 4
ตัวกรองความถี่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยโอทีเอซี

4.1 การออกแบบตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ด้วยโอทีเอซี

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการสังเคราะห์โครงสร้างตัวกรองความถี่จากสมการไบควอตเดรติก โดยใช้สมการของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (Band-pass Filter) มาเป็นสมการตั้งต้น เพื่อให้ได้โครงสร้างที่สามารถสังเคราะห์เป็นตัวกรองได้จากวงจรอินทีเกรเตอร์ ซึ่ง OTA และ ตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการสร้างเป็นตัวกรองความถี่เมื่อพิจารณาตัวกรองความถี่รูปแบบกระแสที่เคยนำเสนอไว้โดยใช้ OTA 2-3 ตัว [2], [3] จะพบว่าสามารถปรับค่า ω_P และ ค่า Q_P ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ แต่การปรับค่า Q_P จะมีผลต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง ส่วนที่เคยนำเสนอไว้โดยใช้ OTA 3 ตัว [6] จะพบว่าสามารถปรับค่า ω_P และ ค่า Q_P ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่า Q_P จะไม่มีผลต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง แต่เป็นที่ทราบดีว่าการปรับค่าอัตราการขยายของ OTA จะมีขอบเขตในการปรับ ซึ่งก็หมายถึงค่า Q_P จะถูกจำกัดในการปรับตามไปด้วย เพื่อหลีกเลี่ยงข้อจำกัดนี้ บทความนี้จึงนำเสนอแนวความคิดที่ขยายเงื่อนไขการปรับค่า Q_P ได้ทั้งทางอิเล็กทรอนิกส์และทางกายภาพด้วยการเปลี่ยนตัวเก็บประจุของวงจรจะใช้อินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียและ อินทีเกรเตอร์ชนิดที่ไม่มีการสูญเสียอย่างละ 1 ตัว

4.2 ทฤษฎีและหลักการในการออกแบบด้วยสมการไบควอดเดรติก (Biquadratic)

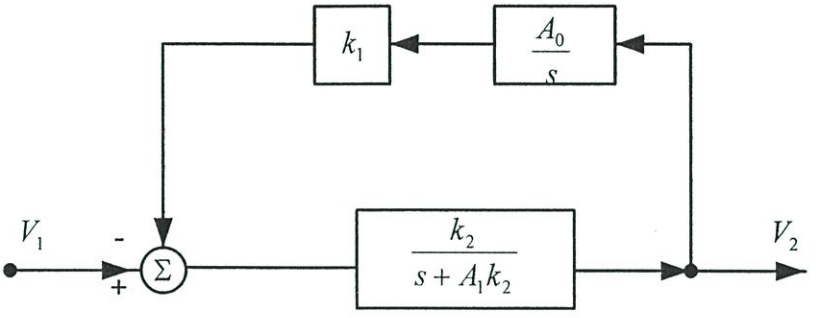
หลักการสังเคราะห์ตัวกรองความถี่ สามารถทำได้โดยใช้สมการไบควอตเดรติกข้างต้นและทำการแปลงให้อยู่ในรูปที่สามารถออกแบบเป็นวงจรได้ซึ่งในที่นี้คือวงจรอินทีเกรเตอร์ สมการตั้งต้น ที่ใช้ในการสังเคราะห์ในบทความนี้คือ สมการตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านดังสมการที่ (4.1)

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{sk_2}{s^2 + sA_1k_2 + A_0k_1k_2} \tag{4.1}$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการรูปแบบของอินทีเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสียและอินทีเกรเตอร์ชนิดไม่มีการสูญเสียได้เป็น

$$V_2(s) = \left(V_1(s) - V_2(s)\frac{A_0k_1}{s} \right)\left(\frac{k_2}{s + A_1k_2} \right) \tag{4.2}$$

จากสมการที่ (4.2) สามารถเขียน Block Diagram ได้ดังรูปที่ 4.1

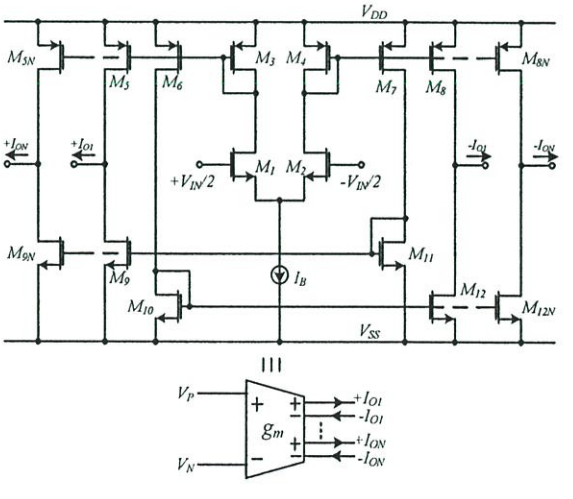


รูปที่ 4.1 Block Diagram ของการสังเคราะห์จากสมการตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน

4.3 วงจรขยายความนำหลายเอาต์พุตด้วยซีมอส (CMOS MOOTA)

วงจรขยายความนำหลายเอาท์พุทแบบซีมอส (CMOS Multiple-output Operational Tranconductance Amplifier: CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 4.2 นั้นจะมีคุณสมบัติให้เอาท์พุทเป็นกระแส และมีอินพุทเป็นแรงดันซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทและเอาท์พุต ได้ดังสมการที่ (4.3)

$$\frac{I_O}{V_{in}} = g_m = \sqrt{(I_B)(\mu_O C_{OX} W/L)} \tag{4.3}$$

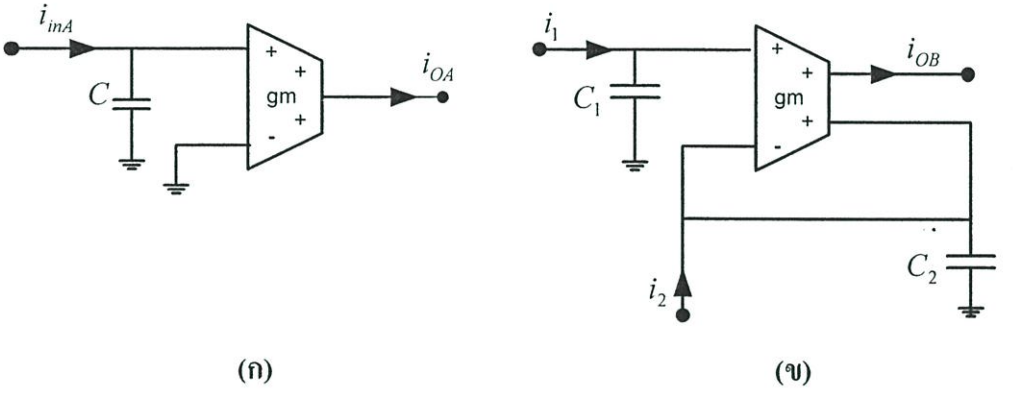


รูปที่ 4.2 วงจรวงจรภายในของตัวขยายสัญญาณซีมอสเอ็มโอโอที่เอ (CMOS MOOTA)

จากสมการที่ (4.3) ค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ (g_m) นั้นสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัส (I_B)

4.4 ตัวกรองความถี่โหมดกระแสด้วยอินทีเกรเตอร์สูญเสียและไม่สูญเสีย

จากหลักการรูปที่ 4.1 ประกอบขึ้นจาก อินทีเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) และ อินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสีย (Lossy Integrator) ที่สร้างจาก OTA และ ตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ โดยมีสมการการส่งผ่านกระแสเป็นดังสมการที่ (4.5) และ (4.6) ตามลำดับ



(ก) (ข)

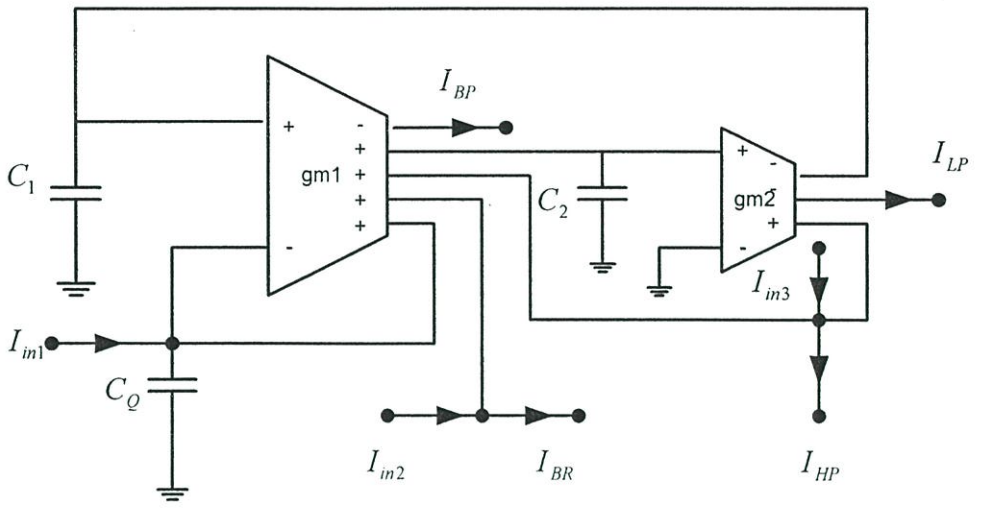
รูปที่ 4.3 OTA อินทีเกรเตอร์แบบ (a) ไม่มีการสูญเสีย (b) มีการสูญเสีย

จากรูปที่ 4.3 (ก) และ (ข) สามารถเขียนสมการการส่งผ่านกระแสได้ดังสมการที่ (4.4) และ (4.5) ตามลำดับ

$$\frac{i_{OA}}{i_{inA}} = \frac{g_m}{sC} \tag{4.4}$$

$$i_{OB} = \frac{g_m}{C_1}\frac{\left[i_1 - i_2\left(C_1/C_2\right)\right]}{s + g_m/C_2} \tag{4.5}$$

เมื่อนำวงจรดังรูปที่ 4.3 (a) และ (b) มาประกอบกันตามรูปที่ 4.1 จะได้วงจรสมบูรณ์ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ตัวกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่สังเคราะห์ได้จากสมการที่ (4.2)

จากรูปที่ 4.1 Block Diagram ของการสังเคราะห์จากสมการตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน B_P สมการสามารถนำมาหาค่าสัมประสิทธิ์ A_0, A_1, K_1, K_2 จากลักษณะของอินทีเกรเตอร์ทั้ง 2 แบบ และจะได้สมการส่งผ่าน (Transfer functions) ของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน B_P สามารถสรุปได้ดังนี้

จาก (4.4) $I_{OA} = i_2 = K_1 \frac{A_0}{s} = \frac{g_{m1}C_1}{sC_2C_Q}$ $\quad ; K_1 = \frac{C_1}{C_Q}, A_0 = \frac{g_{m1}}{sC_2}$

และ (4.5) $I_{OB} = I_{BP} = [i_{input} - i_2(\frac{C_1}{C_2})(\frac{g_{m2}}{C_Q})][\frac{g_{m1}/C_1}{s + g_{m1}C_Q}]$

$A_1K_2 = g_{m1}C_1$; $K_2 = g_{m1}/C_1$;นำไปแทนค่าในสมการ (4.1) เป็นกรองแบนด์ผ่าน BP

จะได้ $$T_{BP} = \frac{s\, g_{m1}/C_Q}{D(s)} \tag{4.6}$$

และจากการศึกษาองค์ประกอบ และค่าสัมประสิทธิ์ของสมการส่งผ่าน (Transfer functions) ของตัวกรองแบบต่างๆ ที่เป็นลักษณะสมการไบควอดเดรติกในบทที่ 3 จะนำมาทำการสังเคราะห์เป็นวงจรกรองแบบต่างๆ ได้ดังนี้

สมการไบควอดะดรติกของตัวกรองต่ำผ่าน

$$T_{LP} = \frac{a_0}{s^2 + s\frac{\omega}{Q} + \omega^2}$$

จากการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธ์ของ T_{LP} กับ T_{BP} ที่ทราบค่าในสมการที่ (4.6)

จะได้ $T_{LP} = T_{BP} A_0$; และแทนค่า ; $A_0 = g_{m1} / sC_Q$

จะได้ $$T_{LP} = \frac{g_{m1} g_{m2} / C_2 C_Q}{D(s)} \tag{4.7}$$

สมการไบควอดะดรติกของตัวกรอง notch

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

$T_{BR} = I_{INPUT} - T_{LP}$; แทนค่า $I_{INPUT} = 1\sin(\varpi t) = 1$; และ T_{LP}

จะได้ $$T_{BR} = \frac{s^2 + g_{m1} g_{m2} / C_1 C_2}{D(s)} \tag{4.8}$$

สมการไบควอดะดรติกของตัวกรองสูงผ่าน

$$T_{HP} = \frac{a_2 s^2}{s^2 + s\frac{\omega}{Q} + \omega^2}$$

จะได้ $T_{HP} = I_{INPUT} - (T_{BP} + T_{LP})$; แทนค่า $I_{INPUT} = 1\sin(\varpi t) = 1$; และ $(T_{BP} - T_{LP})$

ดังนั้น $$T_{HP} = \frac{s^2}{D(s)} \quad ; \text{ โดยที่ } \quad D(s) = s^2 + s\frac{g_{m1}}{C_Q} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \tag{4.9}$$

และเมื่อพิจารณา $D(s)$ เทียบกับรูปแบบทั่วไปของสมการไบควอดเดรติก จะได้ว่า

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

ซึ่งจะทำให้ทราบค่าของตัวแปรที่เป็นสัมประสิทธิ์ของ ω_P และ Q_P ดังที่แสดงไว้ใน (4.10), (4.11)

$$\omega_P = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{4.10}$$

และ

$$Q_P = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \cdot \left(\frac{C_Q}{g_{m1}}\right) \tag{4.11}$$

จากสมการที่ (4.8) ในปกติทั่วไปสามารถกำหนดให้ $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ และ $C_1=C_2=C_Q=C$ เพื่อให้ค่า $Q_P = 1$ ดังนั้นการปรับค่าความถี่ตอบสนอง สามารถทำได้โดยการปรับค่าเกนของ OTA ทั้งสองตัว ซึ่งถ้า OTA ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากันจะเห็นได้ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองจะมีค่าเป็นเชิงเส้น

4.5 การปรับค่าคุณภาพ (Q_p) และค่าความถี่จุดทำงาน (ω_p) ของตัวกรองความถี่

เมื่อพิจารณาในกรณีที่ต้องการปรับค่า Q_P >1 จากสมการที่ (4.9) พบว่าเราสามารถปรับค่า Q_P อย่างเป็นอิสระโดยไม่มีผลกระทบต่อ ω_P ซึ่งทำได้ 2 วิธีโดยวิธีแรกกำหนดให้ค่า $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ ซึ่งทำให้ค่า คุณภาพมีค่าเท่ากับ $Q_P = C_Q/C$

วิธีที่สองทำได้โดยกำหนดให้ค่า $g_{m1} \neq g_{m2}$ และ $C_Q = C$ ซึ่งทำให้ค่า Q_P มีค่าเท่ากับ $Q_P = \sqrt{g_{m2}/g_{m1}}$ การกำหนดค่า Q_P โดยปรับค่า g_{m1} และ g_{m2} นั้นจะต้องมีวิธีการปรับที่ถูกต้องเพื่อไม่ให้มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง ซึ่งการปรับค่า g_{m1} และ g_{m2} เพื่อให้ค่า Q_P ไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง สามารถทำได้ โดยสมมุติให้มีเงื่อนไขคงที่ดังต่อไปนี้

$$g_{m1}g_{m2} = A \tag{4.12}$$

จากสมการที่ (9) เมื่อกำหนดให้ $C_1=C_2=C_Q$ ค่า Q_P จะสามารถหาได้จากกำหนดค่า g_{m1} และ g_{m2} ได้ดังนี้

$$Q_P = \sqrt{\frac{g_{m2}}{A/g_{m2}}} = \frac{g_{m2}}{\sqrt{A}} \tag{4.13}$$

ดังนั้น

$$g_{m2} = Q_P\sqrt{A} \tag{4.14}$$

$$g_{m1} = \sqrt{A}/Q_P \tag{4.15}$$

หรือ

$$\frac{g_{m2}}{Q_P} = Q_P g_{m1} \tag{4.16}$$

4.6 ค่าความไว (Sensitivity) ของตัวกรองความถี่

วิธีหนึ่งที่จะสามารถบอกได้ว่าตัวกรองที่ออกแบบมานั้นมีประสิทธิภาพดีหรือไม่ ก็คือ อุปกรณ์ (Components) ที่ใช้ในวงจร ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในตัวกรองนั้นโดยปกติแล้วจะมีความผิดพลาดเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความผิดพลาดของอุปกรณ์เอง ซึ่งการออกแบบนั้นถ้าต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง องค์ประกอบของวงจรจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงเลย แต่ในทางปฏิบัติไม่เป็นเช่นนั้น จะเกิดความเปลี่ยนแปลงเสมอ ซึ่งเรามีความจำเป็นต้องรู้ถึงค่าของความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเราจะเรียกวิธีนี้ว่า การวิเคราะห์ค่าความไว ซึ่งถ้าใช้การออกแบบที่ดีแล้วจะสามารถประหยัดวงจรได้มากทีเดียว เพราะไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่แพงเกินความจำเป็นนั่นเอง และตัวกรองความถี่ฟังก์ชั่นไบควอตเดรติกสามารถเขียนให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้ดังนี้ [20,21]

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

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

$$S_R^{\omega_p} = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\frac{\Delta R}{R}} \tag{4.18}$$

ซึ่งมีความหมายเดียวกัน

$$S_R^{\omega_p} = \frac{R}{\omega_p}\frac{\partial\omega_p}{\partial R} \tag{4.19}$$

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

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p}\frac{\partial\omega_p}{\partial C}; \qquad S_R^{Q_p} = \frac{R}{Q_p}\frac{\partial Q_p}{\partial R}; \qquad S_R^{K} = \frac{R}{K}\frac{\partial K}{\partial R} \tag{4.20}$$

ซึ่งถ้าพิจารณาจากสมการที่ (4.20) ถ้าจะสามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกันคือ

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

สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของตัวกรองความถี่ที่นำเสนอนั้น คือ ค่าความไวของของอุปกรณ์แอคทีฟ และ พาสซีฟในวงจรที่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง $S_x^{\omega_P}$ และ ค่าคุณภาพ $S_x^{Q_P}$ เมื่อ X คือ อุปกรณ์แอคทีฟ และ พาสซีฟแต่ละตัว ซึ่งพบว่าความไวมีค่าต่ำอยู่ระหว่าง ± 0.5 ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ $S_{g_{m1},g_{m2}}^{\omega_P}$ = 0.5, $S_{C_1,C_2}^{\omega_P}$ = -0.5, $S_{C_1,C_2,g_{m1}}^{Q_P}$ = -0.5, $S_{g_{m2}}^{Q_P}$ = 0.5, $S_{C_Q}^{Q_P}$ = 1 และ $S_{C_Q}^{\omega_P} = 0$

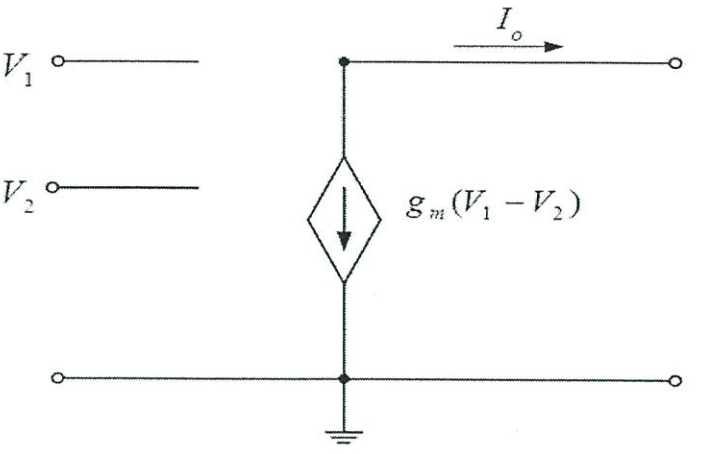
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าความไวของจุดทำงาน Q_p และ ω_p

$X = component$	$S_X^{\omega_P} = \omega_p / component$	$S_X^{Q_P} = Q_p / component$
g_{m1} = Transconductance1	0.5	-0.5
g_{m2} = Transconductance2	0.5	0.5
C_1 = Capacitor1	-0.5	-0.5
C_2 = Capacitor2	-0.5	-0.5
C_Q = Capacitor Q	0	1

จากตารางที่ 4.1 แสดงค่าความไวของจุดทำงาน Q_p และ ω_p ที่ได้รับผลกระทบจากอัตราค่าผิดพลาดจากองค์ประกอบ g_{m1}, g_{m2}, C_1, C_2, C_Q ที่มีอยู่ในตัวกรองความถี่ที่นำเสนอ

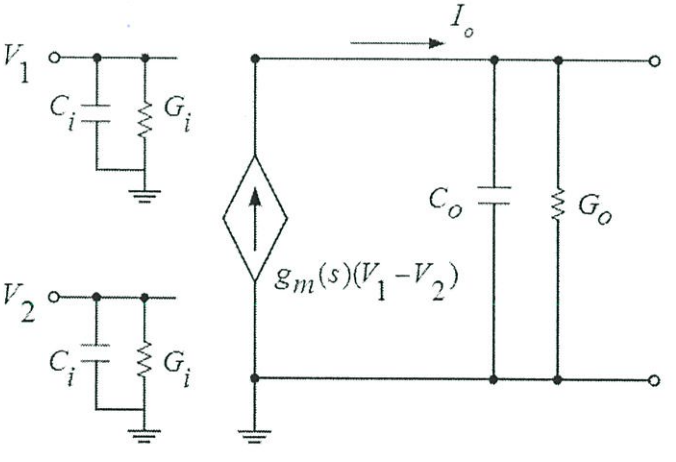
4.7 โครงสร้างในรูปแบบของสัญญาณขนาดเล็กของตัวกรองหลายหน้าที่ OTA-C

จากรูปที่ 4.5 เป็นวงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำโอทีเอที่เป็นในแบบอุดมคติ ซึ่งจะมีความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตเป็นค่าอนันต์ และคาปาซิสเตอร์ที่ขั้วอินพุตและเอาต์พุตมีค่าเท่ากับศูนย์ หรือสามารถสรุปได้ว่าเราไม่ได้นำค่าองค์ประกอบต่างๆมาพิจารณาร่วมเลย ในรูปแบบของสัญญาณขนาดเล็ก [20], [21]

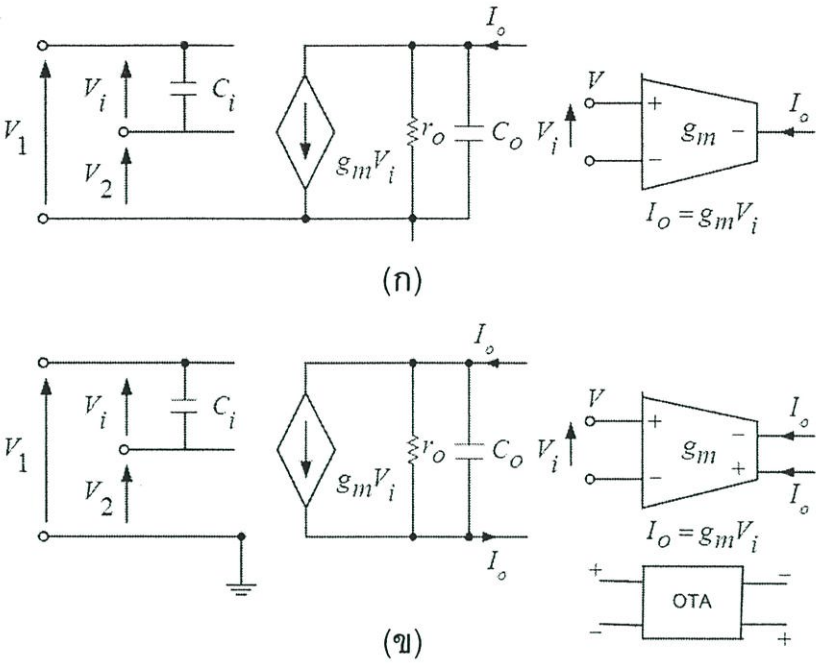


รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำโอทีเอที่เป็นในแบบอุดมคติ

จากรูปที่ 4.6 เป็นวงจรสมมูลของวงจรขยายความนำโอทีเอที่เป็นในแบบอุดมคติซึ่งจะมีความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตเป็นค่า100 เมกะโอห์ม และคาปาซิสเตอร์ที่ขั้วเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 100 p ที่ขั้วอินพุตเท่ากับ 10 pF และนำมาพิจารณาเป็นองค์ประกอบ ในรูปแบบของสัญญาณขนาดเล็ก



รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำโอทีเอที่เป็นในแบบไม่เป็นไปตามอุดมคติ

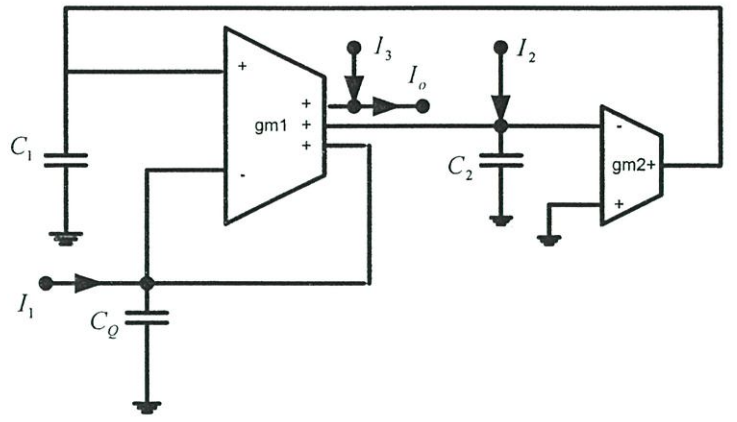


รูปที่ 4.7 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายความนำโอทีเอและเอ็มโอโอทีเอที่ไม่เป็นอุดมคติ

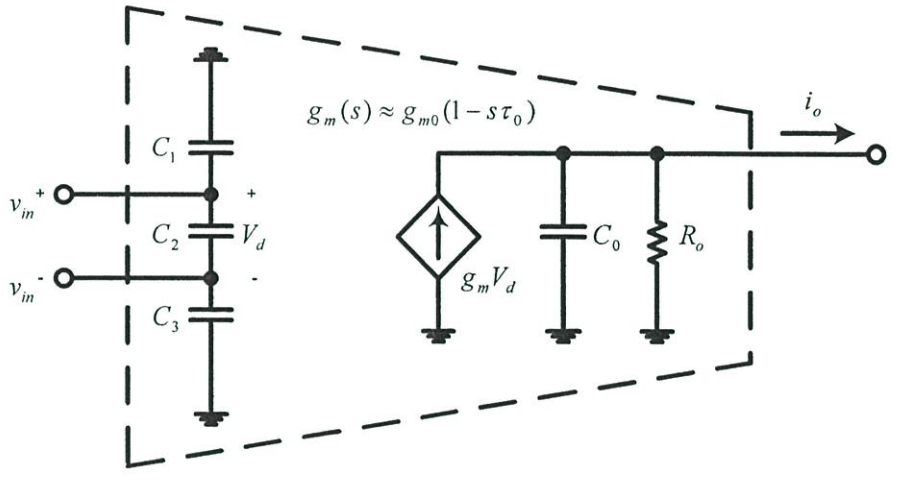
จากรูปที่ (4.7) เป็นวงจรสมมูลย์ของโอทีเอ(OTA) และเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA) ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าพาราซีสติกได้แก่ ค่าอินพุตคาปาซิเต็นซ์ (C_i) เอาท์พุตคาปาซิเต็นซ์ (C_o) และเอาท์พุตคอนดักเต็นซ์ (r_o) สำหรับวงจรขยายสัญญาณโหมดกระแสด้วยโอทีเอ (OTA) หรือเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA) แล้วค่าของอินพุตคาปาซิเตอร์จะมีผลกระทบต่อการทำงานแบนด์วิดท์ด้านความถี่สูงของวงจรขยายสัญญาณโหมดกระแสน้อยกว่าคาปาซิเตอร์เอาท์พุตมาก แต่อย่างไรก็ดีหากวงจรขยายสัญญาณโหมดกระแส ที่ต้องใช้อุปกรณ์พาซีฟที่เป็นคาปาซิเตอร์ที่มีค่าความจุใกล้เคียงกับค่าพาราซีสติกคาปาซิเตอร์ภายในตัวโอทีเอ (OTA) และเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA) แล้ว ก็จะเป็นเหตุให้จุดทำงาน และอัตราการขยายสัญญาณไม่เป็นไปตามการออกแบบได้

4.8 ค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของตัวกรองหลายหน้าที่ OTA-C

จากการที่วงจรขยายสัญญาณโหมดกระแสด้วยเอ็มโอโอทีเอซี (MOOTA-C) มีค่าพาราซิสติกคาปาซิเตอร์ทำให้วงจรของตัวกรองที่ออกแบบทำงานคลาดเคลื่อนไป ดังนั้นจึงจำเป็นต้องนำวิธีการของการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติมาประกอบการาออกแบบ ซึ่งจะได้นำเสนอด้วยตัวกรองหลายหน้าที่ดังต่อไปนี้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.8 ตัวกรองหลายหน้าที่ด้วยเอ็มโอโอทีเอซี (MOOTA-C)

เนื่องจากวงจรของตัวกรองความถี่หลายหน้าที่มีจุดเชื่อมต่อของวงจรอยู่หลายจุด (Node) ทำให้วิเคราะห์เกี่ยวกับค่าหน่วงเวลาที่เกิดขึ้น ($\tau_i = 1/\omega_{0i}$) ดังนั้นในจุดเชื่อมต่อที่ต่างกันก็จะมีการคลาดเคลื่อนของเวลา (τ_i) ที่ต่างกัน ตามสมการดังต่อไปนี้

$$D_n \cong s^2\left[1 - \frac{g_{m1}}{C_Q}\tau_1 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1\tau_2)\right] + s\left[\frac{g_{m1}}{C_Q} - \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1 + \tau_2)\right] + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \qquad (4.22)$$

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{-\frac{g_{m1}}{C_Q}(-s^2\tau_1 + s)}{D_n(s)} \qquad (4.23)$$

$$T_{LPn}(s) \cong \frac{-\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left[(s^2\tau_1\tau_2 - s(\tau_1+\tau_2)+1\right]}{D_n(s)} \tag{4.24}$$

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left[(s^2\tau_1\tau_2 - s(\tau_1+\tau_2)+1\right]}{D_n(s)} \tag{4.25}$$

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

$$T_{APn}(s) \cong \frac{s^2 - \frac{g_{m1}}{C_Q}(-s^2\tau_1 + s) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left[(s^2\tau_1\tau_2 - s(\tau_1+\tau_2)+1\right]}{D_n(s)} \tag{4.27}$$

จากสมาการ (4.27) จะเป็นค่าพารามิเตอร์ของตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ซึ่งสามารถแสดงได้ในสมการที่ (4.28)

$$\omega_{Pn} \cong \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{4.28}$$

$$Q_{Pn} \cong \frac{C_Q\sqrt{g_{m1}g_{m2}C_1C_2}}{g_{m1}C_1C_2 - g_{m1}g_{m2}C_Q(\tau_1+\tau_2)} \tag{4.29}$$

จากสมการ (4.22) - (4.27) จะทำให้เรามองเห็นผลอันเนื่องมาจากพาราซิสติก ซึ่งเป็นค่าที่เราไม่สามารถคำนวณหาได้จากฟังชั่นถ่ายโอนของตัวกรองสัญญาณ ซึ่งเราสามารถทำการตัดทิ้งโดยใช้การกำหนดจากค่าขององค์ประกอบในวงจรกรอง ซึ่งจะแสดงในสมการ (4.30)

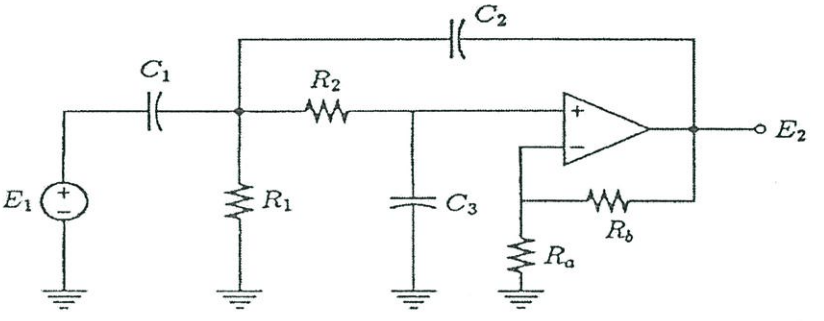
$$\left.\begin{aligned}\left[\frac{g_{m1}}{C_Q}\tau_1 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1\tau_2)\right] &<< 1\\ \left[\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}(\tau_1+\tau_2)\right] &<< \frac{g_{m1}}{C_Q}\end{aligned}\right\} \tag{4.30}$$

ที่ความถี่ต่ำ ซึ่งไม่มีผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรอง ดูจากสมการ (4.29) จากการสังเกตุของผลกระทบเพียงเล็กน้อยต่อค่าคุณภาพ (Q_{Pn}) จากค่าพาราซิสติกที่ปรากฏต่อผลตอบสนองของความถี่ในช่วงความถี่สูงของตัวกรอง และถ้าหากว่าผลตอบสนองทางความถี่สูง ($g_{m(\max)}$) หรือ ค่าทรานคอนดักเตนซ์สูงสุดในขณะความถี่สูง ประกอบกับค่าของคาปาซิเตอร์ (C_1, C_2) ที่มีค่าน้อยๆและค่าคุณภาพ (Q_{Pn}) มีค่ามากว่า 1 มากๆ แล้วค่าพาราซิสติกส่งผลทำให้ ค่าคาปาซิเตอร์ (C_Q) ส่งผลกระทบอย่างมากต่อค่าคุณภาพ (Q_{Pn}) หรือโดยอีกความหมายหนึ่งหากถ้า

ค่าคาปาซิเตอร์ (C_1, C_2) มีค่ามากพอต่อการปรับค่าคุณภาพก็จะพบว่าค่าพาราซิสติกจะมีผลกระทบน้อยลงจนกระทั้งสามารถที่จะไม่จำเป็นที่จะนำมาคิดคำนวณ ดังจะแสดงในสมการ (4.31)

$$g_{m1}g_{m2}C_Q(\tau_1+\tau_2) << g_{m1}C_1C_2 \tag{4.31}$$

4.9 การเปรียบเทียบโครงสร้างของวงจรที่สังเคราะห์กับตัวกรองความถี่แบบอื่นๆ



รูปที่ 4.9 ตัวกรองความถี่โหมดแรงดัน

จากรูปที่ 4.9 เป็นตัวกรองความถี่ชนิดแบนด์ผ่านโหมดแรงดัน มีองค์ประกอบที่อุปกรณ์พาสซีฟที่ มีตัวเก็บประจุ 3 และความต้านทาน 4 ตัวซึ่งถ้าหากเป็นตัวกรองสัญญาณโหมดกระแสด้วยวงจรขยายความนำโอทีเอ วงจรดังกล่าวมีอุปกรณ์พาสซีฟคือมีตัวเก็บประจุไม่เกิน 2 ตัวและไม่มีค่าตัวความต้านทานเป็นองค์ประกอบอยู่เลย อันเนื่องมาจากวงจรของโอทีเอสามารถสังเคราะห์ค่าความต้านทานด้วยตัวโอทีเอ และค่าความเหนี่ยวนำมาจาก ตัวโอทีเอ และตัวเก็บประจุ [20], [21] ทำให้ตัวกรองความถี่โหมดกระแสด้วยโอทีเอเป็นตัวกรองความถี่ที่มีอุปกรณ์จำนวนน้อย และสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรในชิฟของไอซี (Ic or Integrated Circuit) ได้ง่ายขึ้นกว่าวงจรขยายสัญญาณโหมดแรงดัน

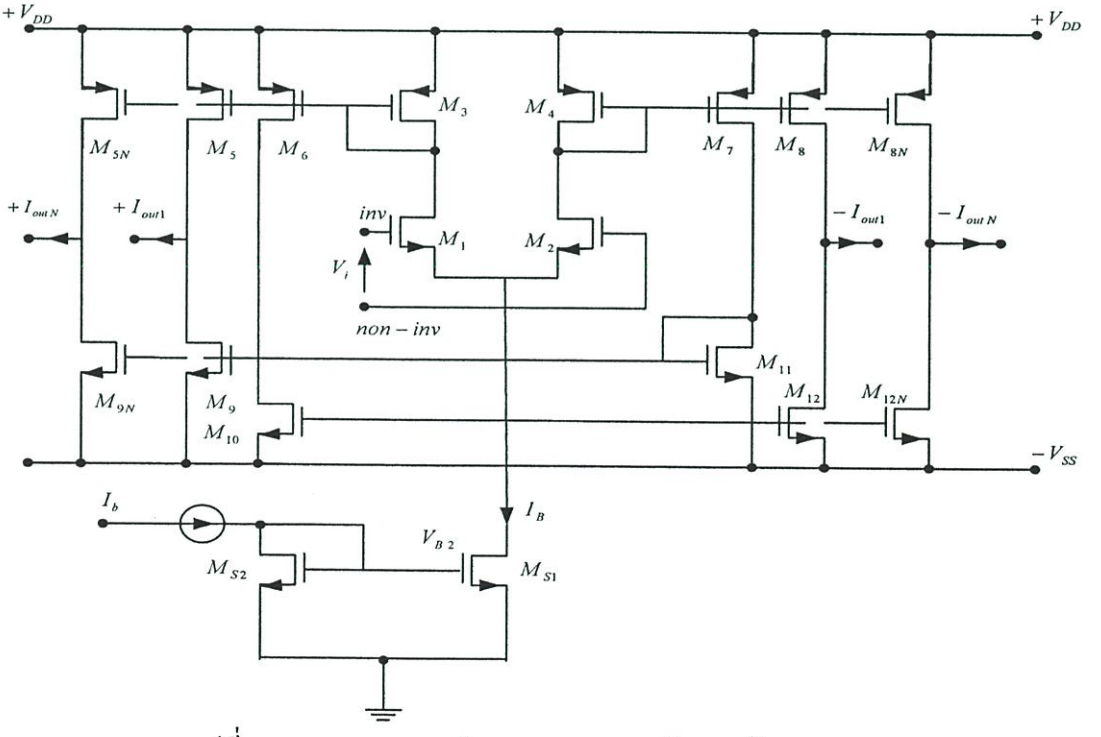
บทที่ 5

ผลการทดลอง

ในการจำลองผลวงจรโหมดกระแสหลายหน้าที่ด้วยโอทีเอซี ได้อาศัยข้อมูลของแม็คโครโมเดลของวงจรขยายความนำ T14Y MOSIS ทั้งชนิด P และ N Type Mos ซึ่งเชื่อมต่อเป็นวงจรขยายความนำ MO-OTA และรวมถึง W (μm) และ L (μm) ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ประกอบเป็นวงจรและจะมีค่าความสัมพันธ์ของค่าทรานสคอนดักแตนซ์(g_m) ซึ่งจะแปลตามการปรับค่ากระแสไบอัส (I_b) และเป็นผลต่อการเปลี่ยนแปลงต่อจุดทำงานซึ่งทำการทดสอบด้วยการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าความสัมพันธ์ขององค์ประกอบของมอสทรานซิสเตอร์ของเอ็มโอโอทีเอ (MOOTA)

Transistor	W (μm)	L (μm)
$M_1, M_2, M_3, M_4, M_6, M_7$	5	1
M_{5N}, M_{8N}	5.5	1
M_{9N}, M_{12N}	3	1



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรภายในของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร MOOTA-C

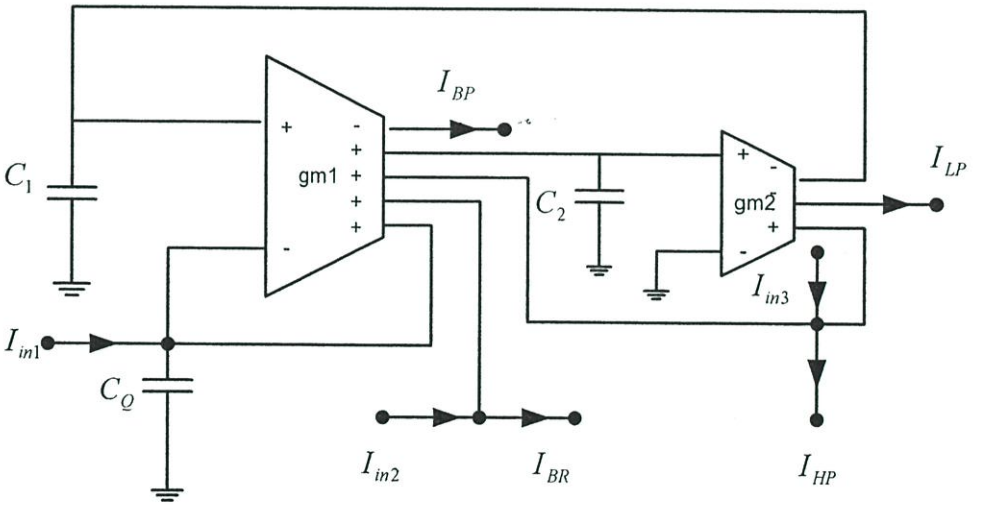
สมการที่ (5.1) แสดงค่าพารามิเตอร์ทรานคอนดักแตนซ์ (g_m) ที่เป็นองค์ประกอบที่ใช้ในการควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจร MOOTA T14Y MOSIS

$$g_m = \frac{I_o}{V_{in}} = \sqrt{I_b(\mu_0 C_{ox} W / L)} \tag{5.1}$$

5.1 การจำลองและทดสอบตัวกรองความถี่

5.1.1 การจำลองและทดสอบตัวกรองความถี่ LP, HP, BP, notch ด้วยการปรับกระแสไบอัส

หลักการสำคัญของตัวกรองความถี่โหมดกระแส คือการทำงานอย่างมีเสถียรภาพตลอดย่านความถี่ที่ทำงานคือ 10 kHz – 10 MHz และหลายๆ หน้าที่คือ LP, HP, BP, notch. พร้อมๆ กันในเวลาจริง ตามที่แสดงในรูปที่ 5.3 – 5.4 โดยมีค่าของสัญญาณการตอบสนองตั้งแต่ 0 dB, กรณี Bandpass และ Slope ลดค่าลง ± 20 dB/decade และ -40 dB/decadeกรณี Lowpass, +40 dB/decade กรณี Highpass ตามลำดับข้อสังเกตคือในการปรับค่าพารามิเตอร์ ω_p, Q_P ด้วย (I_b) = 5, 50 uA เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบค่าของจุดทำงานทั้ง 2 ว่ามีผลที่เหมือนกัน และต่างในด้านใด ซึ่งพบว่าสามารถปรับได้ง่ายและกว้างได้อย่างต้องการ โดยยังคงสมรรถนะในการตอบสนองทางความถี่ตลอดในช่วงย่านความถี่ในการทำงาน



รูปที่ 5.2 ตัวกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่นำเสนอและนำมาเป็นแบบสำหรับการจำลองการทำงาน

5.1.2 การจำลองและทดสอบตัวกรองความถี่ BP, notch ปรับค่า Q_p โดย เปลี่ยน $C_Q, (I_b)$

การจำลองการทำงานของตัวกรองความถี่สัญญาณหลายหน้าที่แบนด์ผ่าน**(BP)** และน๊อต (notch) ที่นำเสนอ ซึ่งในการจำลองตัว กรองความถี่เพื่อศึกษาการปรับค่าคุณภาพ Q_P โดยการเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ C_Q ตามรายละเอียดในตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ในการปรับค่า Q_p ด้วยค่ากระแสไบอัส (I_b)

Q_p	$C_Q = 0.1\,nF$	
$\varpi_P = 2\pi(300kHz)$	$g_{m1}(\mu s)$	$g_{m2}(\mu s)$
1	250	250
2	500	125
4	1000	62.5
8	2000	31.25
16	4000	15.625

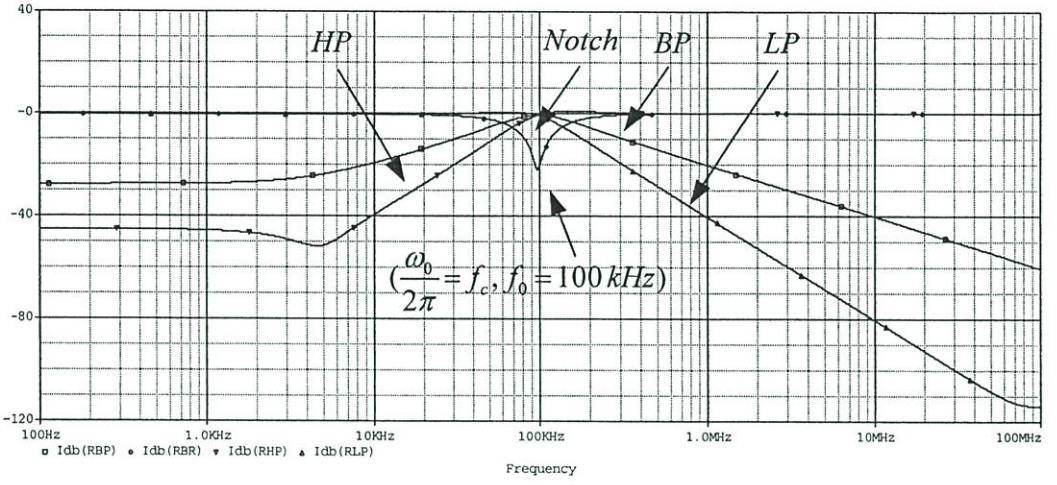
ตารางที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ในการปรับค่า Q_P ด้วยค่าคาปาซิสเตอร์ C_Q

Q_p	$I_{b1} = I_{b2} = 50\,\mu A$; or
$\varpi_P = 2\pi(300kHz)$	$g_{m1} = g_{m2} = 250\,\mu S$
	$C_Q(nF)$
1	0.1
2	0.2
4	0.4
8	0.8
16	1.6

จาก 4 .8 ค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติพบว่า $C_1, C_2, C_Q >> C_X$; $C_X = 1$ Pf
จากผลของค่าพาราซิสติกคาปาซิเตอร์ จึงต้องกำหนดประมาณค่าให้ $C_1, C_2, C_Q = 100\,C_X$
C_1, C_2, C_Q มีค่าอยู่ระหว่าง = 100(1pF) = 0.1 nF - 100 nF.

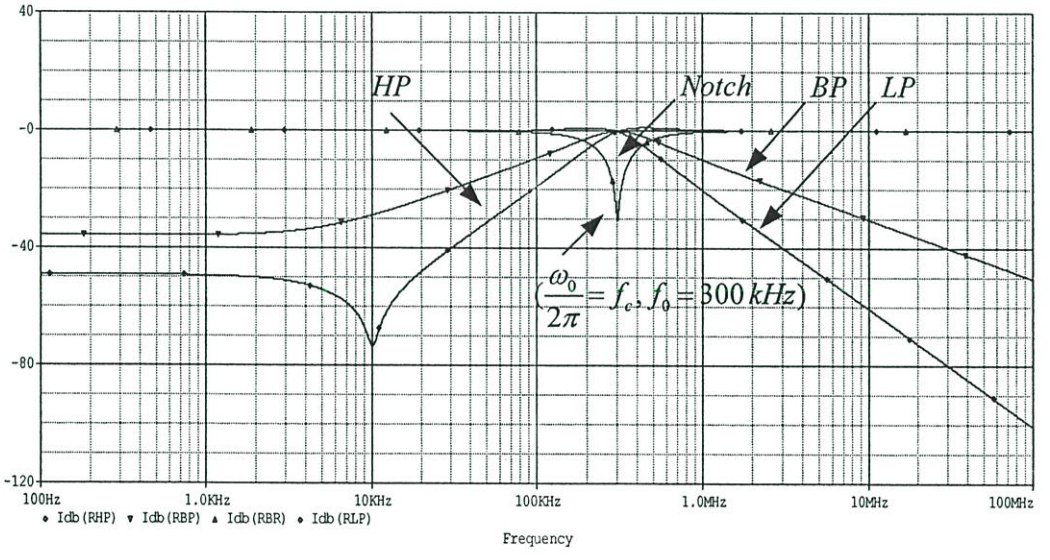
5.2 ผลการจำลองและทดสอบตัวกรองความถี่ LP, HP, BP, notch ที่ I_b = 5, 50 uA

5.2.1 ผลการจำลองการทำงานของตัวกรองหลายหน้าที่ด้วยกระแสไบอัส I_b = 5 uA



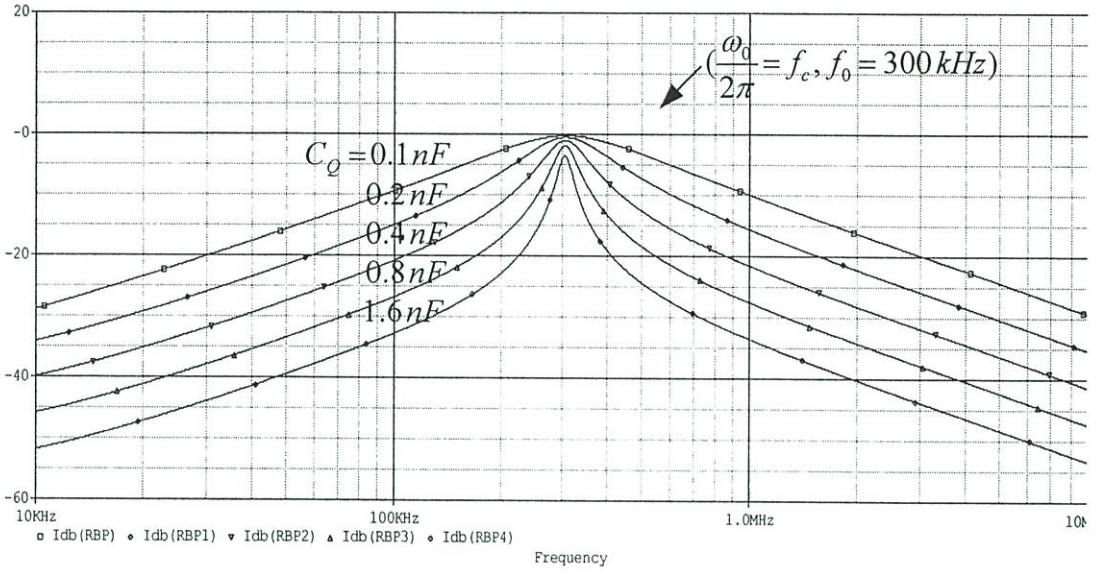
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ LP, HP, BP, notch ที่ (I_b) = 50 uA, f_C, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1

5.2.2 ผลการจำลองการทำงานของตัวกรองหลายหน้าที่ด้วยกระแสไบอัส (I_b) = 50 uA

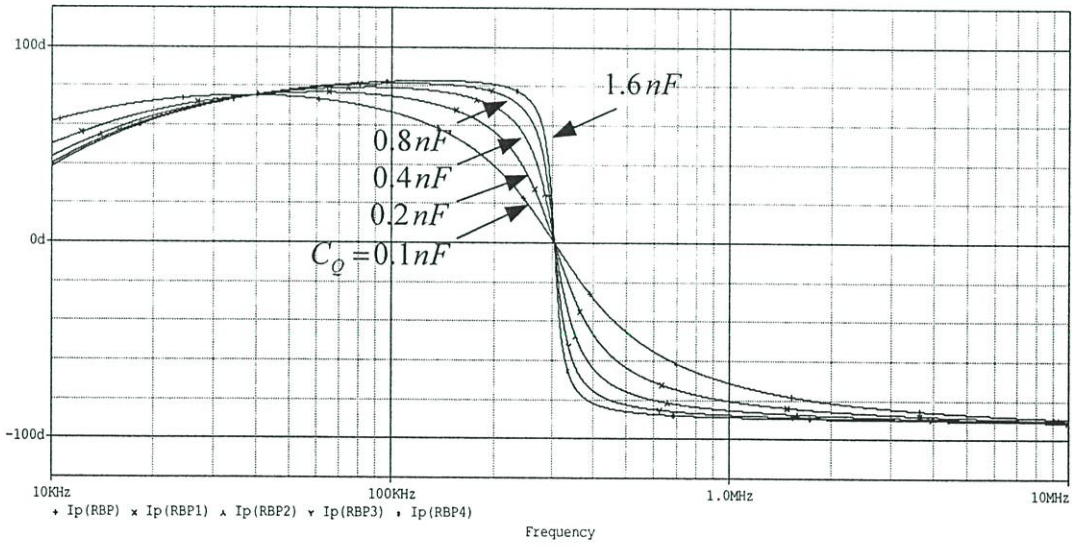


รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ LP, HP, BP, notch ที่ (I_b) = 50 uA, f_C, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1

5.2.3 ผลการจำลองสัญญาณของตัวกรองแบนด์ผ่าน (BP) โดยเปลี่ยนค่า C_Q

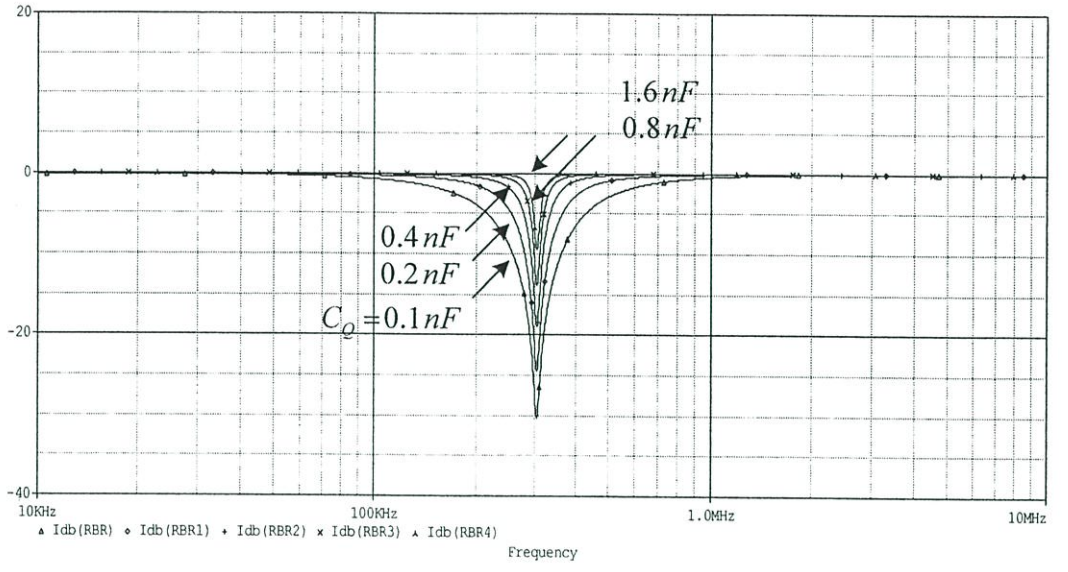


รูปที่ 5.5 แสดงขนาดสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1-16: โดยการปรับค่า C_Q=0.1-1.6 nF

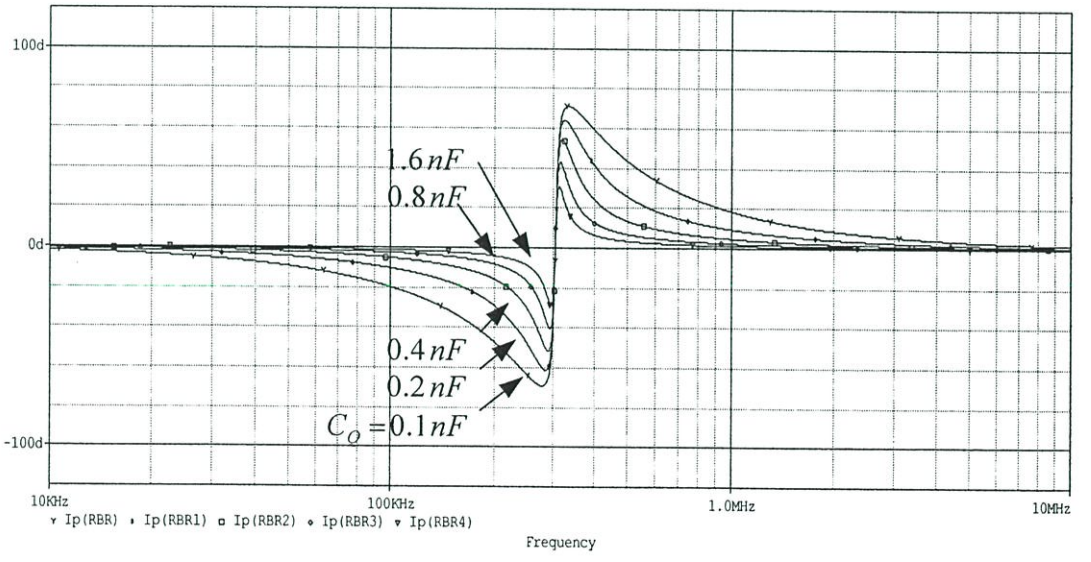


รูปที่ 5.6 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1-16 : โดยการปรับค่า C_Q=0.1-1.6 nF

5.2.4 ผลการจำลองสัญญาณของตัวกรอง notch โดยเปลี่ยนค่า C_Q

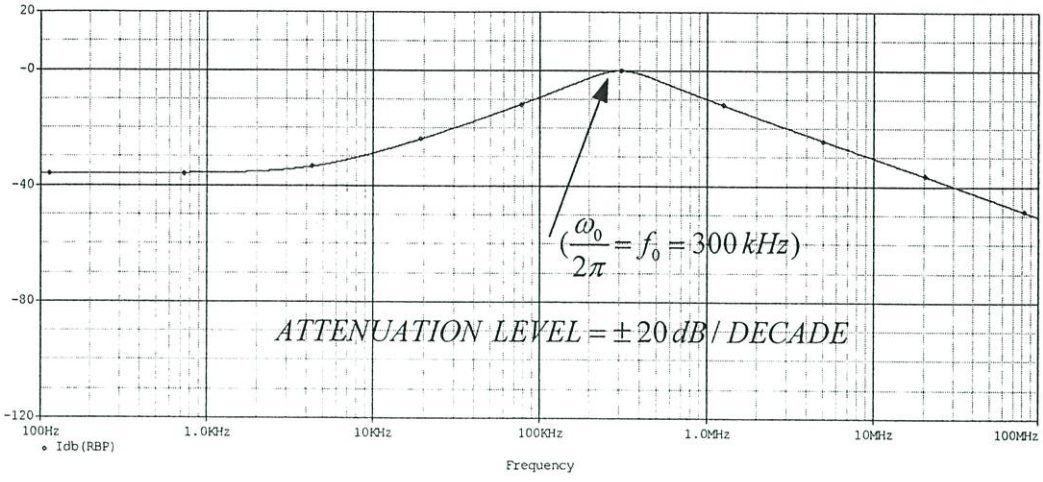


รูปที่ 5.7 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 50 uS, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1-16: โดยการปรับค่า C_Q = 0.1 – 1.6 nF

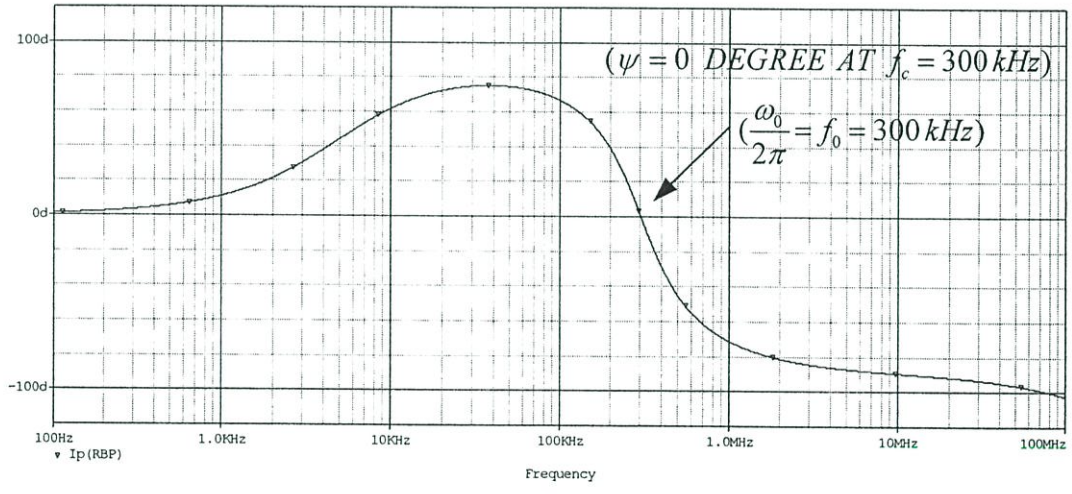


รูปที่ 5.8 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 50 uS, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1-16: โดยการปรับค่า C_Q = 0.1 – 1.6 nF

5.2.5 ผลการจำลองตัวกรองแบนด์ผ่านด้วยกระแส I_b = 50 uA , ที่ Q_p =1

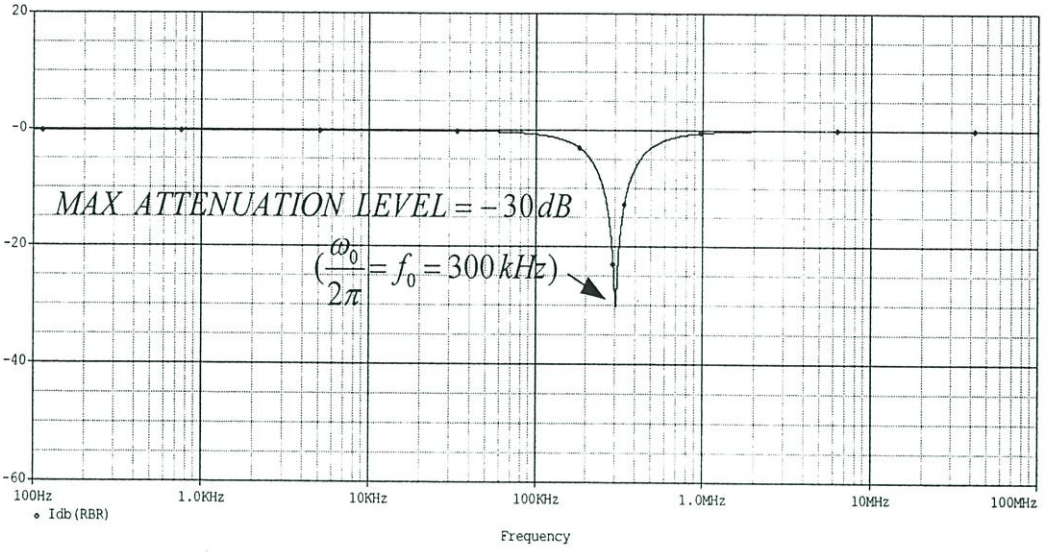


รูปที่ 5.9 แสดงขนาดสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF

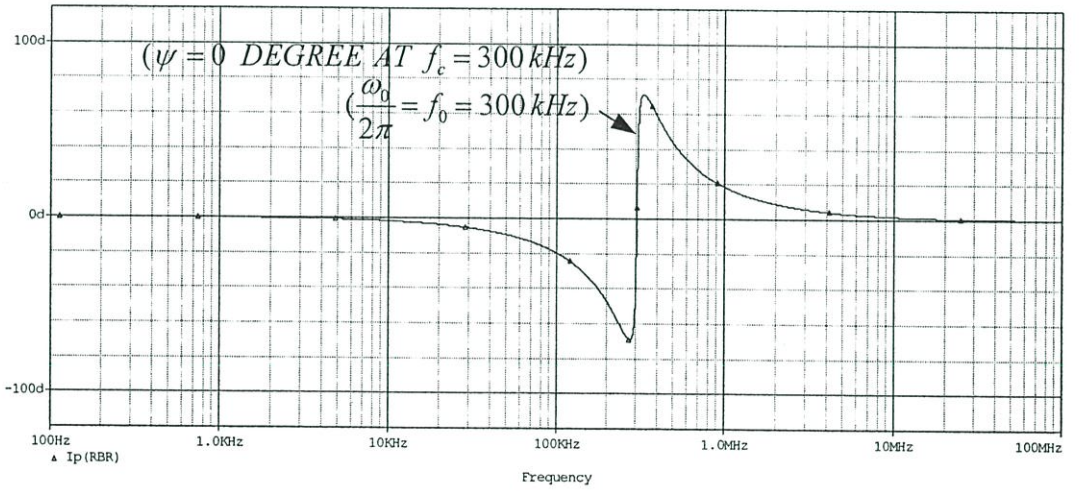


รูปที่ 5.10 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง BP ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF

5.2.6 ผลการจำลองตัวกรอง notch ด้วยกระแส I_b = 50 uA ,ที่ Q_p=1

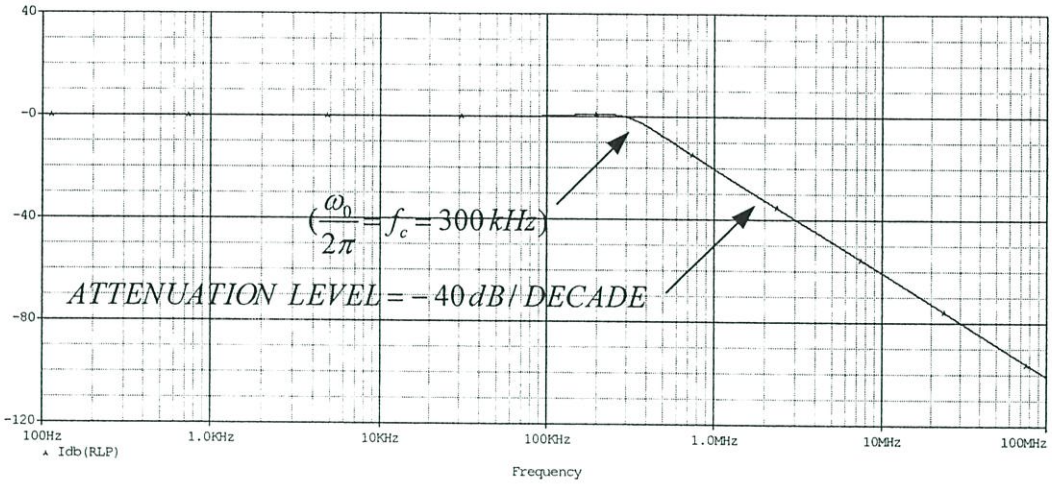


รูปที่ 5.11 แสดงขนาดสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF

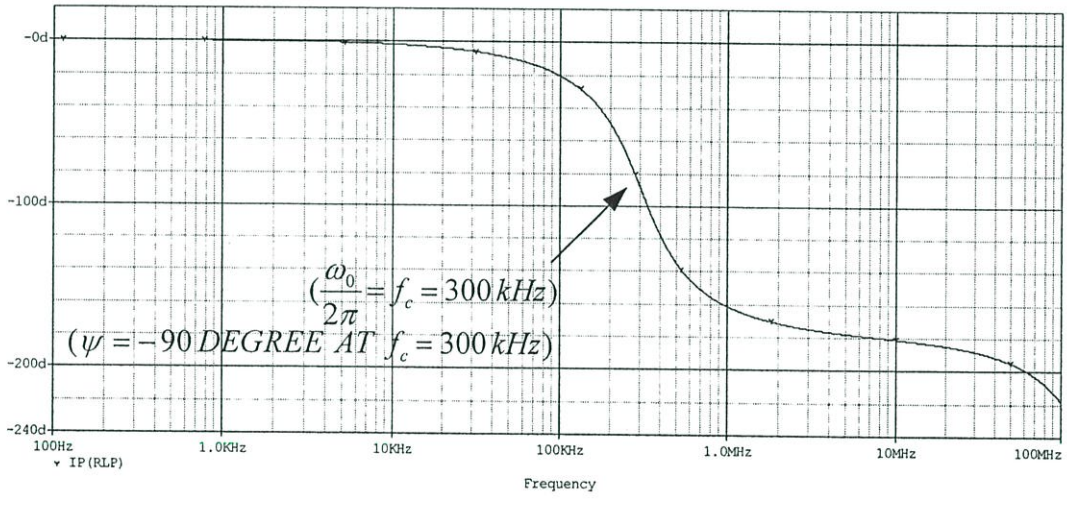


รูปที่ 5.12 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรอง notch ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF

5.2.7 ผลการจำลองตัวกรองต่ำผ่านด้วยกระแส I_b = 50 uA ,ที่ Q_p =1

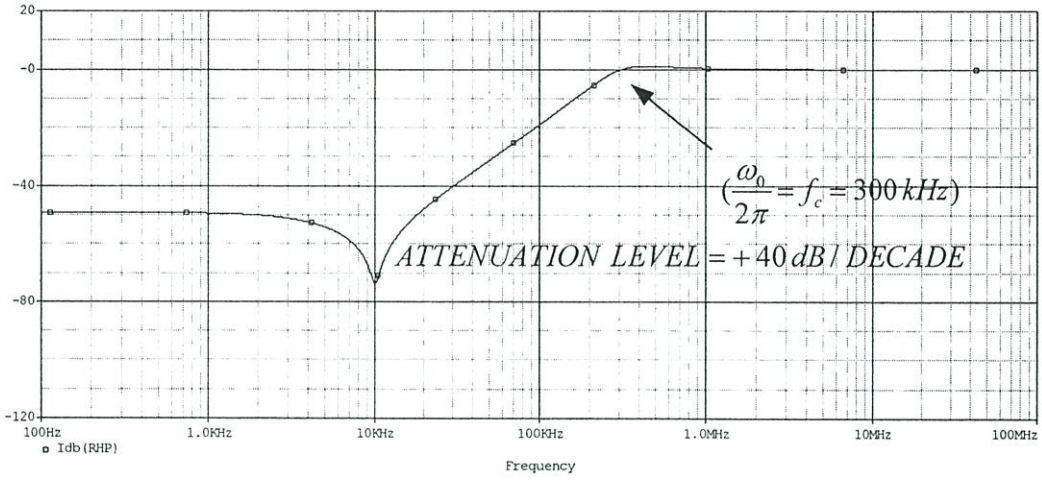


รูปที่ 5.13 แสดงขนาดสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองต่ำผ่าน ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF

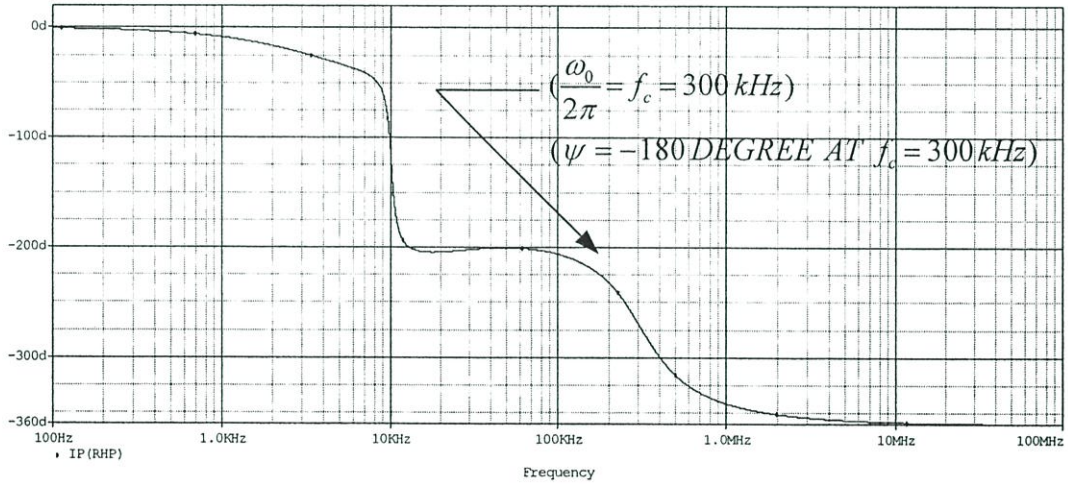


รูปที่ 5.14 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองต่ำผ่าน ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF

5.2.8 ผลการจำลองตัวกรองสูงผ่านด้วยกระแส I_b = 50 uA ,ที่ Q_p=1



รูปที่ 5.15 แสดงขนาดสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองสูงผ่าน ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF



รูปที่ 5.16 แสดงเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองสูงผ่าน ที่ gm = 50 uA, f_0 = 300 kHz, Q_p = 1 โดยใช้ค่า C_Q=0.1nF

5.3 การวิเคราะห์การทำงานของตัวกรองความถี่ที่นำเสนอ

จากผลของการจำลองในรูป 5.3 และ 5.4 ที่ทำการทดสอบตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอด้วยวิธีการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ g_m โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_b ที่ 5,50 ไมโครแอมป์เพียงอย่างเดียว และพบว่ามีค่าการเปลี่ยนแปลงของจุดทำงานของ ω_p, Q_p มีค่าลิเนียร์ในช่วงแคบๆ อย่างมีขีดจำกัด

และผลของการจำลองในรูป 5.5 และ 5.7 ที่ทำการทดสอบตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ ด้วยวิธีการเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ C_Q โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_b ที่ 5,50 ไมโครแอมป์ ซึ่งพบว่าสามารถปรับค่าคุณภาพ Q_p ได้กว้าง และลิเนียร์ได้ตามความต้องการ

จากการทำการศึกษา และทำการจำลองตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ด้วยตัวขยายสัญญาณโอทีเอซีพบว่าเสถียรภาพของวงจรไม่ได้ขึ้นอยู่กับแรงดันแหล่งจ่าย แต่ความมีเสถียรภาพขึ้นอยู่กับค่าของ % ความผิดพลาดของอุปกรณ์เพียงอย่างเดียว

สรุปผลทดสอบ การทดสอบตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ ด้วยวิธีการปรับค่าจุดการทำงานโดยการปรับค่าคาปาซิเตอร์ C_Q ตามตารางที่ 5.21, 5.22 ซึ่งพบว่ามีค่าการเปลี่ยนแปลงของจุดทำงานของ ω_p, Q_p มีค่าลิเนียร์และสามารถปรับค่าจุดทำงานของ ω_p, Q_p ได้กว้าง (1- 20) และเป็นอิสสระจากกัน

สรุป วงจรขยายสัญญาณโหมดกระแส ด้วย MOOTA-C มีข้อดีที่เป็นการใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อย และมีความง่ายในการปรับค่าพารามิเตอร์ ω_p, Q_p เป็นอิสสระจากกันซึ่งสอดคล้องเป็นไปตามทฤษฎี และวัตถุประสงค์ในการออกแบบตามที่นำเสนอ

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ตัวกรองความถี่โหมดกระแส ตามจุดประสงค์ของงานวิจัย คือ สามารถที่แสดงให้เห็นผลของการจำลองวงจรโดยการใช้โปรแกรม PSPICE และพบว่าตัวกรองความถี่ที่นำเสนอมีเสถียรภาพที่สูงและการปรับค่าพารามิเตอร์ ω_p, Q_p ได้ง่ายซึ่งสามรถสรุปได้ดังนี้

6.1 สรุปผลคุณลักษณะของตัวกรองความถี่ด้วย MOOTA-C ที่นำเสนอ

6.1.1 สรุปผลการวิจัยสมการ Biquadratic สามารถนำมาออกแบบเป็นตัวกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้โอทีเอ-ซี ได้เป็นอย่างดี

6.1.2 สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_p ทำได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการใช้กระแสไบอัส I_b

6.1.3 การปรับค่า C_Q (Off Chip Capacitor) เพื่อการปรับค่า Q_p ของตัวกรองสัญญาณหลายหน้าที่ซึ่งจะปรับได้ง่ายและสามารถทำการปรับได้กว้างสอดคล้องกับทฤษฎี

6.1.4 ในการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอสามารถควบคุมค่าพารามิเตอร์ ω_p และ Q_p ได้อย่างเป็นอิสระจากกันและกัน

6.2 ข้อเสนอแนะ

6.2.1 ในการปรับค่าทรานคอนดักแตนซ์ให้มีย่านในการปรับกว้างกว่าเดิมโดยทำการเลือกลิเนียร์โอทีเอ (Linear OTA) ที่มีคุณลักษณะในการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ได้กว้างกว่าซีมอสโอทีเอแบบพื้นฐาน

6.2.2 การนำระบบดิจิตอลมาควบคุม

6.2.2.1 นำอุปกรณ์แปลงสัญญาณ D/A มาต่อร่วมเพื่อใช้ในการปรับกระแสไบอัส (I_b)

6.2.2.2 นำระบบการนับแบบไบนารี่มาปิดเปิดสวิทซ์ที่เชื่อมต่อกับคาปาซิเตอร์ (C_Q) ที่ทำการถ่วงน้ำหนักหรือจัดค่าแบบไบนารี่ เพื่อใช้ ปรับค่าของ Q_p, ω_p ในระบบการปรับค่าแบบดิจิตอลซึ่งมีความสามารถที่จะพัฒนาซึ่งจะควบคุมวงจรให้มีความสะดวก และมีความแม่นยำขึ้น

6.2.3 นำอุปกรณ์แปลงสัญญาณ Digital และ Analog switch หรือมาต่อร่วมกันเพื่อให้วงจรควบคุมให้ตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานให้เป็นอุปกรณ์ตัวกรองความถี่หลายหน้าที่ชนิดเลือกการทำงานได้

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

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

[5] 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. 1999.

[6] 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.

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

[8] 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

[9] 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.

[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.

[11] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki and Y. Fukui, "Current-mode biquad without external Passive Elements" *Electronic Letters 1st February 1996* vol. 32 No.3,pp197-198.

[12] B.M.Al-Hashimi,F. Dudek, M.Moniri, J.Living, "Integrated universal biquad based on triple-output OTAs and using digitally programmable zeros", *IEE, 1998ZEE Proceedings online* No. 1998-1990, pp192-196.

[13] Jaime Ramirez-Angulo, Moises Robinson, Edgar Sanchez-Sinencio, "Current-Mode Continuos-Time Filters: Two Desing Approaches", *IEEE Transactions on Circuits and Systems- II:Analog And Digital Signal Processing.* vol.39, No.6, June 1992.

[14] Shahram Minaei', Merih Yildiz', Hakun Kuntman, "New Realization of Voltage-Mode Multi Firnction Filters without External Passive Elements", *IEEE Melecon, 2004 May 12-15, 2004 Dubrovnik, Croatia*, pp 99-102.

[15] Edgar Sanchez-Sinencio, Randall L. Geiger, and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Conti nuous-Time Two Integrator Loop OTA Filter Structures", *IEEE Transaction on Circuits and System,* vol.35, No.8, August 1988. pp.936-946.

[16] Masood-ul-Hasan, Yichuang Sun, and Yisheng Zhu, "Second-order OTA-C Filters using a Single OTA.",.. *Electronic Letters 1st February 1996* vol. 32 No.3,pp198-202.

[17] A.K. Singh and R. Senani, "Low component-count active-only immitances and their appli cation in realizing simple multifunction biquads", *Electronics Letters 16th April 1998* vol.34, No.8, pp718-719.

[18] M.T. Abuelma'atti and H.A. Alzaher, "Universal three input and one output current-mode filter without external passive elements.", *Electronics Letters 13th February 1997,* vol.33, No.4, pp281-283.

[19] S. Minaei, G. Topcu, O. Cicekoglu, "Transimpedance Type Multifunction Filter Without Using Any Passive Elements.", *Electronics Letters 16th April 1998* vol.34, No.8, Pp 633-636.

[20] T. Deliyannis, Yichuang Sun, J.K. Fidler, "Continuous-Time Active Filter Design." , *CRC Press, Boca Raton London New York Washington. D.C.,* TK 7872.F5D45, 1999.

[21] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg, "Cmos Analog Circuit Design.", *Holt, Rine Hart & Winston, Inc. New York, Chicago, Sydney, Tokyo,* TK 7874.A428, 1987.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

โมเดลทรานซิสเตอร์T14Y PMOS และ NMOS ที่ใช้วิเคราะห์ในโปรแกรม PSpice (Orcad)

.MODEL NMOS05U NMOS(LEVEL=3

+UO=460.5 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=0.62 JS=1.08E-6 XJ=0.15U

+RSH=2.73 LD=0.04U VMAX=130E3 NSUB=1.71E17 PB=0.761 ETA=00 THETA=0.129

+PHI=0.905 GAMMA=0.69 KAPPA=0.10 CJ=76.4E-5 MJ=0.357 CJSW=5.68E-10

+MJSW=0.302 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10 KF=3.07E-28

+DELTA=+0.42 NFS=1.2E11)

.MODEL PMOS05U PMOS(LEVEL=3

+UO=100 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=-0.58 JS=0.38E-6 XJ=0.10U

+RSH=1.81 LD=0.03U VMAX=113E3 NSUB=2.08E17 PB=0.911 ETA=00 THETA=0.120

+PHI=0.905 GAMMA=0.76 KAPPA=2 CJ=85E-5 MJ=0.429 CJSW=4.67E-10

+MJSW=0.631 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10 KF=1.08E-29

+DELTA=0.81 NFS=0.52E11)

โปรแกรม จำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ OTA-C

MII Q-OTAC PSPICE *25/09/2007*

***************MACRO1 adj Q TOA-C case 1 25 09 2007***************

****

*vcc 0 11 dc +5v

*vee 0 12 dc -5v

****

***MOOTA – 1 MOSIS T14Y MODEL LEVEL 3 ***

*TA_Cmos MO-OTA : IB adj gm 22 OCT 2007

*Subckt OTA_Cmos 1 2 3 9 14 15 4 10

*Pinouts in+ in- out1+ out2+ out3+ out4+ out5- out6-

.Subckt OTA_Cmos1 1 2 3 9 14 15 4 10

VDD 11 0 dc +5

VSS 12 0 dc -5

IB1 12 16 50u

Ms1 16 16 12 12 NMOS1 W = 3u L = 1u

Ms2 13 16 12 12 NMOS1 W = 3u L = 1u

M1 5 1 13 13 NMOS1 W = 5u L = 1u

M2 6 2 13 13 NMOS1 W = 5u L = 1u

M3 5 5 11 11 PMOS1 W = 5u L = 1u

M4 6 6 11 11 PMOS1 W = 5u L = 1u

M5 3 5 11 11 PMOS1 W = 5.5u L = 1u

M5N9 5 11 11 PMOS1 W = 5.5u L = 1u

M5O14 5 11 11 PMOS1 W = 5.5u L = 1u

M5K 15 5 11 11 PMOS1 W = 5.5u L = 1u

```
M6    7  5  11  11      PMOS1   W = 5u    L = 1u
M7    8  6  11  11      PMOS1   W = 5u    L = 1u
M8    4  6  11  11      PMOS1   W = 5.5u  L = 1u

M8B 10  6  11  11      PMOS1   W = 5.5u  L = 1u
M9    3  8  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u
M9N  9  8  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u

M9O 14  8  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u
M9K 15  8  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u
M10   7  7  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u
M11   8  8  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u
M12   4  7  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u
M12B 10  7  12  12      NMOS1   W = 3u    L = 1u

.Ends OTA_Cmos1

********************************************************************************
```

***MACRO MODEL CMOS T14Y MOSIS N-TYPE**

```
* 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  )
```

****

***MACRO MODEL CMOS T14Y MOSIS P-TYPE.**

```
* LOT: T14Y MOSIS        WAF: 03
* DIE: N_Area_Fring      DEV: N3740/10
* Temp= 27
.MODEL PMOS1 PMOS (                                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  )
```

****

***OTA-C BIQUADRATIC UNIVERSAL FILLTER CIRCUIT.**

***INPUT FEED SIGNAL PART.**

```
Iin    100   0    ac    1
vx     100   0    dc    0
f1     0  1  vx   1
*f2    0  3  vx   1
*f3    0  5  vx   1
```

****

***OTA-C CIRCUIT CONNECTED PART.**

***PART I**

```
x1   2   1   1   3   5   4   7   0    OTA_Cmos1
x2   4   0   5   0   0   0   6   2    OTA_Cmos2
C1   0   2   0.1n
C2   0   4   0.1n
Cq   0   1   0.1n
RBP  0   7   1
RHP  0   5   1
RBR  0   3   1
RLP  0   6   1
R5     0   1   100Meg
R6     0   1   100Meg
R7     0   2   100Meg
```

****

***OTA-C MEASUREMENT PART.**

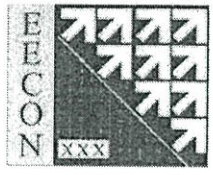
***PART I (INPUT - SIGNAL – GEN & SCALE)**

```
.ac    dec   100 0.1k     100Meg
.PROBE
.op
.END
```

**********END**********

ภาคผนวก ข.
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

[1] สรรค์ สุดแก้ว. มนตรี สมดุลยกนก. กฤษณ์ อ่างแก้ว. พิพัฒน์ พรหมมี . **"การออกแบบวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยใช้ OTA-C"** การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30 หน้าที่ 937-940 บทความที่ EL21, 25-26 ตุลาคม 2550.

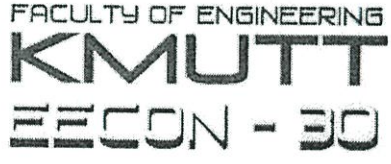


30th Electrical Engineering Conference (EECON-30)

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30

25-26 ตุลาคม 2550 ณ โรงแรมเฟลิกซ์ริเวอร์แคว รีสอร์ท กาญจนบุรี

Acrobat Reader | Proceeding | Exit



การออกแบบวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสปรับค่าคุณภาพได้กว้างอย่างเป็นอิสระโดยใช้ OTA-C

Realization of Widely independent tunable Q OTA-C current-mode biquadratic universal filter

สรรค์ สุดแก้ว* มนตรี สมดุลยกนก** กฤษณ์ อ่างแก้ว*** พิพัฒน์ พรหมมี*

*คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

**ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

***ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือ

โทร. 0-2326-4238 โทรสาร 0-2326-4554 E-mail: pipat@telecom.kmitl.ac.th : monsom@siamu.com : sunsudkaew22@yahoo.com

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส โดยหลักการการลูปกลับของอินทีเกรเตอร์ 2 ชนิด คือ อินทีเกรเตอร์แบบสูญเสีย และ ไม่สูญเสีย ซึ่งจะได้ผลลัพธ์อยู่ในรูปของสมการไบควอดเดรติก ซึ่งการสังเคราะห์วงจรจากหลักการข้างต้นจะใช้วงจรขยายความนำชนิดหลายเอาท์พุท (MO-OTA) 2 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 3 ตัว โดยวงจรอินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียนั้นจะใช้ตัวเก็บประจุสองตัว ซึ่งด้วยหลักการที่นำเสนอนี้ยังนำเสนอการปรับค่าปรับค่าคุณภาพ (Q_P) ที่เป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง และ กว้างเท่าที่ต้องการ ด้วยการปรับค่าตัวเก็บประจุ และ ปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าอัตราการขยายของ OTA ส่วนการปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_P) สามารถได้โดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าเกนของ OTA นอกจากนั้นยังสามารถให้คุณสมบัติตัวกรองต่างๆ ได้อย่างครบถ้วน เช่น ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวกรองความถี่สูงผ่าน ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน และ ตัวกรองแถบความถี่ที่ต้องการออก โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบวงจร ซึ่งคุณสมบัติทั้งหมดของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้เป็นอย่างดีด้วยโปรแกรม PSpice

คำสำคัญ : วงจรขยายความนำ, ตัวกรองความถี่, ปรับค่าได้

Abstract

A universal current-mode active filter based on 2 types of integrator, lossy and lossless integrators, is presented. The biquadratic transfer function is obtained by the two integrators loop. The proposed circuit employs only 2 multiple output OTAs (MO-OTA) and 3 capacitors. The parameter Q_P can be wide-range tuned independent from the ω_P either changing of capacitor and transconductance gains. Moreover, 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 tuned through adjusting the transconductance gains of the OTAs. The simulation results have been carried out by PSpice.

Keywords: OTA, Filter, Tunable

1. บทนำ

วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแส ที่เคยนำเสนอไว้โดยใช้ OTA 2-3 ตัว [2], [3] จะพบว่าสามารถปรับค่า ω_P และ ค่า Q_P ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ แต่การปรับค่า Q_P จะมีผลต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง ส่วนที่เคยนำเสนอไว้โดยใช้ OTA 3 ตัว [6] จะพบว่าสามารถปรับค่า ω_p และ ค่า Q_P ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่า Q_P จะไม่มีผลต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง แต่เป็นที่ทราบดีว่าการปรับค่าอัตราการขยายของ OTA จะมีขอบเขตในการปรับ ซึ่งก็หมายถึงค่า Q_P จะถูกจำกัดในการปรับตามไปด้วย เพื่อหลีกเลี่ยงข้อจำกัดนี้ บทความนี้จึงนำเสนอแนวความคิดที่ขยายเงื่อนไขการปรับค่า Q_P ได้ทั้งทางอิเล็กทรอนิกส์ และ ทางกายภาพด้วยการเปลี่ยนตัวเก็บประจุของวงจรจะใช้อินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสีย และอินทีเกรเตอร์ชนิดที่ไม่มีการสูญเสียอย่างละ 1 ตัว

บทความนี้นำเสนอ การสังเคราะห์โครงสร้างตัวกรองความถี่จากสมการไบควอดเดรติก โดยใช้สมการของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (Band-pass Filter) มาเป็นสมการตั้งต้น เพื่อให้ได้โครงสร้างที่สามารถสังเคราะห์เป็นตัวกรองได้จากวงจรอินทีเกรเตอร์ ซึ่ง OTA และ ตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการสร้างเป็นวงจรกรองความถี่

2. ทฤษฎี และ หลักการ

หลักการสังเคราะห์ตัวกรองความถี่ สามารถทำได้โดยใช้สมการไบควอดเดรติกข้างต้น และ ทำการแปลงให้อยู่ในรูปที่สามารถออกแบบเป็นวงจรได้ ซึ่งในที่นี้คือวงจรอินทีเกรเตอร์ สมการตั้งต้นที่ใช้ในการสังเคราะห์ในบทความนี้ คือ สมการตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านดังสมการที่ (1)

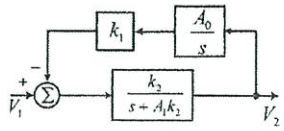
$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{sk_2}{s^2 + sA_1k_2 + A_0k_1k_2} \qquad (1)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการรูปแบบของอินทีเกรเตอร์ชนิดมีการสูญเสีย และ อินทีเกรเตอร์ชนิดไม่มีการสูญเสียได้เป็น

$$V_2(s) = \left(V_1(s) - V_2(s)\frac{A_0k_1}{s}\right)\left(\frac{k_2}{s + A_1k_2}\right) \qquad (2)$$

จากสมการที่ (2) สามารถเขียน Block Diagram ได้ดังรูปที่ 1

EL21

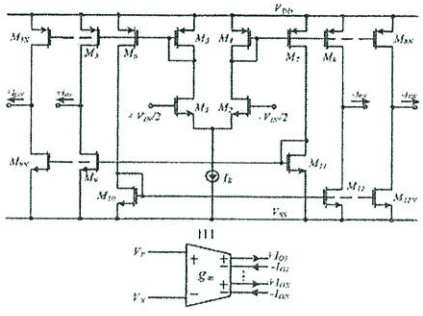


รูปที่ 1 Block Diagram ของการสังเคราะห์จากสมการตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน

3. วงจรขยายความนำหลายเอาท์พุทแบบซีมอส

วงจรขยายความนำหลายเอาท์พุทแบบซีมอสอย่างง่าย (Basic CMOS Multiple-output Operational Transconductance Amplifier: CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 2 นั้น จะมีคุณสมบัติให้เอาท์พุทเป็นกระแส และ มีอินพุทเป็นแรงดัน ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทและเอาท์พุท ได้ดังสมการที่ (3)

$$\frac{I_O}{V_{in}} = g_m = \sqrt{(I_B)(\mu_O C_{OX}\, W/L)} \qquad (3)$$

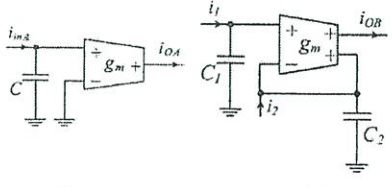


รูปที่ 2 วงจร Basic CMOS MO-OTA

จากสมการที่ (3) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) นั้นสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัส (I_B)

4. วงจรกรองความถี่โหมดกระแส

จากหลักการรูปที่ 1 ประกอบขึ้นจาก อินทีเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) และ อินทีเกรเตอร์แบบมีการสูญเสีย (Lossy Integrator) ที่สร้างจาก OTA และ ตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 3 และ 4 ตามลำดับ โดยมีสมการการส่งผ่านกระแสเป็นดังสมการที่ (5) และ (6) ตามลำดับ



(ก) (ข)

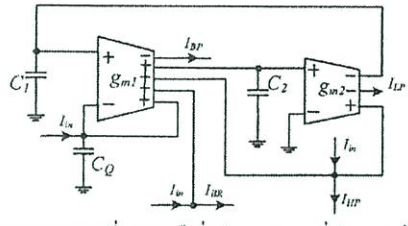
รูปที่ 3 OTA อินทีเกรเตอร์แบบ (ก) ไม่มีการสูญเสีย (ข) มีการสูญเสีย

จากรูปที่ 3 (ก) และ (ข) สามารถเขียนสมการการส่งผ่านกระแสได้ดังสมการที่ (4) และ (5) ตามลำดับ

$$\frac{i_{OA}}{i_{inA}} = \frac{g_m}{sC} \qquad (4)$$

$$i_{OB} = \frac{g_m}{C_1}\frac{[i_1 - i_2(C_1/C_2)]}{s + g_m/C_2} \qquad (5)$$

เมื่อนำวงจรดังรูปที่ 3 (ก) และ (ข) มาประกอบกันตามรูปที่ 1 จะได้วงจรสมบูรณ์ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่สังเคราะห์ได้จากสมการที่ (2)

จากรูปที่ 4 สมการการส่งผ่าน (Transfer functions) สามารถสรุปได้ดังนี้

$$T_{BP} = \frac{s\, g_{m1}/C_Q}{D(s)} \qquad (6)$$

$$T_{LP} = \frac{g_{m1}g_{m2}/C_2C_Q}{D(s)} \qquad (7)$$

โดยปกติแล้ววงจรจะให้คุณสมบัติโดยตรงเป็น BPF และ LPF ซึ่งถ้าต้องการคุณสมบัติของตัวกรองชนิดอื่น สามารถทำได้โดยใช้หลักการของการบวกลบของกระแสอินพุท เช่น $i_{BR} = i_{IN} - i_{BP}$, $i_{HP} = i_{IN} - i_{LP} - i_{BP}$ ก็จะได้คุณสมบัติเป็นตัวกรองชนิด BRF และ HPF ดังต่อไปนี้

$$T_{BR} = \frac{s^2 + g_{m1}g_{m2}/C_1C_2}{D(s)} \qquad (8)$$

และ

$$T_{HP} = \frac{s^2}{D(s)} \qquad (9)$$

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

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

ซึ่งตัวแปรที่เกี่ยวข้อง ω_P และ Q_P มีค่าเท่ากับ

$$\omega_P = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \qquad (10)$$

และ

$$Q_P = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \cdot \left(\frac{C_Q}{g_{m1}}\right) \qquad (11)$$

จากสมการที่ (8) ในปกติทั่วไปสามารถกำหนดให้ $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ และ $C_1=C_2=C_Q=C$ เพื่อให้ค่า Q_P= 1 ดังนั้นการปรับค่าความถี่ตอบสนองสามารถทำได้โดยการปรับค่าแกนของ OTA ทั้งสองตัว ซึ่งถ้า OTA ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากันจะเห็นได้ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองจะมีความเป็นเชิงเส้น ซึ่งสังเกตได้จากการแสดงตัวเป็น BRF ที่เกนต่ำๆในช่วงความถี่ 1 KHz ในรูปที่ 6

5. การปรับค่าคุณภาพ

เมื่อพิจารณาในกรณีที่ต้องการปรับค่า Q_P >1 จากสมการที่ (9) พบว่าเราสามารถปรับค่า Q_P อย่างเป็นอิสระโดยไม่มีผลกระทบต่อ ω_P ซึ่งทำได้ 2 วิธี โดยวิธีแรกกำหนดให้ค่า $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ ซึ่งทำให้ค่า คุณภาพมีค่าเท่ากับ $Q_P = C_Q/C$

ส่วนวิธีที่สองทำได้โดยกำหนดให้ค่า $g_{m1} \neq g_{m2}$ และ $C_Q = C$ ซึ่งทำให้ค่า Q_P มีค่าเท่ากับ $Q_P = \sqrt{g_{m2}/g_{m1}}$ การกำหนดค่า Q_P โดยปรับค่า g_{m1} และ g_{m2} นั้นจะต้องมีวิธีการปรับที่ถูกต้อง เพื่อไม่ให้มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง ซึ่งการปรับค่า g_{m1} และ g_{m2} เพื่อให้ค่า Q_P ไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง สามารถทำได้ โดยสมมุติให้มีเงื่อนไขคงที่ดังต่อไปนี้

$$g_{m1}g_{m2} = A \qquad (12)$$

จากสมการที่ (9) เมื่อกำหนดให้ $C_1=C_2=C_Q$ ค่า Q_P จะสามารถหาได้จากกำหนดค่า g_{m1} และ g_{m2} ได้ดังนี้

$$Q_P = \sqrt{\frac{g_{m2}}{A/g_{m2}}} = \frac{g_{m2}}{\sqrt{A}} \qquad (13)$$

ดังนั้น

$$g_{m2} = Q_P\sqrt{A} \qquad (14)$$

$$g_{m1} = \sqrt{A}/Q_P \qquad (15)$$

หรือ

$$\frac{g_{m2}}{Q_P} = Q_P g_{m1} \qquad (16)$$

6. ค่าความไวของวงจร (Sensitivity)

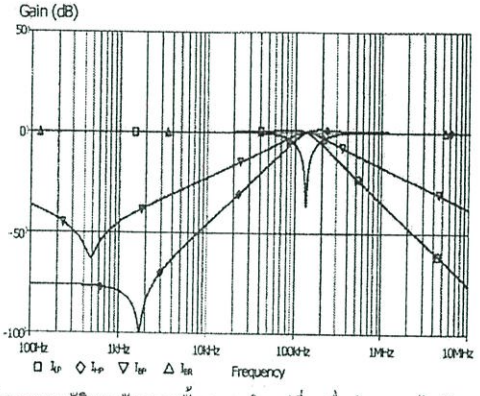
สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอนั้น คือ ค่าความไวของของอุปกรณ์แอคทีฟ และ พาสซีฟในวงจรที่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง $S_x^{\omega_P}$ และ ค่าคุณภาพ $S_x^{Q_P}$ เมื่อ x คือ อุปกรณ์แอคทีฟ และพาสซีฟแต่ละตัว ซึ่งพบว่าความไวมีค่าต่ำอยู่ระหว่าง ± 0.5 ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ $S_{g_{m1},g_{m2}}^{\omega_P} = 0.5$, $S_{C_1,C_2}^{\omega_P} = -0.5$, $S_{C_1,C_2,g_{m1}}^{Q_P} = -0.5$, $S_{g_{m2}}^{Q_P} = 0.5$, $S_{C_Q}^{Q_P} = 1$ และ $S_{C_Q}^{\omega_P} = 0$ ซึ่งหมายความว่า C_Q จะไม่มีผลต่อ ω_P แต่จะมีผลโดยตรงต่อ Q_P

7. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

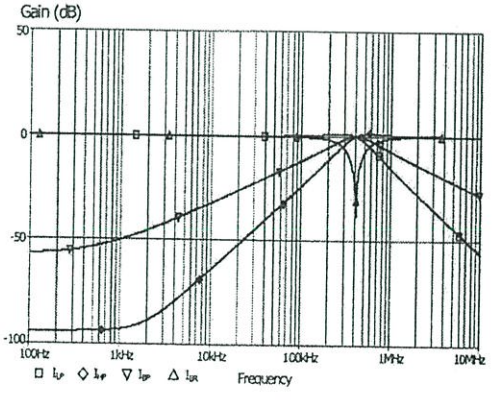
วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส สามารถยืนยันคุณสมบัติและ ประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลอง (Model) ของ T14Y MOSIS 0.25μm ออกแบบเป็นวงจร CMOS MO-OTA ตามรูปที่ 4 ซึ่งขนาดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้แสดงไว้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ใน CMOS OTA

Transistor	W (μm)	L (μm)
M_1, M_2 M_3, M_4, M_6, M_7	5	1
M_5, M_8	5.5	1
M_9-M_{12}	3	1



รูปที่ 6 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบในรูปที่ 3 เมื่อค่ากระแสไบอัสของ OTA มีค่าเท่ากับ 5μA



รูปที่ 7 คุณสมบัติของตัวกรองทั้ง 4 แบบในรูปที่ 3 เมื่อค่ากระแสไบอัสของ OTA มีค่าเท่ากับ 50μA

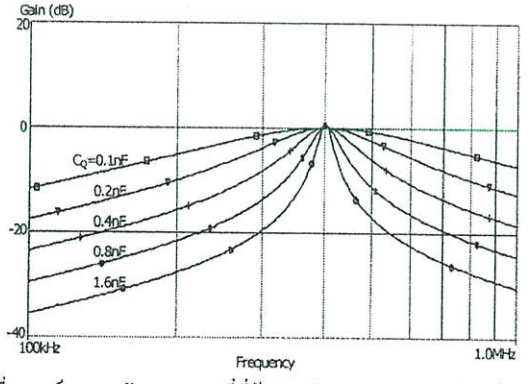
จากรูปที่ 6 และ รูปที่ 7 พบว่าตัวกรองความถี่ทั้ง 4 รูปแบบที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้โดยทางอิเลคทรอนิคส์ (กระแสไบอัส I_B ของ OTA) แต่

เนื่องจากการใช้ OTA พื้นฐานดังรูปที่ 2 ซึ่งเป็นผลให้ในช่วงกระแสไบอัสต่ำๆ ทรานซิสเตอร์บางตัวจะทำงานไม่เต็มที่ โดยเฉพาะตัวที่ทำหน้าที่สะท้อนกระแส ซึ่งเป็นผลให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของ OTA และส่ง ผลมีค่าไม่คงที่ตลอดย่านความถี่ ซึ่งมีผลเล็กน้อยต่อทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นในช่วงความถี่ต่ำ

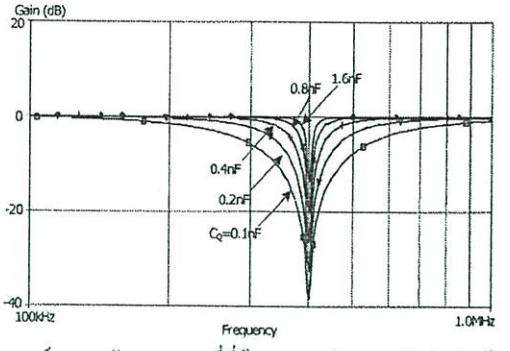
ตารางที่ 2 การปรับค่า Q_P

Q_P	C_Q=0.1nF		I_B = 50μA
	g_{m1}(μs)	g_{m2}(μs)	$C_Q(nF)$
1	250	250	0.1
2	500	125	0.2
4	1000	62.5	0.4
8	2000	31.25	0.8
16	4000	15.625	1.6

ถึงแม้ว่าการปรับค่า Q_P ด้วยการควบคุมค่าของ g_{m1} และ g_{m2} ซึ่งจะสามารถทำได้ตามหลักการในหัวข้อที่ 5 ซึ่งเป็นการยากในทางปฏิบัติ โดยจำเป็นต้องทำให้ค่าของ g_{m1} มีค่าสูงมากๆ ในกรณีที่ต้องการค่า Q_P สูงๆ ดังตารางที่ 2 และ เพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (11) การปรับค่า Q_P จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ตอบสนอง โดยจากการจำลองการทำงานของตัวกรองจะถูกกำหนดให้มีค่าความถี่ตอบสนองที่ 400kHz และ ทดลองปรับค่า Q_P เท่ากับ 1, 2, 4, 8 และ 16 ตามลำดับ ซึ่งวิธีแรกทำได้โดยการกำหนดให้ C_1=C_2=C_Q=0.1nF และ ปรับค่า g_{m1} และ g_{m2} หรือ วิธีที่ 2 ทำได้โดยกำหนดให้ g_{m1}=g_{m2}=g_m และ ปรับค่าตัวเก็บประจุ C_Q ดังตารางที่ 2 และ ด้วยการปรับค่า Q_P วิธีที่ 2 จะเห็นได้ว่าการปรับค่า Q_P จะสามารถปรับได้สูงมากๆ โดยไม่มีข้อจำกัดในการปรับดังเช่นบทความก่อน [3-7] ซึ่งปรับโดยใช้ค่าอัตราการขยายของ OTA แต่เพียงอย่างเดียว และ การปรับค่า Q_P ด้วยการเปลี่ยนค่า C_Q โดยคงค่า g_m ทุกตัวให้เท่ากันนั้น สามารถทำได้ง่ายไม่ซับซ้อน



รูปที่ 8 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน ทำการปรับค่า Q_P ด้วยการปรับค่าของ g_{m1}, g_{m2}, C_Q ตามที่แสดงไว้ในตารางที่ 1



รูปที่ 9 เอาท์พุทของตัวกรองความถี่ที่ต้องการออกโดยการปรับค่า Q_P ด้วยการปรับค่าของ g_{m1}, g_{m2}, C_Q ตามที่แสดงไว้ในตารางที่ 1

8. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอ การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่รูปแบบกระแสด้วย OTA และ ตัวเก็บประจุ โดยสังเคราะห์จากฟังก์ชั่นตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านเป็นสมการตั้งต้น ซึ่งเป็นหลักการที่สามารถนำมาสังเคราะห์ตัวกรองได้เป็นอย่างดี การใช้สมการนี้ตั้งต้น กอปรกับการใช้อินทีเกรเตอร์ 2 ชนิด ทำให้ได้ผลดีต่อการปรับค่า Q_P ของวงจรได้กว้างเท่าที่ต้องการ ทั้งแบบวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่าอัตราการขยายของ OTA และ ทางกายภาพด้วยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ ซึ่งทั้งสองวิธีนี้ จะไม่มีผลกระทบใดๆ ต่อความถี่ตอบสนอง อีกทั้งวงจรที่สังเคราะห์ได้นั้นยังสามารถให้คุณสมบัติเป็นตัวกรองชนิดอื่นๆ ได้อย่างครบถ้วนอีกด้วย แม้ว่าจะสร้างขึ้นใช้วงจร CMOS MO-OTA อย่างง่ายมาก็ตาม ซึ่งถ้าเป็น MO-OTA ที่คุณภาพสูง ก็จะมีประสิทธิภาพดีกว่าอย่างแน่นอน

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

[3] 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. 1999.

[4] 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.

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

[6] 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

[7] 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.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายสรรค์ สุดแก้ว

วัน เดือน ปีเกิด 22 ตุลาคม 2499 ที่อำเภอหาดใหญ่ จ.สงขลา

ที่อยู่ 181/286 ถ.พหลโยธิน ซอย 50 หมู่ 4 หมู่บ้านสินทรัพย์นคร
แขวงอนุสาวรีย์ เขตบางเขน 10220 โทร.081-5080925

ประวัติการศึกษา

2519 ประกาศนียบัตรวิชาชีพไฟฟ้ากำลัง รร. เทคนิคสงขลา

2521 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงไฟฟ้ากำลัง
สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพ

2533 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง
สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพ

ปัจจุบัน วิศวกรระดับ 8 ประจำฝ่ายโครงข่ายส่วนกลาง
บมจ. กสท โทรคมนาคม 10201-0298 โทร 02-5064746