

วงจรตามกระแสแบบซีมอส

CMOS CURRENT FOLLOWER CIRCUIT

วิศรุต นันท์ธนาวณิช

WITSARUT NUNTHANAWANITCH

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-937-2

วงจรตามกระแสแบบซีมอส

CMOS CURRENT FOLLOWER CIRCUIT



วิสรุต นันท์ธนะวานิช

WITSARUT NUNTHANAWANITCH

วท.

๑๗๕๒๑

๒๕๔๕

เลขหน้.....  
เลขทะเบียน..... 43252  
วัน, เดือน, ปี..... ๘ ส.ค. 2545

b..... ๗๒๑๘๗๓๒  
i..... ๑๒๒๒๖๐๕๑

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-937-2

๖๗๑๓๖๗๓๑

**CMOS CURRNT FOLLOWER CIRCUIT**

**WITSARUT NUNTHANAWANITCH**

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

**2002**

**ISBN 974-648-937-2**

**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรตามกระแสแบบซิมอส
นักศึกษา	นายวิศรุต นันทน์ระวานิช
รหัสประจำตัว	41061120
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ จีรวัฒน์ ปานกลาง

### บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอวงจรตามกระแสแบบซิมอส โดยวงจรตามกระแสนี้เป็น วงจรที่มีสัญญาณ ณ จุดเข้า และสัญญาณ ณ จุดออกของวงจร เป็นสัญญาณในรูปของกระแส โดยมี อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง วงจรที่ได้รับการออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้เทคโนโลยีของซิมอส แทนการใช้อุปกรณ์ประเภทออปแอมป์และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยการพัฒนาตัววงจรตาม กระแสให้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรในอุดมคติมากยิ่งขึ้น นั่นคือพยายามออกแบบให้ตัววงจรมีค่า ความต้าน ณ จุดเข้าวงจรมีค่าต่ำๆ , ให้ค่าความต้านทาน ณ จุดออกของวงจรมีค่าสูงขึ้น, ให้ผลการ ตอบสนองทางความถี่สูงขึ้น และให้ช่วงการทำงานทางผลวัตรของวงจกว้างขึ้น ซึ่งวงจรที่ได้ ออกแบบพัฒนาขึ้นนี้จะถูกทดสอบสมรรถนะของวงจร โดยการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้ โปรแกรม PSPICE ว่าตัววงจรที่ได้มีคุณสมบัติเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

<b>Thesis Title</b>	CMOS Current Follower Circuit
<b>Student</b>	Mr. Witsarut Nunthanawanitch
<b>Student ID.</b>	41061120
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2002
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof. Jirawath Parnklang

### **ABSTRACT**

This thesis proposes CMOS Current Follower Circuit. Input and output signals of current follower are the current signals, which have unity gain. Current follower circuits in this thesis are realized using CMOS technology instead of Op-Amp and bipolar transistor. Development of these circuits to ideal circuit, which has zero input resistance, infinity output resistance, high frequency response and wide operating range is also given. Simulation results from PSPICE program and a high the efficiency of the circuits are obtained.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ล่วงหน้าได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและให้คำปรึกษาของ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.จิรวัดน์ ปานกลาง ซึ่งให้กำลังใจและสนับสนุน ตลอดจนให้คำแนะนำในสิ่งที่ประโชชน์ ในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยรู้สึกทราบซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ชอบห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษา และเพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ และให้กำลังใจผู้วิจัยมาตลอด คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วิศรุต นันทธนะวานิช

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 สมมุติฐานและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 พื้นฐานการทำงานของมอสเฟต.....	5
2.2.1 โครงสร้างมอสเฟต.....	5
2.2.2 คุณสมบัติการทำงาน of มอสเฟต.....	6
2.2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของมอสเฟต.....	10
2.2.4 วงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่ต่ำ.....	12
2.2.5 ผลของตัวเก็บประจุที่เกี่ยวข้องกับขั้วเกต.....	13
2.3 บทสรุป.....	14
บทที่ 3 ความเป็นมาของวงจรของวงจรตามกระแสและวงจรสะท้อนกระแส.....	15
3.1 บทนำ.....	15
3.2 หลักการเบื้องต้นของวงจรตามกระแส.....	16
3.3 ความเป็นมาของวงจรตามกระแส.....	17
3.3.1 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว.....	17
3.3.2 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของSupply Current Sensing.....	19

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.2.1 วงจรตามกระแสโดยใช้ออปแอมป์,ทรานซิสเตอร์, ไดโอด และตัวต้านทาน.....	19
3.3.2.2 วงจรตามกระแสโดยใช้ออปแอมป์และทรานซิสเตอร์.....	21
3.3.3 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรDifferential.....	23
3.3.4 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส.....	25
3.3.5 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานวงจรสะท้อนกระแส.....	27
3.4 กลุ่มวงจรสะท้อนกระแส.....	28
3.4.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	28
3.4.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด(Cascode).....	33
3.4.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน(Wilson).....	37
3.4.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบการสวิงกว้าง.....	41
3.5 บทสรุป.....	46
บทที่4 วงจรตามกระแส.....	49
4.1 บทนำ.....	49
4.2 วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง.....	49
4.2.1 วงจรตามกระแสแบบบวก.....	50
4.2.2 วงจรตามกระแสแบบลบ.....	51
4.2.3 สมรรถนะของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง.....	51
4.2.4 ผลการทดลองวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง.....	54
4.2.4.1 การทดลองหาช่วงการทำงานของกระแสขาเข้า วงจรแบบที่หนึ่ง.....	54
4.2.4.2 การทดลองหาความต้านทานขาเข้าวงจร.....	55
4.2.4.3 การทดลองหาความต้านทานขาเข้าวงจร.....	55
4.2.4.4 การทดลองหาผลการตอบสนองต่อความถี่.....	56
4.3 วงจรตามกระแสแบบที่สอง.....	58
4.3.1 พื้นฐานการทำงานของวงจรตามกระแสแบบที่สอง.....	58
4.3.2 วงจรตามกระแสแบบบวก.....	59

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.3.3 วงจรตามกระแสแบบลบ.....	60
4.3.4 สมรรถนะของวงจรตามกระแสแบบที่สอง.....	61
4.3.5 การทดลองวงจรตามกระแสแบบที่สอง.....	64
4.3.5.1 การทดลองหาช่วงการทำงานของกระแสขาเข้า วงจรแบบที่สอง.....	64
4.3.5.2 การทดลองหาความต้านทานขาเข้าวงจร.....	65
4.3.5.3 การทดลองหาความต้านทานขาเข้าวงจร.....	65
4.3.5.4 การทดลองหาผลการตอบสนองต่อความถี่.....	66
4.4 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์.....	68
4.5 บทสรุป.....	71
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งานวงจรตามกระแส.....	73
5.1 บทนำ.....	73
5.2 หลักการของวงจรกรองความถี่.....	74
5.3 การประยุกต์ใช้งานวงจรตามกระแสในรูปของวงจรกรองความถี่.....	76
5.4 ผลการทดลอง.....	78
5.5 บทสรุป.....	79
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์.....	80
6.1 บทสรุป.....	80
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยและพัฒนา.....	80
เอกสารอ้างอิง.....	82
ภาคผนวก ก. ....	84
ภาคผนวก ข. ....	107
ภาคผนวก ค. ....	124
ประวัติผู้เขียน .....	133

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1. สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์.....	4
5.1. แสดงผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่ชนิดต่างๆ และสมการอันดับสอง.....	75
5.2. แสดงชนิดของวงจรรองความถี่รวมทั้งค่าอุปกรณ์พาสซีฟในรูปที่5.2 และพารามิเตอร์สมการในตารางที่5.1.....	77
5.3. แสดงค่าอุปกรณ์พาสซีฟ.....	78

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1. (ก) โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนซ์ชนิดเอ็น.....	5
(ข) แสดงภาพมองด้านบน(Top View).....	5
2.2. (ก) โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนซ์ชนิดพี.....	6
(ข) แสดงภาพมองด้านบน(Top View).....	6
2.3. การทำงานของมอสเฟตในขณะที่ $V_{DS}=0$ และ $V_{GS} \ll 0$ .....	7
2.4. การทำงานของมอสเฟตในช่วง $V_{DS}=0$ และ $V_{GS} > V_T$ .....	7
2.5. โครงสร้างการทำงานของมอสเฟตในช่วง $V_{DS}$ ต่างๆ	
(ก) $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ .....	9
(ข) $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ .....	9
2.6. การแบ่งช่วงการทำงานของมอสเฟตตามค่าแรงดัน $V_{DS}$ .....	10
2.7. วงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่ต่ำในช่วงอิมิตัว.....	12
2.8. แสดงตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต.....	14
3.1. แบบจำลองของวงจรตามกระแส	
(ก) แบบจำลองวงจรตามกระแสแบบบวก ( $I_x = I_y$ ).....	16
(ข) แบบจำลองวงจรตามกระแสแบบลบ ( $I_x = -I_y$ ).....	16
3.2. แสดงวงจรตามกระแสโดยมอสเฟตอย่างง่าย.....	17
3.3. แทนชุดอุปกรณ์ป้อนกลับในรูปที่3.2(ข) ด้วยมอสเฟต.....	18
3.4. วงจรตามกระแสบนพื้นฐานวงจรSupply Current Sensing.....	19
3.5. วงจรตามกระแสแบบออปแอมป์ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์และตัวต้านทาน.....	20
3.6. แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรูปที่3.5 ในอุดมคติ.....	21
3.7. วงจรตามกระแสแบบออปแอมป์ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์.....	22
3.8. รูปวงจรสมมูลของวงจรตามกระแสในรูปที่3.7.....	22
3.9. วงจรตามกระแสโดยใช้อุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	24
3.10. รูปแบบอย่างง่ายของวงจรตามกระแสในรูปที่3.9.....	24
3.11. วงจรสายพานกระแส.....	26
3.12. วงจรตามกระแสบนพื้นฐานวงจรสายพานกระแส.....	26
3.13. วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส.....	27

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14. วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	29
3.15. ค่าความต้านทานที่เพิ่มขึ้นของ M2 ในรูปที่ 3.14.....	30
3.16. (ก) แบบเสมือนของM1 ในรูปที่3.14.....	31
(ข) วงจรเสมือนอย่างง่ายของM1 ในรูป(ก).....	31
3.17. (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่3.14.....	31
(ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กจากรูป(ก) อย่างง่าย.....	31
3.18. วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสที่ความถี่สูง.....	32
3.19. วงจรตามกระแสแบบ Cascode (Cascode Current Mirror).....	34
3.20. วงจรเสมือนของวงจรตามกระแสแบบ cascode ที่ความถี่ต่ำ.....	34
3.21. วงจรเสมือนของวงจรตามกระแสแบบ Cascode ที่ความถี่สูง.....	35
3.22. วงจรสะท้อนกระแสแบบWilson.....	38
3.23. แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่ความถี่สูง.....	38
3.24. วงจรสมมูลที่ความถี่ต่ำของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	40
3.25. วงจรสะท้อนกระแสแบบสวิงกว้าง.....	41
3.26. วงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้างในรูปที่3.25.....	43
3.27. วงจรสมมูลที่ความถี่ต่ำของวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้าง.....	45
4.1. วงจรตามกระแสแบบบวกแบบที่หนึ่ง.....	50
4.2. วงจรตามกระแสแบบลบแบบที่หนึ่ง.....	51
4.3. ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง	
(ก) วงจรตามกระแสแบบบวก.....	54
(ข) วงจรตามกระแสแบบลบ.....	54
4.4. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันขาเข้าของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง.....	55
4.5. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสแบบบวกแบบที่หนึ่ง.....	55
4.6. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสแบบลบแบบที่หนึ่ง.....	56

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7. ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวก ในย่านความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.....	56
4.8. ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวก ในย่านความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.....	57
4.9. (ก) รูปวงจรพื้นฐานของวงจรตามกระแสแบบที่สอง.....	58
(ข) รูปวงจรที่ได้รับการปรับปรุงจากรูป(ก) เพื่อให้การสวิงของสัญญาณกว้างขึ้น.....	58
(ค) รูปวงจรที่แทนแหล่งจ่ายแรงดันอิสระในรูป(ข) ด้วยมอสเฟต.....	58
4.10. วงจรตามกระแสแบบบวกแบบที่สอง.....	59
4.11. วงจรตามกระแสแบบลบแบบที่สอง.....	60
4.12. ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจรตามกระแสแบบที่สอง	
(ก) วงจรตามกระแสแบบบวก.....	64
(ข) วงจรตามกระแสแบบลบ.....	64
4.13. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันขาเข้าของวงจรตามกระแสแบบที่สอง.....	65
4.14. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสแบบบวกแบบที่สอง.....	66
4.15. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสแบบลบแบบที่สอง.....	66
4.16. ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวก ในย่านความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.....	67
4.17. ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดลบ ในย่านความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.....	67
4.18. แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรตามกระแสชนิดบวกแบบที่หนึ่ง.....	69
4.19. แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรตามกระแสชนิดลบแบบที่หนึ่ง.....	69
4.20. แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรตามกระแสชนิดบวกแบบที่สอง.....	70
4.21. แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรตามกระแสชนิดลบแบบที่สอง.....	70
5.1. แสดงรูปแบบของวงจรกรองความถี่.....	74
5.2. วงจรกรองความถี่บนพื้นฐานวงจรตามกระแส.....	76
5.3. ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำ(LPF).....	78
5.4. ผลการทดลองวงจรกรองความถี่สูง(HPF).....	79

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5. ผลการทดลองวงจรกรองความถี่แถบผ่าน(BPF).....	79
ก.1. วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร.....	87
ก.2. วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดบวก สำหรับการ วิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกของวงจร.....	89
ก.3. วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสชนิดลบ สำหรับการวิเคราะห์หาค่า ความต้านทานขาออกของวงจร.....	92
ก.4. วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสชนิดบวก สำหรับการวิเคราะห์ หาผลการตอบสนองความถี่ของวงจร.....	95
ก.5. วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กสำหรับการวิเคราะห์การตอบสนองต่อความถี่ของ วงจร ตามกระแสชนิดลบ.....	99
ข.1. วงจรเสมือนสำหรับการวิเคราะห์หาความต้านทานขาเข้าของวงจรตามกระแส แบบที่สอง.....	108
ข.2. วงจรเสมือนสำหรับการวิเคราะห์หาความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดบวก....	110
ข.3. วงจรเสมือนสำหรับการวิเคราะห์หาความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดลบ.....	112
ข.4. รูปวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวก ที่ความถี่สูง.....	115
ข.5. รูปวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดลบ ที่ความถี่สูง.....	118

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันวงจรทำงานโดยใช้กระแส ได้รับความสนใจและมีบทบาทเพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากตัววงจรสามารถทำงานได้แม้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ(low power supply), มีช่วงการทำงานที่กว้างขึ้น(high bandwidth)และวงจรมีความเร็ว(speed)ในการทำงาน เป็นต้น นอกจากนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางได้แก่ วงจรกรองความถี่(filter circuits), วงจรออสซิลเลเตอร์(oscillators) และวงจรขยาย(amplifier) เป็นต้น สำหรับวงจรตามกระแสซึ่งได้เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็เป็นอีกวงจรหนึ่งที่ทำงานด้วยกระแส โดยในอดีตวงจรตามกระแสสามารถสร้างได้โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ(active) ออปแอมป์(op-amp)มาเป็นพื้นฐานของวงจรต่อรวมอยู่กับอุปกรณ์ภายนอกจำพวกพาสซีฟ(passive) จำพวกความต้านทานหรือตัวเก็บประจุ แต่เนื่องจากวงจร ออปแอมป์ค่อนข้างมีขนาดใหญ่ทำให้สิ้นเปลืองเนื้อที่ในการสร้างเป็นวงจรรวม รวมทั้งในการสร้างอุปกรณ์จำพวกพาสซีฟบนซิลิกอนชิพ จำต้องใช้พื้นที่ในการสร้างมากและความถูกต้องของค่าที่ออกแบบไว้และค่าที่ได้จากการสร้างมีความผิดพลาดสูง ในกรณีของตัวเหนี่ยวนำนั้นไม่สามารถสร้างลงบนซิลิกอนชิพได้ นอกจากนี้ในการออกแบบให้นำอุปกรณ์แบบแอคทีฟ และพาสซีฟเป็นตัวยุ มาต่อเป็นวงจรร่วมกันทำให้ผลการตอบสนองต่อความถี่ไม่ดีเท่าที่ควร และต่อมาก็ได้พัฒนาโดยใช้เฉพาะมอสเฟททรานซิสเตอร์มาประกอบเป็นตัววงจรแต่ในการออกแบบยังพบว่าคุณสมบัติของวงจรมักจะผิดไปจากคุณสมบัติในเชิงอุดมคติ เช่นค่าความต้านทานขาเข้า, ค่าความต้านทานขาออก เป็นต้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการปรับเปลี่ยนพัฒนาวงจร ให้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติมากขึ้น ซึ่งผลที่ได้จะทำให้ค่าความต้านทานขาเข้า, ค่าความต้านทานขาออก, ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรดีขึ้น นอกจากนี้ยังได้นำวงจรตามกระแสที่ได้ออกแบบขึ้นนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองความถี่ เพื่อแสดงให้เห็นถึงตัวอย่างของประโยชน์ที่ได้จากวงจร โดยในวงจรตามกระแสที่ได้เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะประกอบไปด้วยวงจรร้อยคือวงจรตามกระแสมาเป็นส่วนสำคัญในการสร้างและการออกแบบ

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการกำหนดวัตถุประสงค์ต่างๆ เพื่อใช้ในการออกแบบ “วงจรตามกระแส” ไว้ดังนี้

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยเกี่ยวกับทฤษฎีและเทคนิคในการออกแบบวงจรตามกระแสโดยใช้เทคโนโลยีของมอสเฟท

2. ทำการปรับปรุงคุณสมบัติของตัววงจรที่มีอยู่เดิมให้มีคุณสมบัติต่างๆ เช่น ค่าความต้านทาน ณ จุดเข้าวงจร, ค่าความต้านทาน ณ จุดออกของวงจร เป็นต้น ให้มีค่าใกล้เคียงกับวงจรในทางทฤษฎีมากยิ่งขึ้น
3. สามารถทำงานได้ที่แรงดันต่ำ

### 1.3 สมมุติฐานและแนวความคิดที่ใช้ในการศึกษาวิจัย

จากวงจรตามกระแสในอดีตกระทำได้โดยมีวงจรพื้นฐานที่อาศัยอุปกรณ์จำพวกออปแอมป์ ส่งผลให้สามารถควบคุมค่าความต้านทาน ณ จุดเข้าและ ณ จุดออกของวงจรได้โดยอาศัยหลักการของการป้อนกลับ แต่เนื่องจากอุปกรณ์จำพวก ออปแอมป์มีข้อจำกัดของ Bandwidth และ Slew-Rate ซึ่งส่งผลให้เกิดข้อจำกัดต่อการตอบสนองความถี่ และตัววงจรมีขนาดใหญ่ และต่อมาได้มีการพัฒนาวงจรให้ใช้เฉพาะมอสเฟตทรานซิสเตอร์มาสร้างเป็นวงจร แต่วงจรที่ได้ยังคงมีคุณสมบัติต่างๆ แตกต่างไปจากอุดมคติ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เปลี่ยนรูปแบบลักษณะการต่อวงจรโดยมอสเฟตเป็นองค์ประกอบหลักของวงจรซึ่งการกระทำนี้จะทำให้ลักษณะนี้จะทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ออปแอมป์ ซึ่งในวงจรหลักจะประกอบไปด้วยวงจรรย่อยเป็นวงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรหลัก โดยอาศัยเทคนิคในการออกแบบตัววงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติของวงจรใกล้เคียงกับอุดมคติโดยมีหลักในการออกแบบคือ

1. เพื่อเป็นการลดค่าความต้านทานสามารถกระทำได้โดยการอาศัยหลักการป้อนกลับ
2. ในการเพิ่มค่าความต้านทานสามารถกระทำได้โดยการต่อมอสเฟตในลักษณะคาสเคด
3. เพื่อให้วงจรมีผลการตอบสนองต่อสัญญาณที่ดีและ ใช้พลังงานต่ำ ดังนั้นในการออกแบบนี้จะออกแบบให้มอสเฟตทุกตัวทำงานที่ขอบของช่วงอิมิตัว

### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่2 ประวัติความเป็นมาในอดีตของวงจรตามกระแสว่ามีข้อดีข้อเสียอย่างไรรวมทั้งได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐาน โครงสร้างหลักการทำงานของมอสเฟต รวมแบบจำลองและวงจรสมมูลของมอสเฟตที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจรตามกระแสที่พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่3 ในบทนี้กล่าวถึงการทำงานและคุณสมบัติต่างๆของวงจรรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรตามกระแสแบบต่างๆ โดยได้ทำการเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรตามกระแสแบบต่างกัน

บทที่4 กล่าวถึงการทำงานและเทคนิคในการออกแบบของวงจรตามกระแสในแบบต่างๆกัน โดยแบ่งออกเป็นวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งและแบบที่สอง โดยในแต่ละแบบจะประกอบไปด้วยวงจรตามกระแสชนิดบวกและวงจรตามกระแสชนิดลบ ซึ่งในการวิเคราะห์นี้ได้ทำการ

วิเคราะห์ตัววงจรในทางทฤษฎีอันได้แก่ ค่าความต้านทาน ณ จุดเข้า, ค่าความต้านทาน ณ จุดออกของตัววงจร, ผลการตอบสนองต่อความถี่ และช่วงปฏิบัติงานทางผลวัตร รวมทั้งยังได้กล่าวถึงการทดลองเพื่อยืนยันการทำงานของวงจรที่ได้ทำการออกแบบไว้ โดยในการทดลองนี้กระทำโดยการ ใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองการทำงานของวงจร

บทที่ 5 เป็นการนำตัววงจรตามกระแสไปประยุกต์ใช้งานเพื่อแสดงให้เห็นถึงตัวอย่างการนำวงจรตามกระแสไปใช้งาน โดยในบทนี้ได้แสดงตัวอย่างการนำวงจรตามกระแสไปใช้เป็นอุปกรณ์แอกทีฟในวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ

บทที่ 6 เป็นการสรุปรายละเอียดที่สำคัญต่างๆ ในวิทยานิพนธ์ทั้งหมด รวมทั้งปัญหาและแนวทางแก้ไขพัฒนาต่อไปในอนาคต

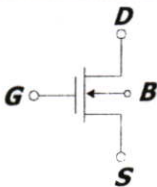
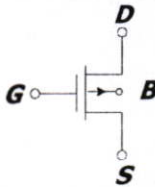
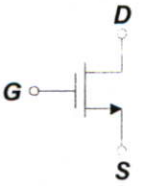
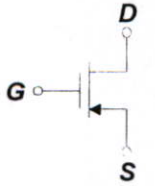
## บทที่ 2

# ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

### 2.1 บทนำ

มอสเฟตทรานซิสเตอร์ (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor หรือ MOSFET) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีการทำงานด้วยสนามไฟฟ้าเป็นตัวควบคุมกระแสในบริเวณช่องทางเดินกระแส (Channel) โดยกระแสเกิดขึ้นในช่องทางเดินกระแสที่เกิดจากพาหะข้างมากเพียงชนิดเดียว ทำให้ถูกเรียกชื่อว่าเป็นทรานซิสเตอร์แบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Transistor) ตามลักษณะการนำกระแสของพาหะข้างมาก เนื่องจากทรานซิสเตอร์ชนิดนี้มีอยู่หลายแบบและในการแบ่งประเภทของทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งชนิดของมอสเฟตได้หลายแบบขึ้นอยู่กับหลักเกณฑ์ในการแบ่งคือ ถ้าแบ่งชนิดตามลักษณะการทำงานสามารถแบ่งออกได้เป็นสองชนิดคือ ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode Transistor) และ ทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode Transistor) นอกจากนี้ยังสามารถแบ่งชนิดตามชนิดของพาหะซึ่งทำหน้าที่นำกระแสได้ 2 ชนิดคือ มอสเฟตชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น (N-Channel MOSFET) อิเล็กตรอนเป็นพาหะในการนำกระแส และมอสเฟตชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดพี (P-Channel MOSFET) โฮลเป็นพาหะในการนำกระแส เนื่องจากในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดในการออกแบบวงจรทั้งหมด ดังนั้นขอกล่าวอธิบายการทำงานและโครงสร้างของมอสเฟตเฉพาะแบบเอ็นฮานซ์โหมดเท่านั้น โดยสามารถแบ่งสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดได้ดังตาราง 2.1

ตารางที่ 2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

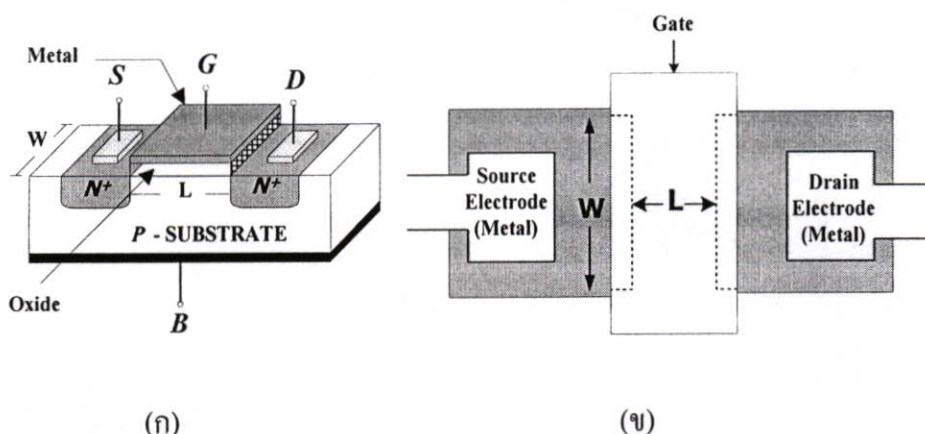
NMOS	PMOS
	
	

## 2.2 พื้นฐานการทำงานของมอสเฟต[2,5,6,7]

เนื่องจากในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอวงจรตามกระแสโดยเลือกใช้เทคโนโลยีของมอสเฟตซึ่งได้รับความนิยมในปัจจุบันเนื่องจากมีกระบวนการสร้างไม่ซับซ้อนและสามารถสร้างได้ง่ายกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ดังนั้นเพื่อเป็นพื้นฐานความเข้าใจการทำงานของวงจรที่จะถูกพัฒนาขึ้นจำเป็นต้องทราบถึงการทำงานพื้นฐานของมอสเฟตก่อน รวมทั้งสมการพื้นฐานในการวิเคราะห์เพื่อเป็นแนวทางในการปรับปรุงพารามิเตอร์ภายในวงจรที่ได้ออกแบบมาให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้มอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนซ์ในการออกแบบ ในหัวข้อนี้จึงเกี่ยวกับการอธิบายการทำงาน, ลักษณะทางโครงสร้างรวมทั้งความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งเป็นพื้นฐานในการออกแบบและการใช้งานมอสเฟตชนิดนี้

### 2.2.1 โครงสร้างมอสเฟต

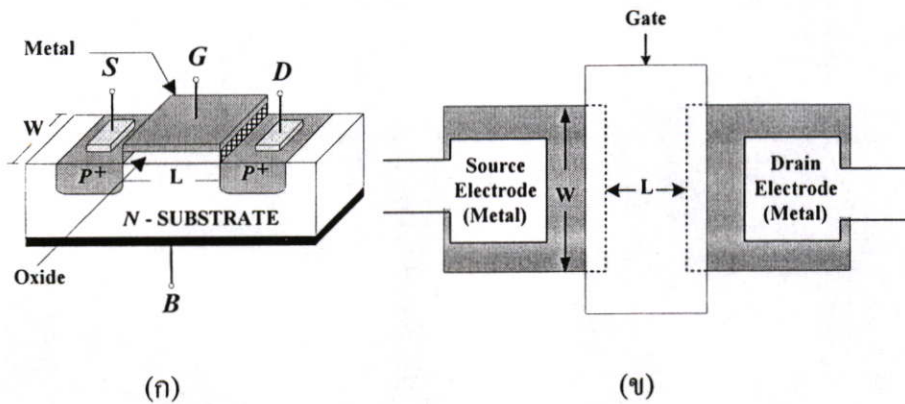


รูปที่ 2.1 (ก) โครงสร้างภาพตัดขวางของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนซ์ชนิดเอ็น

(ข) ภาพมองด้านบน(Top View)

จากการพิจารณาในรูปที่ 2.1 เป็นโครงสร้างภาพตัดขวางของมอสเฟตชนิดเอ็น ประกอบไปด้วยแผ่นผลึกฐานรองซึ่งเป็นผลึกเดี่ยว(Single-crystal)ชนิดพี(P-Substrate) โดยเรียกผลึกฐานรองนี้ว่าเป็นส่วนบอดี้(B)ในส่วนผลึกฐานรองมีการเติมอะตอมสารสารเจือชนิดเอ็นที่มีความเข้มข้นสูง(heavily Doped) ในบริเวณบอดี้ทั้งสองด้านเกิดเป็น  $n^+$  เดรน(D) กับ  $n^+$  ซอร์ท(S) และเหนือบอดี้ทั้งสองเป็นชั้นของโลหะทำเป็นขั้วเดรนและขั้วของซอร์ทตามลำดับ โดยระยะระหว่างบอดี้เดรนกับบอดี้ซอร์ทนี้มีความยาวเท่ากับ L ซึ่งระยะห่างระหว่างบอดี้ทั้งสองนี้ ถูกเรียกว่าเป็นช่องทางเดินกระแส(Channel) ที่ผิวของผลึกฐานรองจะสร้างเป็นชั้นฉนวนบางๆ โดยปรกติแล้วชั้นฉนวนนี้สร้างมาจากซิลิกอนไดออกไซด์( $SiO_2$ ) เหนือชั้นฉนวนเป็นชั้นของโลหะซึ่งทำหน้าที่เป็นขั้วเกต(G) ดังนั้นเห็นได้ว่าเกตไม่ได้ต่อโดยตรงกับสารกึ่งตัวนำ ทำให้พิจารณาได้ว่าระหว่างเกตกับผลึกฐานรองเป็นเสมือนตัวเก็บ

ประจุและเมื่อมีการไบอัสที่ขั้วเกตนี้ ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสที่บริเวณช่องทางเดินกระแสเชื่อมระหว่างเดรนกับซอร์ซ จากโครงสร้างดังกล่าวทำให้อุปกรณ์ประเภทนี้ถูกเรียกว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor จะเห็นได้ว่ามอสเฟตเป็นอุปกรณ์ 4 ขา ซึ่งประกอบไปด้วย ขั้วซอร์ซ(S), ขั้วเดรน(D), ขั้วเกต(G)และขั้วบอดี้(B) และภาพในรูปที่2.1(ข) แสดงภาพมองจากด้านบน(Top View) ของมอสเฟต แสดงให้เห็นทั้งความยาวของช่องทางเดินกระแสและความกว้างของช่องทางเดินกระแส ส่วนมอสเฟตชนิดพี(PMOS) มีลักษณะโครงสร้างเหมือนกับโครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นคือประกอบไปด้วยขั้วเดรน, ขั้วซอร์ซ, ขั้วเกต และขั้วบอดี้ แต่มีการเปลี่ยนชนิดของผลึกฐานรองจากสารกึ่งตัวนำชนิดพี เป็นชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นของอะตอมสารเจือน้อย(Lightly Doped n-type Substrate) และที่ขั้วเดรน กับ ขั้วซอร์ซเพอร์อะตอมสารเจือชนิดพี ที่ขั้วทั้งสองนี้มีความหนาแน่นของอะตอมสารเจือสูง(Heavily Doped p-type Region) โดยสามารถวาดโครงสร้างภาพตัดขวางได้ดังรูปที่2.2(ก) และในรูปที่2.2(ข) แสดงถึงความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสชนิดพีโดยมองจากด้านบน(Top View)



รูปที่2.2 (ก) โครงสร้างภาพตัดขวางของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพี

(ข) ภาพมองด้านบน(Top View)

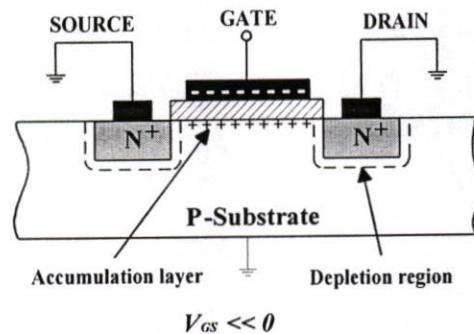
### 2.2.2 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

การทำงานของมอสเฟตชนิดพี(PMOS) และชนิดเอ็น(NMOS) มีหลักการการทำงานเหมือนกัน แต่ลักษณะการจ่ายไฟเลี้ยงแตกต่างกันในเรื่องของเครื่องหมายและทิศทาง ดังนั้นในหัวข้อนี้จะอธิบายเฉพาะการทำงานของ NMOS เท่านั้น ในการทำงานของมอสเฟตใช้ศักดา  $V_{GS}$  และ  $V_{DS}$  ในการควบคุมการทำงาน ซึ่งสามารถพิจารณาแบ่งการทำงานของมอสเฟตเป็นช่วงต่างๆ ได้ดังนี้

1.  $V_{DS} = 0$  และ  $V_{GS} \ll 0$  ในการจ่ายไฟเลี้ยงให้ตัววงจรลักษณะนี้แรงดันที่ขั้วเกตจะผลักประจุลบที่อยู่ผิวหน้าผลึกฐานรองออกไปแล้วเหนี่ยวนำประจุบวก(Holes) เข้ามาที่ผิวหน้าแทนทำให้ความหนาแน่นของอะตอมสารเจือชนิดพีซึ่งแทนได้ด้วยประจุบวกที่ผิวหน้ามีความเข้มข้น

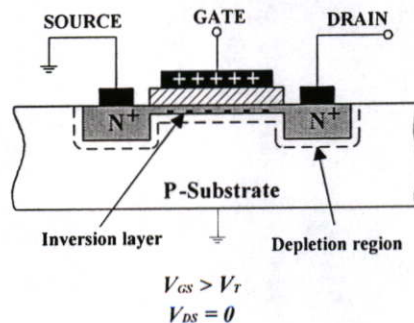
ชั้นมากกว่าในผลึกฐานรองด้านใน เป็นการทำงานที่เรียกว่าช่วงสะสมประจุ(Accumulation Region) แสดงดังรูปที่ 2.3

$2V_{DS} = 0$  และ  $V_{GS} = 0$  โดยพบว่าในกรณีนี้ชนิดของพาหะในช่องทางเดินกระแสยังคงเป็นพาหะชนิดที่อยู่มากแต่มีความหนาแน่นน้อยกว่าในกรณี  $V_{GS} \ll 0$  ดังนั้นเห็นว่ามอสเฟตเสมือนเป็นไดโอดสองตัวหันหลังชนกันต่ออนุกรมกันอยู่ระหว่างบ่อเดรนกับบ่อซอร์ท โดยไดโอดตัวแรกเกิดจากรอยต่อบริเวณพีเอ็นระหว่าง ขั้วเดรนซึ่งมีการเติมอะตอมสารเจือชนิดเอ็นกับผลึกฐานรองซึ่งมีอะตอมสารเจือชนิดพี และตัวที่สองเกิดจากรอยต่อบริเวณพีเอ็นระหว่างผลึกฐานรองพีกับบริเวณบ่อของขั้วเดรนซึ่งมีการเติมอะตอมสารเจือชนิดเอ็น ในการไบอัสแบบนี้ช่องทางเดินกระแสจะมีความต้านทานสูงมากทำให้ไม่มีกระแสไหล



รูปที่ 2.3 การทำงานของมอสเฟตในกรณีที่  $V_{DS} = 0$  และ  $V_{GS} \ll 0$

3  $V_{DS} = 0$  และ  $V_{GS} > V_T$  การไบอัสในลักษณะนี้ได้ทำการต่อขั้วเดรนและขั้วซอร์ทลงกราวด์และให้แรงดันที่มีศักดาเป็นบวกที่ขั้วเกต ผลของแรงดันดังกล่าวจะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศทาง



รูปที่ 2.4 การทำงานของมอสเฟตในช่วง  $V_{DS} = 0$  และ  $V_{GS} > V_T$

ตั้งฉากจากเกตไปยังผลึกฐาน ทำให้ประจุบวก(Hole)บริเวณผิวผลึกฐานรองได้ถูกผลักออกไปทิ้งให้เกิดเป็นบริเวณปลอดประจุพาหะ(depletion region) ในขณะเดียวกันศักดาบวกที่ขั้วเกตดึง

ประจุลบ(electron) เข้ามาสะสมที่ผิวผลึกฐานรองใต้ขั้วเกต โดยถ้ามีการสะสมของประจุลบมากกว่าประจุบวก ทำให้บริเวณนี้มีความหนาแน่นของประจุลบมากกว่าความหนาแน่นของประจุบวกเกิดเป็นช่องทางเดินกระแสเชื่อมขั้วเดรนกับขั้วซอร์ทเข้าด้วยกัน บริเวณนี้จึงถูกเรียกว่าชั้นกลับ(inversion layer) และจะมีกระแสไหลก็ต่อเมื่อทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ท และเนื่องจากช่องทางเดินกระแสเกิดประจุพาหะเป็นประจุลบซึ่งเป็นชนิดเดียวกับอะตอมสารเจือชนิดเอ็น ดังนั้นจึงถูกเรียกว่าเป็นมอสเฟตชนิด n-channel MOSFET

ค่าแรงดัน  $V_{GS}$  เหนี่ยวนำประจุลบมาสะสมที่ผิวของผลึกฐานรองใต้ขั้วเกตเกิดเป็นช่องทางเดินกระแสเรียกว่าแรงดันขีดเริ่ม  $V_T$  และถ้าให้ค่าแรงดัน  $V_{GS}$  มีค่ามากขึ้น ทำให้ความลึกของช่องทางเดินกระแสและความหนาแน่นของประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสเพิ่มมากขึ้น จึงสรุปได้ว่าค่าความหนาแน่นของประจุพาหะและความลึกของช่องทางเดินกระแสจะแปรผันตาม  $V_{GS} - V_T$  โดยเรียกว่าแรงดันประสิทธิผล(Effective gate-source voltage) ใช้สัญลักษณ์  $V_{eff}$

$$V_{eff} = V_{GS} - V_T \quad (2.1)$$

ความหนาแน่นของประจุลบหาได้จากสมการ

$$Q_n = C_{ox} (V_{GS} - V_T) = C_{ox} V_{eff} \quad (2.2)$$

โดย  $C_{ox}$  นี้คือค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

4.  $V_{DS} > 0$  และ  $V_{eff} > 0$  ในกรณีนี้ให้ค่าแรงดันประสิทธิผลเป็นค่าคงที่นั่นคือเกิดช่องทางเดินกระแส และผลของความต่างศักย์ระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ททำให้ประจุลบในช่องทางเดินกระแส เคลื่อนที่จากซอร์ทไปยังเดรนเกิดกระแสไหลจากขั้วเดรนไปขั้วซอร์ทและในการไบอัสในหัวข้อนี้แยกพิจารณาได้ 2 ช่วงตามค่าแรงดันของ  $V_{DS}$  คือ

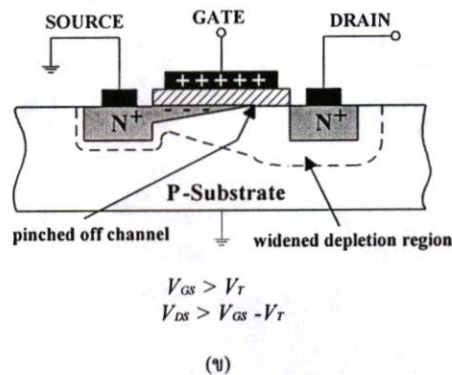
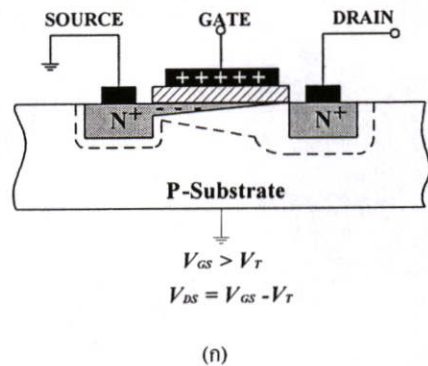
4.1 กรณีที่  $0 < V_{DS} < V_{eff}$  แสดงรูปโครงสร้างการทำงานได้ดังรูปที่ 2.5(ก) โดยมีความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  กับกระแสเดรนซอร์ท  $I_D$  ดังสมการ

$$I_D = \mu_n Q_n \frac{W}{L} V_{DS} \quad (2.3)$$

โดย  $\mu_n$  เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวผลึกซิลิกอนและ  $Q_n$  เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในช่องทางเดินกระแสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ เมื่อแทนสมการ(2.2) ลงในสมการ(2.3) ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับแรงดันเกตซอร์ทและเกตเดรนแสดงสมการ(2.4)

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{eff} V_{DS} \quad (2.4)$$

ความสัมพันธ์ในสมการ(2.4) เป็นจริงในกรณีแรงดันคร่อมขอสมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ และสมการ(2.4) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  กับ  $I_D$  ที่ค่า  $V_{GS}$  ต่างๆ ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่า MOSFET ทำงานเหมือนตัวต้านทานโดยค่าความต้านทานนี้ถูกควบคุมโดย  $V_{GS}$  โดยมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  และมีค่าค่อยๆ ลดลงเมื่อ  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่า  $V_T$



รูปที่ 2.5 โครงสร้างการทำงานของมอสเฟตในช่วง  $V_{DS}$  ต่างๆคือ

(ก)  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$

(ข)  $V_{DS} > V_{GS} - V_T$

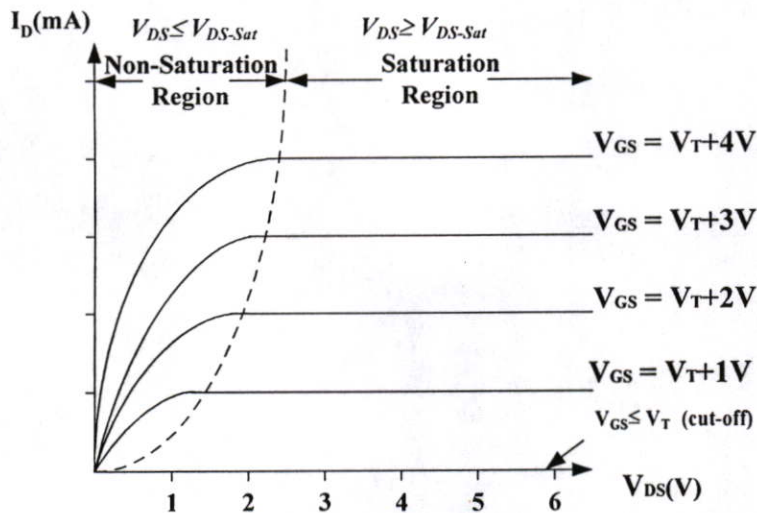
4.2 เมื่อเพิ่มค่า  $V_{DS} > V_{GS} - V_T$  ในขณะที่ยังคงให้  $V_{GS}$  (มากกว่า  $V_T$ ) มีค่าคงที่ ในกรณีนี้ เมื่อวัดแรงดันที่ตำแหน่งต่างๆในช่องทางเดินกระแสค่าแรงดัน  $V_{DS}$  ที่เกิดขึ้นจะเพิ่มจากศูนย์จากขั้วซอร์ทจนถึง  $V_{DS}$  ที่ขั้วเดรน(วัดเทียบกับขั้วซอร์ท) ดังนั้นแรงดันระหว่างเกทกับที่ตำแหน่งต่างๆในช่องทางเดินกระแสลดลงจาก  $V_{GS}$  ที่ขั้วซอร์ทจนถึง  $V_{GS} - V_{DS}$  ที่ขั้วเดรน ผลของแรงดันที่ตกคร่อม

ช่องทางเดินกระแสที่ตำแหน่งต่างๆมีค่าไม่เท่ากันนี้ ทำให้ความลึกของช่องทางเดินกระแสและความหนาแน่นของประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสลดลงจากซอร์ทไปเดรน นั่นก็คือที่บริเวณปลายขั้วซอร์ทที่มีความลึกของช่องทางเดินกระแสมากที่สุดและที่บริเวณปลายขั้วเดรนมีความลึกค่อยๆลดลงจนมีความลึกของช่องทางเดินกระแสเป็นศูนย์ในบริเวณเกือบถึงขั้วเดรน ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า Pinched Off การเพิ่มแรงดัน  $V_{DS}$  ให้มากขึ้นไม่มีผลต่อกระแส ดังนั้นกระแส  $I_D$  มีค่าคงที่เมื่อ  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  กระแสจะอิ่มตัวที่ค่านี้ และทรานซิสเตอร์เข้าสู่ย่านการทำงานเรียกว่าย่านอิ่มตัว (Saturation region) และแทนค่าแรงดัน  $V_{DS}$  ที่ทำให้เกิดการอิ่มตัวนี้ด้วย  $V_{DS-Sat}$

$$V_{DS-Sat} = V_{GS} - V_T = V_{eff} \quad (2.5)$$

ในกรณีของ P-channel enhancement MOSFET (PMOS transistor) จะสร้างบนผลึกฐานรองชนิดเอ็นและมีเดรนและซอร์ทเป็น  $P^+$  ดังนั้นประจุพาหะที่นำกระแสคือโฮล(holes) และมีกลไกการทำงานเหมือนกับในกรณีของ N-channel ยกเว้น  $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$  และ  $V_T$  มีค่าเป็นลบ และกระแสไหลจากขั้วเดรนไปยังขั้วซอร์ท

### 2.2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของมอสเฟต



รูปที่ 2.6 แสดงการแบ่งช่วงการทำงานของมอสเฟตตามค่าแรงดัน  $V_{DS}$

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 2.2.2 สามารถแสดงช่วงการทำงานของมอสเฟตได้ดังรูปที่ 2.6 แสดงแบ่งช่วงการทำงานต่างๆ ของมอสเฟตออกได้เป็น 3 ช่วงโดยพิจารณาจาก  $V_{GS} - V_T$  โดยมีเงื่อนไขและขอบเขตของแต่ละช่วงดังนี้

1. ช่วงคัตออฟ (Cutoff Region) กรณีนี้ค่าแรงดัน  $V_{GS}$  มีค่าน้อยกว่า  $V_T$  ทำให้ไม่มีกระแสไหล

$$I_D = 0 \quad V_{GS} < V_T \quad (2.6)$$

2. ช่วงไม่อิ่มตัว (Non-saturation Region) ในช่วงนี้มีชื่อเรียกอื่นๆ อีกเช่นเรียกว่าช่วงไตรโอด (Triode region) หรือช่วงเชิงเส้น (Linear region) เงื่อนไขของช่วงนี้คือ  $V_{GS} \geq V_T$  ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส ดังนั้นผลต่างระหว่างแรงดันเกตเดรนต้องมากกว่าแรงดันขีดเริ่มคือ

$$V_{GS} > V_T \quad (2.7)$$

สมการ (2.7) สามารถเขียนให้อยู่ในรูป  $V_{DS}$  คือ  $V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} = V_{GS} - V_{DS}$  ดังนั้นสมการ (2.8) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$V_{DS} < V_{GS} - V_T \quad (2.8)$$

ในช่วงนี้จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_D$  และแรงดัน  $V_{DS}$  ดังสมการ

$$I_D = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.9)$$

ซึ่งมีขอบเขตการทำงานคือ  $V_{GS} - V_T > 0$  และ  $0 < V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$  ในกรณีนี้  $V_{DS}$  มีค่าน้อยๆ ดังนั้นเราสามารถละเทอม  $\frac{V_{DS}^2}{2}$  ในสมการ (2.9) ได้ และประมาณสมการได้เป็น

$$I_D = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.10)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการ (2.10) ทำให้สามารถหาความต้านทานเชิงเส้น  $r_{DS}$  ได้

$$r_{DS} \equiv \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = \left[ \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T) \right]^{-1} \quad (2.11)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานนี้จะถูกควบคุมด้วย  $V_{GS}$

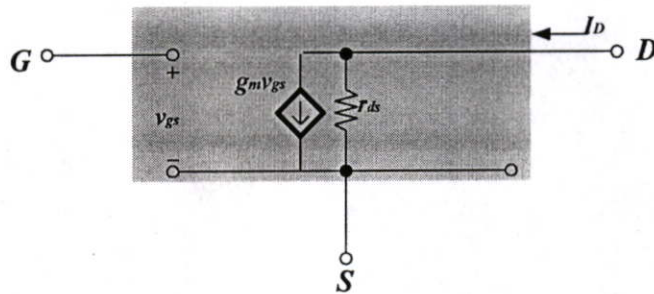
3. ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ในกรณีนี้สามารถแสดงการไบอัสเพื่อให้เกิดช่องทางเดินกระแสซึ่งมีเงื่อนไขคือ  $V_{GS} \geq V_T$  และเกิดปรากฏการณ์ Pinched-off ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$  ทำให้ได้เงื่อนไขขอบเขตที่แบ่งการทำงานช่วงไม่อิ่มตัวกับช่วงอิ่มตัวคือ

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \quad (2.12)$$

เมื่อนำสมการ(2.12) แทนในสมการ(2.9) ได้กระแส  $I_D$  ในช่วงการทำงานอิ่มตัว

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.13)$$

#### 2.2.4 วงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่ต่ำในช่วงอิ่มตัว

วงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่ต่ำในช่วงอิ่มตัวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 จากรูปเห็นได้ว่ามอสเฟตแสดงพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (Voltage-Controlled Current Source) โดยมี  $g_m V_{GS}$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันเกตซอร์ซ และ  $g_m$  คือทรานคอนดักแตนซ์ (Transconductance) ซึ่งมีนิยามว่า

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad (2.14)$$

จากสมการ(2.13) ซึ่งเป็นสมการกระแสในช่วงอิมิตัวเมื่อนำไปแทนในสมการ(2.14) จะได้

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{eff} \quad (2.15)$$

จากสมการ(2.15)เห็นได้ว่าคุณค่าทรานคอนดักแตนซ์( $g_m$ )แปรผันโดยตรงกับแรงดัน $V_{eff}$  ในบางครั้งอาจมีความจำเป็นต้องพิจารณาทรานคอนดักแตนซ์ในเทอมของ  $I_D$  แทน  $V_{GS}$  ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} (W/L) I_D} \quad (2.16)$$

จากสมการ(2.16) จะเห็นได้ว่าทรานคอนดักแตนซ์  $g_m$  แปรผันตาม  $\sqrt{I_D}$

### 2.2.5 ผลของตัวเก็บประจุที่เกี่ยวข้องกับขั้วเกต

ผลของตัวเก็บประจุประกอบ  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  และ  $C_{gb}$  โดยแบ่งได้ดังนี้

1. เมื่อมอสเฟต ทำงานในช่วงไม่อิมิตัว(triode region) ในช่วงนี้  $V_{DS}$  จะมีค่าน้อยๆ ทำให้ความลึกของช่องทางเดินกระแสสม่ำเสมอ ทำให้  $C_{gs}$  เท่ากับ  $C_{gd}$  โดยมีค่าเท่ากับ

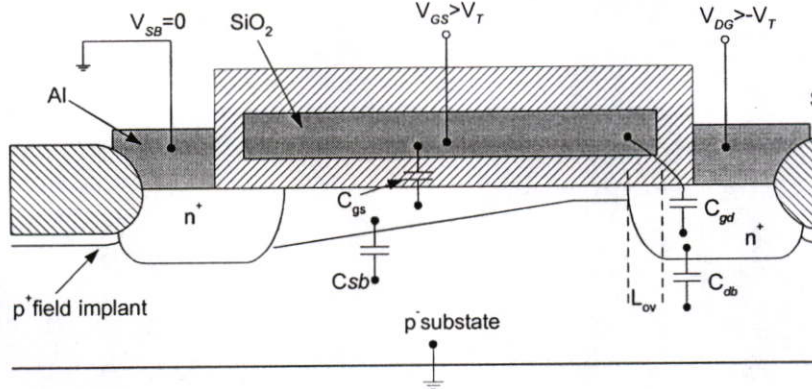
$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} WLC_{ox} \quad (\text{triode region}) \quad (2.17)$$

2. เมื่อมอสเฟต ทำงานในช่วงอิมิตัว ในกรณีนี้จะทำให้ช่องทางเดินกระแสมีรูปร่างไม่เท่ากันดังรูป ในกรณีนี้  $C_{gd}$  จะเท่ากับศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากช่องทางเดินกระแสเกิดการ Pinched off ที่ปลายด้านเดรน ดังนั้นจะได้สมการเป็น

$$\begin{aligned} C_{gs} &= \frac{2}{3} WLC_{ox} \\ C_{gd} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{Saturation region}) \quad (2.18)$$

3. เมื่อมอสเฟต ทำงานในช่วงคัตออฟ(cut-off region) ในกรณีนี้จะไม่มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้นดังนั้นทั้ง  $C_{gs}$  และ  $C_{gd}$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์แต่ยังคงมีตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นระหว่างระนาบของเกตกับระนาบของบอดีดังสมการ

$$\begin{aligned} C_{gb} &= WLC_{ox} \\ C_{gs} &= C_{gd} = 0 \end{aligned} \quad (\text{cutoff}) \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.8 ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต

4. เป็นตัวเก็บประจุที่เกิดจากการซ้อนทับกันระหว่างเกตกับซอร์ทและเกตกับเดรน ซึ่งเรียกตัวเก็บประจุนี้ว่าตัวเก็บประจุที่เกิดจากการซ้อนทับกัน (overlap capacitance) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$C_{ov} = WL_{ov}C_{ox} \quad (2.20)$$

โดยค่า  $L_{ov}$  คือระยะที่เกิดการซ้อนทับกันระหว่างเกตกับซอร์ทและเดรนดังรูปที่ 2.8

### 2.3 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงลักษณะทางโครงสร้าง, การทำงานของมอสเฟต, ลักษณะการเกิดช่องทางเดินกระแสรวมทั้งแบบจำลองที่ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก และสัญญาณขนาดใหญ่ และวงจรสมมูลซึ่งใช้ในการวิเคราะห์ผลการตอบสนองต่อความถี่ของมอสเฟต โดยแบบจำลองต่างๆ เหล่านี้จะถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบตัววงจรในบทต่อไป

## บทที่ 3

# ความเป็นมาของวงจรตามกระแสและวงจรสะท้อนกระแส

### 3.1 บทนำ

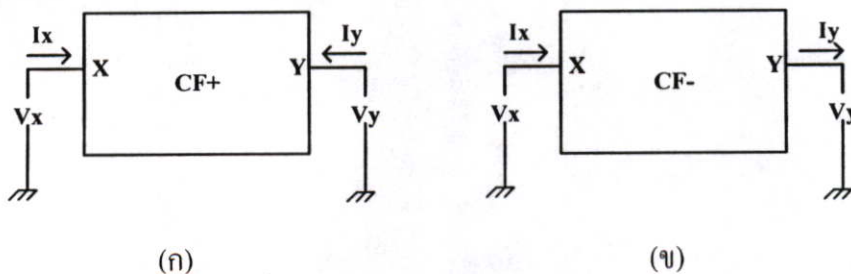
ในปัจจุบันวงจรในทางอเนกประสงค์ประกอบด้วยวงจรสำคัญอยู่สองส่วนคือ วงจรที่ทำงานในโหมดของแรงดัน และวงจรที่ทำงานในโหมดของกระแส ซึ่งเมื่อนำวงจรทั้งสองมาประกอบด้วยกัน จะทำให้ได้รูปแบบหรือฟังก์ชันต่างๆ ตามที่ผู้ออกแบบต้องการ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องมีการพัฒนางจรพื้นฐานต่างๆ ให้มีคุณสมบัติที่ดีขึ้นคือมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกพัฒนางจรตามกระแส เมื่อพิจารณาถึงพื้นฐานของวงจรแล้ว พบว่าวงจรเสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแส ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องพัฒนาเพื่อให้ได้วงจรตามกระแสให้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติมากยิ่งขึ้นเช่นนั้นแล้ว เมื่อนำวงจรตามกระแสไปใช้จะทำให้เกิดการ ทำงานหรือการตัดสินใจที่ผิดพลาดในการทำงานของระบบ แต่ก่อนที่จะเริ่มมีการพัฒนาตัววงจรจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องศึกษาวงจรตามกระแส ซึ่งได้การออกแบบมาก่อนหน้านี้เพื่อให้ทราบถึงข้อดีและข้อเสียของหลักการออกแบบที่ได้กระทำในอดีต และนำมาปรับปรุงให้ดียิ่งขึ้น สำหรับในบทนี้ได้กล่าวถึงวงจรตามกระแสที่ได้มีการออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ ซึ่งมีหลักการตัวอย่างในการออกแบบอยู่ 5 รูปแบบด้วยกัน ได้แก่ วงจรตามกระแสที่อยู่บนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว, วงจรตามกระแสที่อยู่บนพื้นฐานของSupply Current Sensing,, วงจรตามกระแสที่ใช้พื้นฐานของวงจร Differential, วงจรตามกระแสซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส และวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงพื้นฐานของกลุ่มวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งเป็นพื้นฐานของกลุ่มวงจรซึ่งใช้ในการพัฒนางจรตามกระแสในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยกลุ่มวงจรดังกล่าวประกอบไปด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา, วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน, วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด และวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติการกว้าง โดยได้กล่าวถึงการทำงานของวงจรและคุณสมบัติต่างๆของวงจร พร้อมทั้งเปรียบเทียบคุณสมบัติบางประการของวงจรสะท้อนกระแสที่ได้กล่าวมาข้างต้น

### 3.2 หลักการเบื้องต้นของวงจรตามกระแส[13,14,15,23]

วงจรตามกระแสเป็นวงจรที่พิจารณาองค์ประกอบของกระแสสัญญาณ ณ จุดเข้าวงจร และ ณ จุดออกจากวงจรเป็นสำคัญ โดยสามารถพิจารณาตัววงจรตามกระแสในลักษณะวงจรสองทาง (Two Ports) และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมทริกซ์ได้ดังสมการ (3.1)

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \pm a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_y \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

จากสมการ(3.1) จะเห็นว่าตัว  $a$  ในเมทริกซ์นี้มีทั้งเครื่องหมายบวกและลบ โดยเครื่องหมายนี้ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสขาออกของวงจร( $I_y$ ) เมื่อเทียบกับกระแสขาเข้าของวงจร( $I_x$ ) ถ้าทิศทางของกระแสไหลของกระแสระหว่างกระแสขาเข้าและกระแสขาออกเหมือนกัน นั่นคือกระแสมีทิศทางไหลเข้าหรือออกจากวงจรเหมือนกันทั้งสองด้านจะทำให้เครื่องหมายหน้า  $a$  มีเครื่องหมายเป็นบวก และตัววงจรถูกเรียกว่าเป็น วงจรตามกระแสแบบบวก(noninverting) แต่ในขณะเดียวกัน ถ้าทิศทางของกระแสมีทิศตรงข้ามกันเรียกว่าเป็น วงจรตามกระแสแบบลบ(inverting) วงจรตามกระแสทั้งสองแบบสามารถเขียนเป็นแบบจำลอง ได้ดังรูปที่1(ก) และ1(ข) ตามลำดับ ในทางอุดมคติวงจรจะมีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่งนั่นคือ  $a=1$  ทำให้พิจารณาได้ว่าวงจรมีพฤติกรรมในอุดมคติของวงจรเปรียบเสมือนเป็นแหล่งกำเนิดกระแสควบคุมด้วยกระแส (Current Controlled Current Source (CCCS)) ในทางอุดมคติแล้วค่าความต้านทานทางด้านขาเข้าของวงจรมีค่าเป็นศูนย์และมีความต้านทานด้านขาออกของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ นอกจากนี้ค่าศักดา ณ จุดเข้าวงจรมีค่าเป็นศูนย์ นอกจากนี้แรงดันที่โหนดขาเข้าควรมีค่าเท่ากับศูนย์หรือเสมือนกราวด์(Virtual Ground)



รูปที่3.1 แบบจำลองของวงจรตามกระแส(Current Follower, (CF))

(ก) แบบจำลองวงจรตามกระแสแบบบวก ( $I_x = I_y$ )

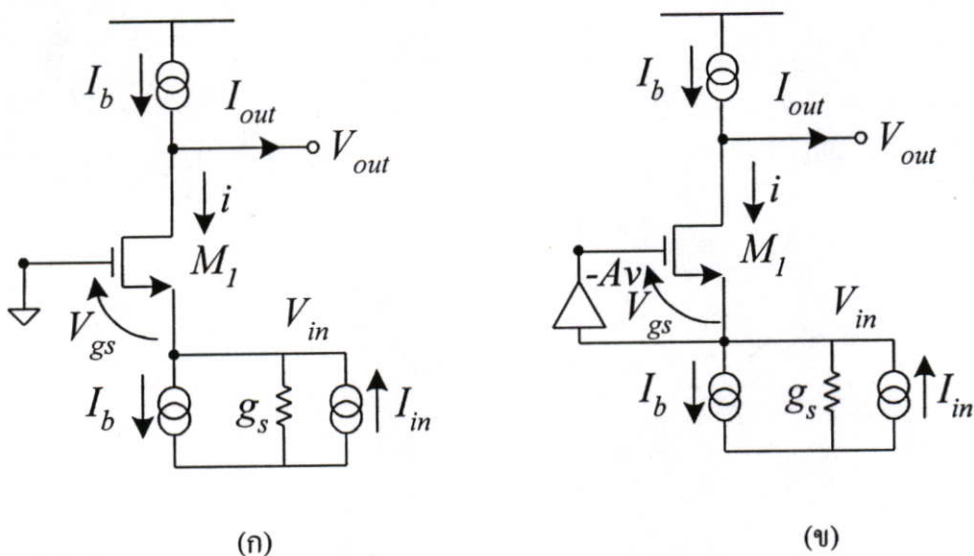
(ข) แบบจำลองวงจรตามกระแสแบบลบ ( $I_x = -I_y$ )

### 3.3 ความเป็นมาของวงจรตามกระแส

ในหัวข้อนี้เป็นการกล่าวถึงประวัติของวงจรตามกระแสในอดีตที่ได้มีการออกแบบพัฒนา มาก่อนหน้านี้ ซึ่งประกอบไปด้วยรูปแบบต่างๆ 5 รูปแบบดังที่ได้กล่าวในบทนำ โดยจะกล่าวถึง หลักการ และตัวอย่างของวงจรในแต่ละแบบเปรียบเทียบกับกันดังรายละเอียดต่อไป

#### 3.3.1 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว[3,4,5]

วงจรตามกระแสสามารถสร้างได้จากทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวดังแสดงในรูปที่3.2(ก) โดยในรูปจะเห็นได้ว่าต่อมอสเฟตในลักษณะวงจรทร่วมซึ่งถูกไบอัสโดยแหล่งจ่ายกระแส

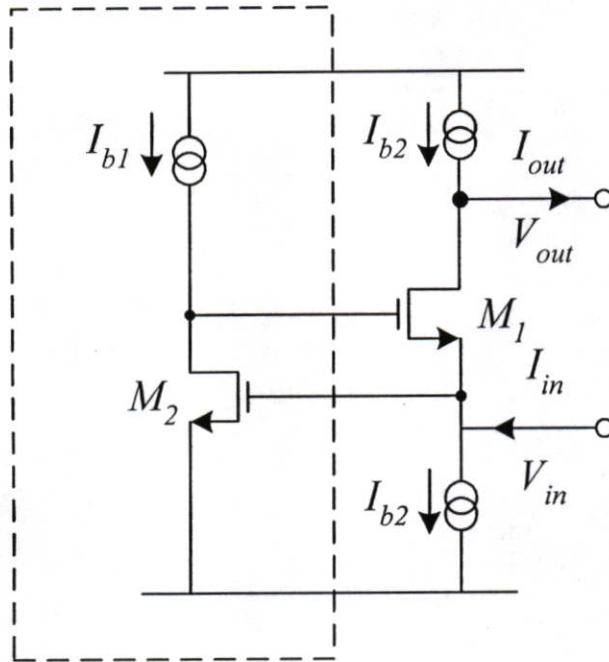


รูปที่3.2 แสดงวงจรตามกระแสโดยมอสเฟตอย่างง่าย

จากโครงสร้างของมอสเฟตทำให้ค่ากระแสขาเข้าและกระแสขาออกของมอสเฟตมีค่าเท่ากันและสามารถหาค่าความต้านทานขาเข้าและค่าความต้านทานขาออกของวงจรได้คือ

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \quad R_{out} = \frac{g_m}{g_{ds}} \quad (3.2)$$

จากสมการ(3.2) เห็นได้ว่าค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกมีค่าที่ค่อนข้างสูงและต่ำตามลำดับซึ่งเป็นข้อเสียของตัววงจรเมื่อนำไปใช้จ่ายกระแสหรือรับกระแสจากแหล่งจ่ายอื่นได้ เนื่องจากจะทำให้เกิดข้อผิดพลาด ซึ่งวงจรในรูปที่3.2(ก) สามารถปรับปรุงได้ดังรูปที่3.2(ข) โดยใช้หลักการของกรุป้อนกลับแบบลบ โดยชุดของวงจรที่ใช้ป้อนกลับสามารถแทนอย่างง่าย ๆ ได้โดยการใช้ออสเฟตที่



รูปที่ 3.3 แทนชุดอุปกรณ์ป้อนกลับในรูปที่ 3.2(ข) ด้วยมอสเฟต

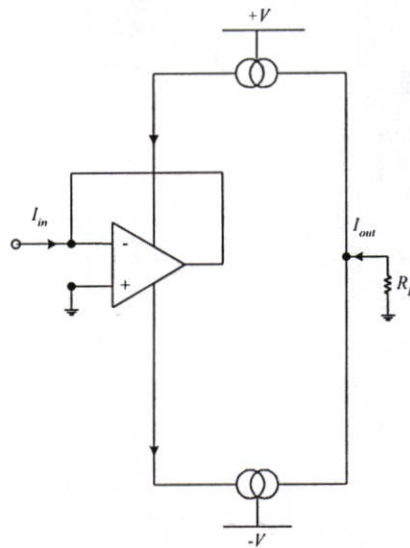
ต่อในลักษณะวงจรซอร์ทร่วม แสดงดังรูปที่ 3.3 จากวงจรในรูปที่ 3.3 สามารถหาค่าความต้านทานด้านขาเข้าและขาออกของวงจรได้

$$R_{in} = \frac{1}{g_m(A_v + 1)} \quad R_{out} = \frac{g_m(A_v + 1)}{g_{ds}} \quad (3.3)$$

ซึ่งเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 3.2(ก) ถูกปรับปรุงให้มีคุณสมบัติของวงจรใกล้เคียงกับอุดมคติมากยิ่งขึ้น โดยใช้หลักการป้อนกลับ(วงจรในกรอบสี่เหลี่ยมในรูปที่ 3.3) เข้ามามีส่วนในการพัฒนา โดยจากสมการ(3.3) ในกรณีที่ต้องการให้ค่าความต้านทานเข้าใกล้อุดมคติมากยิ่งขึ้นสามารถทำได้โดยใช้อัตราขยายแรงดัน  $A_v$  มีค่าสูงๆ จากวงจรในรูปที่ 3.2(ก) เห็นได้ว่ารูปแบบของวงจรค่อนข้างง่าย และไม่ซับซ้อนแต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำวงจรในรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นวงจรปรับปรุงมาจากวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.2 มาประกอบเป็นวงจรจริงในทางปฏิบัติแล้วจำเป็นต้องแทน แหล่งจ่ายกระแสอิสระ  $I_{b1}$  และ  $I_{b2}$  ที่ปรากฏอยู่ โดยอาจแทนได้ด้วยชุดของวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้นจะเห็นได้ว่าในทางปฏิบัติแล้ววงจรจะมีขนาดใหญ่ขึ้นจากรูปที่ 3.3 มากทำให้ในการสร้างวงจรสิ้นเปลืองพื้นที่

### 3.3.2 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของ Supply Current Sensing [13,14,23]

วงจรในลักษณะนี้เป็นวงจรในยุคแรกๆ ของการสร้างวงจรตามกระแส โดยพื้นฐานทั่วไปของวงจรประกอบไปด้วยอุปกรณ์ออปแอมป์และตัววงจรสะท้อนกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยในกลุ่มวงจรที่ได้มีการออกแบบเป็นวงจรตามกระแสมีตัวอย่างอยู่ 2 แบบคือวงจรตามกระแสโดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์และตัวต้านทาน และวงจรตามกระแสโดยใช้ตัวออปแอมป์และทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นแบบที่ได้รับการปรับปรุงจากวงจรตามกระแสในแบบแรก โดยรายละเอียดมีดังต่อไปนี้



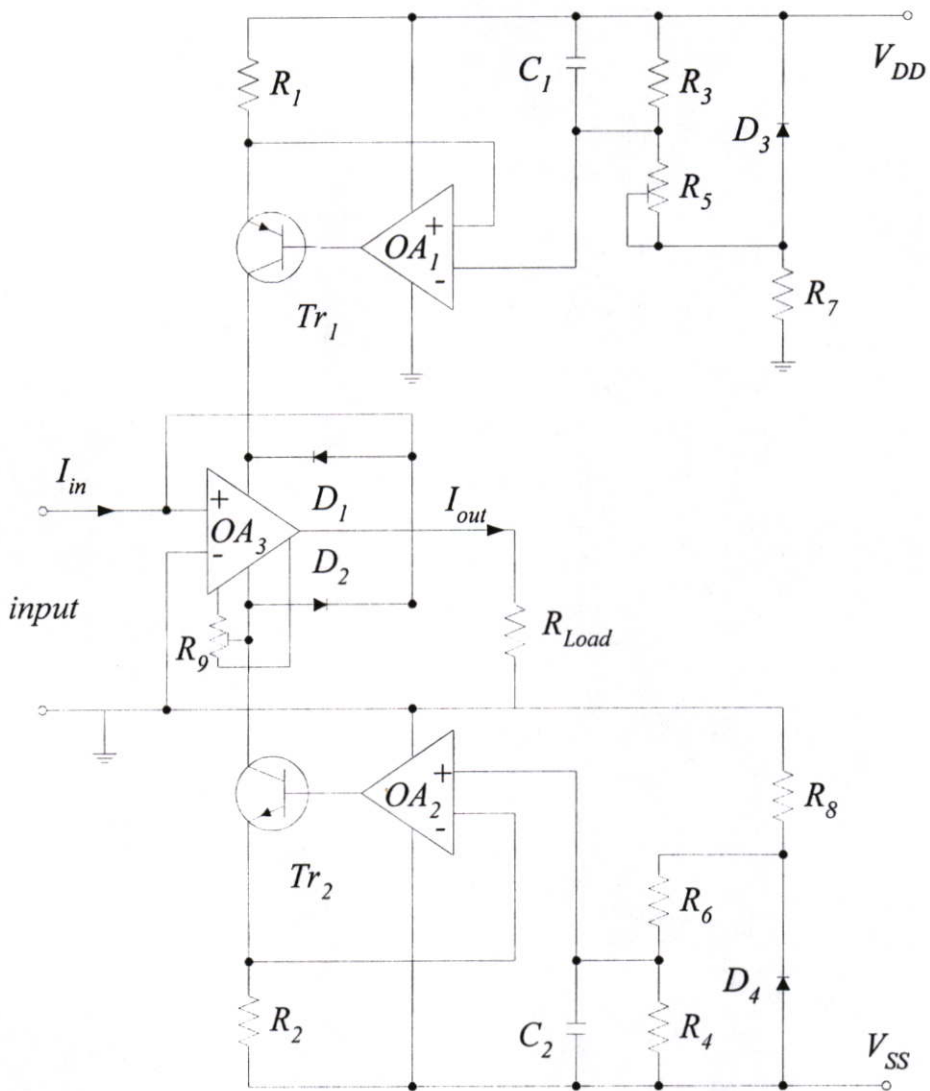
รูปที่ 3.4 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานวงจร Supply Current Sensing

#### 3.3.1.1 วงจรตามกระแสโดยใช้ออปแอมป์, ทรานซิสเตอร์, ไดโอด และตัวต้านทาน

วงจรตามกระแสแบบประกอบด้วยวงจรออปแอมป์ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์ตัวเดียวๆ และตัวต้านทานแสดงดังรูปที่ 3.5 ซึ่งตัววงจรมีส่วนประกอบสำคัญคือ ตัวออปแอมป์ (OA<sub>3</sub>) ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณขาเข้า, วงจรจ่ายกระแส (Current source) ทำหน้าที่จ่ายกระแสคงที่โดยตัววงจรในส่วนนี้ประกอบไปด้วย OA<sub>1</sub>, Tr<sub>1</sub>, D<sub>1</sub> และ R<sub>1</sub> ส่วนสุดท้ายคือวงจรรับกระแส (current sink) ทำหน้าที่รับกระแสคงที่ ซึ่งตัววงจรนี้ประกอบไปด้วย OA<sub>2</sub>, Tr<sub>2</sub>, D<sub>2</sub> และ R<sub>2</sub> โดยกระแสของวงจรจ่ายกระแสและวงจรรับกระแสมีค่าเท่ากัน

จากวงจรในรูปที่ 3.5 สามารถเขียนแบบจำลองของวงจรได้ดังรูปที่ 3.6 และได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลเข้าขาเข้าได้ดังนี้

$$i_{IN} = I_{out} + i_i = i_{out} + V_{IN} / R_i \quad (3.4)$$



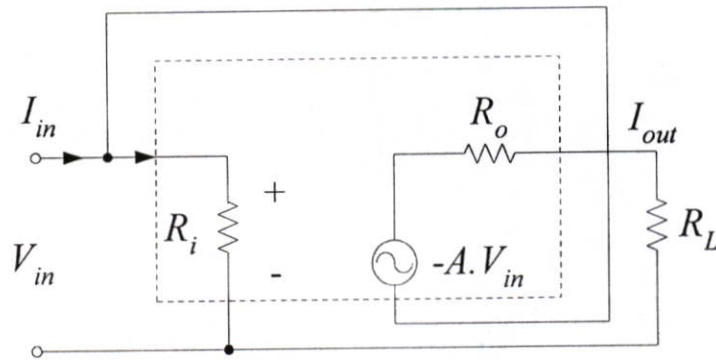
รูปที่3.5 วงจรตามกระแสแบบออปแอมป์ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์และตัวต้านทาน[13]

และความสัมพันธ์ของแรงดันที่โหนดขาเข้าได้

$$V_{IN} = -AV_{IN} + i_{OUT}(R_o + R_L). \quad (3.5)$$

เมื่รวมสมการที่(3.4) และ(3.5) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสขาออกต่อกระแสขาเข้า

$$\frac{i_{OUT}}{i_{IN}} = \frac{1}{1 + \frac{(R_o + R_L)}{R_i(A+1)}} \quad (3.6)$$



รูปที่ 3.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรูปที่ 3.5 ในอุดมคติ

โดยปกติแล้ว  $R_i(A+1) \gg (R_o + R_L)$  ดังนั้นสามารถประมาณได้ว่า

$$\frac{i_{OUT}}{i_{IN}} \cong 1 \quad (3.7)$$

และจากสมการ(2.1) และ(2.3) สามารถหาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรได้

$$R_{in} \cong \frac{(R_o + R_L)}{A+1} \quad (3.8)$$

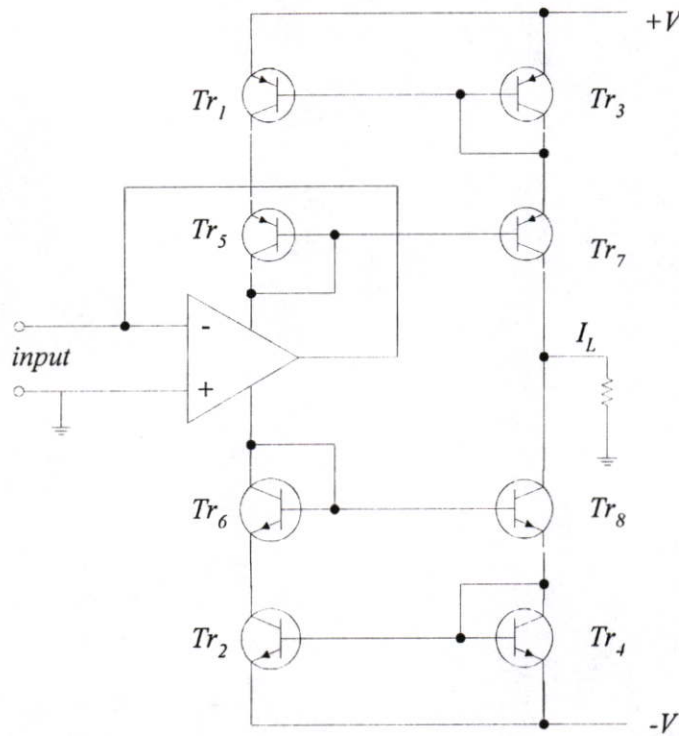
จากที่ได้กล่าวมา เห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรมีองค์ประกอบจำนวนมากทั้งตัวออปแอมป์ ตัวทรานซิสเตอร์, ไดโอด และตัวต้านทาน ซึ่งถ้าในการนำตัววงจรนี้ไปสร้างเป็นชิพจะต้องใช้พื้นที่บนแผ่นผลึกซิลิกอนอย่างมาก ดังนั้นเพื่อเป็นการแก้ไขจึงได้มีการปรับปรุงวงจรโดยใช้เฉพาะตัวออปแอมป์และทรานซิสเตอร์เท่านั้นมาเป็นองค์ประกอบของวงจรดังในหัวข้อต่อไป

### 3.3.2.2 วงจรตามกระแสโดยใช้ออปแอมป์และทรานซิสเตอร์

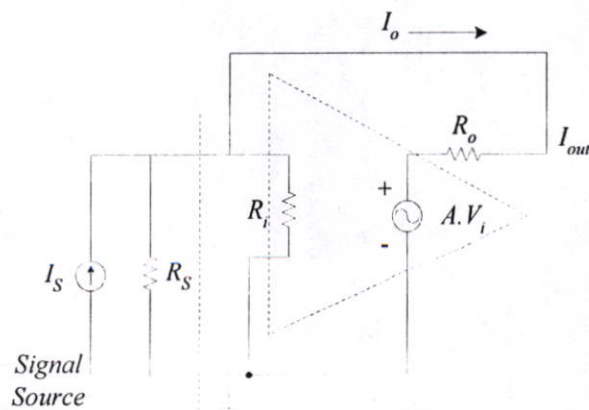
จากวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.5 ได้ถูกปรับปรุงให้อุปกรณ์น้อยลงเหลือเฉพาะตัวออปแอมป์และทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.7 ซึ่งวงจรมีขนาดเล็กลง ในกรณีที่กระแสสัญญาณสัญญาณขาเข้าเป็นบวกจะไหลผ่านเส้นทางของลูปรูปการป้อนกลับของตัวออปแอมป์และไหลลงไปยังแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงด้านล่างซึ่งมีค่าเป็นลบ โดยเส้นทางนี้กระแสสัญญาณไหลผ่านชุดวงจรรับกระแส (Current sink) ต่อกันในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแส โดยกระแสสัญญาณที่ไหลมาจะไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Tr_2$  แล้วสะท้อนไปยังทรานซิสเตอร์  $Tr_1$  ออกไปยังโหลด และในลักษณะคล้ายๆกัน ถ้ากระแสสัญญาณขาเข้าเป็นลบจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟบวกผ่านชุดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source) ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์แบบ p-n-p แล้วสะท้อนออกไปยังโหลด

สำหรับการวิเคราะห์เพื่อหาฟังก์ชันการส่งผ่านกระแสกระทำได้โดยการเขียนวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 3.7 ได้ดังรูปที่ 3.8 ซึ่งได้ฟังก์ชันการส่งผ่านคือ

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{1}{\left[ 1 + \frac{R_o}{R_s(A+1)} + \frac{R_o}{R_i(A+1)} \right]} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.7 วงจรตามกระแสแบบออปแอมป์ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์ [14]



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลของวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.7

โดยปกติแล้ว  $R_o \ll R_i$  ดังนั้นสามารถเขียนสมการ(2.6) ได้ใหม่เป็น

$$\frac{i_o}{i_s} \cong \frac{A+1}{A+1 + \frac{R_o}{R_i}} \quad (3.10)$$

จากสมการ(3.10) ฟังก์ชันการส่งผ่านจะมีค่าเข้าใกล้หนึ่งได้ก็ต่อเมื่อ A มีค่าสูงๆ และสำหรับค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรจะมีค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{R_o}{(A+1) \left[ 1 + \frac{R_o}{R_i(A+1)} \right]} \quad (3.11)$$

ซึ่งโดยปกติแล้ว  $R_o \ll R_i$  ทำให้ประมาณสมการ(3.11) ได้เป็น

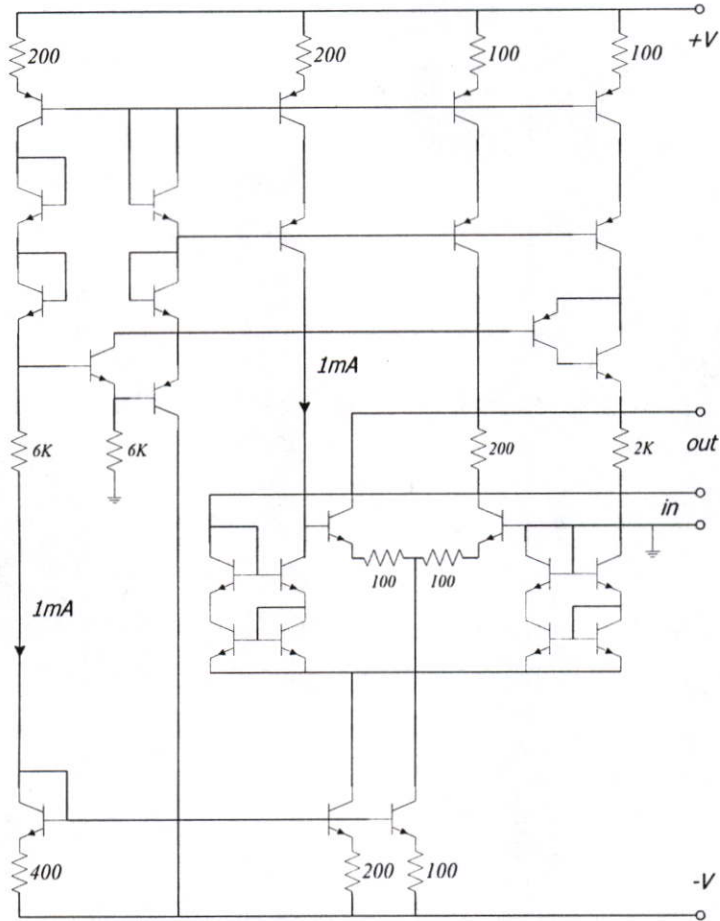
$$R_{in} = \frac{R_o}{(A+1)} \quad (3.12)$$

จากที่ได้กล่าวมาเห็นได้ว่าวงจรมีขนาดเล็กกว่าวงจรในรูปที่ 3.5 แต่เมื่อแทนอุปกรณ์ออปแอมป์แล้วจะพบว่าวงจรมีขนาดใหญ่ขึ้นซึ่งทำให้สิ้นเปลืองเนื้อที่ในการสร้าง นอกจากนี้ตัววงจรจำเป็นต้องใช้ออปแอมป์ที่มีอัตราขยายสูงมากๆ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันการส่งผ่านมีค่าเข้าใกล้หนึ่งซึ่งเป็นค่าในทางอุดมคติของวงจรและส่งผลให้วงจรมีค่าความต้านทานขาเข้าลดต่ำลงไปด้วย

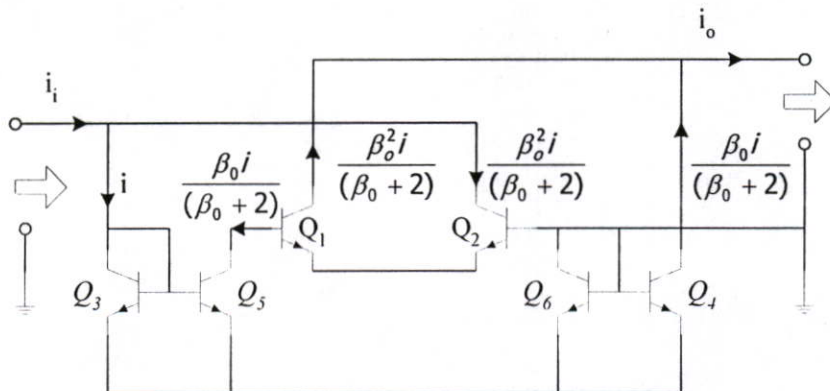
### 3.3.3 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจร Differential [1,4,24]

วงจรตามกระแสซึ่งใช้พื้นฐานของวงจร Differential แสดงดังรูปที่ 3.9 โดยวงจรประกอบไปด้วยอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาเป็นองค์ประกอบหลักของวงจร สามารถเขียนรูปวงจรอย่างง่ายเพื่อพิจารณาการทำงานของวงจรได้ดังรูปที่ 3.10 จากรูปวงจรประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_6$  ในการทำงานของวงจร เริ่มจากเมื่อมีกระแสขาเข้าไหลเข้ามาทางชุดวงจรสะท้อนกระแส ( $Q_3, Q_5$ ) ด้านซ้ายของวงจร ซึ่งจะได้กระแสขาออกมีค่าเท่ากับ  $\beta_o i / (\beta_o + 2)$  ป้อนเข้าขาเบสของ  $Q_1$  ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าเท่ากับ  $\beta_o^2 i / (\beta_o + 2)$  ซึ่งทำให้เกิดกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ของ  $Q_4$  มีค่าเท่ากับ  $\beta_o i / (\beta_o + 2)$  ดังนั้นจะเห็นได้ว่ากระแสขาเข้าและกระแสขาออกมีค่าเท่ากับ

$$i_i = i \left[ 1 + \beta_o i / (\beta_o + 2) \right] \quad (3.13)$$



รูปที่ 3.9 วงจรตามกระแสโดยใช้อุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.10 รูปแบบอย่างง่ายของวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.9

$$i_o = i[\beta_0^2/(\beta_0 + 2) + \beta_0/(\beta_0 + 2)] \quad (3.14)$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันส่งผ่านมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_o}{i_i} = 1 - \frac{2}{\beta_0^2 + \beta_0 + 2} \quad (3.15)$$

และมีค่าความต้านทานขาเข้าโดยประมาณเท่ากับ

$$R_i \cong \frac{2}{g_m \beta_0} \quad (3.16)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการฟังก์ชันการส่งผ่านแล้วจะเห็นได้ว่าทรานซิสเตอร์ต้องมีค่า ที่สูงๆ จึงจะทำให้ตัววงจรเข้าใกล้อุดมคติของวงจรตามกระแส ซึ่งโดยปกติทั่วไปค่าก็มีค่าสูงอยู่แล้ว แต่เนื่องจากค่า  $\beta_0$  จะเป็นค่าฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ และกระแสคอลเล็กเตอร์ ทำให้สมการฟังก์ชันการส่งผ่านขึ้นกับอุณหภูมิและกระแสที่ใช้ในวงจรไปด้วย นอกจากนี้เมื่อพิจารณาจากตัววงจรสมบูรณ์ในรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าวงจรประกอบไปด้วยชุดของวงจรไบอัสจำนวนมาก ซึ่งทำให้วงจรมีขนาดใหญ่มากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรอย่างง่ายในรูปที่ 3.9 เป็นผลให้ในการนำไปสร้างจำเป็นต้องใช้เนื้อที่บนชิปซิลิกอนจำนวนมากตามไปด้วย

### 3.3.4 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส[10,11,20,21]

วงจรสายพานกระแส(Current Conveyor) ก็เป็นอีกวงจรหนึ่งซึ่งสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรตามกระแสได้โดยเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็นเนทเวอร์ค (network) ในลักษณะรูปแบบของ Black Box ที่มี 3 พอร์ต คือ X, Y, และ Z และสามารถเขียนเมตริกซ์ของวงจรนี้ได้เป็นได้ดังสมการ (3.17) จากสมการพบว่าแรงดันที่พอร์ต X มีค่าเท่ากับแรงดันที่พอร์ต Y, กระแสที่พอร์ต Y มีค่าเท่ากับศูนย์ และกระแสที่พอร์ต X มีค่าเท่ากับกระแสที่พอร์ต Z นั่นคือที่พอร์ต Y และที่พอร์ต Z จะต้องมีค่าความต้านทานสูงมาก ในขณะที่พอร์ต X จะต้องมีค่าความต้านทานต่ำมาก

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_z \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

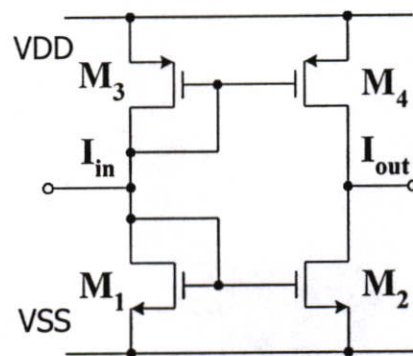


$$\frac{I_z}{I_x} \cong \frac{g_{m6}g_{m7}}{(C_{gs6} + C_{gs7})s + g_{m6}} \quad (3.20)$$

จากวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.12 สามารถนำมาปรับปรุงเพื่อให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นใน ส่วนของค่าความต้านทานขาออกได้โดยการแทนมอสเฟตซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา คู่ของ M3, M4 และคู่ของ M5, M6 ด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน และสามารถแทนแหล่งจ่าย กระแสอิสระ  $I_1$  ถึง  $I_3$  สามารถแทนได้ด้วยวงจรสะท้อนกระแส แต่ในการทำในลักษณะดังกล่าวจะ ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่

### 3.3.5 วงจรตามกระแสโดยใช้พื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส[9,22]

วงจรตามกระแสโดยใช้หลักการของวงจรสะท้อนกระแสแสดงได้ดังรูปที่ 3.13 จากโครงสร้างของตัววงจรซึ่งเกิดจากวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแส ในรูปที่ 3.2(ก) แล้วพบว่าวงจรมีขนาดเล็กกว่า เนื่องจากเมื่อนำแหล่งจ่ายกระแสอิสระที่ปรากฏอยู่ใน วงจรในรูปที่ 3.2(ก) แล้วพบว่าจะมีจำนวนของมอสเฟตมากกว่าที่ปรากฏในรูปที่ 3.13 โดยวงจรใน รูปที่ 3.13 ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์เพียง 4 ตัว โดยไม่ต้องมีแหล่งจ่ายหรือชุดวงจรเพิ่มเติมเพื่อ การไบอัส ดังนั้นทำให้วงจรมีขนาดเล็ก สำหรับการวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อพิจารณาค่าความต้านทานขา เข้าและขาออกของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 3.13 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส

ค่าความต้านทาน ณ จุดเข้าวงจร

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1} + g_{m3}} \quad (3.21)$$

และมีความต้านทาน ณ จุดออกวงจรมีค่าโดยเท่ากับ

$$R_{out} = \frac{1}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (3.22)$$

และฟังก์ชันการส่งผ่านสำหรับวงจรในรูปที่ 3.13 เมื่อพิจารณาเฉพาะมอสเฟตคู่ของ  $M_1$  และ  $M_2$  หรือคู่ของ  $M_3$  และ  $M_4$  คู่ใดคู่หนึ่งเท่านั้นจะได้

$$\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{(W_2/L_2)(1 + \lambda_2 V_{DS2})}{(W_1/L_1)(1 + \lambda_1 V_{DS1})} \quad (3.23)$$

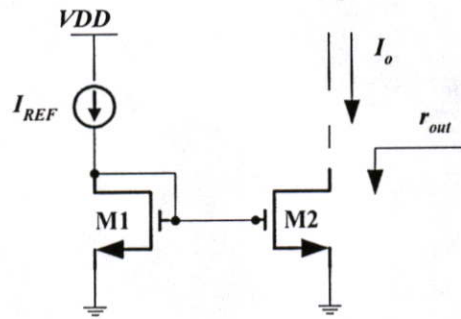
จากสมการเห็นได้ว่า วงจรทำงานได้ถูกต้องก็ต่อเมื่อแรงดันครั้นทรานซิสเตอร์ ของมอสเฟตทั้งคู่ต้องมีค่าเท่ากันนอกจากนี้เมื่อพิจารณาถึงค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจรพบว่ายังมีค่าไม่เป็นไปตามอุดมคติมากนักนั่นคือค่าความต้านทานขาเข้ายังคงมีค่าสูงอยู่ในขณะที่ค่าความต้านทานขาออกยังมีค่าต่ำอยู่ โดยวงจรในรูปที่ 3.13 เป็นวงจรต้นแบบใช้ในการออกแบบปรับปรุงเพื่อให้มีประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้น โดยรายละเอียดเกี่ยวกับวงจรสะท้อนกระแสจะข้กล่าวไว้ในหัวข้อต่อไป

### 3.4 กลุ่มวงจรสะท้อนกระแส[1,3,4,8,9,17,19]

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกการพัฒนางจรตามกระแสบนพื้นฐานวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้นในหัวข้อนี้ ขอกกล่าวถึงคุณสมบัติต่างๆของวงจรในกลุ่มนี้ในทานทฤษฎี โดยกลุ่มวงจรถังกล่าวประกอบไปด้วยกลุ่มของวงจรสะท้อนกระแสในแบบต่างๆ โดยได้ทำการอธิบายถึงหลักการของวงจรสะท้อนกระแสรวมถึงการเปรียบเทียบถึงความแตกต่างของวงจรสะท้อนกระแสในแต่ละแบบ รวมถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ กลุ่มของวงจรสะท้อนกระแสในลักษณะต่างๆ เช่นการวิเคราะห์แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่, ขนาดเล็ก และการตอบสนองความถี่ เป็นต้น โดยจากข้อมูลดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น เพื่อเป็นการเปรียบเทียบแสดงให้เห็นการทำงานและข้อดีข้อเสียของแต่ละวงจรเพื่อเลือกนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรตามกระแส ซึ่งได้ถูกพัฒนาขึ้นมาจากวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.13

#### 3.4.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานเป็นวงจรเริ่มแรกของกลุ่มวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้นความเข้าใจหลักการของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานนี้ เป็นสิ่งจำเป็นและมีประโยชน์อย่างมากเพื่อนำไปใช้ทำความเข้าใจวงจรสะท้อนกระแสแบบอื่นๆ



รูปที่ 3.14 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่แสดงดังรูปที่ 3.14 ถ้า MOSFET ทั้งสองมีพารามิเตอร์ภายในเหมือนกันทุกประการจะทำให้แรงดัน  $V_{GS}$  ของ MOSFET M1 และ M2 มีค่าเท่ากัน ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านช่องทางเดินกระแส (กระแสเดรน) ใน MOSFET M1 และ M2 มีค่าเท่ากัน โดยจะได้อัตราส่วนของกระแสในช่วงอิมิตัวของ MOSFET ทั้ง M1 และ M2

$$\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{(\mu_{n2} C_{ox2})(W_2/L_2)(V_{GS} - V_{T2})^2(1 + \lambda_2 V_{DS2})}{(\mu_{n1} C_{ox1})(W_1/L_1)(V_{GS} - V_{T1})^2(1 + \lambda_1 V_{DS1})} \quad (3.24)$$

เนื่องจาก MOSFET ทั้งสองตัวสร้างบนแผ่นผลึกฐานรองเดียวกัน ดังนั้นพารามิเตอร์ทางกายภาพต่างๆ ของ MOSFET คือ  $V_T$ ,  $C_{ox}$ ,  $\mu_n$  และ  $\lambda$  ของ MOSFET ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน ดังนั้นสมการ (3.1) สามารถลดรูปได้เป็นสมการ (3.2)

$$\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{(W_2/L_2)(1 + \lambda_2 V_{DS2})}{(W_1/L_1)(1 + \lambda_1 V_{DS1})} \quad (3.25)$$

ถ้า  $V_{DS1} = V_{DS2}$  ดังนั้นจะได้สมการ

$$\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{(W_2/L_2)}{(W_1/L_1)} \quad (3.26)$$

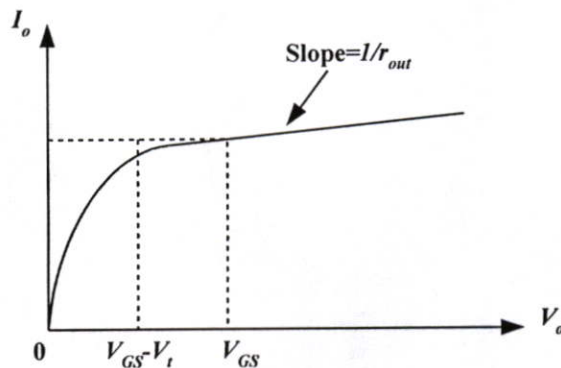
จากสมการ (3.26) เห็นได้ว่าอัตราส่วนของ  $I_o$  ต่อ  $I_{REF}$  ขึ้นอยู่กับรูปทรงทางเรขาคณิตของ MOSFET โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถ้าอัตราส่วน  $(W_2/L_2) = (W_1/L_1)$  แล้ว จะทำให้กระแส  $I_o$  เท่ากับกระแส  $I_{REF}$  นั่นคือวงจรสามารถคัดลอกหรือสะท้อนกระแสไปขั้วออกของวงจรมันเอง

ผลที่ได้ในสมการ(3.26) เป็นกรณีในทางอุดมคติ ในทางปฏิบัติจริงๆแล้ว มีผลกระทบต่างๆ ทำให้การทำงานของวงจรเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ ผลกระทบดังกล่าวได้แก่ผลของ  $\lambda$  (Channel length modulation) จากสมการ(3.26) เมื่อมอสเฟตทั้งสองตัวสมพงษ์กันและแรงดันครนเซอร์ท์  $V_{DS}$  ของมอสเฟตM1 และM2 เท่ากัน ทำให้กระแสครนของมอสเฟตทั้งสองมีค่าเท่ากัน แต่ถ้า  $V_{DS2}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะส่งผลทำให้  $I_o$  มีค่าเพิ่มขึ้นตามความต้านทานขาออกของมอสเฟตM2  $r_{o2}$  ที่เพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่3.2 แสดงกราฟระหว่าง  $I_o$  กับ  $V_o$  โดยสังเกตได้ว่ามอสเฟตM<sub>2</sub> ทำงานที่  $V_{GS}$  คงที่ค่าหนึ่ง(กำหนดโดย  $I_{REF}$  ที่ไหลผ่านM<sub>1</sub>)

จากกราฟรูปที่ 3.15 พิจารณาค่าความต้านทานขาออกของวงจร  $r_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta I_o} = r_{out(M2)} = \frac{V_{A2}}{I_o} \quad (3.27)$$

โดย  $V_{A2}$  คือ Early voltage ของมอสเฟตM2 และค่า  $V_A$  แปรผันตามความยาวของช่องทางเดินกระแส ดังนั้นถ้าต้องการให้มีความต้านทานขาออกมีค่าสูงๆ จะต้องออกแบบให้มอสเฟตมีความยาวของช่องทางเดินกระแสมีค่ามากๆ



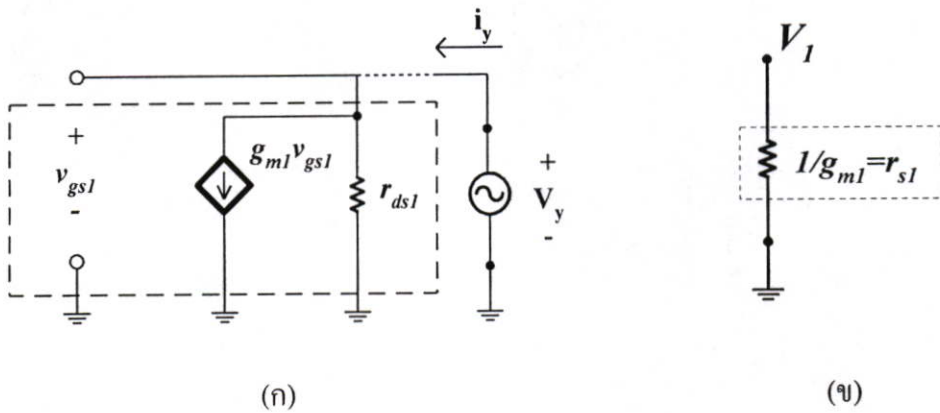
รูปที่3.15 ค่าความต้านทานที่เพิ่มขึ้นของมอสเฟตM2 ในรูปที่ 3.14

ต่อไปเป็นการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กวจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานในรูปที่3.14 เพื่อหาความต้านทานขาออกของวงจร, ฟังก์ชันถ่ายโอน และผลการตอบสนองของความถี่ของวงจร โดยอันดับแรกพิจารณาค่าความต้านทานขาออกของวงจร โดยเริ่มจากการพิจารณาเฉพาะทรานซิสเตอร์M1เพียงตัวเดียว ในแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กร  $I_{REF}$  ถูกแทนด้วยการเปิดวงจร

(open circuit) เนื่องจากเป็นแหล่งจ่ายอิสระ และสามารถหาค่าความต้านทานขาออกของวงจรได้ โดยการต่อสัญญาณแรงดันทดสอบ  $V_y$  ที่โหนด  $V_1$  แล้วทำการวัดสัญญาณกระแส  $I_y$

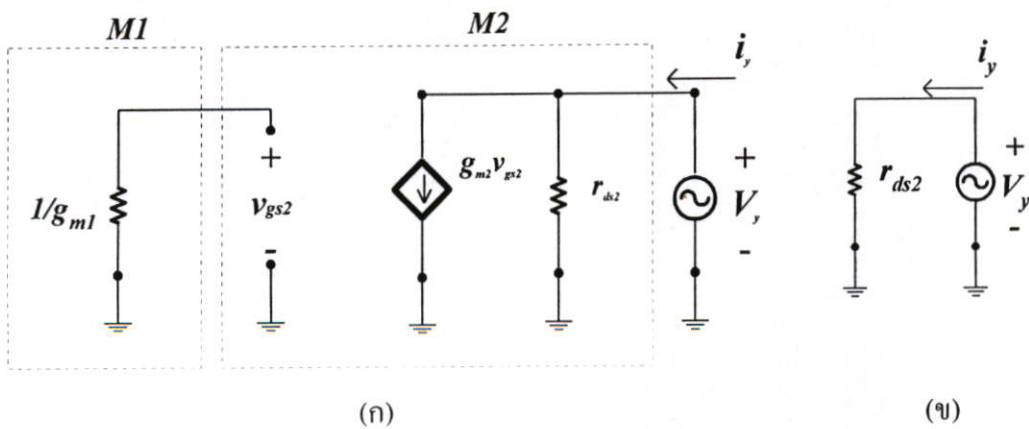
$$i_y = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}V_{gs1} = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}V_y \quad (3.28)$$

โดยความต้านทานขาออก มีเท่ากับอัตราส่วน  $V_y / i_y$  ดังนั้นจากสมการ(3.5)จะได้ความต้านทานขาออกของวงจร เท่ากับ  $1 / g_{m1} // r_{ds1}$  แต่เนื่องจาก  $r_{ds1} \gg 1 / g_{m1}$  ดังนั้นประมาณความต้านทานขาออกของมอสเฟตM1 มีเท่ากับ  $1 / g_{m1}$  สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูป3.16 (ข)



รูปที่3.16 (ก) แบบเสมือนของมอสเฟตM1 ในรูปที่3.14

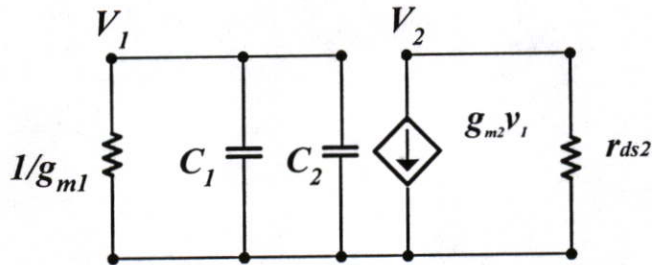
(ข) วงจรเสมือนอย่างง่ายของมอสเฟตM1 ในรูป(ก)



รูปที่3.17 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสรูปที่3.14

(ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กจากรูป(ก) อย่างง่าย

จากแบบจำลองที่ได้กล่าวแล้วข้างต้นนำมาหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสโดยรวมดังรูปที่ 3.17(ก) โดย  $V_{gs2}$  ถูกต่อลงกราวด์ผ่านตัวต้านทาน  $1/g_{m2}$  ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน  $1/g_{m2}$  ในรูปที่ 3.16 เนื่องจาก  $V_{gs2}$  เท่ากับศูนย์ ดังนั้น  $g_{m2}V_{gs2} = 0$  สามารถเขียนรูปวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.17(ข) โดยค่าความต้านทานขาออกของสัญญาณขนาดเล็ก ( $r_{out}$ ) จะเท่ากับ  $r_{ds2}$



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสที่ความถี่สูง

รูปวงจรสมมูลวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ความถี่สูงในรูปที่ 3.18 จากรูปสามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่าน (Transfer Function) โดยจากรูปที่ 3.14 แทนแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{REF}$  แทนด้วยสัญญาณกระแสขาเข้า  $I_{in}$

จากรูปที่ 3.18 สามารถเขียนความสัมพันธ์ที่ Node ต่างๆ ได้ดังนี้

$$\text{Node V1} \quad i_{in}(s) = [g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})]V_1 \quad (3.29)$$

$$\text{Node V2} \quad i_{out}(s) = g_{m2}V_1 \quad (3.30)$$

จากสมการ(3.29)จะได้

$$V_1 = \frac{i_{in}(s)}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})} \quad (3.31)$$

แทนสมการ(3.31) ในสมการ(3.30) ได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})} \quad (3.32)$$

ในกรณีความถี่ปานกลางหรือที่ความถี่ต่ำได้ฟังก์ชันการส่งผ่านดังนี้

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (3.33)$$

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อนี้ พบว่าค่าความต้านทานของวงจร ทางด้านขาออกมีค่าเท่ากับ  $r_{ds2}$  ในขณะที่ความต้านทานขาเข้ามีค่าเท่ากับ  $1/g_{m1}$  จะพบว่าอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทานขาออกต่อค่าความต้านทานขาเข้ายังคงมีค่าไม่มากนัก ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของอัตราขยาย (gain error) เมื่อมีการต่อวงจรขยายแบบคาสเคด หลายๆ ช่วง โดยผลที่เกิดจากความผิดพลาดของอัตราขยายนี้สามารถแก้ไขได้ด้วยการเพิ่มค่าความต้านทานขาออก โดยการเพิ่มจำนวนมอสเฟตในแนวตั้ง โดยการต่อในลักษณะนี้จะทำให้เกิดวงจรสะท้อนกระแสแบบอื่นๆ ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและวงจรสะท้อนกระแสแบบวิสสันเป็นต้น โดยรายละเอียดของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองแบบจะได้กล่าวต่อไป

#### 3.4.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด(cascode)

วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด(cascode) แสดงดังรูปที่ 3.19 สังเกตได้ว่าความต้านทานขาออก(output resistance) เมื่อมองที่ขาเดรนของมอสเฟต M2 จะมีค่าเท่ากับ  $r_{ds2}$  (ทำการวิเคราะห์เช่นเดียวกับกรณีของวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา) โดยความต้านทานนี้จะเท่ากับกรณีของวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา แต่การเพิ่มขึ้นของค่าความต้านทานขาออกในกรณีนี้ทำได้โดยการต่อมอสเฟต M4 เพิ่มเติมจากวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานในรูปที่ 3.14 โดยรายละเอียดในหัวข้อนี้เกี่ยวกับการวิเคราะห์ผลหาเฟลคเตอร์ของมอสเฟต M4 นี้ ที่ทำให้ค่าความต้านทานขาออกมีค่าเพิ่มขึ้นและการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร โดยใช้สัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงขนาดของการสวิงของสัญญาณขาออกของวงจร โดยเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน โดยรายละเอียดทั้งหมดมีดังนี้

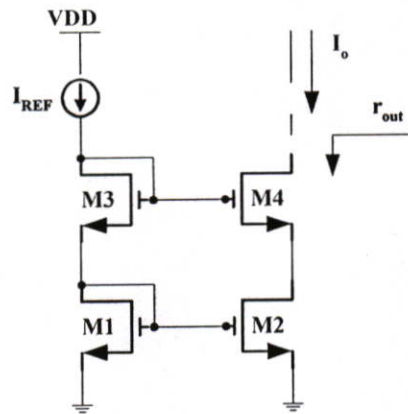
จากรูปที่ 3.19 สามารถเขียนวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำ เพื่อหาความต้านทานขาออกของวงจร ได้ดังรูปที่ 3.20 และสามารถเขียนสมการที่ Node ต่างๆ ได้ดังนี้

Node  $V_s$

$$V_s = i_x r_{ds2} \quad (3.34)$$

เห็นได้ว่าที่ Node นี้มีแรงดันเท่ากับ

$$V_{gs} = -V_s \quad (3.35)$$



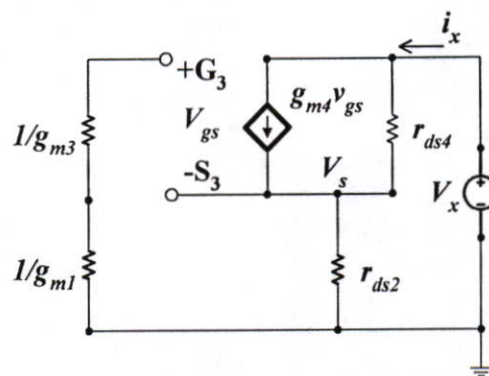
รูปที่ 3.19 วงจรตามกระแสแบบคาสโคด โคค (Cascode Current Mirror)

Node  $V_x$

$$i_x = g_{m4}V_{gs} + \frac{(V_x - V_s)}{r_{ds4}} \quad (3.36)$$

แทนค่าในสมการ(3.34) และ(3.35) ลงในสมการ(3.36) ได้เป็น

$$i_x = -i_x g_{m4}r_{ds2} + \frac{(V_x - i_x r_{ds2})}{r_{ds4}} \quad (3.37)$$

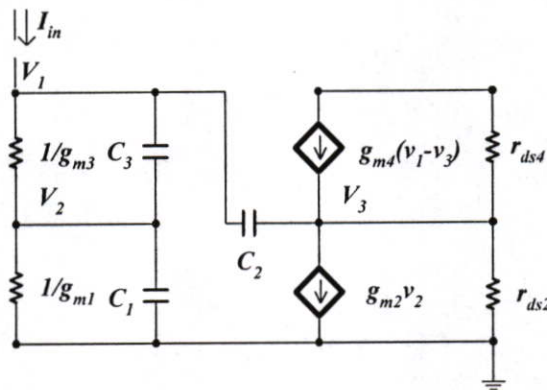


รูปที่3.20 วงจรเสมือนของวงจรตามกระแสแบบคาสโคดที่ความถี่ต่ำ

ดังนั้นจากสมการ(3.37) ได้ความต้านทานขาออกมีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = \frac{V_x}{i_x} = r_{ds4} [1 + r_{ds2}(g_{m4} + g_{ds3})] \cong r_{ds2}(g_{m4} r_{ds2}) \quad (3.38)$$

จากสมการ(3.38) เห็นได้ว่าความต้านทานขาออกมีค่าเพิ่มมากขึ้นจาก  $r_{ds2}$  เป็น  $r_{ds2}(g_{m4} r_{ds2})$  เพิ่มขึ้นด้วยเฟคเตอร์  $g_{m4} r_{ds2}$



รูปที่3.21 วงจรเสมือนของวงจรตามกระแสแบบคาสโคดที่ความถี่สูง

ในส่วนการวิเคราะห์หาฟังก์ชันการส่งผ่านสามารถทำได้โดยการเขียนวงจรเสมือนที่ความถี่สูงดังแสดงในรูปที่3.21 และสามารถเขียนความสัมพันธ์ที่Node ต่างๆได้ดังนี้

$$\text{Node V1} \quad [g_{m3} + (C_1 + C_2)s]V_1 - (g_{m3} + C_3s)V_2 - sC_2V_3 = I_{in} \quad (3.39)$$

$$\text{Node V2} \quad [g_{m1} + g_{m3} + s(C_1 + C_3)]V_2 - (g_{m3} + sC_3)V_1 = 0 \quad (3.40)$$

$$\text{Node V3} \quad (g_{m4} + sC_2)V_3 + g_{m2}V_2 - (g_{m4} + sC_2)V_1 = 0 \quad (3.41)$$

โดยกำหนดให้  $C_1$ ,  $C_2$  และ  $C_3$  คือตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วเกตกับขั้วซอร์ทของมอสเฟตM1, M2 และผลรวมระหว่างตัวเก็บประจุแฝงของM3 และ M4

จากสมการ(3.40)

$$V_2 = \frac{(g_{m3} + C_3s)}{[g_{m1} + g_{m3} + s(C_1 + C_3)]} V_1 \quad (3.42)$$

แทนสมการ(3.42) ในสมการ(3.41) จะได้

$$V_3 = \left[ \frac{[g_{m3} + s(C_1 + C_3)]}{[g_{m1} + g_{m3} + s(C_1 + C_3)]} \right] V_1 \quad (3.43)$$

แทนสมการ(3.42) และ (3.43) ในสมการ(3.39) จะได้

$$i_{in}(s) = \left[ \frac{C_1 C_3 s^2 + [C_3(g_{m1} + g_{m3}) + C_2 g_{m1}]s + g_{m1} g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3} + s(C_1 + C_3)} \right] V_1 \quad (3.44)$$

กระแสขาออกของวงจร(Output Current) หาได้จาก

$$i_o(s) = g_{m3}(V_1 - V_3) + g_{ds3}V_3 \quad (3.45)$$

จากสมการ(3.43), (3.44) และ (3.45) ได้สมการของฟังก์ชันส่งผ่าน

$$\frac{i_o(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_3 s^2 + [C_3(g_{m1} + g_{m3}) + C_2 g_{m1}]s + g_{m1} g_{m3}} \quad (3.46)$$

และที่ความถี่ปานกลางหรือความถี่ต่ำจะได้สมการฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{i_o(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \quad (3.47)$$

โดยขนาดสัญญาณขาออกที่ได้จากวงจรคาสโคดสามารถพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ ถ้าสมมุติให้มอสเฟตทั้งหมดสมพวงสักัน ดังนั้นมอสเฟตทุกตัวจะมี  $V_{eff}$  เท่ากันหมดทุกตัว ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการ(2.5) ทำให้กล่าวได้ว่ามอสเฟตทุกตัวมี  $V_{GS}$  เท่ากัน ดังนั้นสามารถแสดงแรงดันที่ขาเกตของมอสเฟตM3 จากรูปที่3.19 ได้เป็น

$$V_{G3} = V_{GS1} + V_{GS3} = 2V_{eff} + 2V_T \quad (3.48)$$

และแรงดันครนซอร์ท( $V_{DS}$ )ที่มอสเฟทM2สามารถแสดงได้เป็น

$$V_{DS2} = V_{G3} - V_{GS4} = V_{G3} - (V_{eff} + V_T) = V_{eff} + V_T \quad (3.49)$$

จากสมการ(3.49) จะเห็นได้ว่า  $V_{DS2}$  มีค่ามากกว่า  $V_{eff}$  ซึ่งเป็นศักดาที่ต่ำที่สุดที่มอสเฟทM2 ทำงานในช่วงอิมิตัว อยู่  $V_T$  และเนื่องจากศักดาที่ต่ำที่สุดที่ยังทำให้มอสเฟทM4 ยังคงทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัวคือ  $V_{DS4} + V_{eff}$  ดังนั้นศักดาที่ขาออก  $V_{out}$  มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} > V_{DS2} + V_{eff} = 2V_{eff} + V_T \quad (3.50)$$

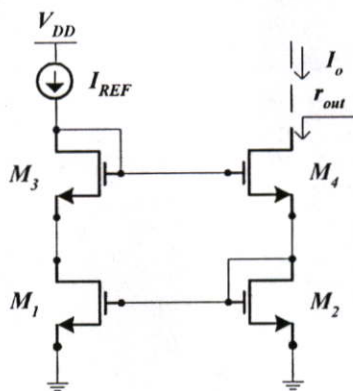
จากสมการ(3.50) เห็นได้ว่าการสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรมีขนาดเล็กลงจากวงจรตามกระแสแบบพื้นฐานอยู่  $V_{eff} + V_T$  ผลดังกล่าวทำให้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดต้องใช้ไฟเลี้ยงวงจรสูงกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน เพื่อให้ได้การสวิงของสัญญาณขาออกมีขนาดเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา

### 3.4.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน(Wilson)

ในวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันแสดงดังรูปที่3.22 โดยวงจรนี้ได้ปรับปรุงให้มีความต้านทานขาออกมีค่าสูงขึ้นโดยการใช้การป้อนกลับแบบลบ(Negative Current feedback) มีหลักการทำงานคือ เมื่อกระแส  $I_o$  มีค่าสูงขึ้น กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟทM2 มีค่าเพิ่มขึ้น กระแสที่เพิ่มขึ้นนี้ถูกสะท้อนไปที่มอสเฟทM1 ทำให้กระแสที่มอสเฟทM1 มีค่าเพิ่มขึ้น แต่เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิง  $I_{REF}$  มีค่าคงที่ และถ้าสมมุติว่ามีความต้านทานค่าๆ หนึ่ง ต่อที่ขาเกตกับกราวด์ ดังนั้นทำให้แรงดันที่ขาเกตซอร์ทของM3 มีค่าลดลงขณะที่กระแส  $I_o$  เพิ่มขึ้นเพื่อรักษาให้กระแส  $I_{REF}$  คงที่ โดยมีลูปเกน(loop gain) เท่ากับ  $g_{m1}$  คูณกับความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่มองจากM1 ไปยังกราวด์ วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ในรูปที่3.9สามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรได้ดังแสดงในรูปที่3.23 เพื่อพิจารณาหาฟังก์ชันการส่งผ่าน กระทำโดยการพิจารณาความสัมพันธ์ที่Node ต่างๆ ในรูปที่3.23 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\text{Node V1} \quad i_{in}(s) = (g_{ds1} + C_3s)v_1 + (g_{m1} - C_3s)v_2 \quad (3.51)$$

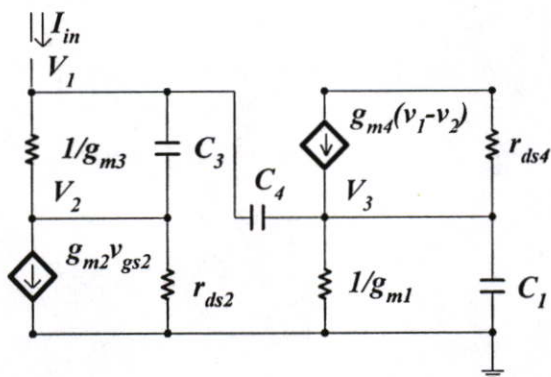
$$\text{Node V2} \quad (g_{m3} + C_3s)v_1 - [g_{m2} + g_{m3} + s(C_1 + C_3)]v_2 = 0 \quad (3.52)$$



รูปที่ 3.22 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

ถ้าให้  $g_m = g_{m2} + g_{m3}$  และ  $C = C_1 + C_3$  ดังนั้นในสมการ(3.52) จะได้

$$v_2 = \frac{(g_{m3} + C_3s)}{(g_m + Cs)} v_1 \tag{3.53}$$



รูปที่ 3.23 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่ความถี่สูง

แทนสมการ(3.53) ลงใน (3.51) จะได้

$$i_{in}(s) = \frac{(g_{d1} + C_3s)(g_m + Cs) + (g_{m1} - C_3s)(g_{m3} + C_3s)}{(g_m + Cs)} v_1 \tag{3.54}$$

แต่เนื่องจาก  $i_o$  มีค่าดังสมการ

$$i_o(s) = g_{m3}(v_1 - v_2) - g_{d3}v_2 \tag{3.55}$$

แทนสมการ(3.53) และ (3.54) ลงในสมการ(3.55) จะได้

$$\frac{i_0(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m3}g_m + g_{m3}Cs - g_{m3}^2 + g_{m3}C_3s}{(g_{d1} + C_3s)(g_m + Cs) + (g_{m1} - C_3s)(g_{m3} + C_3s)} \quad (3.56)$$

ถ้า  $g_d \ll g_m$  ดังนั้นจะได้

$$\frac{i_0(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m3}(g_{m2} + C_1s)}{C_1C_2s^2 + 2g_{m1}C_3s + g_{m1}g_{m3}} \quad (3.57)$$

และที่ความถี่ปานกลางหรือที่ความถี่ต่ำได้ฟังก์ชันส่งผ่านมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_0(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (3.58)$$

โดยในวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน นี้สามารถพิจารณาขนาดของสัญญาณขาออกได้จากสมการ(2.5) ถ้าสมมุติให้มอสเฟตทุกตัวสมพวงศักันหมด พบว่ามอสเฟตทุกตัวจะมี  $V_{eff}$  เท่ากันหมดทุกตัว ดังนั้นจากรูปที่3.22 จะได้ของขนาดสัญญาณขาออกเป็น

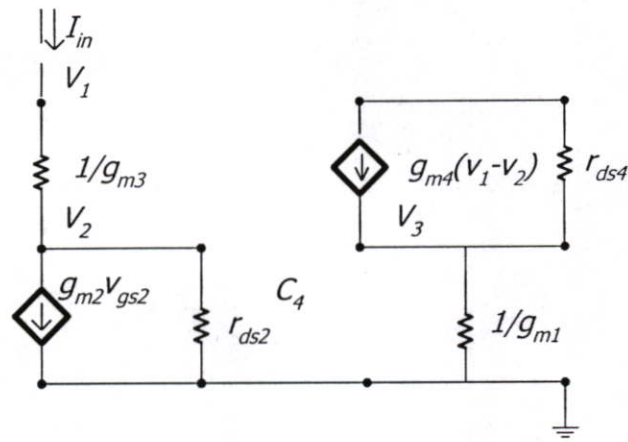
$$V_{out} = V_{GS2} + V_{DS4} \quad (3.59)$$

โดยสัญญาณที่ออกมายังคงทำให้มอสเฟตทุกตัวยังคงทำงานอยู่ในช่วงอิมิต์ ดังนั้นจากสมการ(2.5) แทนค่าลงในสมการ(3.59)ว่า

$$V_{out} = 2V_{eff} + V_T \quad (3.60)$$

จากสมการ(3.60) เห็นได้ว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันและวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดมีขนาดของสัญญาณขาออกของวงจรมีค่าเท่า โดยวงจรทั้งสองมีขนาดของสัญญาณเล็กกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา

การวิเคราะห์ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรสามารถกระทำได้โดยการเขียนวงจรสมมูลที่ความถี่ต่ำดังรูปที่3.24 โดยสามารถเขียนความสัมพันธ์ที่โหนดต่างๆของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 3.24 วงจรสมมูลที่ความถี่ต่ำของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

$$\text{Node } V_1 \quad g_{m3}V_1 - g_{m3}V_2 = I_{in} \quad (3.61)$$

$$\text{Node } V_2 \quad (g_{m3} + g_{ds1})V_2 - g_{m3}V_1 + g_{m1}V_3 = 0 \quad (3.62)$$

$$\text{Node } V_3 \quad (g_{m2} + g_{ds4})V_3 - g_{m4}V_1 + g_{m4}V_3 = 0 \quad (3.63)$$

จากสมการ(3.63) ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $V_3$  และ  $V_1$  ดังนี้

$$V_3 = \frac{g_{m4}V_1}{g_{m2} + g_{m4} + g_{ds4}} \quad (3.64)$$

แทนสมการ(3.64)ในสมการ(3.62) ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $V_2$  และ  $V_1$  ดังนี้

$$V_2 = \frac{g_{m3}V_1}{g_{m2} + g_{m4} + g_{ds4}} \quad (3.65)$$

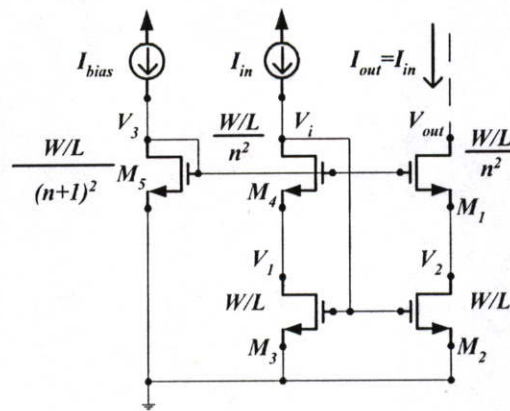
จากสมการ(3.65) แทนค่าในสมการ(3.61) ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรคือ

$$R_{in} = \frac{V_1}{I_{in}} = \frac{g_{m2} + g_{m4} + g_{ds4}}{g_{m3}(g_{m2} + g_{ds4})} \quad (3.66)$$

จากสมการ(3.66) พบว่าค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา โดยเฟคเตอร์ที่ทำให้ค่าความต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นคือ  $g_{m2} + g_{m4} + g_{ds4} / (g_{m2} + g_{ds4})$

สำหรับค่าความต้านทานขาออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันสามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด โดยผลของค่าความต้านทานขาออกจะมีค่าโดยประมาณเท่ากันคือ  $r_{ds2} (g_{m4} r_{ds2})$

### 3.4.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบการสวิงกว้าง (Wide Swing Current Mirror)



รูปที่ 3.25 วงจรสะท้อนกระแสแบบสวิงกว้าง

แนวความคิดพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแสแบบนี้คือการไบอัสให้แรงดันที่เดรนซอร์ทของมอสเฟท M2 และมอสเฟท M3 มีค่าน้อยที่สุด โดยยังคงให้มอสเฟททั้งสองยังคงทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว กระทำโดยการต่อมอสเฟท M3 อยู่ในลักษณะของ diode-connected นอกจากนี้มอสเฟท M1 และ M4 ถูกไบอัสอิสระจากมอสเฟท M2 และ M3 โดยการต่อมอสเฟท M5 เป็นผลให้วงจรสามารถใช้งานในช่วงแรงดันต่ำได้ และข้อดีอีกอย่างหนึ่งของวงจรมีการสวิงของสัญญาณจะกว้างมากกว่าวงจรสะท้อนกระแสทั้งแบบวิลสัน และคาสโคด สามารถพิจารณาได้ดังนี้

เนื่องจากแรงดัน  $V_{eff}$  ของมอสเฟท M2 และ M3 มีค่าเท่ากันดังนั้นสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_{eff} = V_{eff_2} = V_{eff_3} = \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} W/L}} \quad (3.67)$$

นอกจากนี้ เนื่องจากมอสเฟท M2 และมอสเฟท M3 มี drain current เท่ากับมอสเฟท M5 แต่มีค่าน้อยกว่าอยู่  $(n + 1)^2$  เท่า ดังนั้นเราจะได้

$$V_{eff5} = (n + 1)V_{eff} \quad (3.68)$$

เนื่องจากมอสเฟท M1 และมอสเฟท M4 ต่างก็มีกระแสเดรนเท่ากับมอสเฟท M5 ดังนั้นค่า effective gate-source voltage ของมอสเฟท M1 และมอสเฟท M4 มีค่าเท่ากับ

$$V_{eff1} = V_{eff4} = nV_{eff} \quad (3.69)$$

ดังนั้น

$$V_{G5} = V_{G4} = V_{G1} = (n + 1)V_{eff} + V_T \quad (3.70)$$

นอกจากนี้

$$V_{G5} = V_{G4} = V_{G1} = (n + 1)V_{eff} + V_T \quad (3.71)$$

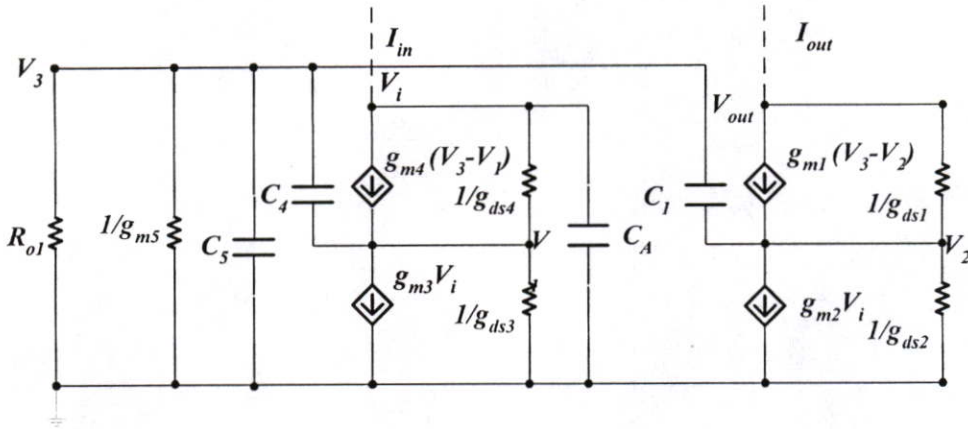
แรงดันเดรนซอร์ทนี้ ทำให้มอสเฟท M2 และมอสเฟท M3 ทำงานอยู่ที่ขอบทางขวาของช่วงการทำงาน ไม่อิ่มตัว (Triode Region) ดังนั้นค่าน้อยที่สุดของแรงดันขาออก ที่ยอมรับได้มีค่า

$$V_{out} > V_{eff1} + V_{eff2} = (n + 1)V_{eff} \quad (3.72)$$

โดยทั่วไปแล้วเลือกให้  $n$  มีค่าเท่ากับ 1 ในกรณีนี้วงจรสะท้อนกระแสแบบสวิงกว้างนี้ ทำงานได้อย่างถูกต้องจนกระทั่ง

$$V_{out} > 2V_{eff} \quad (3.73)$$

จากสมการ(3.50) พบว่าแรงขนาดแรงดันขาออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบสวิงกว้างนี้มีขนาดใหญ่กว่าของวงจรสะท้อนกระแสทั้งแบบคาสโคดและแบบวิลสัน



รูปที่ 3.26 วงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้างในรูปที่ 3.25

ในการหาฟังก์ชันการส่งผ่านสามารถกระทำได้โดยการเขียนวงจรสมมูลของรูปที่ 3.26 ได้ดังรูปที่ 3.26 สามารถเขียนสมการตาม Node ต่างๆ ได้ดังนี้

Node V1

$$(g_{ds3} + g_{ds4} + C_4 s)V_1 - C_4 sV_3 + g_{m3}V_i - g_{m4}V_i - g_{m4}(V_3 - V_1) = 0 \quad (3.74)$$

Node V2

$$(g_{ds1} + g_{ds2} + C_1 s)V_2 - C_1 sV_3 + g_{m2}V_i - g_{m1}V_{out} - g_{m1}(V_3 - V_2) = 0 \quad (3.75)$$

Node V3

$$\left[ \frac{1}{R_{o1}} + g_{m5} + (C_5 + C_4 + C_1)s \right] V_3 - C_4 sV_1 - V_1 sV_2 = 0 \quad (3.76)$$

$$\text{Node Vi} \quad (g_{ds4} + C_4 s)V_i + g_{m4}(V_3 - V_1) - g_{ds4}V_1 = I_{in} \quad (3.77)$$

$$\text{Node Vout} \quad g_{ds1}V_{out} - g_{ds1}V_2 + g_{m1}(V_3 - V_2) = I_{out} \quad (3.78)$$

จากสมการ(3.74) จะ ได้ค่าแรงดัน  $V_1$  เป็น

$$V_1 = V_3 - \frac{g_{m3}V_i}{g_{m4} + C_4s} \quad (3.79)$$

จากสมการ(3.75) จะ ได้ค่าแรงดัน  $V_2$  เป็น

$$V_2 = V_3 - \frac{g_{m2}V_i}{g_{m1} + C_1s} \quad (3.80)$$

แทนค่าสมการ(3.79) ในสมการที่ (3.77)

$$\frac{g_{m3}g_{m4}V_i}{g_{m4} + C_4s} = I_{in} \quad (3.81)$$

แทนค่าสมการ(3.80) ในสมการ(3.78)

$$\frac{g_{m1}g_{m2}V_i}{g_{m1} + C_1s} = I_{out} \quad (3.82)$$

นำสมการ(3.82) หาด้วยสมการ(3.81) ได้สมการส่งผ่านเป็น

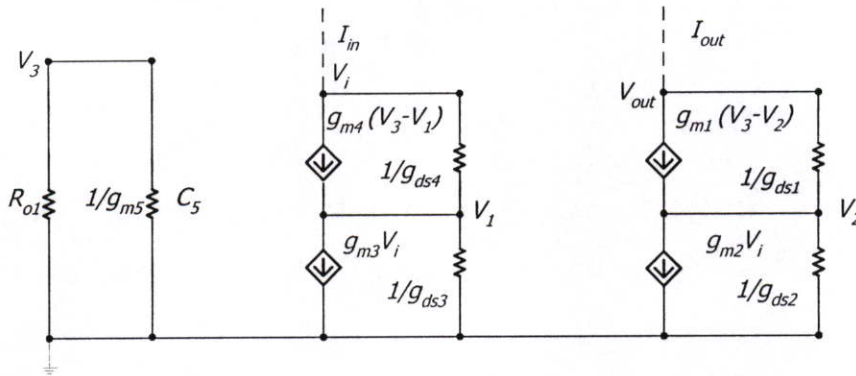
$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m1}g_{m2}(g_{m4} + C_4s)}{g_{m3}g_{m4}(g_{m1} + C_1s)} \quad (3.83)$$

สมการ(3.83) ในกรณีความถี่ต่ำค่าความจุไฟฟ้าแฝงจะมีค่าลดลงจนสามารถละการพิจารณาได้ตั้ง  
นั้นจะได้สามการในช่วงแถบความถี่ต่ำคือ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \quad (3.84)$$

จากสมการเห็นได้ว่าในกรณีที่มอสเฟตM2 และM3 สมพียงกันคือมีพารามิเตอร์ภายใน  
เหมือนกันทุกประการ จะได้อัตราขยายของวงจรเท่ากับหนึ่ง ในช่วงแถบความถี่ใช้งานที่แถบ  
ความถี่ปานกลาง

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาเข้าสามารถพิจารณาได้โดยการเขียนรูปวงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติการกว้างได้ดังรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 วงจรสมมูลที่ความถี่ต่ำของวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติการกว้าง

จากรูปที่ 3.27 สามารถเขียนความสัมพันธ์ที่โหนดต่างๆ ของวงจรได้ดังนี้

Node Vi

$$g_{ds4}V_i + g_{m4}V_3 - (g_{m4} + g_{ds4})V_1 = I_{in} \quad (3.85)$$

Node V3

$$\left[ \frac{1}{R_{o1}} + g_{m5} \right] V_3 = 0 \quad (3.86)$$

Node V1

$$(g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4})V_1 + g_{m3}V_i - g_{m4}V_3 = 0 \quad (3.87)$$

จากสมการ(3.86) เห็นได้ว่าค่าแรงดันที่โหนด  $V_3$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเมื่อแทนค่าในสมการ(3.64) และสมการ(3.85) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_1$  กับ  $V_i$  คือ

$$V_1 = \frac{-g_{m3}V_i}{(g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4})} \quad (3.88)$$

แทนสมการ(3.88) ในสมการ(3.85) จะได้ความสมการของค่าความต้านทานขาเข้าคือ

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_{in}} \cong \frac{g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4}}{g_{m3}g_{m4}} \quad (3.88)$$

จากสมการ(3.88) เห็นได้ว่าค่าความต้านทานขาเข้า

$$\text{Node V1} \quad i_{in}(s) = (g_{ds1} + C_3s)v_1 + (g_{m1} - C_3s)v_2 \quad (3.28)$$

$$\text{Node V2} \quad (g_{m3} + C_3s)v_1 - [g_{m2} + g_{m3} + s(C_1 + C_3)]v_2 = 0 \quad (3.29)$$

วงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้าง เมื่อเปรียบเทียบกับค่าความต้านทานขาเข้า วงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดาพบว่ามีความเพิ่มขึ้นด้วยเฟลคเตอร์  $(g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4})/g_{m4}$  สำหรับค่าความต้านทานขาออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้างสามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด โดยผลของค่าความต้านทานขาออกจะมีค่าเท่ากับคือ  $r_{ds2}(g_{m1}r_{ds2})$

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดในหัวข้อนี้ พบว่าการสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรมีค่าสูงเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสทั้งแบบวิลสันและแบบคาสโคด เป็นผลมาจากการที่แยกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงมอสเฟตในแต่ละแถวแยกออกจากกัน การแยกจ่ายแรงดันดังกล่าวทำให้มอสเฟตทำงานอยู่ในช่วงอิมิต์ที่แรงดันต่ำกว่ามอสเฟตแบบคาสโคดและแบบวิลสันในขณะที่ค่าความต้านทานขาออกยังคงมีค่าเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและแบบวิลสัน จากที่ได้กล่าวมาเห็นได้ว่าเป็นการนำวงจรสะท้อนกระแสแบบสวิงกว้างไปประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรแรงดันต่ำได้

### 3.5 บทสรุป

ในบทนี้แบ่งการพิจารณาออกเป็นสองส่วนคือในส่วนแรกเกี่ยวกับประวัติของวงจรตามกระแสซึ่งได้กล่าวถึงหลักการในการออกแบบวงจรไว้ด้วยกัน 5 รูปแบบคือวงจรตามกระแสจากทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว, วงจรตามกระแสสร้างจากพื้นฐานของ Supply Current Sensing Technique, วงจรตามกระแสสร้างจากพื้นฐานของวงจรผลต่าง Differential, วงจรตามกระแสสร้างจากพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส และวงจรตามกระแสที่สร้างมาจากพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส โดยในกรณีวงจรตามกระแสที่สร้างจากทรานซิสเตอร์หนึ่งในกรณีของมอสเฟตสามารถสร้างได้จากการต่อมอสเฟตในรูปของวงจรเกทร่วมดังรูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นตัวอย่างวงจรที่ค่อนข้างง่ายต่อความเข้าใจ

และดูแล้วไม่ซับซ้อนแต่ในทางปฏิบัติเมื่อแทนแหล่งจ่ายกระแสไฟเลี้ยงในรูปที่3.3 ด้วยมอสเฟตซึ่งอาจอยู่ในรูปของวงจรสะท้อนกระแสแล้วพบว่าวงจรจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนมากในการสร้าง วงจรตามกระแสในรูปแบบของวงจรSupply Current Sensing ดังแสดงในรูปที่3.4 เป็นวงจรซึ่งได้มีการออกแบบมานานแล้วโดยเหมาะสมสำหรับการต่อรูปวงจรในลักษณะของวงจรดีสครีต ไม่เหมาะสมสำหรับการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมเนื่องจากต้องใช้พื้นที่ในการสร้างค่อนข้างมากและรูปวงจรค่อนข้างซับซ้อน ในส่วนของวงจรตามกระแสซึ่งสร้างมาจากพื้นฐานของวงจรผลต่าง Differential ดังรูปที่3.9 ก็เป็นรูปแบบที่น่าสนใจอีกรูปแบบหนึ่ง โดยในการสร้างวงจรจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ซึ่งใช้ต่อวงจรให้อยู่ในรูปแบบของวงจรผลต่างต้องมีความสมพียงกันและชุดของวงจรซึ่งใช้ไบอัสวงจรผลต่างดังแสดงในรูปที่3.10 คือคู่ของทรานซิสเตอร์Q3กับQ5 และคู่ของทรานซิสเตอร์Q6กับ Q4 จะต้องให้แรงดันเท่ากันมิเช่นนั้นแล้วการนำกระแสของมอสเฟตQ1 และ Q2 จะมีค่าไม่เท่ากันทำให้กระแสขาเข้าและกระแสขาออกของวงจรมีค่าต่างกัน นอกจากนี้วงจรในลักษณะนี้ต้องการชุดวงจรเพิ่มเติมในการไบอัสจำนวนมากดังแสดงในรูปที่3.9 รูปแบบต่อมาที่ได้มีการกล่าวถึงคือวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสดังแสดงในรูปที่3.12 โดยจากเมตริกซ์ของวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรสายพานกระแสประกอบไปด้วยวงจรตามศักดา(Voltage Follower,  $V_x=V_y$ ) และวงจรตามกระแส(Current Follower,  $I_x=I_z$ ) และเนื่องจากวงจรประกอบไปด้วยวงจรรย่อยสองวงจรทำให้วงจรมีขนาดใหญ่เกินความจำเป็นของวงจรตามกระแส และรูปแบบสุดท้ายคือวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแสดังรูปที่3.13 ซึ่งเป็นวงจรที่สามารถสร้างได้ค่อนข้างง่ายและไม่จำเป็นต้องมีชุดของวงจรไบอัสเพิ่มเติมทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าวงจรที่ได้กล่าวมาทั้ง 5 รูปแบบวงจรในรูปที่3.13 เป็นวงจรที่มีขนาดเล็กที่สุด แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาถึงคุณสมบัติในทางทฤษฎีของวงจรแล้วจะเห็นได้ว่าวงจรควรได้รับการปรับปรุงเรื่องของค่าความต้านทานทั้งขาเข้าและขาออกของวงจร ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เลือกรูปแบบของวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส นำมาปรับปรุงเพื่อให้มีประสิทธิภาพของวงจรใกล้เคียงกับอุดมคติมากยิ่งขึ้น

ในส่วนที่สองของบทนี้เป็นการกล่าวถึงกลุ่มของวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งเป็นกลุ่มวงจรพื้นฐานที่ใช้ในการนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรตามกระแส โดยจากที่ได้กล่าวมาข้างต้นในส่วนของกลุ่มวงจรสะท้อนกระแสจะเห็นได้ว่า ถ้าให้มอสเฟตทุกตัวทำงานในช่วงอิมตัวแล้วจะพบว่าการสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานมีค่าสูงสุดคือ  $V_{eff}$  แต่วงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดา มีข้อเสียคือ ค่าความต้านทานขาออกมีค่าค่อนข้างต่ำซึ่งปัญหาในจุดนี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช่วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและแบบวิลสัน โดยวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองแบบนี้มีค่าความต้านทานขาออกของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยเฟคเตอร์  $g_{m4}r_{ds2}$  แต่เนื่องจากการที่มอสเฟตมีจำนวนแถวเพิ่มขึ้น ทำให้ต้องใช้ไฟเลี้ยงเพิ่มขึ้น ส่งผลให้การสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรมีค่าลดลงไปด้วย โดยการสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรมีค่าเท่ากับ  $2V_{eff} + V_T$

ปัญหาอันเนื่องจากผลของไฟเลี้ยงที่เพิ่มขึ้นและการทำให้การสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรที่ลดลงนี้สามารถบรรเทาได้โดยการใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้าง วงจรนี้แก้ปัญหาดังกล่าวได้เนื่องจากมีการแยกจ่ายแรงดันเลี้ยงมอสเฟตในแต่ละแถวแยกออกจากกัน ซึ่งเป็นจุดที่แตกต่างจากวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและแบบวิลสันที่ใช้ไฟเลี้ยงร่วมกันทั้งหมด นอกจากนี้ การที่จ่ายแหล่งจ่ายในลักษณะดังกล่าวยังทำให้การสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรมีค่าสูงกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและแบบวิลสันด้วย โดยการสวิงของสัญญาณขาออกของวงจรตามกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้างมีค่าเท่ากับ  $2V_{eff}$  ในขณะที่ค่าความต้านทานขาออกของตัววงจรมีค่าเท่ากับวงจรสะท้อนกระแสทั้งแบบวิลสันและแบบคาสโคด

ด้วยเหตุผลดังกล่าวข้างต้น วงจรในการออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้างในการออกแบบ และวงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดาในการช่วยในการจ่ายแรงดัน เพื่อเลี้ยงให้มอสเฟตในวงจรสามารถทำงานในช่วงอิมิต์

## บทที่ 4

### วงจรตามกระแส

#### 4.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรตามกระแสในวิทยานพฐฉบับนี้ได้จัดให้มอสเฟตทุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัวโดยองค์ประกอบพื้นฐานวงจร ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบธรรมดาและวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้าง มาเป็นส่วนประกอบหลักของวงจรตามกระแส ซึ่งวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองได้กล่าวถึงแล้วในบทที่ 3 วงจรตามกระแสที่ได้ออกแบบในบทนี้มีด้วยกัน 2 วงจรคือ วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งและวงจรตามกระแสแบบที่สอง โดยวงจรในแบบที่หนึ่งที่ได้ทำการออกแบบขึ้นเพื่อทำการปรับปรุงคุณสมบัติเกี่ยวกับความต้านทานขาออกให้มีค่าสูงขึ้น และวงจรตามกระแสแบบที่สองเป็นวงจรปรับปรุงจากวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง เพื่อให้ค่าความต้านทานขาเข้ามีค่าลดลง, ช่วงปฏิบัติงานกว้างขึ้นรวมทั้งผลการตอบสนองทางความถี่ที่ดีขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่ง

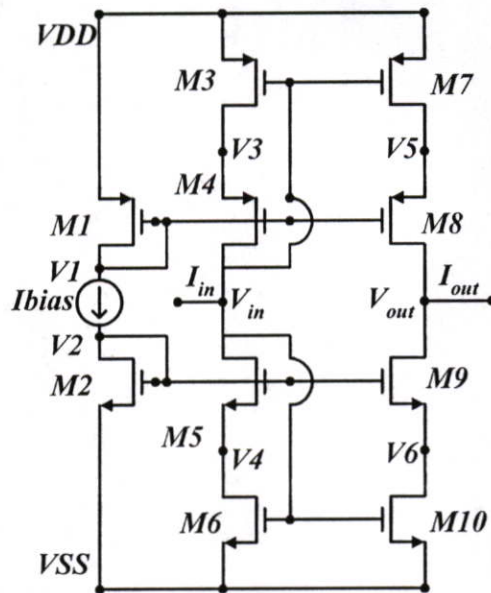
ในบทนี้จะกล่าวแยกหัวข้อหลักๆ ออกเป็นสามหัวข้อต่างๆ กันคือ หัวข้อที่หนึ่งเป็นหัวข้อเกี่ยวกับหลักการการทำงานของวงจรซึ่งเป็นการอธิบายการทำงานของวงจรและแนวความคิดในการปรับปรุงเพื่อให้ตัววงจรมีคุณสมบัติต่างๆ ให้เข้าใกล้กับคุณสมบัติในทางทฤษฎีมากยิ่งขึ้น โดยตัววงจรที่ทำการออกแบบพัฒนาขึ้นทั้งสองวงจร ได้ถูกทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรตามกระแสแบบต่างๆ ในทางทฤษฎีเป็นหัวข้อที่สอง โดยแบ่งการพิจารณาออกเป็นของวงจรตามกระแสซึ่งได้จากหลักการเดิม และวงจรตามกระแสที่ได้มีการพัฒนาขึ้น โดยการวิเคราะห์จะประกอบไปด้วยการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทั้งทางด้านขาเข้าและขาออกของวงจรและการวิเคราะห์หาผลการตอบสนองทางความถี่ และหัวข้อสุดท้ายเป็นการทดลองเพื่อยืนยันการทำงานและการวิเคราะห์ที่ได้กระทำในหัวข้อที่สอง โดยการทดลองได้ทดลองถึงคุณสมบัติต่างๆของตัววงจรตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่สอง

#### 4.2 วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง

วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง เป็นวงจรที่เน้นการปรับปรุงค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสในรูปที่ 3.13 เป็นหลักโดยในวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งนี้จะมียุคประกอบของวงจรตามกระแสแบบสวิทช์กว้างเป็นองค์ประกอบส่วนสำคัญของวงจร โดยในหัวข้อนี้จะทำการแยกพิจารณาการทำงานของวงจรออกเป็นวงจร 2 วงจรย่อยคือ วงจรตามกระแสแบบบวกละ วงจรตามกระแสแบบลบโดยมีการทำงานของวงจรดังนี้

#### 4.2.1 วงจรตามกระแสแบบบวก

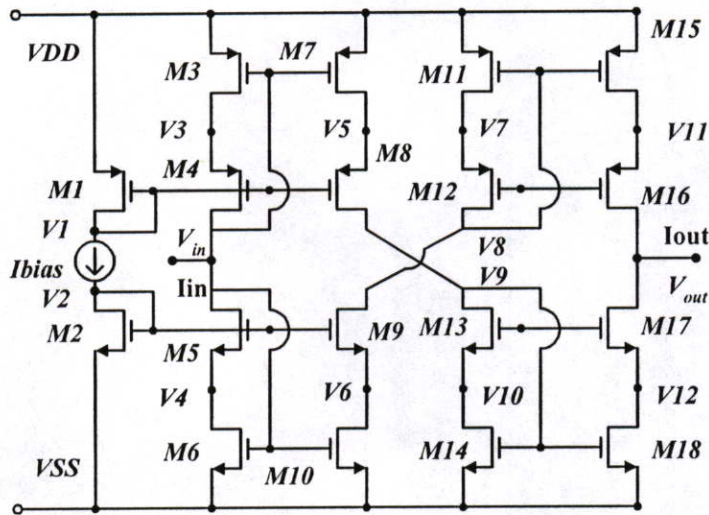
วงจรตามกระแสแบบซิมอสแบบบวกในแบบที่หนึ่งแสดงดังรูปที่4.1 ประกอบไปด้วยจำนวนมอสเฟตทั้งหมด10 ตัว แบ่งออกเป็นมอสเฟตชุดพีประกอบไปด้วยมอสเฟตM1, M4, M8, M3และ M7 ซึ่งต่อกันอยู่ในลักษณะวงจรสะท้อนกระแสลบ(Negative Current Mirror) และในมอสเฟตชุดเอ็นจะประกอบไปด้วยมอสเฟตM2, M5, M9, M13, M6และ M10 ซึ่งต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแสบวก(Positive Current Mirror) มอสเฟตทั้งหมดถูกออกแบบในการทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว จากรูปเห็นได้ว่าแหล่งจ่ายกระแสอิสระ  $I_{bias}$  ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้มอสเฟตM1 และM2 โดยมอสเฟตM1 ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับมอสเฟตในชุดพีคือM4, M8และ



รูปที่4.1 วงจรตามกระแสแบบบวกแบบที่หนึ่ง

มอสเฟตM2 ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับมอสเฟตในชุดเอ็นคือM5, M9ตามลำดับ สังเกตเห็นว่าการจ่ายไฟเลี้ยงดังกล่าวเป็นการจ่ายไฟเลี้ยงแยกอิสระจากมอสเฟตของชุดพีและเอ็นที่เหลือ การจ่ายไฟเลี้ยงในลักษณะนี้ทำให้วงจรสามารถใช้แรงดันเพื่อเลี้ยงวงจรต่ำลงได้ และทำให้การสวิงของสัญญาณมีค่าสูงขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดและแบบวิลสันดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่3 การป้อนสัญญาณ ณ จุดเข้าวงจร สัญญาณจะถูกป้อนเข้าระหว่างขั้วเดรนของมอสเฟตM8 กับM9 โดยในกรณีที่สัญญาณขาเข้าไหลเข้าวงจรจะไหลผ่านชุดวงจรสะท้อนกระแสบวกคือ มอสเฟตM5 และM6 ทำให้  $I_{D5} = I_{D6} = I_{in}$  แล้วสะท้อนกระแสไปยังมอสเฟตM10 ด้วยอัตราขยายเท่ากับหนึ่งไปปรากฏที่ขั้วออกของวงจร โดยมีทิศทางการไหลของกระแสไหลเข้า ณ จุดออกของวงจรทำให้  $I_{D9} = I_{D10} = I_{out}$  และในกรณีที่สัญญาณขาเข้าไหลออกจากวงจรจะไหลผ่านชุดวงจรสะท้อนกระแสลบคือ มอสเฟตM3 และM4 แล้วสะท้อนกระแสไปยังมอสเฟตM7 ด้วย

อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ไปปรากฏที่จุดออกของวงจร โดยมีทิศทางการไหลของกระแสสัญญาณไหลออกจากจุดออกของวงจร โดยไหลผ่านมอสเฟตM8 ทำให้  $I_{D7} = I_{D8} = I_{out}$



รูปที่ 4.3 วงจรตามกระแสแบบลบแบบที่หนึ่ง

#### 4.2.2 วงจรตามกระแสแบบลบ

วงจรตามกระแสแบบลบประกอบไปด้วยมอสเฟตจำนวนทั้งหมด 18 ตัว แสดงไว้ดังรูปที่ 4.3 มอสเฟตที่เพิ่มขึ้นนี้ ได้เพิ่มจากจากวงจรตามกระแสแบบบวกคือ มอสเฟต M11 ถึง M18 โดยมีกระแสอินพุตป้อนเข้าระหว่างขาเกตของมอสเฟต M4 กับ M5 ในกรณีที่สัญญาณ ณ จุดเข้าวงจรมีทิศทางการไหลเข้าวงจร สัญญาณจะไหลผ่านมอสเฟต M5 และ M6 ทำให้  $I_{D5} = I_{D6} = I_{in}$  แล้วสะท้อนกระแสไปยังมอสเฟต M10 ไหลผ่านมอสเฟต M9, M12 และ M11 แล้วสะท้อนไปยังมอสเฟต M15 ด้วยอัตราขยายเท่ากับหนึ่งไปปรากฏสัญญาณ ณ จุดออกของวงจร โดยมีทิศทางการไหลของกระแสสัญญาณไหลออกจากวงจร ณ จุดออกของวงจรไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M16 ทำให้  $I_{D15} = I_{D16} = I_{out}$  ทำให้  $I_{out} = -I_{in}$  ในกรณีที่สัญญาณ ณ จุดเข้าวงจรมีทิศทางการไหลออกจากวงจรจะไหลผ่านมอสเฟต M3 และ M4 ทำให้  $I_{D3} = I_{D4} = I_{in}$  แล้วสะท้อนกระแสไปยังมอสเฟต M7 ไหลผ่านมอสเฟต M8, M13 และ M14 แล้วสะท้อนไปยังมอสเฟต M18 ด้วยอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง โดยไหลผ่านมอสเฟต M17 ทำให้  $I_{D17} = I_{D18} = I_{out}$  ทำให้ผลลัพธ์ที่ได้คือ  $I_{out} = -I_{in}$

#### 4.2.3 สมรรถนะของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรที่จะได้กล่าวต่อไป เป็นการพิจารณาเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจรซึ่งป็นวงจรต้นแบบว่าสิ่งที่ได้กระทำไปแล้วนั้น มีสิ่งใดที่ทำให้คุณสมบัติของวงจรดีขึ้นบ้างและสิ่งใดบ้างที่มีผลต่อข้อจำกัดของวงจร โดยคุณสมบัติเหล่านี้ได้แก่ ช่วงปฏิบัติการของ

กระแสขาเข้าวงจร, ค่าความต้านทานขาเข้า, ค่าความต้านทานขาออก, ผลการตอบสนองความถี่และฮาร์มอนิกส์ ของวงจร โดยการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ เหล่านี้ได้กระทำไว้ใน [ภาคผนวก ก.]

จากวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งนี้สามารถพิจารณาหาช่วงปฏิบัติงานของกระแสขาเข้าซึ่งได้ทำการวิเคราะห์ในภาคผนวก ก.1 สามารถแสดงช่วงปฏิบัติงานได้ดังสมการ

$$-\frac{3I_{bias}}{4} \leq I_{IN-} \leq \frac{3I_{bias}}{4} \quad (4.1)$$

จากสมการเห็นได้ว่ากระแสขาเข้าของวงจรสามารถไหลได้ไม่เกินสามในสี่ของกระแสไฟเลี้ยง ( $I_{bias}$ ) ดังนั้นในวงจรนี้สามารถกำหนดช่วงการทำงานของวงจรได้จากกระแสไฟเลี้ยงนี้

สำหรับความต้านทานขาเข้า(Input Resistance)ของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง กระทำได้โดยการป้อนศักดาที่โหนดขาเข้าแล้วทำการพิจารณาค่าของกระแสที่ไหลเข้าไปยังโหนดขาเข้า ซึ่งความต้านทานขาเข้าของวงจรสามารถหาได้ดังนี้

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \cong \frac{1}{g_{m3} \left[ \frac{g_{m4} + g_{ds4}}{g_{m4} + g_{ds4} + g_{ds3}} \right] + g_{m6} \left[ \frac{g_{m5} + g_{ds5}}{g_{m5} + g_{ds5} + g_{ds6}} \right]} \quad (4.2)$$

จากสมการ(4.2) เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแสในรูปที่3.13 ซึ่งมีค่าความต้านทานขาเข้าดังแสดงในสมการ(3.21) พบว่าในวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งนี้มีค่าความต้านทานขาเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นด้วยเฟคเตอร์  $(g_m + g_{ds}) / (g_m + g_{ds} + g_{ds})$  แสดงให้เห็นว่าในวงจรตามกระแสที่ได้ออกแบบไว้ในแบบที่หนึ่งนี้จะต้องมีค่าการปรับปรุงค่าความต้าน ณ จุดเข้าวงจรให้มีค่าลดลงมากกว่านี้ ส่วนค่าความต้านทานขาออก(Output Resistance) ของวงจรตามกระแสในแบบบวกรสามารถกระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันที่โหนดขาออกของวงจรแล้วทำการพิจารณาค่ากระแสที่ปรากฏที่โหนดขาออกนี้โดยพบว่าค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดบวกรและลบมีค่าเท่ากับ

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{1}{g_{ds7} \left[ \frac{g_{ds8}}{g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m8}} \right] + g_{ds10} \left[ \frac{g_{ds9}}{g_{ds9} + g_{ds10} + g_{m9}} \right]} \quad (4.3)$$

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{1}{g_{ds16} \left[ \frac{g_{ds15}}{g_{ds15} + g_{ds16} + g_{m16}} \right] + g_{ds17} \left[ \frac{g_{ds18}}{g_{ds17} + g_{ds18} + g_{m17}} \right]} \quad (4.4)$$

โดยสมการ(4.3) เป็นค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดบวก ในขณะที่สมการ(4.4) เป็นค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดลบในแบบที่หนึ่งตามลำดับ จากสมการทั้งสองจะเห็นได้ว่ามีรูปสมการคล้ายกันโดยพบว่าด้วยเฟคเตอร์  $g_{ds} / (g_m + g_{ds} + g_{ds})$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อนำสมการ(4.3) และ(4.4) ไปเปรียบเทียบกับสมการ(3.22) ซึ่งเป็นสมการค่าความต้านทานขาออกวงจรตามกระแสโดยใช้พื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแสจะพบว่าค่าความต้านทานขาออกมีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วยเฟคเตอร์ดังกล่าว

สำหรับผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวกในแบบที่หนึ่งนี้เป็นการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้าแฝงในวงจร โดยหาในรูปของฟังก์ชันการส่งผ่าน[ภาคผนวก ก.]

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m7}g_{m8} + g_{m9}g_{m10}}{s(C_A + C_B)(sC_4 + g_{m4}) + g_{m3}g_{m4} + g_{m5}g_{m6}} \quad (4.5)$$

จากสมการ(4.5) สามารถหาค่าตำแหน่งของโพลของวงจรได้คือ

$$s_{1,2} = \frac{-(g_{m4}/C_4) \pm \sqrt{(g_{m4}/C_4)^2 - 4[(g_{m3}g_{m4} + g_{m5}g_{m6})/C_4(C_A + C_B)]}}{2} \quad (4.6)$$

สำหรับวงจรตามกระแสชนิดลบสามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่านได้คือ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} \cong \frac{g_{m7}g_{m8}g_{m17}g_{m18} + g_{m9}g_{m10}g_{m15}g_{m16}}{[sC_D(sC_{12} + g_{m12}) + g_{m11}g_{m12}] [s(C_A + C_B)(sC_4 + g_{m4}) + g_{m3}g_{m4} + g_{m5}g_{m6}]} \quad (4.7)$$

โดยมีตำแหน่งของโพลของสมการ(4.7) คือ

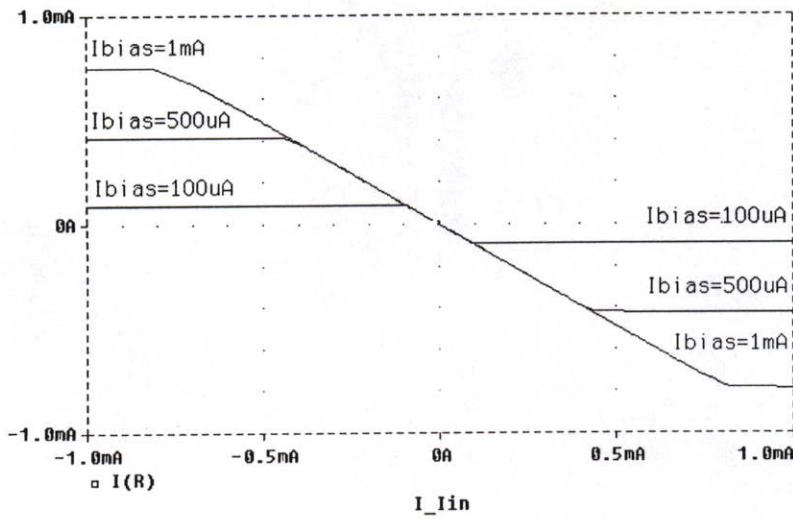
$$s_{1,2} = \frac{-(g_{m4}/C_4) \pm \sqrt{(g_{m4}/C_4)^2 - 4[(g_{m3}g_{m4} + g_{m5}g_{m6})/C_4(C_A + C_B)]}}{2} \quad (4.8)$$

$$s_{3,4} = \frac{-(g_{m12}/C_{12}) \pm \sqrt{(g_{m12}/C_{12})^2 - 4[(g_{m11}g_{m12})/(C_D C_{12})]}}{2} \quad (4.9)$$

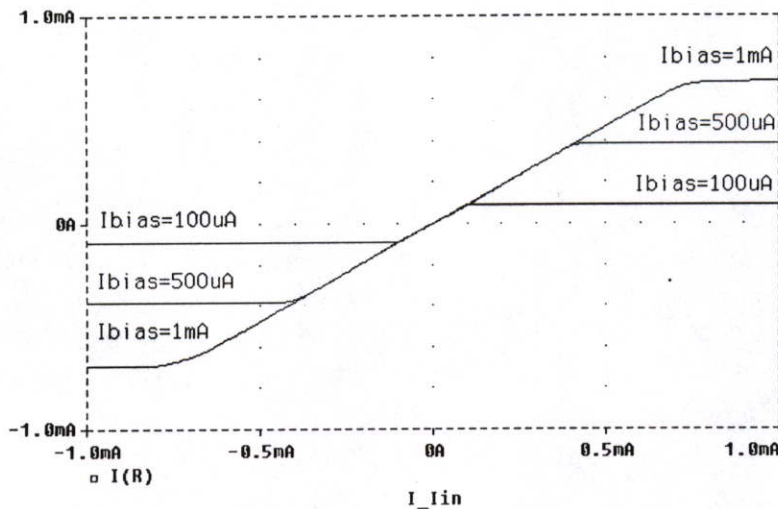
4.2.4 ผลการทดลองวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง

4.2.4.1 การทดลองหาช่วงการทำงานของกระแสขาเข้าวงจรแบบที่หนึ่ง

ในการทดลองนี้ได้กำหนดให้ไฟเลี้ยงวงจร  $V_{DD}$  และ  $V_{SS}$  มีค่า  $\pm 3$  โวลต์ โดยพารามิเตอร์ที่สนใจคือการเปลี่ยนค่ากระแสไฟเลี้ยงค่าต่างๆ โดยเริ่มจาก  $100\mu A$ ,  $500\mu A$  จนถึง  $1mA$  และให้กระแสค่าเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นจาก  $-1mA$  จนถึงค่า  $1mA$



(ก)



(ข)

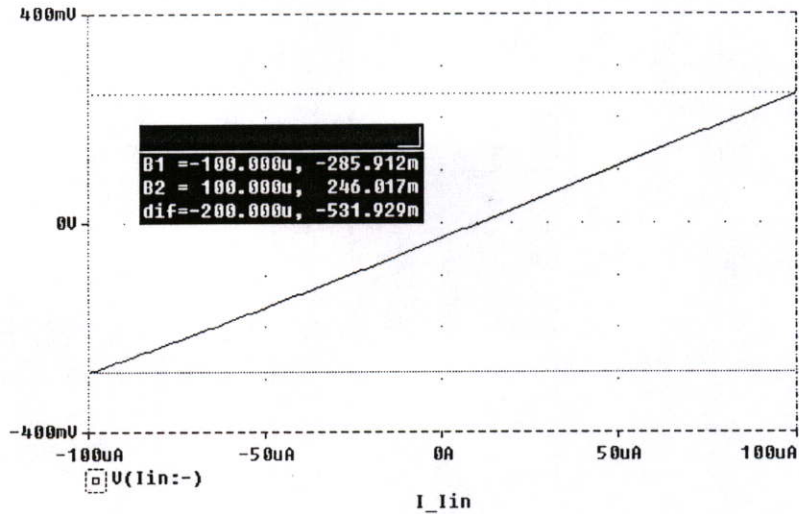
รูปที่ 4.3 ผลการทดลองการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง

(ก) วงจรตามกระแสแบบบวก

(ข) วงจรตามกระแสแบบลบ

#### 4.2.4.2 การทดลองหาค่าความต้านทานขาเข้าวงจร

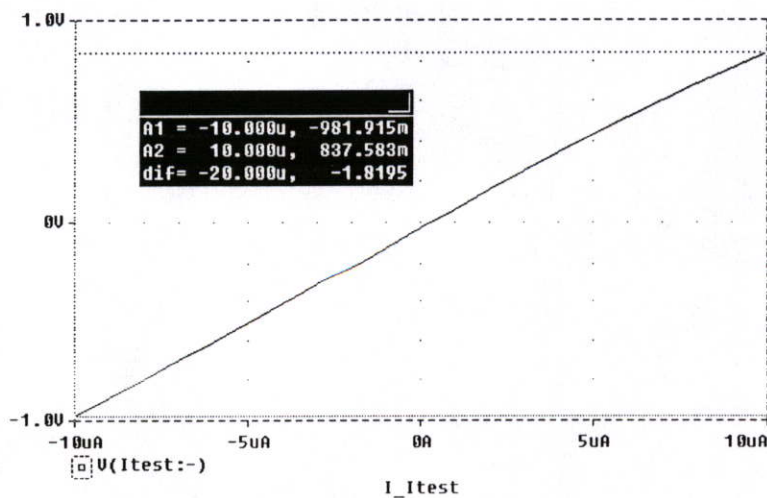
การทดลองกระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายกระแสอิสระทดสอบเข้าวงจรแล้วทำการวัดค่าแรงดันที่จุดที่ป้อนกระแสสามารถเขียนเป็นโมเดลการทดลองได้ดังรูปที่ 4.4 ในการทดลองได้ป้อนกระแสโดยเริ่มจาก  $-100\mu\text{A}$  จนถึง  $100\mu\text{A}$  ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจร  $V_{DD}$  และ  $V_{SS}$  มีค่า  $\pm 3$  โวลต์



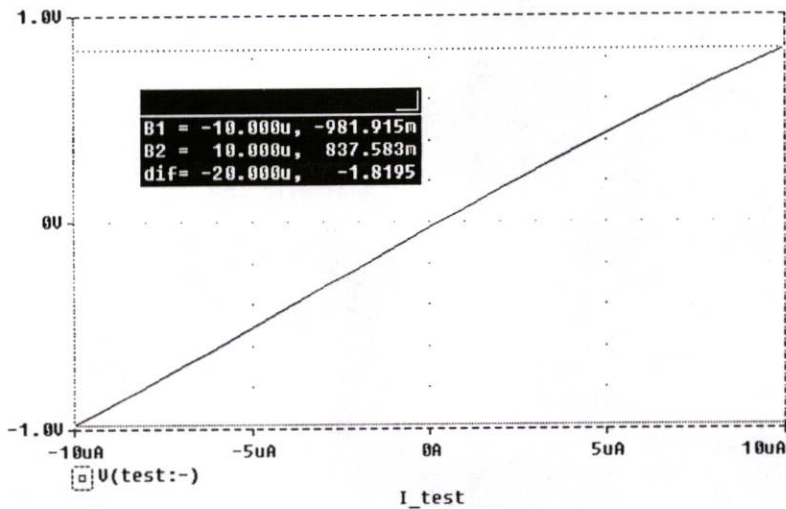
รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันขาเข้าของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง

#### 4.2.4.3 การทดลองหาค่าความต้านทานขาออกวงจร

ในการทดลองนี้กระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายทดสอบที่จุดออกของวงจรซึ่งในที่นี้เป็นแหล่งจากกระแสอิสระแล้วทำการวัดค่าแรงดันที่จุดที่ป้อนกระแส โดยแหล่งจ่ายอิสระที่จ่ายสัญญาณขาเข้าให้ตัววงจรตามกระแสเดิมจะถูกตัดออกจากไป ในการทดลองได้ทำการป้อนกระแสโดยเริ่มจาก  $-10\mu\text{A}$  จนถึง  $10\mu\text{A}$  และใช้แรงดันไฟเลี้ยง มีค่า  $\pm 3$  โวลต์



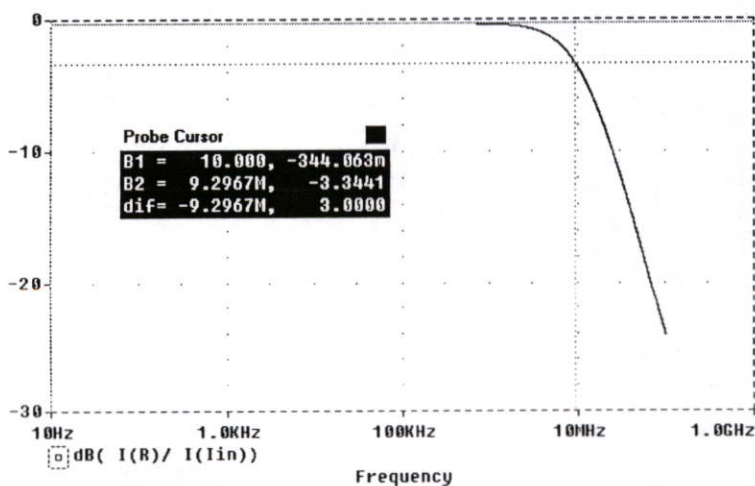
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสชนิดบวกแบบที่หนึ่ง



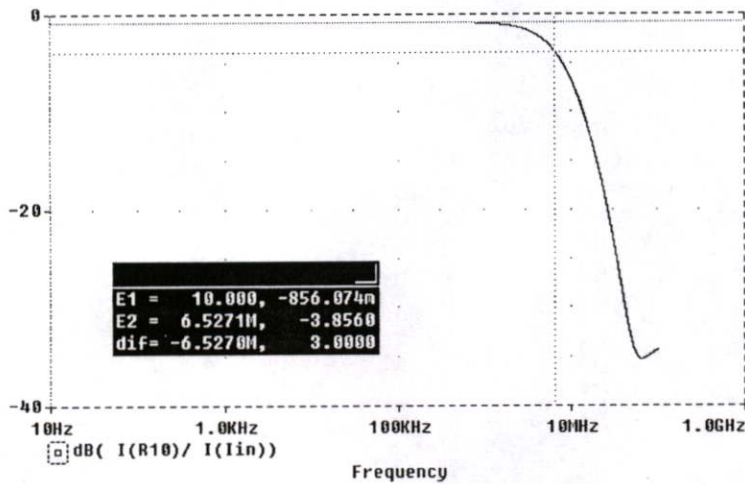
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสชนิดลบแบบที่หนึ่ง

#### 4.2.4.4 การทดลองหาผลการตอบสนองต่อความถี่

ในการหาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเป็นการวิเคราะห์ค่าของอัตราส่วนกระแสขาเข้าต่อค่ากระแสขาออกของวงจรในช่วงค่าความถี่ช่วงหนึ่ง ซึ่งความสำคัญของการทดลองนี้เพื่อเป็นการแสดงถึงข้อจำกัดการทำงานทางความถี่ของวงจร โดยในการทดลองกระทำโดยการป้อนแหล่งจ่ายกระแสอิสระซึ่งเป็นสัญญาณไซน์เข้า ณ จุดเข้าของวงจร แล้วทำการวัดสัญญาณที่เกิดขึ้นทางด้านจุดออกของวงจร นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่วงจร สัญญาณที่ป้อนเข้ามาในวงจรจะทำการกวาดสัญญาณในย่านความถี่ตั้งแต่ 10 Hz. จนถึง 100MHz. ทั้งสองวงจรโดยในวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งทั้งแบบบวกและแบบลบ ได้ผลการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรตามกระแสดังรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 ตามลำดับ



รูปที่ 4.7 การตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวก ในย่านความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.



รูปที่ 4.8 การตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดลบในย่านความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.

ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งนี้มีค่าโดยประมาณเท่ากับ 9.3 เมกกะเฮิร์ตสำหรับวงจรตามกระแสชนิดบวกและ 6.5 เมกกะเฮิร์ตสำหรับวงจรตามกระแสชนิดลบ

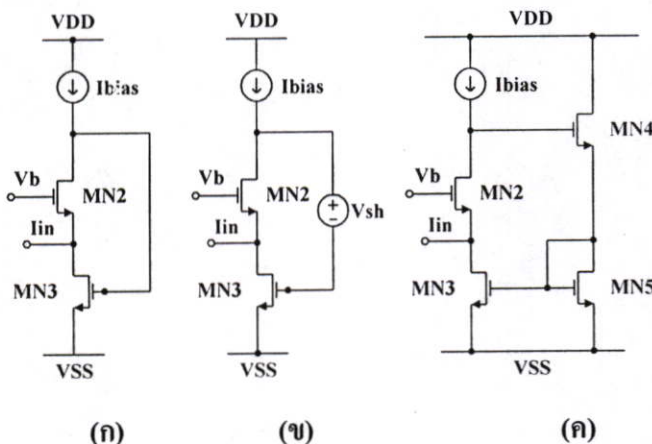
จากการทดลองสมรรถนะของวงจรแสดงให้เห็นได้ว่า ช่วงปฏิบัติงานของกระแสขาเข้ามีค่าโดยประมาณเท่ากับสามในสี่ของกระแสไฟเลี้ยงตามสมการ (4.1) และในส่วนของค่าความต้านทานของวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่ง ในส่วนของค่าความต้านทานขาเข้าพบว่า มีค่าโดยประมาณเท่ากับ 2.66 กิโลโอห์ม ในขณะที่ค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสทั้งชนิดบวกและชนิดลบในวงจรแบบที่หนึ่งนี้มีค่าความต้านทานเท่ากันคือประมาณ 90 กิโลโอห์ม ดังนั้นเห็นได้วงจรในแบบที่หนึ่งนี้ควรได้รับการปรับปรุงค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรให้มีค่าความต้านทานต่ำลง และในส่วนของผลการตอบสนองความถี่ของวงจรจะสังเกตได้ว่าวงจรตามกระแสชนิดบวกมีช่วงการตอบสนองต่อความถี่สูงกว่าวงจรตามกระแสชนิดลบซึ่งเป็นมาจากตัววงจรชนิดลบมีจำนวนอุปกรณ์มากกว่าทำให้มีจำนวนของตัวเก็บประจุแฝงมากกว่าซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้เป็นตัวจำกัดการตอบสนองต่อความถี่ทำให้การตอบสนองต่อความถี่ต่ำกว่าวงจรชนิดบวก

### 4.3 วงจรตามกระแสแบบที่สอง

วงจรตามกระแสในแบบที่สองนี้เป็นวงจรปรับปรุงจากวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งเพื่อให้คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรใกล้เคียงกับวงจรตามกระแสในทางอุดมคติมากขึ้น โดยในวงจรนี้ได้เน้นให้ค่าความต้านทาน ณ จุดเข้าของวงจรมีค่าลดลง ในขณะที่เดียวกันก็พยายามรักษาให้ค่าความต้านทาน ณ จุดออกของวงจรยังคงมีค่าเท่าเดิมหรือเพิ่มขึ้น

#### 4.3.1 พื้นฐานการทำงานของวงจรตามกระแสแบบที่สอง[18]

เนื่องจากวงจรตามกระแสแบบที่สองนี้เป็นวงจรที่เน้นการปรับปรุงในเรื่องคุณสมบัติของค่าความต้านทาน ณ จุดเข้าของวงจรให้มีค่าต่ำลง ดังนั้นในการออกแบบจึงได้มีการเปลี่ยนแปลง ณ จุดเข้าของสัญญาณ โดยมีแนวความคิดพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 4.9



รูปที่4.9 (ก) รูปวงจรพื้นฐานของวงจรตามกระแสแบบที่สอง

(ข) รูปวงจรที่ได้รับการปรับปรุงจากรูป(ก) เพื่อให้การสวิงของสัญญาณ กว้างขึ้น

(ค) รูปวงจรที่แทนแหล่งจ่ายแรงดันอิสระในรูป(ข) ด้วยมอสเฟต

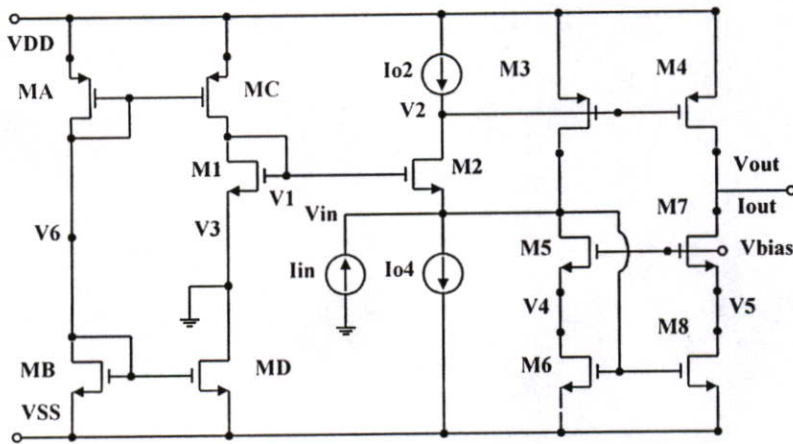
พิจารณาวงจรในรูปที่4.9 โดยในรูปที่4.9(ก) เป็นการต่อวงจรในลักษณะ Cascode Diode-Connected โดยวงจรได้รับการจ่ายไฟเลี้ยงจากแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ในการออกแบบวงจรนี้จะพิจารณาให้มอสเฟตทุกตัวทำงานในช่วงอิมิตัว ในการทำงานของวงจรตามกระแสแบบที่สองมีดังนี้

ในขณะที่ยังไม่มีกระแสสัญญาณขาเข้าภายนอกไหลเข้าวงจรมอสเฟตMN2 มีกระแสไหลด้วยค่าคงที่เท่ากับ  $I_{bias}$  แต่เมื่อมีกระแสขาเข้าวงจรเข้ามาที่ขั้วเกรนของมอสเฟตMN3 จะทำให้แรงดันเกตซอร์ทของมอสเฟตMN3 มีค่าเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณกระแสขาเข้า เนื่องจากมอสเฟตMN2 พยายามคงกระแสให้คงที่ โดยการรักษาค่าแรงดันที่จุดขาเข้าของวงจรไว้ให้คงที่ ดังนั้นจะทำให้ค่าความต้านทานมีค่าลดลงไปประมาณ  $(1/g_{m3})/(g_{ds2}/g_{m2})$  ทำให้สามารถพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.10 ทำงานในลักษณะวงจรป้อนกลับ นั่นคือในกรณีของมอสเฟตMN2 ถูกพิจารณาว่าต่ออยู่ใน

ลักษณะของวงจรเกทร่วม โดยมีสัญญาณ ณ จุดเข้ามอสเฟทที่ขั้วซอร์ทเป็นสัญญาณกระแสและมีสัญญาณออกจากตัวมอสเฟทที่ขั้วเดรนซึ่งถูกมองว่าเป็นสัญญาณแรงดัน และในขณะที่เดียวกันที่มอสเฟทMN3 ถูกพิจารณาว่าต่ออยู่ในลักษณะของวงจรซอร์ทร่วม โดยมีสัญญาณ ณ จุดเข้ามอสเฟทที่ขั้วเกตเป็นสัญญาณแรงดันและมีสัญญาณออกจากตัวมอสเฟทที่ขั้วเดรนซึ่งถูกมองว่าเป็นสัญญาณกระแส ทำให้ถูกพิจารณาว่าเป็นการป้อนกลับแบบสุ่มแรงดันและมีการผสมกระแส ทำให้ค่าความต้าน ณ จุดเข้าของวงจรมีค่าลดลงได้ แต่ปัญหาในวงจรในรูปที่4.9(ก) จะพบปัญหาการสวิงของสัญญาณกระแสขาเข้ามีขีดจำกัด เมื่อต้องการให้มอสเฟททุกตัวทำงานในช่วงอิมตัว ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้ โดยการต่อแหล่งจ่ายแรงดันอิสระเพื่อยกระดับสัญญาณดังรูปที่4.9(ข) แต่ในทางปฏิบัติสามารถแทนแหล่งจ่ายแรงดันอิสระได้ด้วยมอสเฟทดังรูปที่4.9(ค) จากรูปมอสเฟทที่กล่าวถึงนี้คือมอสเฟทMN4 และมอสเฟทMN5 โดยในรูปที่4.9(ค) มอสเฟทMN4 ต่ออยู่ในลักษณะวงจรรขยายซอร์ทตาม(Source Follower) ทำหน้าที่สุ่มแรงดันและมอสเฟทMN3 และMN5 ต่ออยู่ในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแส โดยสะท้อนกระแสกลับเข้ามาผสมกับกระแสขาเข้าที่ฝั่งขาเข้า

4.3.2 วงจรตามกระแสแบบบวก

วงจรตามกระแสชนิดบวกแสดงดังรูปที่4.10 ประกอบไปด้วยมอสเฟททั้งหมด12 ตัว โดยมอสเฟทM1 และM2 ต่ออยู่ในรูปวงจรสะท้อนกระแสบวกมีคู่ของมอสเฟทMA และMC และคู่ของมอสเฟทMBและMDแต่ละคู่ต่อกันในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟเลี้ยง



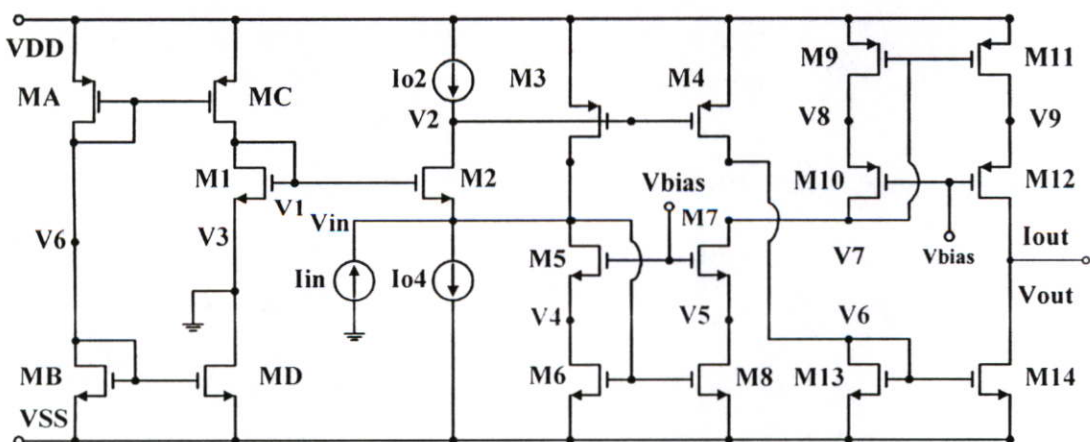
รูปที่4.10 วงจรตามกระแสแบบบวกแบบที่สอง

มอสเฟทM1 ทำให้เกิดแรงดันไฟเลี้ยงที่ขั้วเกตของมอสเฟทM2 และแหล่งจ่ายกระแส I<sub>o2</sub> และ I<sub>o4</sub> ทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟเลี้ยงมอสเฟทM2 โดยสัญญาณขาเข้าถูกป้อนเข้าที่ขั้วซอร์ทของมอสเฟทM2 ในขณะที่สัญญาณกระแสขาเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นจะทำกระแส I<sub>o2</sub> มีค่าลดลง ผลคือทำให้แรง

คนที่  $V_2$  มีค่าลดลงด้วย แต่เนื่องจากมอสเฟต M2 พยายามรักษาระดับกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M2 ให้มีค่าคงที่ ซึ่งสามารถทำได้โดยการรักษาระดับแรงดันที่โหนดขาเข้าวงจรให้มีค่าคงที่ ผลคือทำให้ค่าความต้านทานที่จุดเข้าของวงจรมีค่าลดลง นอกจากนี้กระแสที่ถูกป้อนเข้ามานี้จะทำหน้าที่เป็นกระแสไฟเลี้ยงให้กับมอสเฟตคู่ของ M6 และ M8 อีกด้วย โดยมอสเฟต M5 ถึง M8 ทำหน้าที่เป็นเสมือนวงจรสะท้อนกระแสและมีมอสเฟต M3 และ M4 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ ในขณะที่สัญญาณขาเข้าไหลเข้าสู่วงจรจะไหลผ่านมอสเฟต M5 และ M6 แล้วสะท้อนกระแสด้วยอัตราขยายเท่ากับหนึ่งไปยังมอสเฟต M8 และ M7 ปรากฏ ณ จุดออกของวงจร ในกรณีที่สัญญาณ ณ จุดขาเข้าวงจรไหลออกจากวงจร ไหลผ่านมอสเฟต M3 แล้วสะท้อนไปยังมอสเฟต M4 ด้วยอัตราขยายเท่ากับหนึ่งปรากฏ ณ จุดออกของวงจร วงจรสะท้อนกระแสของมอสเฟต M3 ถึง M8 ทำให้ที่สะท้อนกระแสขาเข้าออกไปยัง ณ จุดออกของวงจร จากที่ได้กล่าวมาเห็นได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ 2 ควอดแรน

#### 4.3.3 วงจรตามกระแสแบบลบ

วงจรตามกระแสชนิดลบแสดงดังรูปที่ 4.11 โดยหลักการการทำงานของวงจรมีคล้ายคลึงกับวงจรตามกระแสชนิดบวก แต่มีจุดที่เพิ่มเติมขึ้นมาคือในกรณีที่วงจรมีสัญญาณขาเข้าไหลเข้าสู่วงจรผ่านมอสเฟต M5 ถึง M8 ซึ่งต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแสช่วงปฏิบัติงานกว้างแล้วไปปรากฏที่ซุคของวงจรสะท้อนกระแสช่วงปฏิบัติงานกว้างอีกชุดหนึ่งคือ M9 ถึง M12 ที่ต่อกันในลักษณะวงจรสะท้อนกระแสแบบลบโดยกระแสเมื่อไหลผ่านมอสเฟต M9 และ M10 แล้วจะถูกสะท้อนไปยังมอสเฟต M11 ปรากฏที่จุดออกของวงจรโดยผ่านมอสเฟต M12 และในขณะที่สัญญาณกระแสขาเข้าของวงจร ไหลออกจากวงจรผ่านมอสเฟต M3 สะท้อนกระแสไปยังมอสเฟต M4 จากรูปที่ 4.6 จะเห็นว่ามอสเฟต M4 นี้ต่ออยู่กับมอสเฟต M13 ทำให้กระแสที่สะท้อนมายังมอสเฟต M4 ไหลเข้าสู่มอสเฟต M13 ซึ่งต่อกับมอสเฟต M14 ในลักษณะวงจรสะท้อนกระแสชนิดบวกทำให้กระแสที่ไหลเข้าสู่มอสเฟต M13 สะท้อนไปปรากฏ ณ จุดออกของวงจรผ่านมอสเฟต M14



รูปที่ 4.11 วงจรตามกระแสแบบลบแบบที่สอง

#### 4.3.4 สมรรถนะของวงจรตามกระแสแบบที่สอง

จากการพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11 โดยทำการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรในลักษณะต่างๆ เช่นเดียวกับวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งได้กระทำไว้ใน [ภาคผนวก ข.] ในการพิจารณาอันดับแรกคือช่วงปฏิบัติงานของกระแสขาเข้าของวงจร โดยกระแสขาเข้าของวงจรสามารถไหลได้ในช่วงเท่ากับ

$$\frac{K'}{2} A_5 (V_{bias} - V_T)^2 \left( \frac{\sqrt{A_5} + \sqrt{A_6}}{\sqrt{A_6/A_5}} \right) - \frac{K'_p}{2} A_3 (V_{GS3} - V_T)^2 \leq I_{in} \leq \frac{K'}{2} A_6 (V_{bias} - 2V_T)^2 \quad (4.10)$$

จากสมการเห็นได้ว่าช่วงการปฏิบัติงานของวงจรจะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟเลี้ยง  $V_{bias}$  และแรงดันเกตซอร์ทของมอสเฟต  $M_3$  ซึ่งเกิดมาจากกระแสไฟเลี้ยง  $I_{o2}$  และกระแสขาเข้านั่นเอง นอกจากนี้ในส่วนของการพิจารณาค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรตามกระแสแบบที่สองสามารถหาได้โดยมีค่าเท่ากับ

$$R_{in} = \frac{g_{ds2}}{g_{m2}g_{m3}} \quad (4.11)$$

จากสมการ(4.11) เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับสมการ(3.21) ซึ่งเป็นวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส แล้วพบว่าค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรถูกทำให้ลดลงได้ด้วยเฟคเตอร์  $g_{ds2} / g_{m3}$  ทำให้เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งแล้วค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรแบบที่สองนี้มีค่าลดลงอย่างมากนอกจากนี้ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกของวงจรสามารถกระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันเข้า ณ จุดออกของวงจรโดยพิจารณาเฉพาะกระแสซึ่งไหลเข้าไปที่โหนดของจุดขาออกของวงจร โดยแหล่งจ่ายที่จุดขาเข้าของวงจรละการพิจารณา และจะได้ค่าความต้านทานขาออกของวงจรคือ

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7}}{g_{ds4}(g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7}) + g_{ds7}g_{ds8}} \quad (4.12)$$

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{g_{ds11} + g_{ds12} + g_{m12}}{g_{ds14}(g_{ds11} + g_{ds12} + g_{m12}) + g_{ds11}g_{ds12}} \quad (4.13)$$

โดยสมการ(4.12) เป็นค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดบวกแบบที่สอง ในขณะที่สมการ(4.13) เป็นค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดลบแบบที่สอง โดยจากสมการทั้งสองเห็นได้ว่ารูปแบบของสมการมีความคล้ายคลึงกันโดยเฟคเตอร์ที่ทำให้ค่าความต้านทานขาออกของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นคือ  $g_{ds} / (g_m + g_{ds} + g_{ds})$  ด้วยเฟคเตอร์ดังกล่าวเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งพบว่ามีความคล้ายคลึงกัน

สำหรับผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวกในแบบที่สองนี้เป็นการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้าแฝงในวงจร โดยหาในรูปของฟังก์ชันการส่งผ่าน[ภาคผนวก ข.]

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} \cong \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m2} + g_{m7}g_{m8}sC_3}{sC_3g_{m2}(g_{m5} + sC_5) + g_{m2}g_{m3}(g_{m5} + sC_5) + g_{m5}g_{m6}sC_3} \quad (4.14)$$

โดยจากสมการ(4.14)สามารถหาดำแหน่งของโพลและซีโรได้ดังนี้

$$p = -\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m2}}{g_{m7}g_{m8}C_3} \quad (4.15)$$

$$s_{1,2} = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 4b}}{2} \quad (4.16)$$

โดย

$$a = \frac{g_{m5}C_3(g_{m6} + g_{m2}) + g_{m2}g_{m3}C_5}{C_5C_3g_{m2}}$$

$$b = \frac{g_{m1}g_{m3}}{C_3C_5}$$

จากสมการ(4.14) ค่าความจุไฟฟ้าที่ปรากฏเหล่านี้มีผลต่อการตอบสนองความถี่ที่ความถี่สูงหรือความถี่คัตออฟของวงจร นั่นคือเป็นตัวกำหนดความถี่สูงสุดของวงจร แต่ในกรณีที่ความถี่ที่วงจรทำงานอยู่ในช่วงแถบความถี่กลาง พบว่าค่าความจุไฟฟ้าแฝงของวงจรที่ปรากฏในสมการ(4.14) เหล่านี้มีค่าน้อยมากๆ จนสามารถละการพิจารณาได้ ทำให้ตัวสมการ(4.167) อยู่ในรูปของอัตราส่วนของค่าทรานคอนดักแตนซ์เท่านั้นคืออยู่ในรูป  $g_{m1}g_{m2} / g_{m3}g_{m5}$  ดังนั้นถ้าหากมอสเฟตทุกๆ ตัวที่ปรากฏในวงจรสมพงษ์กันทั้งหมดแล้ว อัตราขยายของวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวกนี้จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ซึ่งเป็นอัตราขยายในอุดมคติของวงจรตามกระแส

สำหรับผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดลบสามารถหาได้จาก

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = - \frac{\left[ \frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{sC_3(g_{m13} + sC_{13})} + \frac{g_{m8}g_{m11}g_{m12}}{(sC_9 + g_{m9})(g_{m12} + sC_{12})} \right]}{g_{m2} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{sC_3} + \frac{g_{m5}g_{m6}}{g_{m5} + sC_5}} \quad (4.17)$$

จากสมการ(4.17) ประมาณสมการหาค่าของโพลและซีโรได้เป็น

$$p = - \frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}g_{m9}}{g_{m8}g_{m11}g_{m12}C_3 + g_{m2}g_{m4}g_{m14}C_9} \quad (4.18)$$

$$s_{1,2} = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 4b}}{2} \quad (4.19)$$

$$s_3 = - \frac{g_{m9}}{C_9} \quad (4.20)$$

โดย

$$a = \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m5}g_{m6}}{C_6g_{m1} + C_2g_{m2}}$$

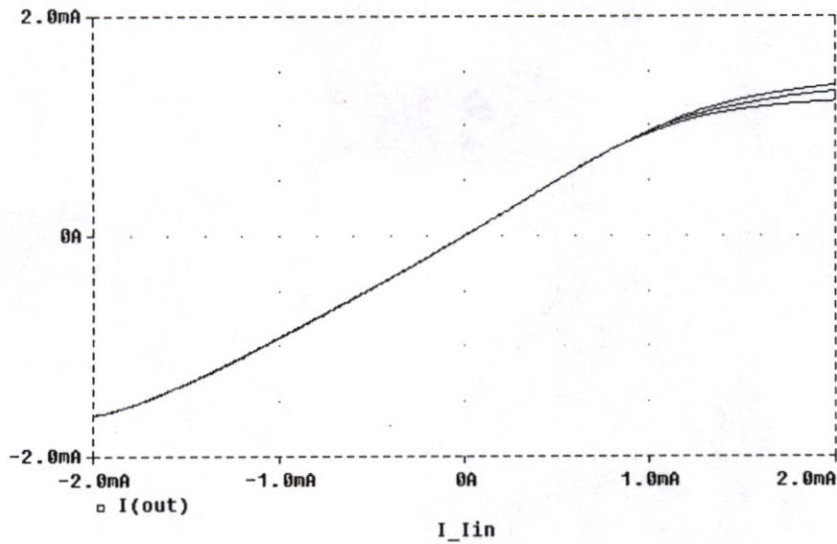
$$b = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_3(C_6g_{m1} + C_2g_{m2})}$$

จากสมการ(4.17) ในกรณีที่ตัววงจรทำงานอยู่ในช่วงแถบความถี่ ซึ่งต่ำกว่าความถี่คัตออฟแล้ว ทำให้สามารถละการพิจารณาความจุไฟฟ้าแฝงที่ปรากฏขึ้นในวงจร ทำให้ได้สมการส่งผ่านอยู่ในรูปของอัตราส่วนของทรานคอนดักแตนซ์ คือ  $g_{m4}g_{m14} / g_{m3}g_{m5}$  ดังนั้นถ้าสมมุติทุกๆตัวมีความสมพียงกันคือมีพารามิเตอร์ภายในเหมือนกันจะทำให้อัตราส่วนของสมการส่งผ่านหรืออัตราขยายของวงจรซึ่งแสดงในสมการ(4.117) มีค่าเท่ากับหนึ่ง

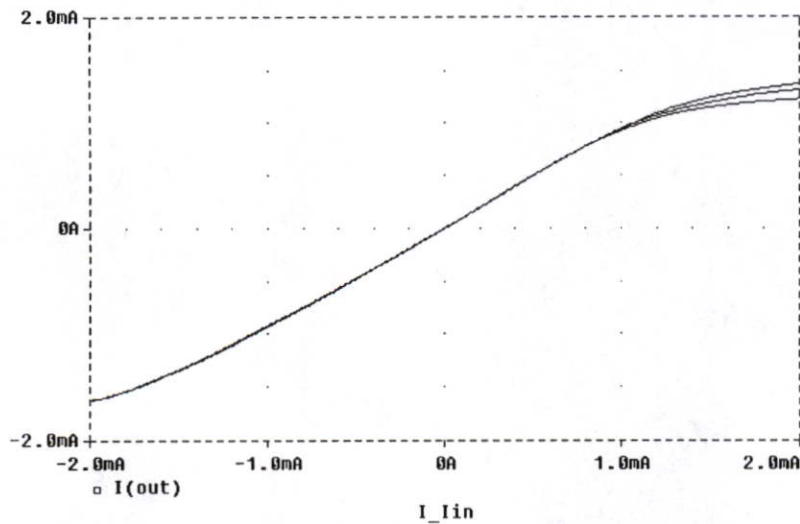
### 4.3.5 การทดลองวงจรตามกระแสแบบที่สอง

#### 4.3.5.1 การทดลองหาช่วงการทำงานของกระแสขาเข้าของวงจรตามกระแสแบบที่สอง

ในการทดลองนี้ได้กำหนดให้ไฟเลี้ยงวงจร  $V_{DD}$  และ  $V_{SS}$  มีค่า  $\pm 3$  โวลต์ และโดยมีพารามิเตอร์ที่สนใจคือแรงดันไฟเลี้ยง ( $V_{bias}$ ) ซึ่งในการทดลองนี้ได้ทำการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟเลี้ยงค่าต่างๆ กัน โดยเริ่มจาก 1.5 โวลต์, 3 โวลต์ และ 4.5 โวลต์ และให้กระแสขาเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นจาก -2mA จนถึงค่า 2mA



(ก)



(ข)

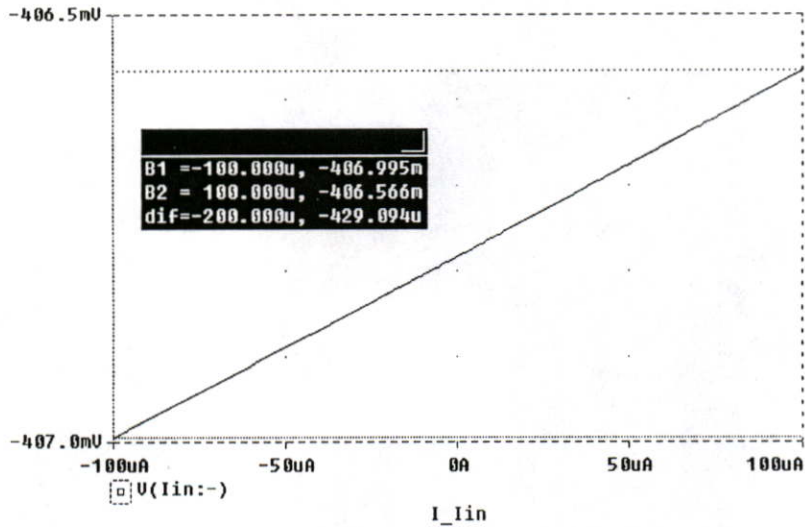
รูปที่ 4.12 ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ของวงจรตามกระแสแบบที่สอง

(ก) วงจรตามกระแสแบบบวก

(ข) วงจรตามกระแสแบบลบ

#### 4.3.5.2 การทดสอบหาค่าความต้านทานขาเข้าวงจร

การทดลองกระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายกระแสอิสระทดสอบเข้าวงจรแล้วทำการวัดค่าแรงดันที่จุดที่ป้อนกระแสสามารถเขียนเป็นโมเดลการทดลองได้ดังรูปที่ 4.19 ในการทดลองได้ป้อนกระแสโดยเริ่มจาก  $-100\mu\text{A}$  จนถึง  $100\mu\text{A}$  ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจร  $V_{DD}$  และ  $V_{SS}$  มีค่า  $\pm 3$  โวลต์



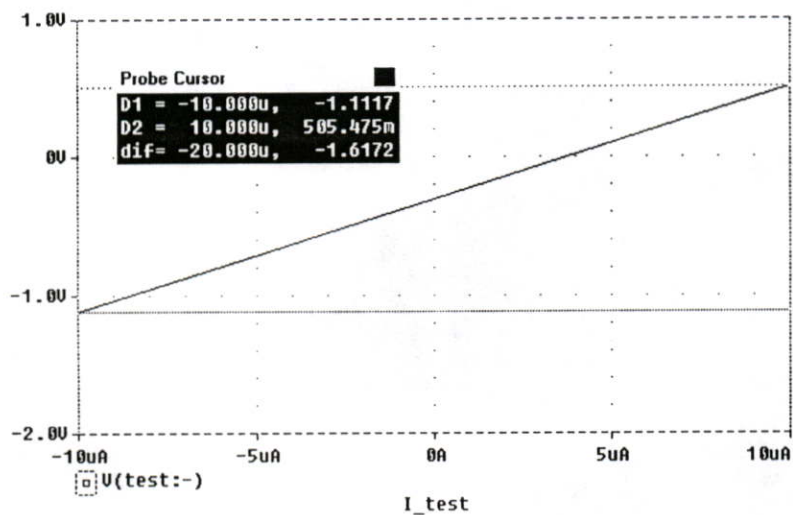
รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันขาเข้าของวงจรตามกระแสแบบที่สอง

จากผลการทดลองเห็นได้ว่าค่าความต้านทานมีค่าลดลงอย่างมากเหลือประมาณ 2.14 โอห์ม ซึ่งเป็นจุดที่ดีกว่าทั้งวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งและวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแสดังรูปที่ 3.13 และเมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้กับสมการ (4.11) พบว่าสอดคล้องกันกับผลการทดลอง

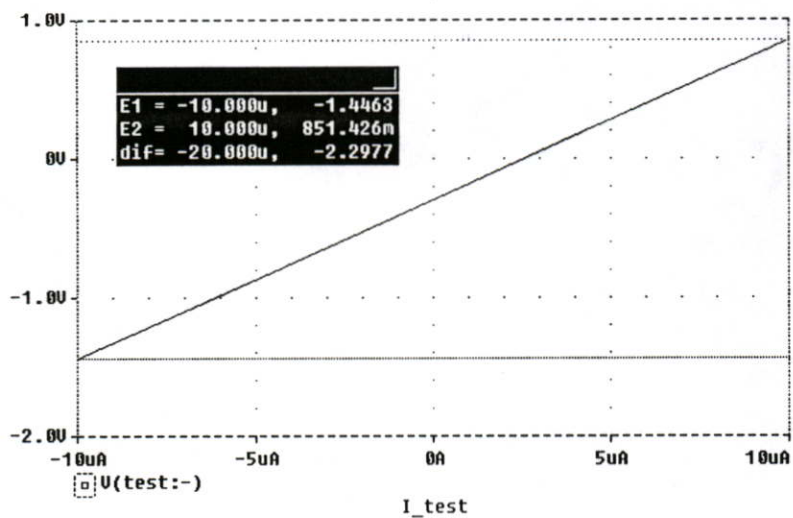
#### 4.3.5.3 การทดสอบหาค่าความต้านทานขาออกวงจร

ในการทดลองนี้กระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายทดสอบที่จุดออกของวงจรซึ่งในที่นี้เป็นแหล่งจากกระแสอิสระแล้วทำการวัดค่าแรงดันที่จุดที่ป้อนกระแส โดยแหล่งจ่ายอิสระที่จ่ายสัญญาณขาเข้าให้ตัววงจรตามกระแสเดิมจะถูกตัดออกจากไป โดยในการทดลองได้ทำการป้อนกระแสโดยเริ่มจาก  $-10\mu\text{A}$  จนถึง  $10\mu\text{A}$  และใช้แรงดันไฟเลี้ยง มีค่า  $\pm 3$  โวลต์ ได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสทดสอบกับแรงดันทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15 สำหรับวงจรตามกระแสชนิดบวกและชนิดลบตามลำดับ โดยจากผลการทดลองสังเกตได้ว่าค่าความต้านทานขาออกของวงจรมีค่าประมาณ 80 กิโลโอห์มสำหรับค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสแบบที่สอง ชนิดบวกและชนิดลบสำหรับวงจรตามกระแสแบบบวกและค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดลบมีค่าประมาณ 115 กิโลโอห์ม ผลที่ได้สอดคล้องกับสมการ (4.12) และสมการ (4.13)

ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสแบบที่สองไม่แตกต่างจาก  
วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งมากนัก



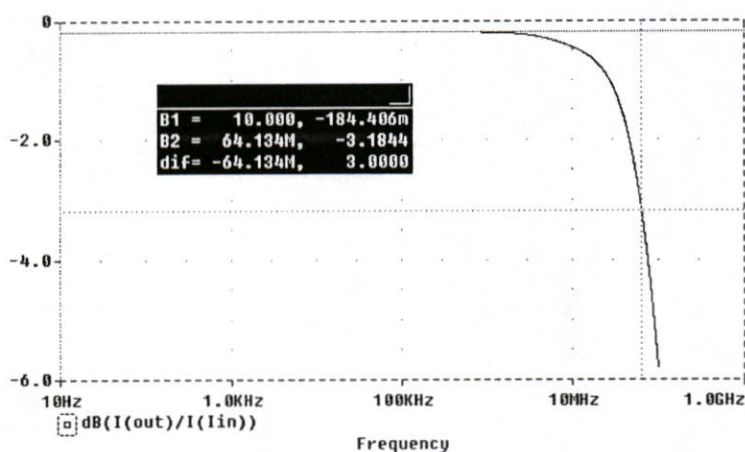
รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสแบบบวกแบบที่สอง



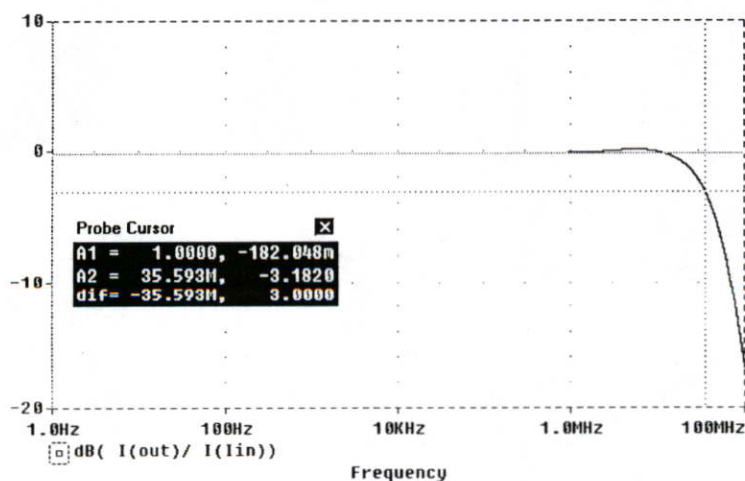
รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรตามกระแสแบบลบแบบที่สอง

#### 4.3.5.4 การทดลองหาผลการตอบสนองต่อความถี่

ในการหาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเป็นการวิเคราะห์ค่าของอัตราส่วนกระแสขาเข้าต่อค่ากระแสขาออกของวงจรในช่วงค่าความถี่ช่วงหนึ่ง ซึ่งความสำคัญของการทดลองนี้เพื่อเป็นการแสดงถึงข้อจำกัดการทำงานทางความถี่ของวงจร โดยในการทดลองกระทำโดยการป้อนแหล่งจ่ายกระแสอิสระซึ่งเป็นสัญญาณไซน์เข้า ณ จุดเข้าของวงจร แล้วทำการวัดสัญญาณที่เกิดขึ้นทางด้านจุดออกของวงจร นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่วงจร สัญญาณที่ป้อนเข้ามาในวงจรจะทำการกวาดสัญญาณในช่วงความถี่ตั้งแต่ 10 Hz. จนถึง 100MHz. ทั้งสองวงจรโดยในวงจรตามกระแสในแบบที่สองทั้งแบบบวกและแบบลบ ได้ผลการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรตามกระแสดังรูปที่4.16 และรูปที่4.17 ตามลำดับ



รูปที่4.16 การตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวกในช่วง ความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.



รูปที่4.17 การตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดลบในช่วงความถี่ 10 Hz. ถึง 100MHz.

จากการทดลองในส่วนของผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรนี้ สำหรับวงจรตาม กระแสชนิดบวกและชนิดลบตามลำดับสำหรับการตอบสนองทางความถี่แบบที่สองได้แสดงไว้ใน รูปที่4.16 และรูปที่4.17 มีค่าโดยประมาณเท่ากับ64เมกกะเฮิร์ตสำหรับวงจรตามกระแสชนิดบวก และ 35.6เมกกะเฮิร์ตสำหรับวงจรตามกระแสชนิดลบ เห็นได้ว่าวงจรตามกระแสในแบบที่สองนี้มี ผลการตอบสนองทางความถี่ที่สูงกว่าวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งมากใน นอกจากนี้ยังพบว่าเมื่อ เปรียบเทียบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดบวกและชนิดลบจะพบว่าผล การตอบสนองทางความถี่โดยประมาณเท่ากับของวงจรตามกระแสชนิดบวกมีค่าสูงกว่าวงจรตาม กระแสชนิดลบซึ่งเป็นผลมาจากจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟที่น้อยกว่าทำให้พารามิเตอร์แฝงจำพวกค่า ความจุไฟฟ้าแฝงมีจำนวนน้อยกว่า พารามิเตอร์เหล่านี้เป็นตัวจำกัดการตอบสนองความถี่ของวงจร ให้ต่ำลง

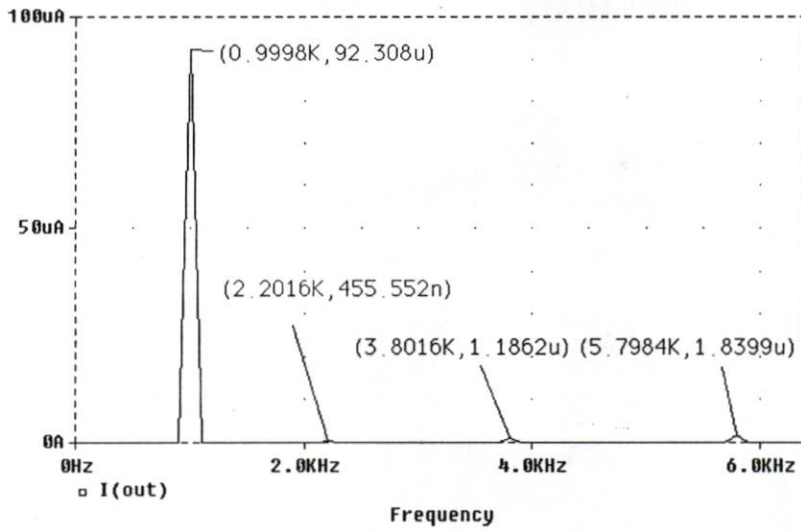
#### 4.4 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์

ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ เป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกข้อหนึ่งของวงจร เป็นการแสดงให้เห็นถึงสัญญาณที่ออกมาที่จุดออกของวงจรว่ามีองค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่ค่าใดบ้างผิดไป จากความถี่มูลฐานของสัญญาณที่ป้อนเข้า ณ จุดเข้าวงจรหรือไม่ โดยสามารถหาค่าความผิดเพี้ยน ทางฮาร์โมนิกส์ทั้งหมดได้จากสมการ

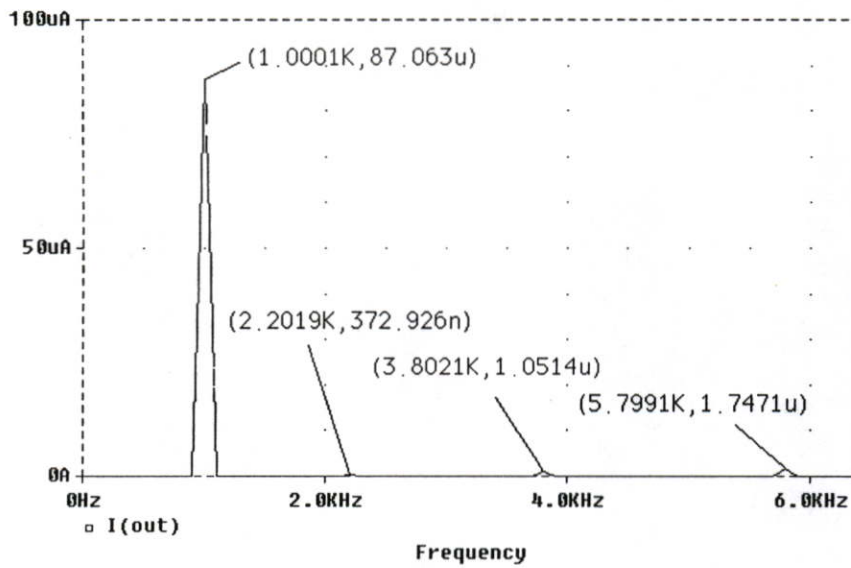
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (4.21)$$

จากสมการ(4.21) เป็นสมการของที่บอกถึงปริมาณของฮาร์โมนิกส์ที่มีอยู่ทั้งหมด โดยเปรียบเทียบกับค่าrms ของส่วนประกอบความถี่มูลฐาน

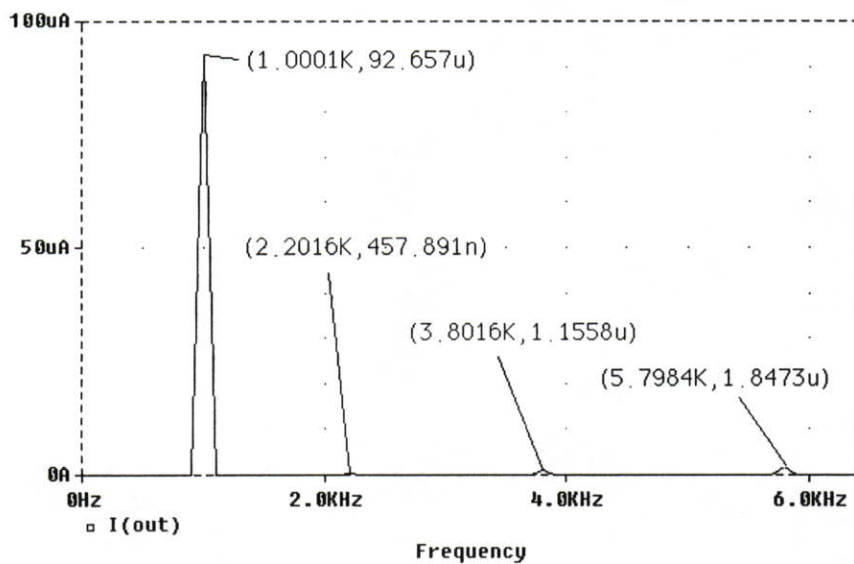
ในการทดลองได้ป้อนสัญญาณที่มีความถี่มูลฐาน 1KHz. แล้วทำการจับสัญญาณที่จุดออก ของวงจรเพื่อหาปริมาณของฮาร์โมนิกส์ที่มีอยู่ทั้งหมดของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ดังนี้



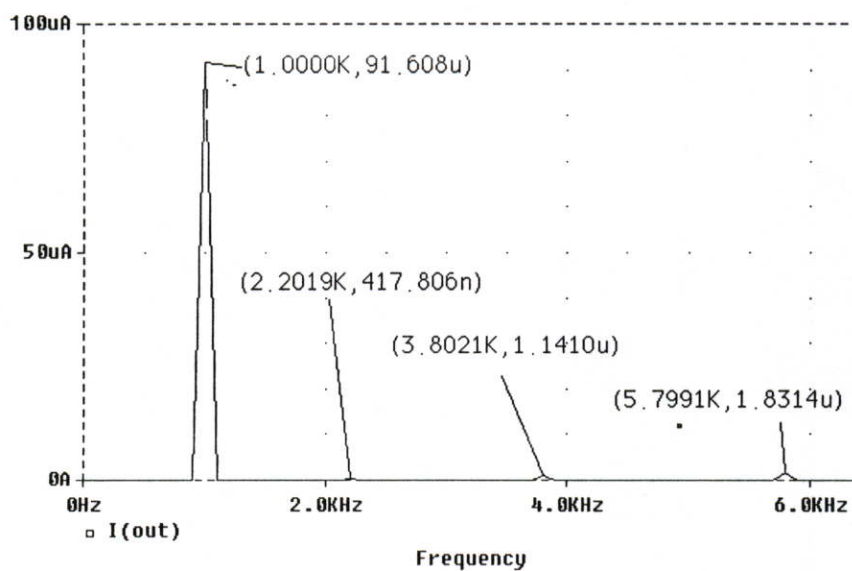
รูปที่ 4.18 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรตามกระแสชนิดบวกแบบที่หนึ่ง



รูปที่ 4.19 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรตามกระแสชนิดลบแบบที่หนึ่ง



รูปที่ 4.20 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรถามกระแสชนิดบวมแบบที่สอง



รูปที่ 4.21 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆของวงจรถามกระแสชนิดลบแบบที่สอง

จากผลการทดลองในรูปที่4.18 ถึงรูปที่4.21 สามารถหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ทั้งหมดได้จากสมการ(4.21) ดังนี้ ในกรณีของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดบวกรวมมีค่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ทั้งหมดเท่ากับ2.43%, วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดลบมีค่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ทั้งหมดเท่ากับ2.38% , วงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวกรวมมีค่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ทั้งหมดเท่ากับ2.4029% และสำหรับวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดลบมีค่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ทั้งหมดเท่ากับ2.399% ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ทั้งหมดของวงจรทั้งสองแบบที่ได้ออกแบบไว้มีความใกล้เคียงกันมาก

#### 4.5 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงการทำงานและสมรรถนะต่างๆ ของวงจรตามกระแสทั้งแบบที่หนึ่งและแบบที่สอง รวมทั้งวิเคราะห์วงจรตามกระแสที่ได้ออกแบบทั้งสองวงจรในทางทฤษฎี โดยในวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งได้รับการออกแบบมีสมการของค่าความต้านทานขาเข้าวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นจากวงจรในรูปที่3.13 ด้วยเฟคเตอร์  $(g_m + g_{ds}) / (g_m + g_{ds} + g_{ds})$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการ(3.21) แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งนี้มีค่าเพิ่มขึ้น ในกรณีของค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นจากวงจรตามกระแสในรูปที่3.13 ได้ด้วยเฟคเตอร์  $g_{ds} / (g_m + g_{ds} + g_{ds})$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นทำให้เกิดการพัฒนาวงจรตามกระแสเป็นวงจรที่สอง ซึ่งในวงจรนี้พบว่าความต้านทานขาเข้าของวงจรถูกทำให้ลดลงได้ด้วยเฟคเตอร์  $g_{ds2} / g_{m3}$  เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับสมการ(3.21) ซึ่งเป็นสมการค่าความต้านทานขาเข้าวงจรตามกระแสอย่างง่ายแล้ว พบว่าสามารถลดค่าความต้านทานขาเข้าลงได้ ส่วนค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสในแบบที่สองมีเฟคเตอร์ที่ทำให้ค่าความต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นในลักษณะคล้ายกับวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่ง นอกจากนี้ในส่วนในช่วงปฏิบัติงานของวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งจะขึ้นอยู่กับกระแสไฟเลี้ยงเป็นอย่างมาก โดยถ้าต้องการให้ช่วงปฏิบัติงานกว้างขึ้นสามารถกระทำได้โดยการเพิ่มกระแสไฟเลี้ยงให้มีค่าสูงขึ้น ในขณะที่วงจรตามกระแสแบบที่สองช่วงปฏิบัติงานจะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟเลี้ยงมากกว่า ในการออกแบบได้กำหนดให้มอสเฟตทุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิมิต์ ดังนั้นแรงดันไฟเลี้ยงจึงถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับแรงดันขั้วเริ่มของมอสเฟต

ผลการทดลองทั้งหมดที่ได้กล่าวมาข้างต้น เมื่อทำการเปรียบเทียบผลการทดลองของวงจรตามกระแสชนิดบวกรวมและชนิดลบพบว่าในวงจรตามกระแสทั้งในแบบที่หนึ่งและแบบที่สองมีลักษณะเหมือนกันคือ ผลกระทบของทางความถี่และช่วงปฏิบัติงานของกระแสขาเข้าในวงจรตามกระแสชนิดบวกรวมมีค่าสูงกว่าวงจรตามกระแสชนิดลบ เป็นผลจากจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟในวงจรตามกระแสชนิดบวกรวมมีจำนวนน้อยกว่าวงจรตามกระแสชนิดลบและมีการต่อในลักษณะคาสแคด

น้อยกว่า ทำให้การสูญเสียแรงคั้นมีน้อยกว่า แต่ถ้าพิจารณาค่าความต้านทานขาเข้าและขาออกของวงจรแล้วพบว่าในวงจรตามกระแสทั้งชนิดบวกและลบมีค่าใกล้เคียงกัน

เมื่อนำผลการทดลองของวงจรตามกระแสชนิดแบบที่หนึ่งมาเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแสในแบบที่สองพบว่า ช่วงปฏิบัติงานของกระแสขาเข้าวงจรและผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรในแบบที่สองมีการตอบสนองกว้างกว่าวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งมาก ในขณะที่เดียวกันค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งมีค่าสูงกว่าวงจรตามกระแสในแบบที่สองมาก แต่ค่าความต้านทานขาออกของวงรมีค่าใกล้เคียงกัน ทำให้สังเกตได้ว่าคุณสมบัติทางทฤษฎีของวงจรตามกระแสในแบบที่สองมีค่าใกล้เคียงกับวงจรตามกระแสในอุดมคติมากกว่าวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่ง

## บทที่ 5

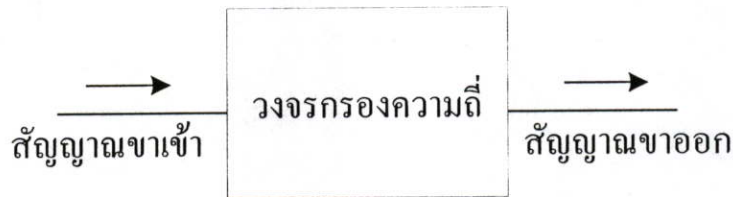
# การประยุกต์ใช้งานวงจรตามกระแส

### 5.1 บทนำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนองจรตามกระแสไว้ทั้งหมดสองแบบด้วยกันดังในบทที่ 4 ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์และอธิบายหลักการทำงานไว้แล้ว ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงการนำวงจรตามกระแสในแบบที่สองซึ่งเป็นแบบที่ได้รับการพัฒนามาประยุกต์ใช้งาน โดยในการประยุกต์ใช้งานที่ได้นำเสนอนี้เป็นการประยุกต์ใช้งานในรูปแบบของวงจรกรองความถี่ โดยความสำคัญของวงจรกรองความถี่ในทางวิศวกรรมไฟฟ้าคือ ความสามารถคัดแยกจำเพาะช่วงความถี่ของสัญญาณที่ต้องการนำไปใช้งาน ซึ่งตัวอย่างในการนำไปประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติของวงจรกรองความถี่นี้ได้แก่ การแยกช่องสัญญาณและเลือกสัญญาณที่ต้องการในการสื่อสาร, กำจัดสัญญาณรบกวน, จัดรูปร่างของสัญญาณเสียงที่ต้องการ เป็นต้น วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งประเภทใหญ่ๆ ออกมาได้สองแบบตามคุณลักษณะของสัญญาณคือวงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล(digital filter) ซึ่งใช้กรองความถี่สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา และวงจรกรองความถี่แบบอนาลอก(analog filter) ใช้กรองความถี่สัญญาณที่มีความต่อเนื่องในทางเวลา ซึ่งวงจรกรองความถี่แบบอนาลอกนี้ยังสามารถแบ่งออกเป็นชนิดย่อยๆ ได้อีกสองชนิดตามอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบเป็นตัววงจรกรองความถี่ ได้แก่ วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ(passive filter) ซึ่งใช้เฉพาะอุปกรณ์พาสซีฟได้แก่ ขดลวดเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ และตัวความต้านทาน มาประกอบเป็นตัววงจรเท่านั้น โดยวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟนี้มักใช้ได้ดีในช่วงความถี่เสียงแต่จะพบปัญหาคือขนาดของตัวอุปกรณ์ เช่นตัวขดลวด ซึ่งไม่มีขนาดตามต้องการทำให้มีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจรหรือมีขนาดใหญ่เกินไป นอกจากนี้ยังพบปัญหาของโหลดอันเนื่องมาจากไม่มีการแยก(isolation) ระหว่างความต้านทานของโหลดกับส่วนของวงจรกรองความถี่ ทำให้ต้องพิจารณาโหลดเป็นส่วนหนึ่งของวงจรกรองความถี่ทำให้ต้องพิจารณาออกแบบตัววงจรจะต้องพิจารณาโหลดด้วยเนื่องจากมีผลต่อการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ และวงจรกรองความถี่แบบอนาลอกอีกชนิดหนึ่งคือวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ(active filter) ซึ่งเป็นการนำอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟเช่น ทรานซิสเตอร์ ต่อร่วมกับอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟได้แก่ตัวเก็บประจุและตัวความต้านทาน ซึ่งข้อดีของวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟคือขนาดของวงจรมีขนาดเล็กลง, สามารถออกแบบค่าของอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้าและขาออกของวงจรในส่วนของอุปกรณ์แอกทีฟให้มีค่าสูงหรือต่ำได้ตามต้องการทำให้สามารถพิจารณาสามารถแยกโหลดออกจากตัววงจรกรองความถี่ได้ และการเปลี่ยนแปลงโหลดไม่มีผลกระทบต่อคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างๆ ได้เป็นต้น

## 5.2 หลักการของวงจรกรองความถี่[5]

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่กรองสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไปจากระบบคงเหลือแต่สัญญาณที่มีความถี่ที่ต้องการนำไปใช้ ซึ่งมีรูปแบบวงจรดังนี้



รูปที่ 5.1 แสดงรูปแบบของวงจรกรองความถี่

จากรูปที่ 5.1 สามารถเขียนสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเข้ากับสัญญาณขาออกซึ่งผ่านออกมาจากวงจรกรองความถี่ได้ดังนี้

$$T(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \dots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0} \quad (5.1)$$

โดย  $N$  คืออันดับของวงจรกรองความถี่เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับสองซึ่งมีรูปแบบสมการของวงจรกรองความถี่ดังนี้

$$T(s) = \frac{K_1 s^2 + K_2 (\omega_0 / Q) s + K_3 \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0 / Q) s + \omega_0^2} \quad (5.2)$$

โดย  $\omega_0$  คือค่าความถี่โพลและ  $Q$  คือค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของฟังก์ชันการถ่ายโอน

นอกจากจะพิจารณาแบ่งแยกชนิดของวงจรฟิลเตอร์โดยการพิจารณาจากกำลังสูงสุดของโพลีโนเมียลตัวหารในฟังก์ชันการถ่ายโอนแล้ว ยังสามารถแบ่งชนิดของวงจรโดยการพิจารณาจากรูปแบบแถบความถี่ที่ถูกกรองโดยวงจรกรองความถี่โดยแถบความถี่ของสัญญาณที่ออกมาได้นี้ถูกเรียกว่าแถบความถี่ผ่าน (passband) และแถบความถี่ของสัญญาณที่ถูกกรองออกไปจากระบบ ถูกเรียกว่าแถบหยุด (stopband) และจากลักษณะของแถบความถี่ผ่านและแถบความถี่หยุดนี้สามารถนำมาแบ่งย่อยออกได้ 4 วงจรคือ

1. วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter: LPF) เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 จนถึงความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  ผ่านได้โดยแถบความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะถูกกรองออกไปไม่สามารถผ่านได้เป็นแถบความถี่หยุดและมีแบนด์วิทของวงจรมีค่าเท่ากับความถี่คัทออฟ

2. วงจรกรองความถี่สูง(High Pass Filter: HPF) เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีคุณลักษณะตรงข้ามกับวงจรกรองความถี่ต่ำคือ ช่วงแถบความถี่หยุดจะอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 จนถึงความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  และมีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(Band-Pass Filter: BPF) เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีความถี่คัทออฟ 2 ตำแหน่งคือที่ความถี่คัทออฟที่ความถี่ต่ำ  $\omega_L$  และที่ความถี่คัทออฟที่ความถี่สูง  $\omega_H$  โดยแถบความถี่ที่อยู่ในแถบความถี่ผ่านของวงจรจะอยู่ในช่วง  $\omega_L < \omega < \omega_H$  ในขณะที่แถบความถี่หยุดจะมีแถบความถี่อยู่ในช่วง  $\omega < \omega_L$  และ  $\omega > \omega_H$
4. วงจรกรองแถบความถี่หยุด(Band-Stop Filter: BSF) เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีคุณลักษณะตรงข้ามกับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านคือแถบความถี่หยุดจะเป็นความถี่ที่อยู่ระหว่าง  $\omega_L < \omega < \omega_H$  และแถบความถี่ผ่านจะเป็นแถบความถี่ที่อยู่ในช่วง  $\omega < \omega_L$  และ  $\omega > \omega_H$

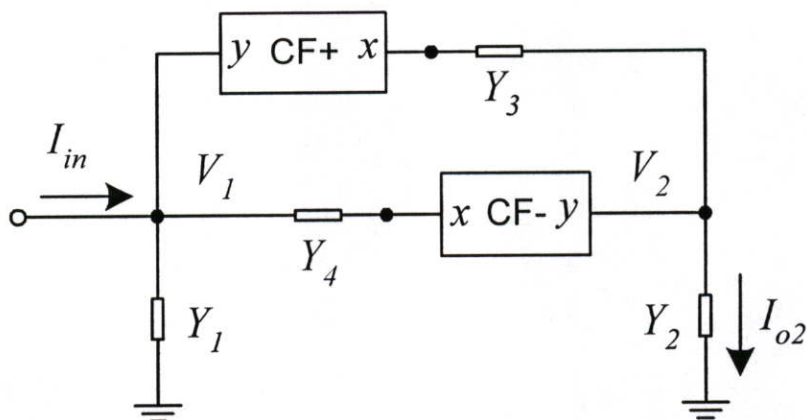
จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นสามารถสรุปแสดงรูปแบบการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ในอุดมคติและสมการสำหรับวงจรกรองความถี่นั้นๆ

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ชนิดต่างและสมการอันดับสอง

ชนิดของวงจร	การตอบสนองในอุดมคติ	สมการ
LPF		$T(s) = \frac{K_3 \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2}$
HPF		$T(s) = \frac{K_1 s^2}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2}$
BPF		$T(s) = \frac{K_2 (\omega_0 / Q)s}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2}$
BSF		$T(s) = \frac{K_1 s^2 + K_3 \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2}$

### 5.3 การประยุกต์ใช้วงจรตามกระแสในรูปของวงจรองความถี่[15,16,21]

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอตัวอย่างการออกแบบวงจรตามกระแสในรูปของวงจรองความถี่ที่มีอันดับสอง โดยอาศัยวงจรตามกระแสเป็นอุปกรณ์แคทิฟพื้นฐานดังรูปที่5.2



รูปที่5.2 วงจรองกระแสบนพื้นฐานวงจรตามกระแส

วงจรองกระแสที่ได้นำเสนอนี้จะพบว่าได้ใช้วงจรตามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทิฟและมีอุปกรณ์พาสซีฟประกอบอยู่ 4 ตัว ดังนั้นเมื่อใช้หลักการของวงจรตามกระแสดังสมการ(4.1) สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ดังนี้

Node V1

$$I_{in} - I_{o3} = I_{o1} + I_{o4} \quad (5.3)$$

Node V2

$$I_{o4} = I_{o2} + I_{o3} \quad (5.4)$$

จากสมการ(4.1) พบว่าค่าศักดาไฟฟ้าของวงจรตามกระแสที่โหนด  $x$  มีค่าศักดาเป็นศูนย์ ดังนั้นเมื่อนำมาประกอบการพิจารณาหาค่ากระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์พาสซีฟ  $Y_2$ ,  $Y_3$  และ  $Y_4$  ได้ดังนี้

$$I_{o2} = \frac{Y_2 I_{o4}}{Y_2 + Y_3} \quad (5.5)$$

$$I_{o3} = \frac{Y_3 I_{o4}}{Y_2 + Y_3} \quad (5.6)$$

$$I_{o4} = \frac{Y_4(I_{in} - I_{o3})}{Y_1 + Y_4} \quad (5.7)$$

นำสมการ(5.6) แทนในสมการ(5.7) จะได้

$$I_{o4} = \frac{Y_4(Y_2 + Y_3)I_{in}}{(Y_1 + Y_4)(Y_2 + Y_3) + Y_3Y_4} \quad (5.8)$$

นำสมการ(5.5) แทนลงในสมการ(5.8) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอน

$$\frac{I_{o2}}{I_{in}} = \frac{Y_2Y_4}{(Y_1 + Y_4)(Y_2 + Y_3) + Y_3Y_4} \quad (5.9)$$

จากสมการ(5.9) สามารถนำมาสังเคราะห์เพื่อหาพารามิเตอร์ต่างๆทำให้เกิดเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ โดยอาศัยสมการในตารางที่5.1 ทำให้สามารถเลือกชนิดของอุปกรณ์พาสซีฟที่ปรากฏในสมการ(5.9) เพื่อให้ได้รูปแบบสมการวงจรกรองความถี่ในแบบต่างๆ รวมทั้งค่า  $\omega_0$ ,  $Q$  และ  $K$  แสดงดังในตารางที่5.2 ดังนี้

ตารางที่5.2 แสดงชนิดของวงจรกรองความถี่รวมทั้งค่าอุปกรณ์พาสซีฟในรูปที่5.2 และพารามิเตอร์สมการใน ตารางที่5.1

ชนิด	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$	$\omega_0$	$Q$	$K$
LPF	$C_1$	$G_2$	$C_3$	$G_4$	$\frac{\sqrt{G_2G_4}}{\sqrt{C_1C_3}}$	$\frac{\sqrt{C_1C_3G_2G_4}}{2C_3G_4 + C_1G_2}$	1
HPF	$G_1$	$C_2$	$G_3$	$C_4$	$\frac{\sqrt{G_1G_3}}{\sqrt{C_2C_4}}$	$\frac{\sqrt{C_2C_4G_3G_1}}{2C_4G_3 + C_2G_1}$	1
BPF	$C_1$	$C_2$	$G_3$	$G_4$	$\frac{\sqrt{2G_3G_4}}{\sqrt{C_1C_2}}$	$\frac{C_2}{G_2C_4 + G_3C_1} \sqrt{\frac{2C_1G_3G_4}{C_4}}$	$\frac{C_2G_4}{G_2C_4 + G_3C_1}$

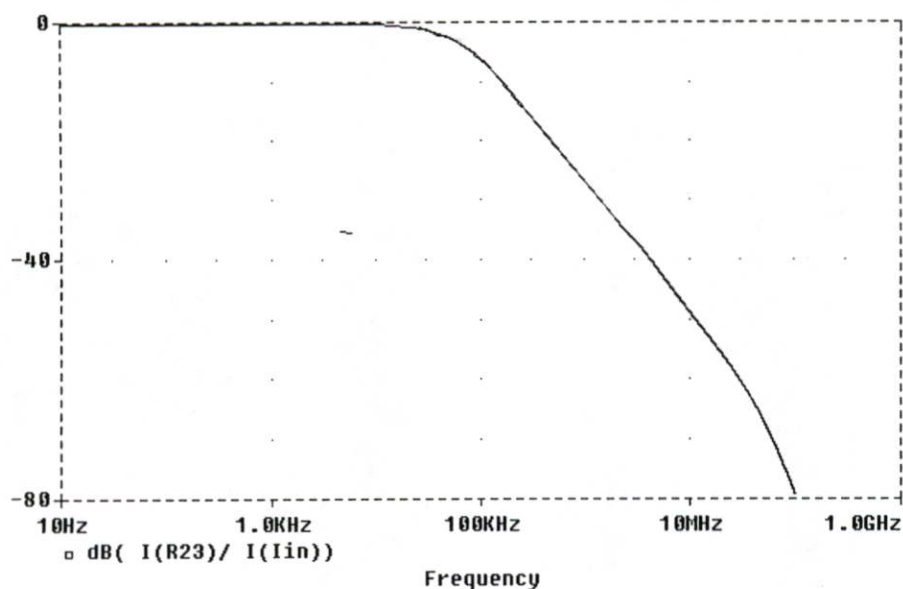
#### 5.4 ผลการทดลอง

ในการทดลองนี้ได้ใช้โปรแกรมPSPICE มาช่วยในการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ ดังรูปที่5.2 โดยในการทดลองนี้ได้ใช้ค่าอุปกรณ์พาสซีฟดังตารางที่5.3 ดังนี้

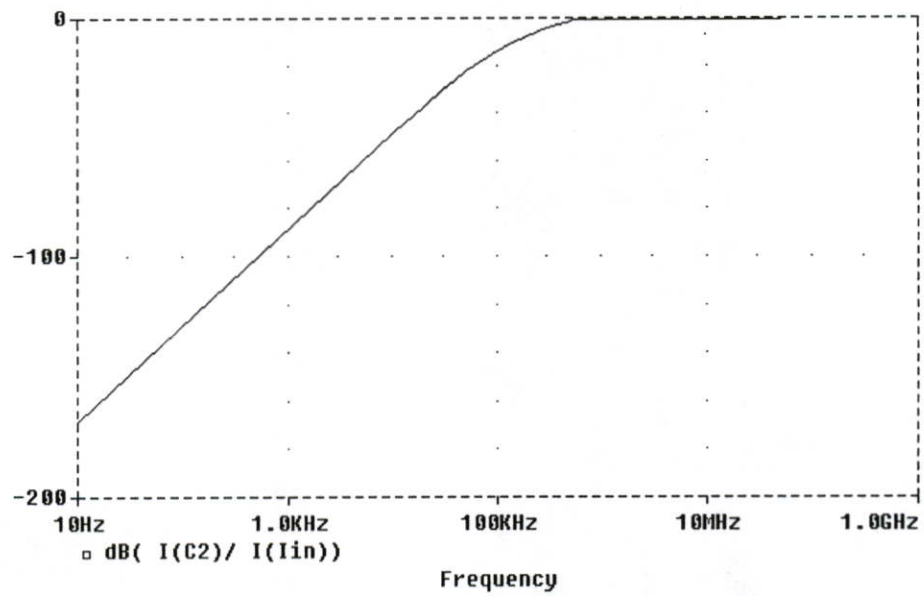
ตารางที่5.3 แสดงค่าอุปกรณ์พาสซีฟ

ชนิด	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$
LPF	$1nF$	$1k\Omega$	$1nF$	$1k\Omega$
HPF	$1k\Omega$	$1nF$	$1k\Omega$	$1nF$
BPF	$1nF$	$1nF$	$1nF$	$1k\Omega$

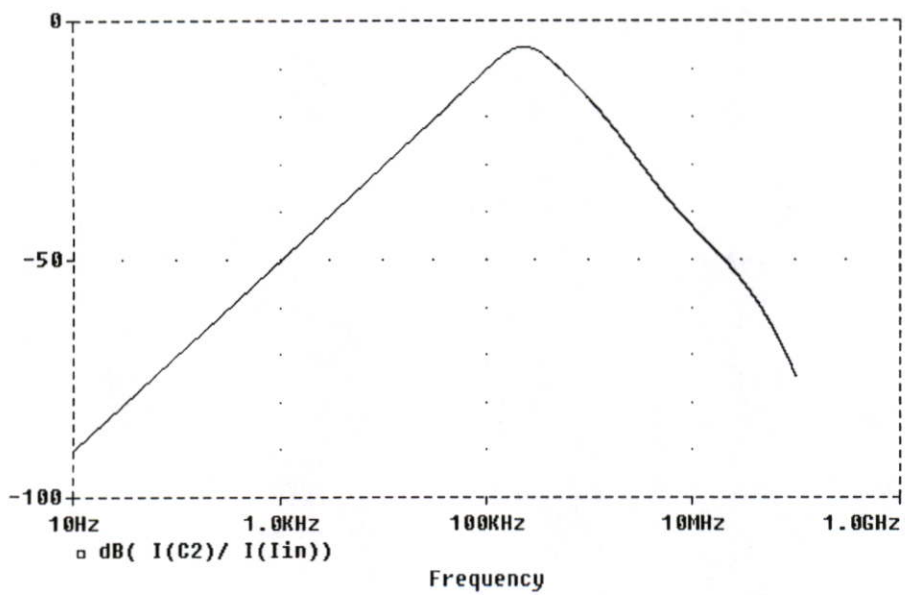
ในการทดลองทำการป้อนแหล่งจ่ายกระแสเข้าที่โหนดV1 โดยทำการกวาดสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ตั้งแต่ 10Hz. จนถึงความถี่1GHz. โดยแถบความถี่สัญญาณทางด้านขาออกทำการจับสัญญาณที่โหนดV2 ที่อุปกรณ์พาสซีฟ  $Y_2$  โดยค่าพารามิเตอร์สำหรับอุปกรณ์พาสซีฟต่างๆ แสดงดังตารางที่5.3 ผลการทดลองที่ได้สำหรับวงจรกรองความถี่ในโหมดต่างแสดงได้รูปที่5.3 จนถึงรูปที่5.5 ดังนี้



รูปที่5.3 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำ(LPF)



รูปที่ 5.4 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่สูง(HPF)



รูปที่ 5.5 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่แถบผ่าน(BPF)

#### 5.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้เสนอตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรตามกระแส โดยในการประยุกต์ใช้งานนี้ได้เสนอในรูปแบบของวงจรรองความถี่ โดยวงจรตามกระแสทำหน้าที่เสมือนเป็นอุปกรณ์แอกทีฟตัวหนึ่งโดยตัววงจรรองความถี่ที่ได้เสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงดังสมการ (5.9) และเพื่อให้ได้รูปแบบของสัญญาณขาออกเป็นไปตามรูปแบบของวงจรรองความถี่ในโหมดต่างแสดงดังตารางที่ 5.1 ซึ่งผลการทดลองเมื่อแทนอุปกรณ์ต่างๆในรูปที่ 5.2 ด้วยตารางที่ 5.2 แล้วพบว่าตัววงจรสามารถให้สัญญาณขาออกเป็นไปตามรูปแบบของวงจรรองความถี่ในโหมดต่างๆ ดังที่ได้กล่าวในตารางที่ 5.2 จากที่ได้กล่าวมาแล้วจะเห็นได้ว่าตัววงจรสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้จริง

## บทที่ 6

# สรุปและวิจารณ์

### 6.1 บทสรุป

วงจรตามกระแสที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกได้เป็นสองวงจรคือวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งและวงจรตามกระแสในแบบที่สอง ซึ่งทั้งสองวงจรสามารถแบ่งออกเป็นวงจรย่อยได้สองวงจรคือวงจรตามกระแสชนิดบวกและวงจรตามกระแสชนิดลบ โดยในการพัฒนาที่ได้เป็นผลให้วงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งมีค่าความต้านทานขาออกมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแสที่อยู่บนพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.13 แต่ในขณะเดียวกันก็ทำให้ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นสามารถแก้ไขได้ด้วยวงจรตามกระแสในแบบที่สองในขณะที่ค่าความต้านทานขาออกของวงจรมีค่าเท่ากับวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งดังที่ได้แสดงการวิเคราะห์และผลการทดลองในบทที่ 4 นอกจากนี้ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามกระแสที่ได้รับการพัฒนาขึ้นก็มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ในส่วนช่วงการปฏิบัติงานของวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งจะขึ้นกับค่ากระแสไฟเลี้ยงคงที่ของวงจรเป็นอย่างมาก ในขณะที่วงจรตามกระแสในแบบที่สอง ช่วงการปฏิบัติงานจะมีค่าขึ้นอยู่กับการดันไฟเลี้ยงมากกว่า และจากการทดลองพบว่าวงจรตามกระแสแบบที่สองมีผลกระทบอันเนื่องมาจากแรงดันไฟเลี้ยงน้อยมากเมื่อเทียบกับผลการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟเลี้ยงในวงจรตามกระแสชนิดที่หนึ่ง ซึ่งจากที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งหมดพบว่าวงจรตามกระแสในแบบที่สองนี้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่งมากกว่าวงจรตามกระแสอย่างง่ายและวงจรตามกระแสในแบบที่หนึ่ง นอกจากนี้ในบทที่ 5 ยังได้กล่าวถึงตัวอย่างการนำวงจรตามกระแสมาประยุกต์ใช้งานในรูปแบบของวงจรรองความถี่ซึ่งผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าสามารถนำตัววงจรตามความถี่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์มาประยุกต์ใช้งานได้จริง

### 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยและพัฒนา

วงจรตามกระแสที่ได้เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ถึงแม้ว่าได้รับการพัฒนาปรับปรุงมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติมากยิ่งขึ้นกว่าวงจรตามกระแสอย่างง่ายแล้วก็ตาม แต่ขนาดของวงจรตามกระแสที่ได้เสนอทั้งสองแบบยังคงมีขนาดวงจรที่ค่อนข้างใหญ่ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรตามกระแสอย่างง่าย ดังนั้นในการพัฒนาจึงควรทำการออกแบบลดจำนวนอุปกรณ์ภายในวงจรให้ลดลง

## เอกสารอ้างอิง

- [ 1 ] Roubik Gregorian, Gabor C. Temes., **Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing**. John wiley & Sons, Inc 1986
- [ 2 ] Richard S. Muller, Theodore I. Kamins., **Device Electronics for Integrated Circuits**. 2<sup>nd</sup> Ed. John Wiley & Sons, Inc 1986
- [ 3 ] David A. Johns, Ken Martin. **Analog Integrated Circuit Design**. John Wiley & Sons, Inc. 1997
- [ 4 ] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg. **CMOS Analog Circuit Design**. New York. Holt. Rinehart and Winston, Inc. 1987
- [ 5 ] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith. **Microelectronic Circuits**. 4<sup>th</sup> Ed. New York. Oxford University Press, Inc. 1998
- [ 6 ] Yannis P. Tsividis. **Operation and Modeling of the MOS transistor**. New York McGraw- Hill, Inc. 1987
- [ 7 ] Microsim. **PSPICE User's Guide**. Irvine, California 1992
- [ 8 ] Randall L. Geiger, Phillip E. Allen, Noel R. Strader. **VLSI Design Technique for Analog and Design Circuits**. Singapore McGraw-Hill, Inc. 1990
- [ 9 ] กนก สมุทรรัตน์ “การประยุกต์ใช้งานวงจรสะท้อนกระแส” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534
- [ 10 ] วันชัย ธีร์รุจา “การออกแบบและสังเคราะห์วงจรมอดูลฟังก์ชันโดยใช้หลักการวงจรรวม” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2535
- [ 11 ] เกียรติศักดิ์ คมวัชร “การสร้างวงจรสายพานกระแสและวงจรแปลงความต้านทานค่าลบด้วย CMOS” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534
- [ 12 ] K.C.Smith, A. Sedra. “The current conveyor-A new circuit building block.” Proc. IEEE, August, 1968. pp. 1368-1369
- [ 13 ] Lidgey. F.J., “Current Followers”, Electronics and Wireless World, February 1984, pp. 40-43

- [ 14 ] C. Toumazou and F.J. Lidgley, "Accurate Current Follower", Electronics & Wireless World, V.91, 1985, pp.17-19
- [ 15 ] S.-I.Liu, J.-J. Chen, H.-W. Tsao, J.-H. Tsay., "Design of biquad filters with a single current follower", Proc. IEEE. Vol. 140. No.3, June 1993, pp.165-170
- [ 16 ] W. de Jager and J. Smit, " Application, design and symbolic analysis of a current follower", Electronic Circuits and Systems, Vol.1 No.2, January 1977, pp.79-84
- [ 17 ] Joseph N. Bananezhad and Roubik Gregorian., " A Programmable Gain/Loss Circuit", IEEE Solid-State Circuits, Vol. SC-22, No.6, December 1987, pp. 1082-1093
- [ 18 ] Shouli Yan and Edgar Sanchez-Sinencio., "Low voltage analog circuit design techniques: A. Tutorial", IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E83-A, No.2, February 2000, pp. 179-196
- [ 19 ] P.J. Crawley and G. W. Roberts., "High-swing MOS current mirror with arbitrarily high output resistance", Electronics Letters, Vol.28, No.4 February 1992, pp.361-363
- [ 20 ] Surakamponorn, W. , Riewruja, V., Kumwachara, K., and Dejhan, K., " Accurate CMOS-based current conveyor" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement , 1991, 40, 699-702
- [ 21 ] E.M. Drakakis, C.A. Karybakas, "A multiple output active filter based on current followers", Int. J. Electronics, 1999, Vol.86,No.2, 141-151
- [ 22 ] กอบชัย เดชหาญ, พเยาว์ รูปเหลือง, นภัทร สระเอี่ยม, เชื้อ นกอยู่ และ ชัยรินทร์ สุนย์ขัน, " วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส" ,วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่16, ฉบับที่ 2 มิถุนายน, 2542
- [ 23 ] S. Wilson, "Recent developments in current conveyors and current-mode circuits", IEE proceedings, Vol. 137, Pt. G, No.2 April 1990
- [ 24 ] Niko Bel., "A high precision monolithic current follower" ,IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-13, No.3, June, 1978

## ภาคผนวก ก.

### ก.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการของกระแสขาเข้าวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง

ในการวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการของกระแสขาเข้าของวงจรตามกระแสชนิดที่หนึ่งนี้ทำได้โดยการพิจารณาการทำงานในรูปที่ 4.2 โดยพิจารณาแยกระหว่างมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพี ในกรณีของมอสเฟตชนิดเอ็น เมื่อพิจารณาถึงแรงดันเกตซอร์ทของมอสเฟตในแต่ละตัวจะได้สมการสำหรับมอสเฟต M2, M5 และ M6 ได้ดังนี้

$$V_{GS6} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'_N A_1}} \quad (\text{ก.1.1})$$

$$V_{GS5} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'_N A_2}} \quad (\text{ก.1.2})$$

$$V_{GS2} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_N A_{BN}}} \quad (\text{ก.1.3})$$

จากรูปที่ 4.2 สามารถหาแรงดันเดรนซอร์ทของมอสเฟต M6 ได้ดังนี้

$$V_{DS6} = V_{GS2} - V_{GS5} \quad (\text{ก.1.4})$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการ (ก.1.2) และ (ก.1.3) แทนในสมการ (ก.1.4) ได้แรงดันเดรนซอร์ทของมอสเฟต M6 ในรูปของกระแสไฟเลี้ยงดังนี้

$$V_{DS6} = \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_N A_{BN}}} - \sqrt{\frac{2I_N}{K'_N A_2}} \quad (\text{ก.1.5})$$

จากรูปที่ 4.2 สามารถหาแรงดันเดรนซอร์ทของมอสเฟต M5 ได้ดังนี้

$$V_{DS5} = V_{GS6} - V_{DS6} \quad (\text{ก.1.6})$$

นำสมการ (ก.1.2) และ (ก.1.5) แทนในสมการ (ก.1.6) จะได้แรงดันครนเซอร์ทของมอสเฟท M5 ในรูปของกระแสดังนี้

$$V_{DSS} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'_N} \left( \frac{\sqrt{A_1} + \sqrt{A_2}}{\sqrt{A_1 A_2}} \right)} - \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_N A_{BN}}} \quad (\text{ก.1.7})$$

เมื่อ  $A_1 = (W/L)_{6,10}$   
 $A_2 = (W/L)_{5,9}$   
 $A_{BN} = (W/L)_2$   
 $K'_N = \text{Transistor Transconductance Parameter}$   
 $V_{TN} = \text{Transistor Threshold Voltage}$

เนื่องจากในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการให้มอสเฟททุกตัวทำงานอยู่ในช่วงอิมิต์วตั้งนั้นมอสเฟททุกตัวจะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขดังนี้

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN} \quad (\text{ก.1.8})$$

ดังนั้นเพื่อให้มอสเฟทM5 อยู่ภายใต้เงื่อนไขของสมการ(ก.1.8) นำสมการ(ก.1.2) และสมการ(ก.1.7) แทนในสมการ(ก.1.8) ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_N$  กับกระแส  $I_{bias}$  ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้มอสเฟทM5 ทำงานอยู่ในช่วงอิมิต์วเมื่อ

$$\sqrt{\frac{2I_N}{K'_N A_1}} \geq \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_N A_{BN}}} + V_{TN} \quad (\text{ก.1.9})$$

กรณีของมอสเฟทM6 ทำงานในช่วงอิมิต์วเช่นเดียวกับมอสเฟทM5 ดังนั้นนำสมการ(ก.1.1) และสมการ(ก.1.5) แทนในสมการ(ก.1.8) ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_N$  กับกระแส  $I_{bias}$  ซึ่งเป็นซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้มอสเฟทM6 ทำงานในช่วงอิมิต์วดังนี้

$$\sqrt{\frac{2I_N}{K'_N} \left( \frac{\sqrt{A_1} + \sqrt{A_2}}{\sqrt{A_1 A_2}} \right)} \leq \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_N A_{BN}}} \quad (\text{ก.1.10})$$

ในกรณีของมอสเฟทชนิดพีสามารถหาช่วงการปฏิบัติงานของการกระแสขาเข้าได้โดยพิจารณาจากวงจรในรูปที่4.2 ในกรณีของมอสเฟทชนิดพีนี้จะพิจารณาการทำงานของมอสเฟท M1,

M3 และ M4 ให้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมิตัว โดยเงื่อนไขของการทำงานของมอสเฟตชนิดพีในช่วงอิมิตัวตามสมการ(ก.1.8) โดยในกรณีของมอสเฟตชนิดพีนี้มีค่า แรงดันเดรนซอร์ท, แรงดันเกตซอร์ท และแรงดันซิดเริ่มมีค่าเป็นลบ และเนื่องจากตัววงจรมีความสมมาตรกันระหว่างมอสเฟตชนิดเอ็นและมอสเฟตชนิดพี ดังนั้นจะได้เงื่อนไขที่ทำให้มอสเฟตM3 และมอสเฟตM8 ทำงานในช่วงอิมิตัวแล้วจะได้รับความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_p$  กับกระแส  $I_{bias}$  คือ

$$\sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_p A_{BP}}} \geq \sqrt{\frac{2I_p}{K'_p} \left( \frac{\sqrt{A_7} + \sqrt{A_8}}{\sqrt{A_7 A_8}} \right)} \quad (ก.1.11)$$

เงื่อนไขที่ทำให้มอสเฟตM8 ทำงานในช่วงอิมิตัว

$$\sqrt{\frac{2I_p}{K'_p A_7}} \geq \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_p A_{BP}}} + V_{TP} \quad (ก.1.12)$$

เมื่อ  $A_7 = (W/L)_{3,7}$   
 $A_8 = (W/L)_{4,8}$   
 $A_{BP} = (W/L)_1$   
 $K'_p = \text{Transistor Transconductance Parameter}$   
 $V_{TP} = \text{Transistor Threshold Voltage}$

ในกรณีมอสเฟตชนิดเอ็นถ้ากำหนดให้  $A_1 = A_2 = A_{BN} = A_N$  ดังนั้นสามารถเขียนสมการ(ก.1.9) และ(ก.1.10) ได้ใหม่เป็นสมการ(ก.1.13) และ(ก.1.14) ตามลำดับ

$$\sqrt{\frac{2I_N}{K'_n A_N}} \geq \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_n A_N}} + V_{TN} \quad (ก.1.13)$$

$$2\sqrt{\frac{2I_N}{K'_n A_N}} \leq \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_n A_N}} \quad (ก.1.14)$$

ยกกำลังสองสมการ(ก.1.13) และสมการ(ก.1.14) ได้สมการ(ก.1.15) และสมการ(ก.1.16) ตามลำดับ สมการที่ได้นี้เป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสของมอสเฟตชนิดเอ็นกับกระแสไฟเลี้ยงวงจรภายใต้เงื่อนไขขอบเขตที่ว่ามอสเฟตทุกตัวต้องทำงานในช่วงอิมิตัวดังนี้

$$I_N \geq I_{bias} + 2\sqrt{BI_{bias}} + \frac{B}{2} \quad (ก.1.15)$$

$$\text{เมื่อ } B = K'_N A_N V_{TN}^2$$

$$I_N \leq \frac{I_{bias}}{4} \quad (ก.1.16)$$

นั่นคือ ได้เงื่อนไขของกระแส ณ จุดเข้าของวงจรในกรณีที่กระแสมีทิศทางไหลเข้าวงจร

$$I_{bias} + 2\sqrt{BI_{bias}} + \frac{B}{2} \leq I_N \leq \frac{I_{bias}}{4} \quad (ก.1.17)$$

ในกรณีของมอสเฟทชนิดพี ถ้าเรากำหนดให้  $A_7 = A_8 = A_{BP} = A_P$  แล้ว ดังนั้นสามารถเขียนสมการ(ก.1.11) และสมการ(ก.1.12) ได้ใหม่เป็นสมการ(4.27) และ(4.28) ตามลำดับดังนี้

$$\sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_P A_P}} \geq 2\sqrt{\frac{2I_P}{K'_P A_P}} \quad (ก.1.18)$$

$$\sqrt{\frac{2I_P}{K'_P A_P}} \geq \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K'_P A_P}} + V_{TP} \quad (ก.1.19)$$

ยกกำลังสองสมการ (ก.1.18) และสมการ(ก.1.19) ได้สมการ(ก.1.20) และสมการ(ก.1.21) ตามลำดับลำดับ ซึ่งสมการที่ได้นี้เป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสของมอสเฟทชนิดพีกับกระแสเลี้ยงวงจรภายใต้เงื่อนไขขอบเขตที่ว่ามอสเฟททุกตัวต้องทำงานในช่วงอิมิต์วดังนี้

$$I_P \leq \frac{I_{bias}}{4} \quad (ก.1.20)$$

$$I_P \geq I_{bias} + 2\sqrt{CI_{bias}} + \frac{C}{2} \quad (ก.1.21)$$

$$\text{เมื่อ } C = K'_P A_P V_{TP}^2$$

นั่นคือจะได้เงื่อนไขของกระแส ณ จุดเข้าของวงจรในกรณีที่กระแสมีทิศทางไหลเข้าวงจร

$$I_{bias} + 2\sqrt{CI_{bias}} + \frac{C}{2} \leq I_p \leq \frac{I_{bias}}{4} \quad (ก.1.22)$$

ณ จุดเข้าของวงจรสามารถเขียนความสัมพันธ์ที่โหนดนี้ ระหว่างกระแสสัญญาณขาเข้ากับกระแส  $I_N$  และกระแส  $I_p$  ของกระแสสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$I_{IN} = I_p - I_N \quad (ก.1.23)$$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของ  $I_N$  กับ  $I_{bias}$  คือ

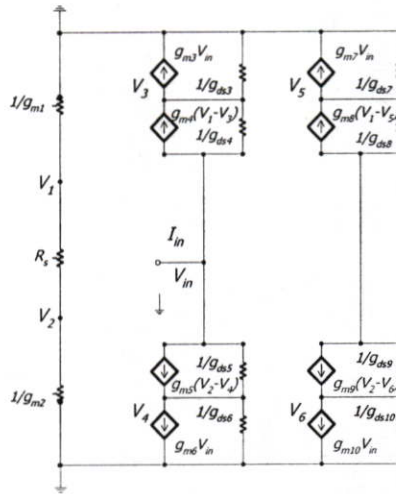
$$-\left(\frac{3I_{bias}}{4} + 2\sqrt{BI_{bias}} + \frac{B}{2}\right) \leq I_{IN-} \leq \frac{3I_{bias}}{4} + 2\sqrt{CI_{bias}} + \frac{C}{2} \quad (ก.1.24)$$

หรือประมาณได้เป็น

$$-\frac{3I_{bias}}{4} \leq I_{IN-} \leq \frac{3I_{bias}}{4} \quad (ก.1.25)$$

**ก.2 วิเคราะห์ความต้านทานขาเข้าวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง**

เมื่อพิจารณารูปวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดบวกในรูปที่ 4.1 และชนิดลบในรูปที่ 4.2 พบว่ามีรูปแบบของวงจรในส่วนวงจรขาเข้าเหมือนกันดังนั้นสามารถพิจารณาค่าความต้านทานรวมกันได้ โดยการเขียนรูปวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) ดังแสดงในรูปที่ ก.1 โดยการใช้กฎของ KCL สามารถเขียนความสัมพันธ์ที่ Node ต่างๆของวงจรได้สมการดังต่อไปนี้



**รูปที่ ก.1** วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร

Node V1

$$\left( g_{m1} + \frac{1}{R_s} \right) V_1 - \frac{V_1}{R_s} = 0 \tag{ก.2.1}$$

Node V2

$$\left( g_{m2} + \frac{1}{R_s} \right) V_2 - \frac{V_1}{R_s} = 0 \tag{ก.2.2}$$

Node V3

$$(g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4}) V_3 + (g_{m3} - g_{ds4}) V_{in} - g_{m4} V_1 = 0$$

โดยสมการในโหนด V3 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_3 = \frac{(g_{ds4} - g_{m3})V_{in} + g_{m4}V_1}{g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4}} \quad (\text{ก.2.3})$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5})V_4 + (g_{m6} - g_{ds5})V_{in} - g_{m6}V_2 = 0$$

โดยสมการในโหนด V4 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_4 = -\frac{(g_{ds5} - g_{m6})V_{in} + g_{m5}V_2}{g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5}} \quad (\text{ก.2.4})$$

จากสมการ(ก.2.1) และ(ก.2.2) พบว่าค่าแรงดัน V1 และ V2 มีค่าเท่ากับศูนย์

Node Vin

$$(g_{ds4} + g_{ds5})V_{in} + g_{m4}(V_1 - V_3) + g_{m5}(V_2 - V_4) - g_{ds4}V_3 - g_{ds5}V_4 = I_{in} \quad (\text{ก.2.5})$$

เมื่อนำค่าในสมการที่ (ก.2.3) ถึง (ก.2.4) แทนในสมการของ(ก.2.5) ได้ค่าดังนี้

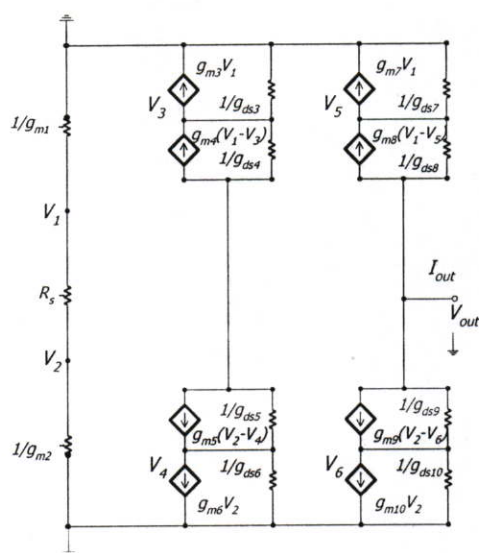
$$I_{in} = \left[ (g_{ds4} + g_{ds5}) + \frac{(g_{m4} + g_{ds4})(g_{m3} - g_{ds3})}{g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4}} + \frac{(g_{m5} + g_{ds5})(g_{m6} - g_{ds5})}{g_{ds6} + g_{ds5} + g_{m5}} \right] V_{in}$$

ดังนั้น ได้ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรมีค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \cong \frac{1}{g_{m3} \left[ \frac{g_{m4} + g_{ds4}}{g_{m4} + g_{ds4} + g_{ds3}} \right] + g_{m6} \left[ \frac{g_{m5} + g_{ds5}}{g_{m5} + g_{ds5} + g_{ds6}} \right]} \quad (\text{ก.2.6})$$

### ก.3 วิเคราะห์ความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดบวก

ในการวิเคราะห์หาความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดบวกแสดงดังรูปที่ 4.1 สามารถกระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายสัญญาณทดสอบเข้า ณ จุดออกของวงจรที่โหนด  $V_{test}$  แหล่งจ่ายทดสอบนี้ทำให้เกิดกระแส  $I_{test}$  ไหลเข้าสู่ตัววงจร ทำให้สามารถเขียนวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ ก.2 และสามารถเขียนสมการตาม Node ต่างๆ ตามกฎของ KCL ดังนี้



รูปที่ ก.2 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดบวก สำหรับการวิเคราะห์ความต้านทานขาออกของวงจร

Node V1

$$\left(g_{m1} + \frac{1}{R_s}\right)V_1 - \frac{V_2}{R_s} = 0 \quad (\text{ก.3.1})$$

Node V2

$$\left(g_{m2} + \frac{1}{R_s}\right)V_2 - \frac{V_1}{R_s} = 0 \quad (\text{ก.3.2})$$

Node V3

$$(g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4})V_3 + (g_{m3} - g_{ds4})V_{in} - g_{m4}V_1 = 0$$

โดยสมการในโหนด V3 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_3 = \frac{-(g_{m3} - g_{ds4})V_{in} + g_{m4}V_1}{g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4}} \quad (\text{ก.3.3})$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6})V_4 + gm_6V_{in} - gm_5(V_2 - V_4) - g_{ds5}V_{in} = 0$$

โดยสมการในโหนด V4 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_4 = \frac{-(g_{m6} - g_{ds5})}{g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5}} V_{in} \quad (\text{ก.3.4})$$

Node Vin

$$(g_{ds4} + g_{ds5})V_{in} + g_{m4}(V_1 - V_3) - g_{m5}(V_2 - V_4) - g_{ds4}V_3 - g_{ds5}V_4 = 0 \quad (\text{ก.3.5})$$

จากสมการ(ก.3.1) ถึง(ก.3.4) แทนลงในสมการ(ก.3.5) พบว่า  $V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = V_{in} = 0$

Node V5

$$(g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m8})V_5 + g_{m7}V_{in} - g_{m8}V_{test} - g_{m8}V_1 = 0$$

โดยสมการในโหนด V5 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_5 = \frac{g_{ds8}}{g_{ds8} + g_{ds7} + g_{m8}} V_{test} \quad (\text{ก.3.6})$$

Node V6

$$(g_{ds9} + g_{ds10} + g_{m9})V_6 + g_{m10}V_{in} - g_{m9}V_{test} - g_{93}V_2 = 0$$

โดยสมการในโหนด V6 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_6 = \frac{g_{ds9}}{g_{ds9} + g_{ds10} + g_{m9}} V_{test} \quad (\text{ก.3.7})$$

Node Vtest

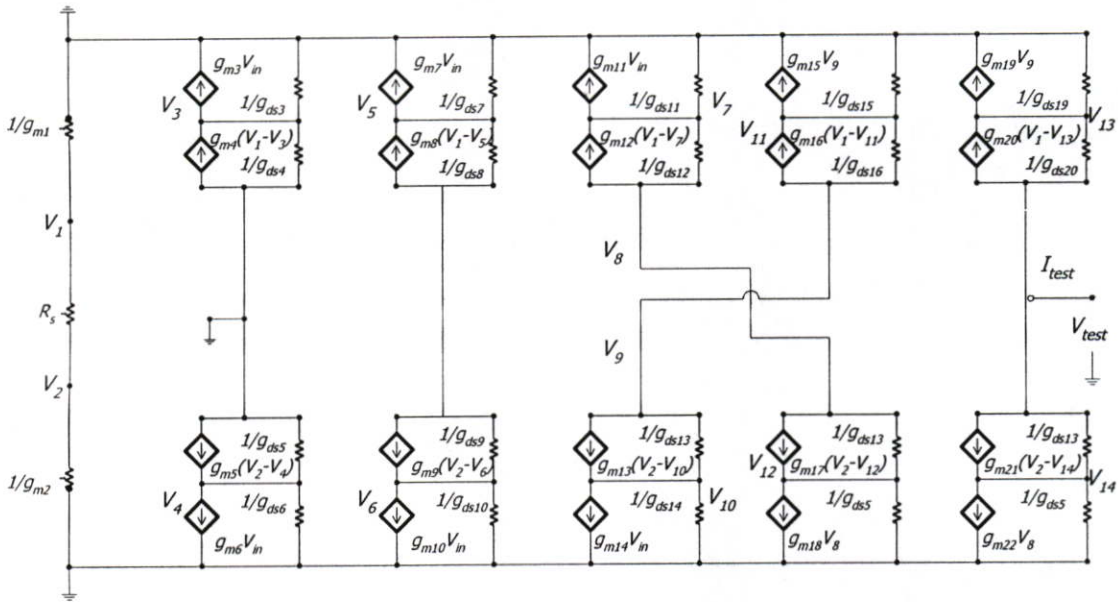
$$I_{test} = g_{m8}(V_1 - V_5) + g_{m9}(V_2 - V_6) + g_{ds8}(V_{test} - V_5) + g_{ds9}(V_{test} - V_6) \quad (\text{ก.3.8})$$

แทนค่าศักดาต่างๆจากสมการ(ก.3.1)ถึง(ก.3.7) ในสมการที่(ก.3.8) ได้สมการความต้านทานขาออก

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{1}{g_{ds7} \left[ \frac{g_{ds8}}{g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m8}} \right] + g_{ds10} \left[ \frac{g_{ds9}}{g_{ds9} + g_{ds10} + g_{m9}} \right]} \quad (\text{ก.3.9})$$

ก.4 วิเคราะห์ความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดลบ

ในการหาความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดลบดังรูปที่ 4.2 กระทำได้เช่นเดียวกับการหาค่าความต้านทานขาออกของวงจรตามกระแสชนิดบวกนั่นคือ โดยการป้อนแหล่งจ่ายสัญญาณทดสอบเข้า ณ จุดออกของสัญญาณที่โหนด  $V_{test}$  แหล่งจ่ายทดสอบนี้จะทำให้เกิดกระแส  $I_{test}$  ไหลเข้าสู่ตัววงจร และแทนแหล่งจ่ายอิสระอื่นๆ ในวงจรด้วยค่าความต้านทานเสมือนของแหล่งจ่ายอื่นๆ และสามารถเขียนวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสชนิดลบ สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานขาออกของวงจร

Node V1

$$\left( g_{m1} + \frac{1}{R_s} \right) V_1 - \frac{V_2}{R_s} = 0 \tag{ก.4.1}$$

Node V2

$$\left( g_{m2} + \frac{1}{R_s} \right) V_2 - \frac{V_1}{R_s} = 0 \tag{ก.4.2}$$

Node V3

$$(g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4})V_3 + (g_{m3} - g_{ds4})V_{in} - g_{m4}V_1 = 0$$

โดยสมการในโหนด V3 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_3 = \frac{-(g_{m3} - g_{ds4})V_{in} + g_{m4}V_1}{g_{ds3} + g_{ds4} + g_{m4}} \quad (\text{ก.4.3})$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6})V_4 + g_{m6}V_{in} - g_{m5}(V_2 - V_4) - g_{ds5}V_{in} = 0$$

โดยสมการในโหนด V4 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_4 = \frac{-(g_{m6} - g_{ds5})}{g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5}} V_{in} \quad (\text{ก.4.4})$$

Node Vin

$$(g_{ds4} + g_{ds5})V_{in} + g_{m4}(V_1 - V_3) - g_{m5}(V_2 - V_4) - g_{ds4}V_3 - g_{ds5}V_4 = 0 \quad (\text{ก.4.5})$$

นำสมการที่(ก.4.1) ถึง(ก.4.4) แทนลงในสมการ(ก.4.5) พบว่า  $V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = V_{in} = 0$  ดังนั้นเมื่อนำค่าแรงดันเหล่านี้แทนในสมการอื่นๆในวงจรที่มีแรงดันเหล่านี้เกี่ยวข้องกับได้สมการ

Node V11

$$(g_{ds15} + g_{ds16})V_{11} - g_{m16}(V_1 - V_{11}) + g_{m15}V_{in} - g_{ds16}V_{test} = 0$$

โดยสมการในโหนด V11 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_{11} = \frac{g_{ds16}}{g_{ds15} + g_{ds16} + g_{m16}} V_{test} \quad (\text{ก.4.6})$$

Node V12

$$(g_{ds17} + g_{ds18})V_{12} - g_{m17}(V_2 - V_{12}) + g_{m18}V_{in} - g_{ds17}V_{test} = 0$$

โดยสมการใน โหนด V12 สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$V_{12} = \frac{g_{ds17}}{g_{ds17} + g_{ds18} + g_{m17}} V_{test} \quad (ก.4.7)$$

Node Vtest

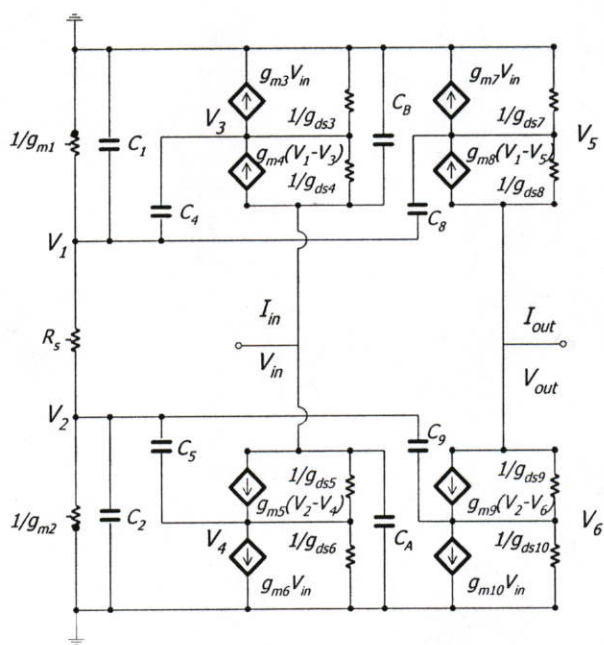
$$(g_{ds16} + g_{ds17})V_{test} - (g_{ds16} + g_{m16})V_{11} - (g_{ds17} + g_{m17})V_{12} = I_{test} \quad (ก.4.8)$$

เมื่อแทนค่าศักดาต่างๆจากสมการ(ก.4.6) และ (ก.4.7) ในสมการ(ก.4.8) ได้

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{1}{g_{ds16} \left[ \frac{g_{ds15}}{g_{ds15} + g_{ds16} + g_{m16}} \right] + g_{ds17} \left[ \frac{g_{ds18}}{g_{ds17} + g_{ds18} + g_{m17}} \right]} \quad (ก.4.9)$$

ก.5 วิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดบวก

วงจรตามกระแสชนิดบวกดังรูปที่ 4.1 สามารถการเขียนวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กได้ดังในรูปที่ ก.4 และจากรูปสามารถเขียนสมการ โหนดต่างๆ ได้โดยอาศัยกฎของ KCL ดังนี้



รูปที่ ก.4 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสชนิดบวก สำหรับวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ของวงจร

Node V1

$$\left( g_{m1} + \frac{1}{R_s} + c_{x1}s \right) V_1 - c_4 s V_3 - c_8 s V_5 - \frac{V_2}{R_s} = 0 \tag{ก.5.1}$$

โดย  $c_{x1} = c_4 + c_8$

Node V2

$$\left( g_{m2} + \frac{1}{R_s} + c_{y1}s \right) V_2 - c_5 s V_4 - c_9 s V_6 - \frac{V_1}{R_s} = 0 \tag{ก.5.2}$$

โดย  $c_{y1} = c_5 + c_9$

Node V3

$$(g_{ds3} + g_{ds4} + c_4s + g_{m4})V_3 + (g_{m3} - g_{ds4})V_{in} - (g_{m4} + c_4s)V_1 = 0 \quad (ก.5.3)$$

Node Vin

$$(g_{ds4} + g_{ds5} + (c_A + c_B)s)V_{in} - (g_{m4} + g_{ds4})V_3 - (g_{m5} + g_{ds5})V_4 + g_{m4}V_1 + g_{m5}V_2 = I_{in} \quad (ก.5.4)$$

$$\text{โดย } c_A = c_6 + c_{10} \text{ และ } c_B = c_3 + c_7$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6} + c_5s + g_{m5})V_4 + (g_{m6} - g_{ds5})V_{in} - (g_{m5} + c_5s)V_2 = 0 \quad (ก.5.5)$$

Node V5

$$(g_{ds7} + g_{ds8} + c_8s + g_{m8})V_5 + g_{m7}V_{in} - (g_{m8} + c_8s)V_1 - g_{ds8}V_{out} = 0 \quad (ก.5.6)$$

Node Vout

$$g_{m8}V_1 + g_{m9}V_2 + (g_{ds9} + g_{ds8})V_{out} - (g_{m8} + g_{ds8})V_5 - (g_{m9} + g_{ds9})V_6 = I_{out} \quad (ก.5.7)$$

Node V6

$$(g_{ds9} + g_{ds10} + c_9s + g_{m9})V_6 + g_{m10}V_{in} - (g_{m9} + c_9s)V_2 - g_{ds9}V_{out} = 0 \quad (ก.5.8)$$

เนื่องจาก  $g_{ds}$  เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับ  $g_m$  แล้ว พบว่ามีค่าน้อยกว่ากันมาก ดังนั้นในการพิจารณาเพื่อหาผลตอบสนองความถี่นี้ สามารถประมาณให้  $g_{ds}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ทำให้สมการ (ก.5.1) ถึง (ก.5.8) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้

จากสมการ(ก.5.3) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_3 = \frac{(g_{m4} + c_4 s)V_1 - g_{m3}V_{in}}{(c_4 s + g_{m4})} \quad (\text{ก.5.9})$$

จากสมการ(ก.5.4) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_4 = \frac{(g_{m5} + c_5 s)V_2 - g_{m6}V_{in}}{(c_5 s + g_{m5})} \quad (\text{ก.5.10})$$

จากสมการ(ก.5.5) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_5 = \frac{(g_{m8} + c_8 s)V_1 - g_{m7}V_{in}}{(c_8 s + g_{m8})} \quad (\text{ก.5.11})$$

จากสมการ(ก.5.8) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_6 = \frac{(g_{m9} + c_9 s)V_2 - g_{m10}V_{in}}{(c_9 s + g_{m9})} \quad (\text{ก.5.12})$$

แทนสมการ(ก.5.9) และ(ก.5.10) ลงในสมการ(ก.5.4) ได้เป็น

$$\left[ \frac{s(c_A + c_B)(sc_4 + g_{m4})(sc_5 + g_{m5}) + g_{m3}g_{m4}(sc_5 + g_{m5}) + g_{m5}g_{m6}(sc_4 + g_{m4})}{(sc_4 + g_{m4})(sc_5 + g_{m5})} \right] V_{in} = I_{in} \quad (\text{ก.5.13})$$

แทนสมการ (ก.5.11) และ(ก.5.12) ลงในสมการ(ก.5.7) ได้เป็น

$$\left[ \frac{g_{m7}g_{m8}(sc_9 + g_{m9}) + g_{m9}g_{m10}(sc_8 + g_{m8})}{(sc_8 + g_{m8})(sc_9 + g_{m9})} \right] V_{in} = I_{out} \quad (\text{ก.5.14})$$

โดยการประมาณว่า  $(sc_4 + g_{m4})(sc_5 + g_{m5}) \cong (sc_8 + g_{m8})(sc_9 + g_{m9})$  ดังนั้นเมื่อนำสมการ(ก.5.14) หาคำสมการ(ก.5.13) ได้สมการการส่งผ่านของวงจรตามกระแสชนิดบวกดังสมการ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m7}g_{m8}(sc_9 + g_{m9}) + g_{m9}g_{m10}(sc_8 + g_{m8})}{s(c_A + c_B)(sc_4 + g_{m4})(sc_5 + g_{m5}) + g_{m3}g_{m4}(sc_5 + g_{m5}) + g_{m5}g_{m6}(sc_4 + g_{m4})} \quad (ก.5.15)$$

จากสมการ(ก.5.15) เพื่อให้สมการอยู่ในรูปร่างง่ายเพื่อหาพจน์ที่มีผลต่อการตอบสนองความถี่จึงทำการประมาณว่าค่า  $g_{mn} = g_{mp}$  และ  $C_{gsn} = C_{gsp}$  ดังนั้นประมาณสมการ(ก.5.15) ได้ใหม่เป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m7}g_{m8} + g_{m9}g_{m10}}{s(c_A + c_B)(sc_4 + g_{m4}) + g_{m3}g_{m4} + g_{m5}g_{m6}} \quad (ก.5.16)$$

**ก.6 วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่วงจรตามกระแสแบบที่หนึ่งชนิดลบ**

วงจรตามกระแสชนิดลบในรูปที่ 4.2 แทนด้วยวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต ความถี่สูงแทนตัวมอสเฟตทุกๆ ตัว นอกจากนี้แหล่งจ่ายอิสระในตัววงจรจะถูกแทนด้วยค่าความต้านทานเสมือน ได้วงจรในรูปที่ ก.5 และสามารถเขียนสมการที่โหนดต่างๆ ของวงจรเพื่อหาผลตอบสนองทางความถี่โดยอาศัยกฎของ KCL ดังนี้

Node V1

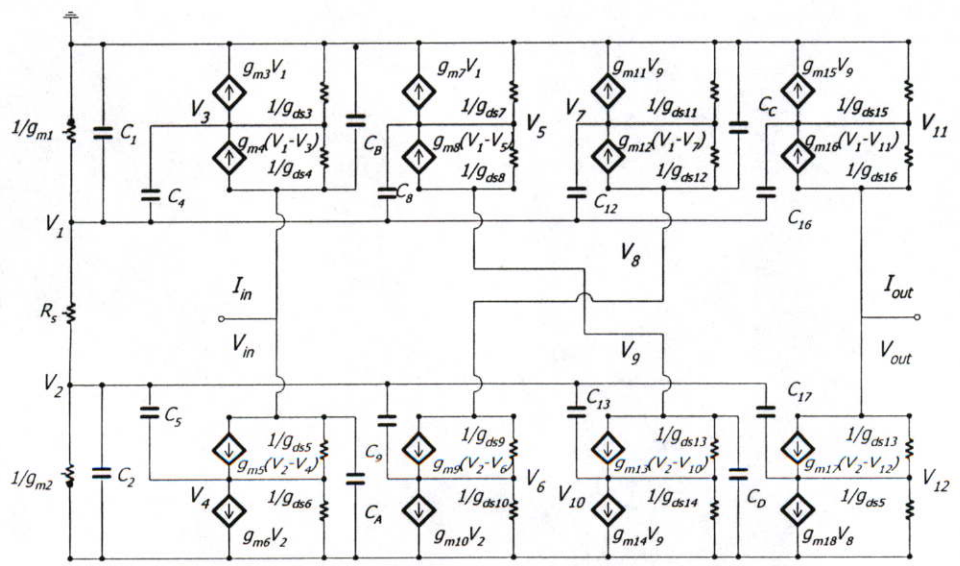
$$\left( g_{m1} + \frac{1}{R_s} + c_{x2}s \right) V_1 - c_4 s V_3 - c_8 s V_5 - c_{12} s V_7 - c_{16} s V_{11} - \frac{V_2}{R_s} = 0 \tag{ก.6.1}$$

โดย  $c_{x2} = C_1 + C_4 + C_8 + C_{12} + C_{16}$

Node V2

$$\left( g_{m2} + \frac{1}{R_s} + c_{y2}s \right) V_2 - c_5 s V_4 - c_9 s V_6 - c_{13} s V_{10} - c_{17} s V_{12} - \frac{V_1}{R_s} = 0 \tag{ก.6.2}$$

โดย  $c_{y2} = C_2 + C_5 + C_9 + C_{13} + C_{17}$



**รูปที่ ก.5** วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวิเคราะห์การตอบสนองต่อความถี่ของวงจรตามกระแสชนิดลบ

Node V3

$$(g_{ds3} + g_{ds4} + c_4 s)V_3 + g_{m3}V_{in} - g_{m4}(V_1 - V_3) - c_4 sV_1 - g_{ds4}V_{in} = 0 \quad (\text{ก.6.3})$$

Node Vin

$$(g_{ds4} + g_{ds5} + (c_A + c_B)s)V_{in} + g_{m4}(V_1 - V_3) - g_{m5}(V_2 - V_4) - g_{ds4}V_3 - g_{ds5}V_4 = I_{in} \quad (\text{ก.6.4})$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6} + c_5 s)V_4 + g_{m6}V_{in} - g_{m5}(V_2 - V_4) - c_5 sV_2 - g_{ds5}V_{in} = 0 \quad (\text{ก.6.5})$$

Node V5

$$(g_{ds7} + g_{ds8} + c_8 s)V_5 + g_{m7}V_{in} - g_{m8}(V_1 - V_5) - c_8 sV_1 - g_{ds12}V_8 = 0 \quad (\text{ก.6.6})$$

Node V8

$$(g_{ds8} + g_{ds13} + c_C s)V_8 + g_{m8}(V_1 - V_5) + g_{m13}(V_2 - V_{10}) - g_{ds8}V_7 - g_{ds13}V_{10} = 0 \quad (\text{ก.6.7})$$

$$\text{โดย } c_C = c_{14} + c_{18}$$

Node V9

$$(g_{ds9} + g_{ds12} + c_D s)V_9 + g_{m12}(V_1 - V_7) + g_{m9}(V_2 - V_6) - g_{ds9}V_6 - g_{ds12}V_9 = 0 \quad (\text{ก.6.8})$$

$$\text{โดย } c_D = c_{11} + c_{15}$$

Node V6

$$(g_{ds9} + g_{ds10} + c_9 s)V_6 + g_{m10}V_{in} - g_{m9}(V_2 - V_6) - c_9 sV_2 - g_{ds9}V_9 = 0 \quad (\text{ก.6.9})$$

Node V7

$$(g_{ds11} + g_{ds12} + c_{12}s)V_7 + g_{m11}V_9 - g_{m12}(V_1 - V_7) - c_{12}sV_1 - g_{ds12}V_9 = 0 \quad (ก.6.10)$$

Node V10

$$(g_{ds13} + g_{ds14} + c_{13}s)V_{10} + g_{m14}V_8 - g_{m13}(V_2 - V_{10}) - c_{13}sV_2 - g_{ds13}V_8 = 0 \quad (ก.6.11)$$

Node V11

$$(g_{ds15} + g_{ds16} + c_{16}s)V_{11} + g_{m15}V_9 - g_{m16}(V_1 - V_{11}) - c_{16}sV_1 - g_{ds16}V_{out} = 0 \quad (ก.6.12)$$

Node Vout

$$(g_{ds16} + g_{ds17})V_{out} + g_{m16}(V_1 - V_{11}) + g_{m17}(V_2 - V_{12}) = -I_{out} \quad (ก.6.13)$$

Node V12

$$(g_{ds18} + g_{ds18} + c_{17}s)V_{12} + g_{m18}V_8 - g_{m17}(V_2 - V_{12}) - c_{17}sV_2 - g_{ds17}V_{out} = 0 \quad (ก.6.14)$$

จากสมการ(ก.6.3) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_3 = \frac{-g_{m3}V_{in}}{(c_4s + g_{m4})} \quad (ก.6.15)$$

จากสมการ(ก.6.4) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_4 = \frac{-g_{m6}V_{in}}{(c_5s + g_{m5})} \quad (ก.6.16)$$

จากสมการ(ก.6.6) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_5 = \frac{-g_{m7}V_{in}}{(C_8s + g_{m8})} \quad (\text{ก.6.17})$$

จากสมการ(ก.6.9) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_6 = \frac{-g_{m10}V_{in}}{(C_9s + g_{m9})} \quad (\text{ก.6.18})$$

จากสมการ(ก.6.10) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_7 = \frac{-g_{m11}V_{in}}{(C_{12}s + g_{m12})} \quad (\text{ก.6.19})$$

จากสมการ(ก.6.11) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_{10} = \frac{-g_{m14}V_{in}}{(C_{13}s + g_{m13})} \quad (\text{ก.6.20})$$

จากสมการ(ก.6.8) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_9 = -\frac{(g_{m16} + C_{16}s)}{g_{m15}}V_{11} \quad (\text{ก.6.21})$$

จากสมการ(ก.6.7) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_8 = -\frac{(g_{m17} + C_{17}s)}{g_{m18}}V_{12} \quad (\text{ก.6.22})$$

แทนสมการ(ก.6.15) และ(ก.6.16) ลงในสมการ(ก.6.4) ได้เป็น

$$\left[ \frac{s(C_A + C_B)(g_{m4} + sC_4)(g_{m5} + sC_5) + g_{m5}g_{m4}(g_{m5} + sC_5) + g_{m5}g_{m6}(g_{m4} + sC_4)}{(g_{m4} + sC_4)(g_{m5} + sC_5)} \right] V_{in} = I_{in} \quad (\text{ก.6.23})$$

สมการ(ก.6.23) ทำการประมาณค่าสมการได้เป็น

$$I_{in} = \left[ \frac{s(C_A + C_B)(g_{m4} + sC_4) + g_{m5}g_{m4} + g_{m5}g_{m6}}{(g_{m4} + sC_4)} \right] V_{in} \quad (\text{ก.6.24})$$

แทนสมการ(ก.6.18) และ(ก.6.19) ลงในสมการ(ก.6.8) ได้เป็น

$$[sC_D(sC_{12} + g_{m12}) + g_{m11}g_{m12}] V_9 + \frac{g_{m9}g_{m10}(sC_{12} + g_{m12})}{sC_9 + g_{m9}} V_{in} = 0 \quad (\text{ก.6.25})$$

แทนสมการ(ก.6.21) ในสมการ(ก.6.25) จะได้เป็น

$$V_{11} = \frac{g_{m9}g_{m10}g_{m15}(sC_{12} + g_{m12}) V_{in}}{[sC_D(sC_{12} + g_{m12}) + g_{m11}g_{m12}](sC_9 + g_{m9})(sC_{16} + g_{m16})} \quad (\text{ก.6.26})$$

แทนสมการ(ก.6.17) และ(ก.6.20) ลงในสมการ(ก.6.7) ได้เป็น

$$[sC_C(sC_{13} + g_{m13}) + g_{m13}g_{m14}] V_8 + \frac{g_{m7}g_{m8}(sC_{13} + g_{m13})}{sC_8 + g_{m8}} V_{in} = 0 \quad (\text{ก.6.27})$$

แทนสมการ(ก.6.22) ในสมการ(ก.6.27) ได้เป็น

$$V_{12} = V_2 + \frac{g_{m7}g_{m8}g_{m18}(sC_{13} + g_{m13}) V_{in}}{[sC_C(sC_{13} + g_{m13}) + g_{m13}g_{m14}](sC_8 + g_{m8})(sC_{17} + g_{m17})} \quad (\text{ก.6.28})$$

แทนสมการ(ก.6.25) และ(ก.6.27) ลงในสมการ(ก.6.13) เป็น

$$\left( \frac{g_{m7}g_{m8}g_{m17}g_{m18}(sc_{13} + g_{m13})}{[sc_C(sc_{13} + g_{m13}) + g_{m13}g_{m14}](sc_8 + g_{m8})(sc_{17} + g_{m17})} + \frac{g_{m9}g_{m10}g_{m15}g_{m16}(sc_{12} + g_{m12})}{[sc_D(sc_{12} + g_{m12}) + g_{m11}g_{m12}](sc_9 + g_{m9})(sc_{16} + g_{m16})} \right) V_{in} = I_{out} \quad (\text{ก.6.29})$$

สมการ(ก.6.29) ทำการประมาณค่าสมการได้เป็น

$$\left( \frac{g_{m7}g_{m8}g_{m17}g_{m18}}{[sc_C(sc_{13} + g_{m13}) + g_{m13}g_{m14}](sc_8 + g_{m8})} + \frac{g_{m9}g_{m10}g_{m15}g_{m16}}{[sc_D(sc_{12} + g_{m12}) + g_{m11}g_{m12}](sc_{16} + g_{m16})} \right) V_{in} = I_{out} \quad (\text{ก.6.30})$$

นำสมการ(4.105) หาด้วยสมการ(4.99) ได้สมการการส่งผ่านเป็น

$$\frac{g_{m7}g_{m8}g_{m17}g_{m18} + g_{m9}g_{m10}g_{m15}g_{m16}}{[sc_D(sc_{12} + g_{m12}) + g_{m11}g_{m12}][s(c_A + c_B)(sc_4 + g_{m4}) + g_{m3}g_{m4} + g_{m5}g_{m6}]} \cong \frac{I_{out}}{I_{in}} \quad (\text{ก.6.31})$$

## ภาคผนวก ข.

### ข.1 วิเคราะห์ช่วงกระแสขาเข้าของวงจรถามกระแสแบบที่สอง

ช่วงปฏิบัติงานของวงจรถามกระแสสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 4.4 จากรูปเห็นได้ว่ากระแส  $I_{o2}$  และ  $I_{o4}$  มีทิศทางการไหลจ่ายแหล่งจ่ายไปยัง  $V_{SS}$  และเมื่อพิจารณาที่พอร์ทขาเข้าพบว่า ถ้ากระแส  $I_{in}$  มีทิศทางไหลเข้าสู่วงจรถามกระแสจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนคือส่วนที่หนึ่งทำให้เกิดกระแสเดรนของ M2 และอีกส่วนหนึ่งทำให้เกิดกระแสเดรนที่ M5 โดยกระแสเดรนที่ M2 นี้จะหยุดไหลเมื่อกระแส  $I_{in}$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ  $I_{o4}$  ทำให้กระแสที่เหลือทั้งหมดไหลเข้าไปที่ขาเดรนของ M5 และในกรณีที่กระแส  $I_{in}$  ไหลออกจากวงจรถามกระแสสองส่วนเช่นกันโดยส่วนแรกไหลมาจากกระแสเดรนของ M2 โดยมีค่าไม่เกิน  $I_{o2}$  และอีกส่วนมาจากกระแสเดรนของ M3 ซึ่งกระแสนี้สะท้อนไปยัง M4 แล้วออกไปปรากฏที่พอร์ทขาออกของวงจรถามกระแส จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นจะต้องทำให้แหล่งจ่ายกระแส  $I_{o2}$  และ  $I_{o4}$  มีค่าน้อยๆ เพื่อให้กระแสที่ M2 มีค่าน้อยๆ และในกรณีที่กระแสเดรนของ M2 มีค่าเท่ากับศูนย์แล้ว สามารถพิจารณาช่วงการทำงานของวงจรถามกระแสตามกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้างกับจุดของวงจรถามกระแสสะท้อนกระแส M3 และ M4 แบ่งออกได้เป็น 2 กรณีคือ

1. ในกรณีที่กระแส  $I_{in}$  ไหลเข้าสู่วงจรถามกระแส ในกรณีนี้จะไหลผ่านจุดของวงจรถามกระแสแบบช่วงปฏิบัติงานกว้างซึ่งต่ออยู่ในลักษณะ Current Sink ได้ดังนี้

$$V_{GS6} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'A_6}} \quad (\text{ข.1.1})$$

$$V_{GS5} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'A_5}} \quad (\text{ข.1.2})$$

เมื่อ  $A_5 = (W/L)_5$   
 $A_6 = (W/L)_6$   
 $K'_P = \text{Transistor Transconductance Parameter}$   
 $V_{TN} = \text{Transistor Threshold Voltage}$

จากรูปที่ 4.4 สามารถหาแรงดันเดรนซอร์ทของมอสเฟต M6 ได้จากสมการ

$$V_{DS6} = V_{bias} - V_{GS5} \quad (\text{ข.1.3})$$

แทนค่าสมการ(ข.1.1) และ(ข.1.2) ลงในสมการ(ข.1.3) ได้สมการ

$$V_{DS6} = V_{bias} - V_{TN} - \sqrt{\frac{2I_N}{K'A_5}} \quad (\text{ข.1.4})$$

จากรูปที่4.4 สามารถหาแรงดันครนซอร์ทของมอสเฟท $M_5$  ได้จากสมการ

$$V_{DS5} = V_{GS6} - V_{DS6} \quad (\text{ข.1.5})$$

แทนค่าสมการ(ข.1.1) และ(ข.1.4) ลงในสมการ(ข.1.5) ได้สมการ

$$V_{DS5} = -V_{bias} + 2V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'}} \left( \frac{1}{\sqrt{A_5}} + \frac{1}{\sqrt{A_6}} \right) \quad (\text{ข.1.6})$$

ในการออกแบบวงจรนี้ มอสเฟททุกตัวทำงานในช่วงอิมตัวซึ่งจะเป็นไปได้ เมื่อมอสเฟทชนิดเอ็นทุกตัวต้องทำงานอยู่ภายใต้เงื่อนไข  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN}$  ดังนั้น สำหรับมอสเฟท $M_5$  และ $M_6$  ภายใต้เงื่อนไขดังกล่าวดังสมการ

$$V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'}} \left( \frac{1}{\sqrt{A_5}} + \frac{1}{\sqrt{A_6}} \right) \leq V_{bias} \quad (\text{ข.1.7})$$

$$V_{bias} \leq 2V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_N}{K'A_5}} \quad (\text{ข.1.8})$$

จากสมการ(ข.1.6) กระแส  $I_{in}$  ที่น้อยที่สุดที่ยังคงทำให้ $M_5$  ทำงานอยู่ในช่วงอิมตัวได้เมื่อ

$$I_{N,\min} = \frac{K'}{2} A_5 (V_{bias} - V_{TN})^2 \left( \frac{\sqrt{A_5} + \sqrt{A_6}}{\sqrt{A_6/A_5}} \right) \quad (\text{ข.1.9})$$

และกระแสขาเข้า  $I_{in}$  ที่มากที่สุดที่ยังคงทำให้มอสเฟต M6 ยังคงทำงานในช่วงอิมตัวก็ต่อเมื่อ

$$I_{N,max} = \frac{K'}{2} A_6 (V_{bias} - 2V_{TN})^2 \quad (\text{ข.1.10})$$

2. ในกรณีที่กระแสป้อนเข้ามาไหลออกจากวงจร กระแสไหลผ่านมอสเฟต M3 ซึ่งต่ออยู่ในลักษณะของ Current Source โดยเงื่อนไขที่ทำให้มอสเฟต M3 ซึ่งเป็นมอสเฟตชนิดพียังคงทำงานอยู่ในช่วงอิมตัวคือ  $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{TP}$  ก็ต่อเมื่อกระแสมีค่า

$$I_{P,min} = \frac{K'_P}{2} A_3 (V_{GS3} - V_T)^2 \quad (\text{ข.1.11})$$

เนื่องจาก ณ จุดเข้าของสัญญาณสามารถเขียนสมการที่โหนดนี้ได้โดยอาศัยกฎของ KCL คือ

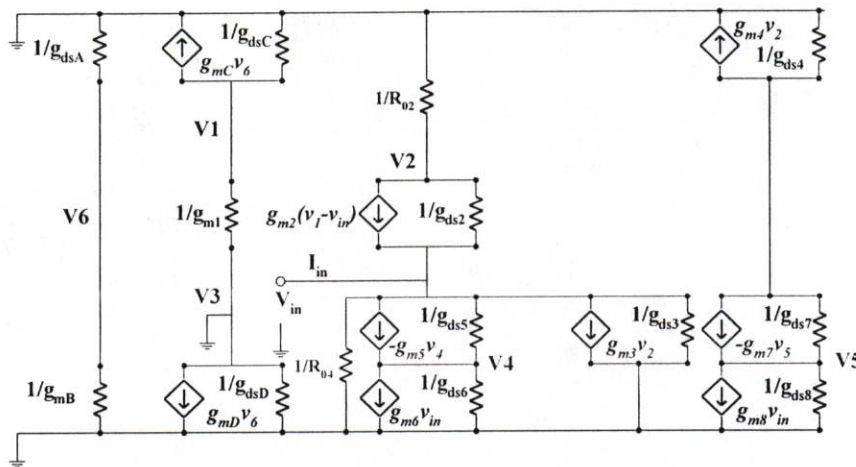
$$I_{IN} = I_N - I_P \quad (\text{ข.1.12})$$

ดังนั้นจากสมการ(ข.1.7) ถึง(ข.1.11) สามารถสรุปได้ว่าช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรคือ

$$\frac{K'}{2} A_5 (V_{bias} - V_T)^2 \left( \frac{\sqrt{A_5} + \sqrt{A_6}}{\sqrt{A_6/A_5}} \right) - \frac{K'_P}{2} A_3 (V_{GS3} - V_T)^2 \leq I_{in} \leq \frac{K'}{2} A_6 (V_{bias} - 2V_T)^2 \quad (\text{ข.1.13})$$

**ข.2 วิเคราะห์ความต้านทานขาเข้าวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวก**

ในการวิเคราะห์ความต้านทานขาเข้าของวงจรกระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายกระแสอิสระเข้า ณ จุดเข้าของวงจร แล้วทำการวัดแรงดันที่เกิดขึ้น โดยแหล่งจ่ายอื่นในวงจรสามารถตัดทิ้งได้โดยการแทนด้วยความต้านทานของแหล่งจ่ายนั้นๆ ตามอุดมคติ โดยจากรูปที่ 4.4 สามารถเขียนวงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ข.1 และสามารถเขียนสมการตามNodeต่างๆ ตามกฎของ KCL ได้เป็น



รูปที่ ข.1 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ความต้านทานขาเข้าวงจรตามกระแสแบบที่สอง

Node V1

$$(g_{dsC} + g_{m1})V_1 = 0 \tag{ข.2.1}$$

Node V2

$$\left(\frac{1}{R_{o2}} + g_{ds2}\right)V_2 - g_{ds2}V_{in} + g_{m2}(V_1 - V_{in}) = 0 \tag{ข.2.2}$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6})V_4 - g_{sd5}V_{in} + g_{m6}V_{in} = g_{m5}(V_{bias} - V_4) \tag{ข.2.3}$$

Node  $V_{in}$

$$\left( \frac{1}{R_{o4}} + g_{ds2} + g_{ds3} + g_{ds5} \right) V_{in} - g_{ds2} V_2 - g_{ds5} V_4 + g_{m3} V_2 + g_{m5} (V_{bias} - V_4) - g_{m2} (V_1 - V_{in}) = I_{in}$$

(ข.2.4)

จากสมการ(ข.1.1) ได้ค่าของแรงดัน  $V_1$  เท่ากับศูนย์นอกจากนี้สามารถแทนแรงดันของแหล่งจ่าย  $V_{bias}$  ได้ด้วยความต้านทานภายในของแรงดันผลคือ  $V_{bias} = 0$  ดังนั้นเมื่อทำการแทนค่า  $V_1$  และ  $V_{bias}$  ในสมการได้ค่าของแรงดันที่โหนดต่างๆ ดังนี้  
Node  $V_2$  สามารถหาค่าแรงดัน  $V_2$  ได้เป็น

$$V_2 = \frac{g_{m2} V_{in}}{g_{ds2}} \quad (ข.2.5)$$

Node  $V_4$  สามารถหาค่าแรงดัน  $V_4$  ได้เป็น

$$V_4 = \frac{(g_{ds5} - g_{m6}) V_{in}}{g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5}} \quad (ข.2.6)$$

แทนค่าสมการ(ข.2.5) และ(ข.2.6) ในสมการ(ข.1.4) ได้ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรเป็น

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{g_{ds2} (g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5})}{(g_{ds2} + g_{ds3} + g_{m2}) (g_{ds2} g_{ds5} + g_{m2} g_{m3} + g_{ds6} + g_{m5}) + g_{ds5} (g_{ds6} + g_{m5})}$$

$$\cong \frac{g_{ds2}}{(g_{ds2} g_{ds5} + g_{m2} g_{m3} + g_{ds6} + g_{m5})} \quad (ข.2.7)$$

สามารถประมาณ  $g_{ds2} g_{ds5}, g_{ds6}, g_{m5} \ll g_{m2} g_{m3}$  ดังนั้นค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรสามารถประมาณสมการได้เป็น

$$R_{in} = \frac{g_{ds2}}{g_{m2} g_{m3}} \quad (ข.2.8)$$

**ข.3 วิเคราะห์ความต้านทานขาออกวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวก**

ในการวิเคราะห์ความต้านทานขาออกกระทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายทดสอบที่โหนดขาออกของวงจรในรูปที่ 4.5 โดยแหล่งจ่ายอิสระอื่นๆ ในวงจรถูกแทนด้วยความต้านทานของแหล่งจ่ายนั้นๆ ตามอุดมคติ ทำให้เขียนวงจรเสมือนได้ดังรูปที่ข.2 โดยจากรูปสามารถเขียนสมการ KCL ตาม Node ต่างๆ ได้ดังนี้

Node V1

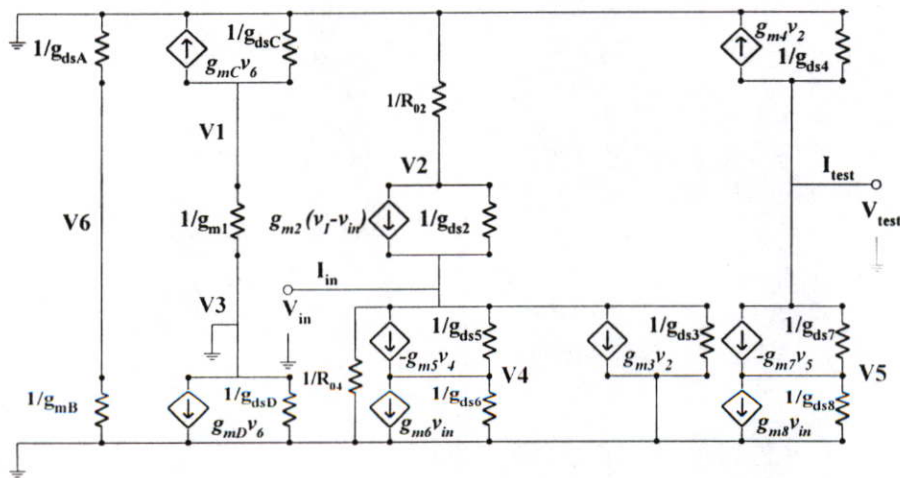
$$(g_{dsC} + g_{m1})V_1 = 0 \tag{ข.3.1}$$

Node V2

$$\left(\frac{1}{R_{o2}} + g_{ds2}\right)V_2 - g_{ds2}V_{in} + g_{m2}(V_1 - V_{in}) = 0 \tag{ข.3.2}$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6})V_4 - g_{sd5}V_{in} + g_{m6}V_{in} = g_{m5}(V_{bias} - V_4) \tag{ข.3.3}$$



รูปที่ ข.2 วงจรเสมือนสำหรับวิเคราะห์ความต้านทานขาออกวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวก

Node  $V_{in}$

$$\left( \frac{1}{R_{o4}} + g_{ds2} + g_{ds3} + g_{ds5} \right) V_{in} - g_{ds2} V_2 - g_{ds5} V_4 + g_{m3} V_2 + g_{m5} (V_{bias} - V_4) \quad (ข.3.4)$$

$$= g_{m2} (V_1 - V_{in})$$

Node  $V_5$

$$(g_{ds7} + g_{ds8}) - g_{ds7} V_{test} + g_{m8} V_{in} + g_{m7} V_5 = 0 \quad (ข.3.5)$$

Node  $V_{test}$

$$(g_{ds4} + g_{ds7}) V_{test} + g_{m4} V_2 - (g_{m7} + g_{ds7}) V_5 = I_{test} \quad (ข.3.6)$$

จากสมการ(ข.3.1) ถึง(ข.3.5) ได้ค่าของ แรงดัน  $V_1, V_2$  และ  $V_{bias}$  เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้สามารถแทนแรงดันของแหล่งจ่าย  $V_{bias}$  ได้ด้วยความต้านทานภายในของแรงดันผลคือ  $V_{bias}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเมื่อทำการแทน  $V_1, V_2, V_{in}$  และ  $V_{bias}$  ในสมการได้ค่าของแรงดันที่โหนดต่างๆ

Node  $V_5$  สามารถหาค่าแรงดันในรูปของ  $V_{test}$  ได้เป็น

$$V_5 = \frac{g_{ds7} V_{test}}{g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7}} \quad (ข.3.7)$$

แทนค่าแรงดัน  $V_2$  และ  $V_5$  ลงในสมการ(ข.3.6) ได้ค่าความต้านทานขาออกของวงจรเป็น

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7}}{g_{ds4} (g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7}) + g_{ds7} g_{ds8}} \quad (ข.3.8)$$



Node Vin

$$\left(\frac{1}{R_{o4}} + g_{ds2} + g_{ds3} + g_{ds5} + g_{m2}\right)V_{in} - (g_{ds5} + g_{m5})V_4 - (g_{ds2} - g_{m3})V_2 - g_{m2}V_1 = 0 \quad (ข.4.4)$$

Node V5

$$(g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7})V_5 - g_{ds7}V_8 + g_{m8}V_{in} = 0 \quad (ข.4.5)$$

Node V7

$$(g_{ds4} + g_{ds13} + g_{m13})V_7 + g_{m4}V_2 = 0 \quad (ข.4.6)$$

Node V8

$$(g_{ds7} + g_{ds10})V_8 - (g_{ds7} + g_{m7})V_5 - (g_{ds10} + g_{m10})V_9 = 0 \quad (ข.4.7)$$

Node V9

$$(g_{ds9} + g_{ds10} + g_{m10})V_9 - (g_{ds10} + g_{m9})V_8 = 0 \quad (ข.4.8)$$

Node V10

$$(g_{ds11} + g_{ds12} + g_{m12})V_{10} - g_{ds12}V_{test} + g_{m11}V_8 = 0 \quad (ข.4.9)$$

Node Vtest

$$(g_{ds12} + g_{ds14})V_{test} - (g_{ds12} + g_{m12})V_{10} + g_{m14}V_7 = I_{test} \quad (ข.4.10)$$

จากสมการ(ข.4.1) พบว่า  $V_1 = 0$  และสมการ(ข.4.2) เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$V_2 = \frac{(g_{ds2} + g_{m2})}{g_{ds2}} V_{in} \quad (ข.4.11)$$

จัดรูปสมการ(ข.4.3) ใหม่ดังนี้

$$V_4 = \frac{(g_{ds5} + g_{m6})}{(g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5})} V_{in} \quad (\text{ข.4.12})$$

แทนค่าสมการ(ข.4.11) และ(ข.4.12) ในสมการ(ข.4.4) จะได้ว่า แรงดัน  $V_{in} = 0$  ดังนั้น  $V_2 = V_4 = 0$  และจากสมการ(ข.4.6) แทนค่าแรงดัน  $V_2$  จะได้  $V_7 = 0$  และสมการ(ข.4.5) แทนค่า  $V_{in}$  และจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_5 = \frac{g_{ds7}}{(g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7})} V_8 \quad (\text{ข.4.13})$$

จากสมการ(ข.4.8) จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_9 = \frac{(g_{ds10} + g_{m9})}{(g_{ds9} + g_{ds10} + g_{m10})} V_8 \quad (\text{ข.4.14})$$

แทนค่าสมการ(ข.4.13) และ(ข.4.14) ลงในสมการ(ข.4.7) จะได้ว่า  $V_8 = 0$  และแทนค่าแรงดัน  $V_8$  ลงในสมการ(ข.4.9) ได้สมการ

$$V_{10} = \frac{g_{ds12}}{(g_{ds11} + g_{ds12} + g_{m12})} V_{test} \quad (\text{ข.4.15})$$

แทนค่าสมการ(4.153) ลงในสมการ(4.148) จะได้สมการของความต้านทานขาออก

$$R_{out} = \frac{V_{test}}{I_{test}} = \frac{g_{ds11} + g_{ds12} + g_{m12}}{g_{ds14}(g_{ds11} + g_{ds12} + g_{m12}) + g_{ds11}g_{ds12}} \quad (\text{ข.4.16})$$

**ข.5 วิเคราะห์การตอบสนองความถี่วงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวก**

จากรูปที่ 4.4 มอสมทุกตัวด้วยวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ข.4 แล้วทำการเขียนสมการด้วยกฎของ KCL ตามโหนดต่างๆ ได้ความสัมพันธ์ของสมการดังนี้

Node V1

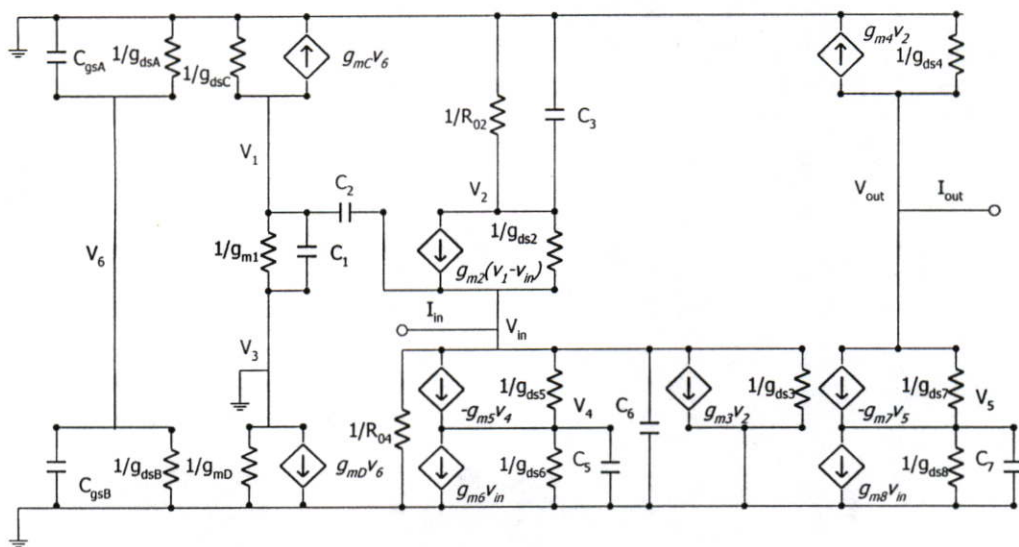
$$[(g_{m1} + g_{dsC} + s(C_1 + C_2))]V_1 - sC_2V_{in} + g_{mC}V_6 = 0 \quad (ข.5.1)$$

Node V2

$$\left(\frac{1}{R_{o2}} + g_{ds2} + sC_3\right)V_2 - (g_{ds2} + g_{m2})V_{in} + g_{m2}V_1 = 0 \quad (ข.5.2)$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5} + sC_5)V_4 - (g_{sd5} - g_{m6})V_{in} = 0 \quad (ข.5.3)$$



**รูปที่ ข.3** วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดบวกที่ความถี่สูง

Node  $V_{in}$

$$\left( \frac{1}{R_{o4}} + g_{ds2} + g_{ds3} + g_{ds5} + g_{m2} + s(C_2 + C_6) \right) V_{in} - (g_{ds2} - g_{m3})V_2 - (g_{ds5} + g_{m5})V_4 - (sC_2 + g_{m2})V_1 = I_{in} \quad (ข.5.4)$$

Node  $V_5$

$$(g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7} + sC_7)V_5 - g_{ds7}V_{out} + g_{m8}V_{in} = 0 \quad (ข.5.5)$$

Node  $V_{test}$

$$(g_{ds4} + g_{ds7})V_{out} + g_{m4}V_2 - (g_{ds7} + g_{m7})V_5 = I_{out} \quad (ข.5.6)$$

เนื่องจากค่า  $g_{ds1} \ll 0$  ดังนั้นจึงประมาณเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเมื่อตัดตัวแปรนี้ออกไปแล้วทำให้จัดรูปสมการความสัมพันธ์ของค่าแรงดันที่โหนดต่างๆ ใหม่ได้โดยที่ Node  $V_1$  ได้ค่าแรงดัน  $V_1$  ได้เป็น

$$V_1 = \frac{sC_2V_{in}}{g_{m1} + s(C_1 + C_2)} \quad (ข.5.7)$$

Node  $V_2$  จะได้ค่าแรงดัน  $V_2$  เป็น

$$V_2 = \frac{g_{m2}V_{in}}{sC_3} \quad (ข.5.8)$$

Node  $V_4$  จะได้ค่าแรงดัน  $V_4$  เป็น

$$V_4 = -\frac{g_{m6}V_{in}}{g_{m5} + sC_5} \quad (ข.5.9)$$

Node V5 จะได้ค่าแรงดัน V5 เป็น

$$V_5 = -\frac{g_{m8}V_{in}}{g_{m7} + sC_7} \quad (\text{ข.5.10})$$

แทนค่าสมการ(ข.5.7) ถึง(ข.5.10) ในสมการ(ข.5.4) ได้

$$I_{in} = \left[ g_{m2} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{sC_3} + \frac{g_{m5}g_{m6}}{g_{m5} + sC_5} \right] V_{in} \quad (\text{ข.5.11})$$

แทนค่าสมการ (ข.5.10) ลงในสมการ(ข.5.6) ได้

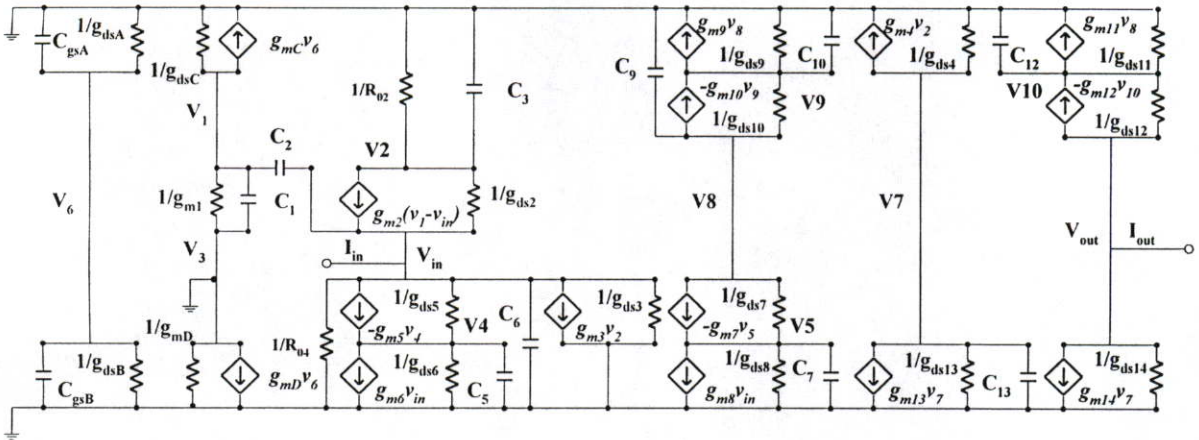
$$I_{out} = \left( \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m2}}{sC_3(g_{m1} + sC_2)} + \frac{g_{m7}g_{m8}}{g_{m7} + sC_7} \right) V_{in} \quad (\text{ข.5.12})$$

นำสมการ(ข.5.12)หารด้วยสมการ(ข.5.11) ได้สมการผลการตอบสนองความถี่คือ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} \cong \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m2} + g_{m7}g_{m8}sC_3}{sC_3g_{m2}(g_{m5} + sC_5) + g_{m2}g_{m3}(g_{m5} + sC_5) + g_{m5}g_{m6}sC_3} \quad (\text{ข.5.13})$$

### ข.6 วิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดลบ

ในการหาผลการตอบสนองความถี่ของวงจรตามกระแสแบบลบในรูปที่ 4.5 สามารถทำได้ โดยการแทนมอสเฟตทุกตัวด้วยวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ข.5 และสามารถเขียนสมการ KCL ที่ Node ต่างๆ ของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ ข.5 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรตามกระแสแบบที่สองชนิดลบที่ความถี่สูง

Node V1

$$[(g_{m1} + g_{dsC} + s(C_1 + C_2))]V_1 - sC_1V_3 - sC_2V_{in} + g_{mC}V_6 = 0 \quad (ข.6.1)$$

Node V2

$$\left(\frac{1}{R_{o2}} + g_{ds2} + sC_3\right)V_2 - (g_{ds2} + g_{m2})V_{in} + g_{m2}V_1 = 0 \quad (ข.6.2)$$

Node V4

$$(g_{ds5} + g_{ds6} + g_{m5} + sC_5)V_4 - (g_{ds5} - g_{m6})V_{in} = 0 \quad (ข.6.3)$$

Node Vin

$$\left(\frac{1}{R_{o4}} + g_{ds2} + g_{ds3} + g_{ds5} + g_{m2} + s(C_2 + C_6)\right)V_{in} - (g_{ds2} - g_{m3})V_2 - (g_{ds5} + g_{m5})V_4 - (sC_2 + g_{m2})V_1 = I_{in} \quad (\text{ข.6.4})$$

Node V5

$$(g_{ds7} + g_{ds8} + g_{m7} + sC_7)V_5 - g_{ds7}V_8 + g_{m8}V_{in} = 0 \quad (\text{ข.6.5})$$

Node V7

$$(g_{ds4} + g_{ds13} + g_{m13} + sC_{13})V_7 + g_{m4}V_2 = 0 \quad (\text{ข.6.6})$$

Node V8

$$(g_{ds7} + g_{ds10} + sC_9)V_8 - (g_{ds7} + g_{m7})V_5 - (g_{ds10} + g_{m10})V_9 = 0 \quad (\text{ข.6.7})$$

Node V9

$$(g_{ds9} + g_{ds10} + g_{m10} + sC_{10})V_9 - (g_{ds10} - g_{m9})V_8 = 0 \quad (\text{ข.6.8})$$

Node V10

$$(g_{ds11} + g_{ds12} + g_{m12} + sC_{12})V_{10} - g_{ds12}V_{test} + g_{m11}V_8 = 0 \quad (\text{ข.6.9})$$

Node Vtest

$$(g_{ds12} + g_{ds14})V_{test} - (g_{ds12} + g_{m12})V_{10} + g_{m14}V_7 = I_{test} \quad (\text{ข.6.10})$$

เนื่องจากค่า  $g_{dsi} \ll 0$  ดังนั้นจึงประมาณเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเมื่อตัวตัวแปรนี้ออกไปแล้วทำให้จัดรูปสมการความสัมพันธ์ของค่าแรงดันที่โหนดต่างๆ ใหม่

ได้ค่าแรงดัน  $V_1$  ได้เป็น

$$V_1 = \frac{sC_2 V_{in}}{g_{m1} + s(C_1 + C_2)} \quad (\text{ข.6.11})$$

Node V2 จะได้ค่าแรงดัน  $V_2$  เป็น

$$V_2 = \frac{g_{m2} V_{in}}{sC_3} \quad (\text{ข.6.12})$$

Node V4 จะได้ค่าแรงดัน  $V_4$  เป็น

$$V_4 = -\frac{g_{m6} V_{in}}{g_{m5} + sC_5} \quad (\text{ข.6.13})$$

แทนค่าสมการ(ข.6.11) ถึง(ข.6.13) ในสมการ(ข.6.4) ได้

$$I_{in} = \left[ g_{m2} + \frac{g_{m2} g_{m3}}{sC_3} + \frac{g_{m5} g_{m6}}{g_{m5} + sC_5} \right] V_{in} \quad (\text{ข.6.14})$$

Node V5 จะได้ค่าแรงดัน  $V_5$  เป็น

$$V_5 = -\frac{g_{m8} V_{in}}{g_{m7} + sC_7} \quad (\text{ข.6.15})$$

Node V9 จะได้ค่าแรงดัน  $V_9$  เป็น

$$V_9 = -\frac{g_{m9} V_8}{g_{m10} + sC_{10}} \quad (\text{ข.6.16})$$

แทนสมการ(ข.6.12) และ(ข.6.9) ในสมการ(ข.6.8) ได้

$$V_8 \cong \frac{-g_{m8} V_{in}}{sC_9 + g_{m9}} \quad (\text{ข.6.17})$$

Node V10 จะได้ค่าแรงดัน V10 เป็น

$$V_{10} = -\frac{g_{m11}V_8}{(g_{m12} + sC_{12})} \quad (\text{ข.6.18})$$

แทนค่าสมการ(ข.6.17) ในสมการ(ข.6.18) ได้

$$V_{10} = \frac{g_{m8}g_{m11}V_{in}}{(sC_9 + g_{m9})(g_{m12} + sC_{12})} \quad (\text{ข.6.19})$$

Node V8 จะได้ค่าแรงดัน V8 เป็น

$$V_8 = -\frac{g_{m4}V_2}{g_{m13} + sC_{13}} \quad (\text{ข.6.20})$$

แทนสมการ(ข.6.12) ในสมการ(ข.6.20) จะได้

$$V_7 = -\frac{g_{m2}g_{m4}V_2}{sC_3(g_{m13} + sC_{13})} \quad (\text{ข.6.21})$$

แทนค่าสมการ(ข.6.19) และ(ข.6.21) ในสมการ(ข.6.10)

$$I_{out} = -\left[ \frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{sC_3(g_{m13} + sC_{13})} + \frac{g_{m8}g_{m11}g_{m12}}{(sC_9 + g_{m9})(g_{m12} + sC_{12})} \right] V_{in} \quad (\text{ข.6.22})$$

นำสมการ(ข.6.22) หารด้วย(ข.6.14) ได้สมการผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามกระแส ชนิดลบในแบบที่สองเป็น

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = -\frac{\left[ \frac{g_{m2}g_{m4}g_{m14}}{sC_3(g_{m13} + sC_{13})} + \frac{g_{m8}g_{m11}g_{m12}}{(sC_9 + g_{m9})(g_{m12} + sC_{12})} \right]}{g_{m2} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{sC_3} + \frac{g_{m5}g_{m6}}{g_{m5} + sC_5}} \quad (\text{ข.6.23})$$

## ภาคผนวก ก.

### ก.1 แบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม PSPICE

ในการทดลองเลียนแบบการทำงานของวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดคุณสมบัติต่างๆของซีมอสให้ตรงกับ IC#MC4007 (Dual Complementary Pair Plus Inverter) ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

```
.model TC407N NMOS
```

```
+ (LEVEL=3, LD=1.2U, VTO=1.5, KP=1.73E-5, GAMMA=1.0, TOX=1.0E-7, TPG=0,
+ NSUB=5E15, L=8U, W=290U, WD=1.4U, CGSO=4.14E-10, CGDO=4.14E-10,
+ CGBO=1.61E-10, TT=100n)
```

```
.model TC407P PMOS
```

```
+ (LEVEL=3, LD=1.2U, VTO=-1.2, KP=0.69E-5, GAMMA=0.9, TOX=1.0E-7, TPG=0,
+ NSUB=2E15, L=8U, W=480U, WD=1.4U, CGSO=4.14E-10, CGDO=4.14E-10,
+ CGBO=1.61E-10, TT=80n)
```

## ก.2 ขนาดทางเรขาคณิตของมอสเฟต

ตารางที่ ก.1 ขนาดทางเรขาคณิตของมอสเฟตในวงจรตามกระแสแบบที่หนึ่ง

NMOS	PMOS
$\frac{290}{8}$	$\frac{480}{8}$

ตารางที่ ก.2 ขนาดทางเรขาคณิตของมอสเฟตในวงจรตามกระแสแบบที่สอง

MA	$\frac{180}{8}$	M3	$\frac{760}{8}$	M9	$\frac{760}{8}$
MB	$\frac{12}{8}$	M4	$\frac{760}{8}$	M10	$\frac{760}{8}$
MC	$\frac{180}{8}$	M5	$\frac{290}{8}$	M11	$\frac{760}{8}$
MD	$\frac{12}{8}$	M6	$\frac{290}{8}$	M12	$\frac{760}{8}$
M1	$\frac{290}{8}$	M7	$\frac{290}{8}$	M13	$\frac{290}{8}$
M2	$\frac{32}{8}$	M8	$\frac{290}{8}$	M14	$\frac{290}{8}$

# Proceedings of IEEE

IEEE REGION 10 CONFERENCE

# TENCON

# 99

CHEJU - KOREA

September 15 - 17, 1999

*"Multimedia Technology for Asia-Pacific  
Information Infrastructure"*

Vol. II

Organized by IEEE Seoul Section  
IEEE Korea Council



## [ Circuit & Systems and Control ]

### ■ CAS 4

- An Improved Zero-Voltage Transition Inverter for Induction Motor Drive Application**..... 986  
*S.R. Lee, S.H. Ko, S.S. Kwon, S. H. Kim and I.S. Song, Kunsan National Univ, Korea*
- An Algorithm for Exact Reliability of Consecutive 2-out-of-(m.n): F system with Un-equal Component Probability**..... 990  
*Yoichi HIGASHIYAMA, Ehime Univ, Japan*
- Design, Fabrication and analysis of S-band MMIC Power Amplifier** ..... 994  
*Kwang Kyung Lee, Dan An, Jin Koo Rhee, Hyun Chang Park and Yong Soon Yoon, Dongguk Univ, Korea*
- Design of Masterarm based on Human Kinematics and its Integration to Humanoid Robot**..... 998  
*Jangwook Lee, Changkyun Noh, Sooyong Lee, Munsang Kim and Mignon Park, Yonsei Univ., Korea*
- A Study on Path Planning for Mobile Robot Based on Fuzzy Logic Controller**..... 1002  
*Byung-Nam Kim, Oh-Sang Kwon, Eung-Hyuk Lee, Ki-Ho Kim and Seung-Hong Hong, Konyang Univ, Korea*

### ■ CAS 5

- Investigations on Delta Modulated Inverter** ..... 1006  
*B. N. Chaudhari and B.G. Fernandes, Indian Institute of Tech, India*
- New results on subband adaptive filters with nonuniform filter banks**..... 1010  
*Ng Chun Kiam and B.Farhang-Boroujeny, National Univ. of Singapore, Singapore*
- Sensor Modeling for Achieving the Tracking Control of a Pendulum**..... 1014  
*Raj Madhavan, Sydney Univ, Australia*
- A Simulation -Based Analog Cell Synthesis with Improved Simulation Efficiency**..... 1018  
*B. G. Song, I. K. Chang, O. J. Kwon, J. G. Park and K. D. Kwack, Hanyang Univ., Korea*
- A Study on Constructing the Multiple-Valued Logic Switching Functions Using by the IATP** ..... 1022  
*Chun Myoung Park, Chungju National Univ, Korea*

### ■ CAS 6

- Aging Characteristics of Power Transformer Oil and Development of Its Analysis Using KSOM** ..... 1026  
*Pyeong-Shik Ji, Jae-Yoon Lim and Jong-Pil Lee, Chungju National Univ., Korea*
- CMOS Current Follower Circuits**..... 1030  
*Jirawath Paraklang, Witsarut Nanthanawanitch and Wisut Titiroongruang, King Mongkut's Institute of Tech, Thailand, Korea*
- A VCO Jitter Performance Comparison of Frequency Synthesizer with Analog-HDL and SPICE Modeling**..... 1034  
*Minho Kim and Jung-wha Chong, Hanyang Univ, Korea*
- A Memory Based Classifier using the Recursive Partition Averaging**..... 1038  
*Tae-Sun Cheong and Chung-Hwa Yoon, MyongJi Univ, Korea*

### ■ CAS 7

- A 300 MHz Burst-pipelined CMOS SRAM macro with Folded Bit-line Scheme**..... 1042  
*Sejun Kim, Ilkwon Chang, Byunggeun Song, Jaegun Park and Kaedal Kwack, Hanyang Univ., Korea*
- FUSSY APPROACH TO FAULT CLASSIFICATION FOR TRANSMISSION LINE PROTECTION** ..... 1046  
*Parmod Kumar Majid Jamil and Mini s. Thomas Moinuddin, Delhi College of Eng., India*
- A Global Operational Amplifier with Constant-gm Input and Output Stage** ..... 1051  
*Il Kwon Chang, Jang Woo Park, Se Jun Kim and Kae Dal Kwack, Hanyang Univ., Korea*
- FUZZY SUPERVISORY CONTROL SYSTEM OF A BINARY DISTILLATION COLUMN** ..... 1055

## CMOS Current Follower Circuits

Jirawath Parnklang Witsarut Nanthanawanitch Wisut Titiroongruang  
 Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok, 10520 Thailand  
 Tel.-(662) 7390643 Email.-kjjirawa@kmitl.ac.th

### Abstract

We design current follower circuit (CF) by using the CMOS transistor to substitute this circuit with the bipolar transistor circuit. The experimental result which using Spice program are found that the input and output impedance of the circuit are 5 kohm, 76 Mohm respectively. Moreover, the bandwidth of the circuit can be used in the wide range from 0Hz to 4.1MHz for CF+ and 0Hz to 3.4MHz and the harmonic distortion are less than 4.06 % for CF+ and 4.27% for CF-. We also implement the circuit by using commercial MOS transistor 4007, which consist of dual complement of CMOS transistor. The implemented circuits show that the electrical characteristics of them are the same as t.l.e analysis results from the Spice program.

### I. INTRODUCTION

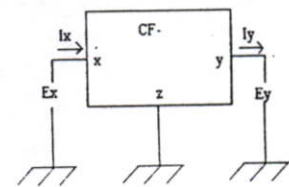
At present, current-mode circuits are receiving much attention. [1, 2] They have begun to emerge as an important class of circuits with properties that enable their voltage-mode counterparts in a current rather than voltage. The active parameter can result in higher usable gain, accuracy and wide bandwidth due to the reduced voltage excursion at sensitive nodes. [3] Moreover current-mode circuit can operate with low power supply voltages because of the small voltage swings associated with the low-impedance nodes. The principles of the current follower circuit are the same as the second generation current conveyor (CCII). Considering, however, the active sensitivity, the voltage tracking error and current tracking error of a CCII will degrade some important circuit characteristic [4] (e.g. the natural frequency and the quality factor in filtering circuits application). Fortunately, the problem caused by the voltage tracking error will not be considered in the CF because of the property of the virtual ground at the input.[5, 6] Moreover, by appropriately choosing the configuration of the CF-based circuits, the resulting circuits will also be insensitive to the current tracking error of the CF. Hence, one of the significant advantages of using CF, instead of CCII, as active elements is to avoid the active sensitivity problem caused by the voltage tracking error of CCII. The CF can be applied to develop various analog signal processing circuits such as analog filtering circuits, amplifiers and oscillators circuits. The CMOS current follower circuit which are present in this paper instead of bipolar transistor because of the scaling-reliability considerations are driving CMOS processes towards submicrometer feature size and low power supply voltages.

### II. CIRCUIT DESCRIPTION

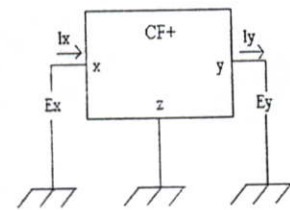
The Current Follower is the circuit, which has two ports and can explain by following matrix.

$$\begin{bmatrix} E_x \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_y \\ I_y \end{bmatrix}$$

The minus or plus sign of the  $\pm 1$  in matrix depend on the direction of the current  $I_y$  respected to the  $I_x$ . Normally, ideal current follower circuits have a unity gain and is one of the current controlled current source. So the input impedance typically equals zero and output impedance is also infinite. The network models of the current follower circuit are shown in Fig.1 [7, 8] and circuit diagrams are shown in Fig.2.

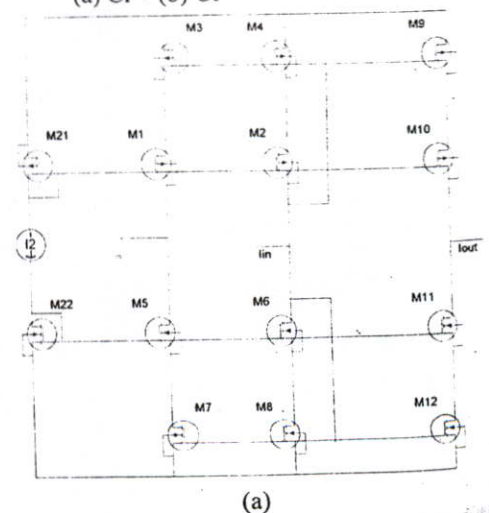


(a)  $I_z = I_x$



(b)  $I_z = -I_x$

Fig.1 Current Follower network model.  
(a) CF+ (b) CF-



(a)

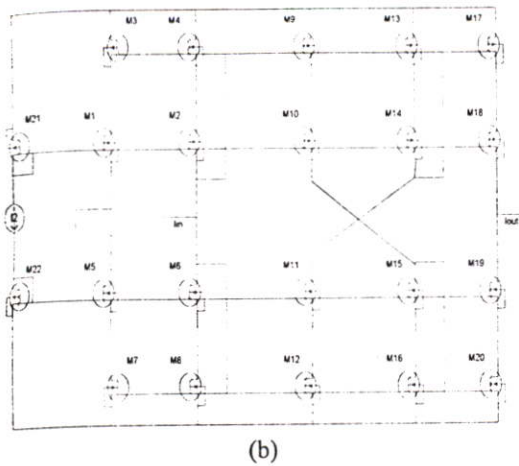


Fig.2 Current Follower Circuits.  
(a) CF+ and (b) CF-

All of the MOS transistors in the circuits are operated in saturation region. The analysis of the transfer functions of the circuit is.

$$I_{D8} = I_{D4} + I_{in} \quad (1)$$

$$I_{D9} = I_{D12} + I_{out} \quad (2)$$

$$I_{D17} = I_{D20} + I_{out} \quad (3)$$

From the circuit in Fig 2.

$$I_{D4} = I_{D3}, \quad I_{D6} = I_{D8},$$

$$I_{D9} = I_{D10} = -I_{D16},$$

$$I_{D11} = I_{D12} = -I_{D13}$$

Since

$$V_{GS4} = V_{GS9} = V_{GS17} = V_{GS13} = V_{GS8} = V_{GS12} = V_{GS16} = V_{GS20}$$

So

$$I_{D4} = I_{D9} = -I_{D17}; \quad I_{D8} = I_{D12} = -I_{D20}$$

Then

Eq. (1) - (2)

$$I_{in} = -I_{out} \quad \text{For CF-}$$

And

Eq. (1) + (3)

$$I_{in} = I_{out} \quad \text{For CF+}$$

The bias voltages each of transistors pair is created by using two diode-connected. Transistor M21 and M22 are supplied by the current source  $I_2$ .

### III. EXPERIMENT AND DISCUSSION

To confirm the circuits' concept, we use the Spice program for simulations. The current transfer characteristic curve of input and the output of CF+ and CF- are shown in Fig.3

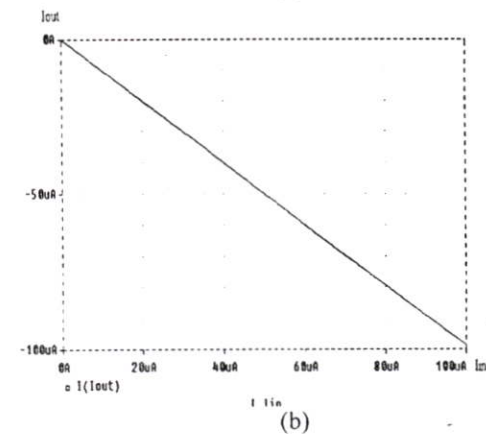
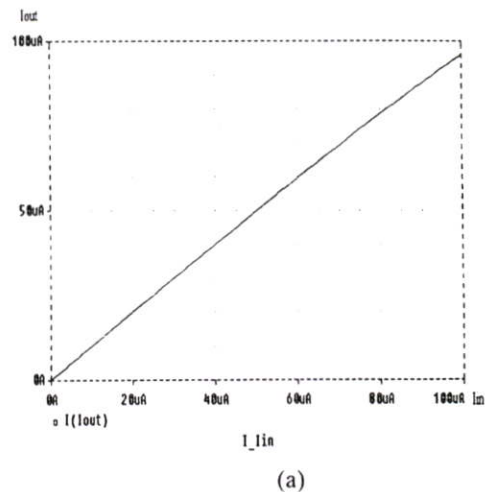
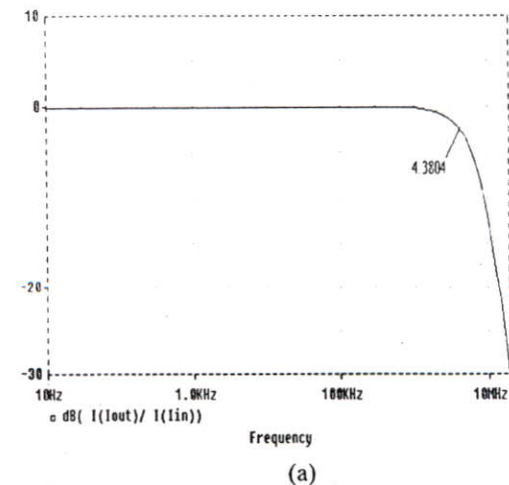


Fig.3 The current transfer function of the  
(a) CF+ and (b) CF-

The frequency responses of the CF+ and CF- circuit are shown in Fig.4. The  $-3\text{dB}$  cutoff frequency of the CF+ and the CF- are about 4.38MHz and 3.69MHz respectively. And from the Spice simulation results, we can calculate the harmonic distortion. The harmonic distortion of the circuit are 4.06% and 4.27% for CF- and CF+ respectively.



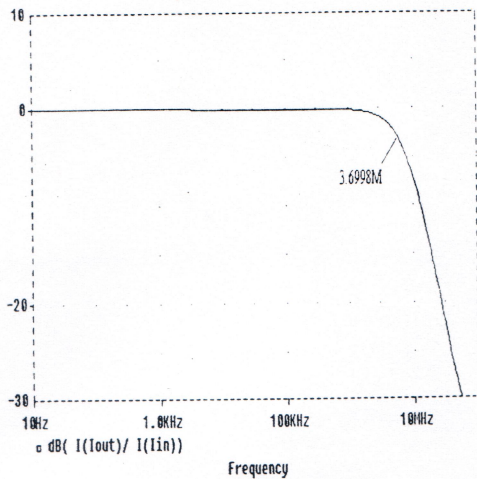
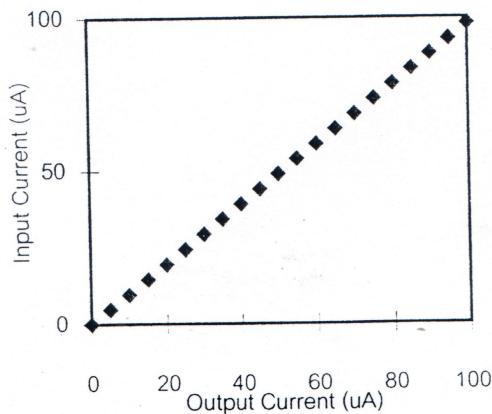


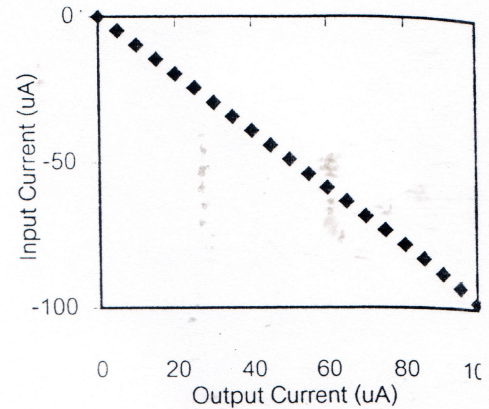
Fig.4 Frequency response from Spice program  
(a) CF+ (b) CF-

To confirm Spice simulation results in Fig.3 and Fig. 4 we breadboard the circuits by using the commercial MOS transistors array 4007, the dual complementary pair plus inverter. The supply voltage and bias current were  $\pm 1.5$  V and 120uA respectively. We test the transfer function of the implemented circuits to obtain the output current. First, the input current,  $I_{in}$  has been supplied by DC current source from 0uA to 100uA. The experimental results of the current transfer function of the implemented circuit are shown in Fig.5.

The frequency response are tested, the input current  $I_{in}$  are supplied by AC current source, which use the function generator and a variable resistor. To measuring the amplitude of  $I_{in}$  and  $I_{out}$ , frequency, we measure the voltage drop on the resistor, which connect to the output terminal. We adjusted the frequency of the  $I_{in}$  from 20Hz to 10MHz. The frequency responses of the implemented circuits are shown in Fig.6. Obviously, the vertical axis, (y) was  $I_{out}/I_{in}$  by dB unit and frequency was the horizontal axis, (x).



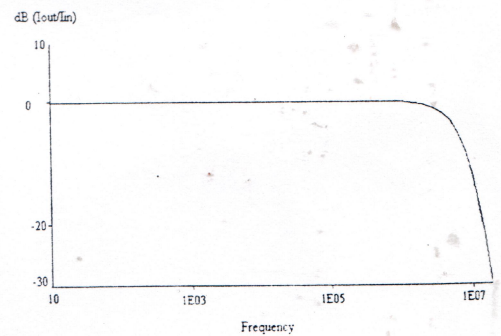
(a)



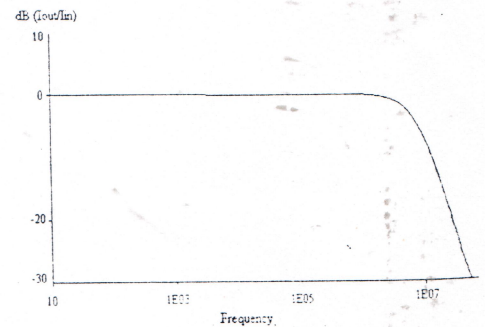
(b)

Fig.5 The current transfer function of the implemented circuits  
CF+ (b) CF-

The frequency response of the implemented circuits CF+ and CF- are shown in Fig.6. The -3dB cutoff frequency of the experimental results of the CF+ are about 4.28 MHz and the CF- are about 3.55 MHz respectively.



(a)



(b)

Fig. 6 Frequency response from the implemented circuits (a) CF+ (b) CF-

#### IV. CONCLUSION

The electrical characteristics of the current follower circuits, which are used the MOS transistors are proposed in this paper. All of transistors in both circuits are operated in saturation region. Spice simulation results obtained by using the CF realization as shown in Fig.2 that demonstrates the feasibility of the proposed configurations.

#### REFERENCE

- [1] Malvino, "Electronic Principles" McGraw-Hill International Edition
- [2] P. Richman, "MOSFET's and Integrated Circuits" Wiley, New York, 1973
- [3] J. T. Wallmark and F. P. Heiman, "Field Effect Transistors Physics, Technology and Application" Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1966
- [4] W. Fichtner and H. W. Potzl, "MOS Modeling by Analytical Approximation. I Subthreshold Current and Threshold Voltage," Int. J. Electron., 46, 33(1979)
- [5] M.B. Barron, "Low Level Currents in Insulated Gate Field Effect Transistors," Solid State Electron., 15, 293, (1972)
- [6] Hodges, D.A. and Jackson, H.G. "Analysis and Design of Digital Integrated Circuit," McGraw-Hill International Edition, Singapore, 1988
- [7] Millman, J. and Grabel, A. "MicroElectronics," McGraw-Hill International Edition, Singapore, 1987
- [8] Mauro Z. "Semiconductor Devices," McGraw-Hill International Edition, Singapore, 1989

## ประวัติผู้เขียน

นาย วิสรุต นันทชนะวานิช เกิดเมื่อ วันที่ 2 มิถุนายน พ.ศ. 2517 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ (โซลิตสเตท อิเล็กทรอนิกส์) จาก คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปีการศึกษา 2539