

การออกแบบวงจรคูณอนาล็อกแบบกระแสและแรงดัน
VOLTAGE AND CURRENT ANALOG MULTIPLIER DESIGN

ไพศาล มหบุญพาศัย
PAISAN MAHABUNPHACHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-680-6

การออกแบบวงจรคูณอนาลอกแบบกระแสและแรงดัน

VOLTAGE AND CURRENT ANALOG MULTIPLIER DESIGN



ไพศาล มหบุญพำชัย

PAISAN MAHABUNPHACHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

ISBN 974-648-630-6

VOLTAGE AND CURRENT ANALOG MULTIPLIER DESIGN

PAISAN MAHABUNPHACHAI

**A THESIS SUBMITTED 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 974-648-630-6

COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรรูณาลอกแบบกระแสและแรงดัน
นักศึกษา	นายไพศาล มหบุญพาณิชย์
รหัสประจำตัว	42061109
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงจรรูณาลอกแบบกระแสและแรงดัน โดยใช้เทคโนโลยีแบบขาคัดปล่อยลอย (*FGMOS*) บนพื้นฐานของ CMOS ทั่วไปแต่โดยเพิ่มศักยภาพที่ขาคัด ที่ทำงานรองรับอินพุตทั้ง 2 อินพุตที่อุปกรณ์ตัวเดียวโดยภายใต้เทคโนโลยีนี้ ซึ่งประกอบด้วยวงจรการแปลงสัญญาณโหมคกระแสเป็นแรงดันและวงจรรขยายผลต่างที่ใช้เทคโนโลยี *FGMOS* ซึ่งสามารถทำงานได้ 2 อินพุต โดยที่ใช้อุปกรณ์ที่ทำงานในย่านอิมิตัวและขนาดเท่ากันทุกตัว ซึ่งสามารถมีผลตอบสนองการทำงานของขอบเขตอินพุตเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายของวงจร ซึ่งใช้ด้วยเทคนิคแบบ ทรานคอนดักแตนต์ และผลตอบสนองของความถี่ที่กว้างขึ้น สามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้กว้างขวาง โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่ $\pm 1\text{ V}$

Thesis Title	Voltage and Current Analog Multiplier Design
Student	Mr. Paisan Mahabunphachai
Student ID.	42061109
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Kobchai Dejhan

ABTRACT

This paper presents a design of analog CMOS multiplier using FG MOS (Floating-Gate)-MOSFETs technology circuit. The inputs of circuit are current and voltage by using this technology. It consists of two basic circuits which is I-V converter and floating gate differential pair. This circuit is based on the characteristic of CMOS in saturation region. Therefore, the circuit is able to perform input dynamics range equal to the supply voltage in transconductance technique condition. Thus, it is wide application, the circuit will have the high performance, for ± 1 V supply voltage.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาการออกแบบรวมทั้งได้ทดสอบการตรวจสอบเทียบจาก รศ. ดร. กอบชัย เศรษฐาญ ซึ่งเป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ อ.รังสิมันต์ สิทธากุล ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ที่ช่วยเหลือแก้ไขและให้คำแนะนำในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาบางอย่าง ซึ่งมีส่วนช่วยให้ผู้วิจัยเข้าใจในปัญหานั้น

ขอขอบพระคุณบิดาชาย และมารดาบุญพี่มา มหบุญพาศัย อันเป็นที่รักยิ่งของผู้วิจัยที่คอยให้การสนับสนุนในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยดีเสมอมา ขอขอบคุณ คุณปาริชาติ มุสิกะปาน ซึ่งเป็นกำลังใจที่ดีให้กับผู้วิจัยและคอยให้ความช่วยเหลืออย่างใกล้ชิดตลอดมา รวมถึงทุกๆท่านที่ไม่อาจกล่าวได้หมด ณ ที่นี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ไพศาล มหบุญพาศัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัยในวิทยานิพนธ์.....	2
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 หลักการพื้นฐานและทฤษฎีของมอสเฟตทรานซิสเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของ CMOS ทรานซิสเตอร์.....	4
2.2.1 การพิจารณามอสเฟตที่ทำงานคล้ายสวิทช์.....	4
2.2.2 โครงสร้าง CMOS ทรานซิสเตอร์.....	5
2.2.3 คุณสมบัติของ กระแส/แรงดันของมอสเฟต.....	6
2.3 คุณสมบัติเชิงปฏิบัติของการเปลี่ยนแปลงระหว่างกระแส/ แรงดัน.....	8
2.3.1 คุณสมบัติของมอสเฟตแบบเทคโนโลยีเกตพอลิซิลิคอน (<i>FGMOS</i>).....	11
2.4 หลักการพื้นฐานวงจรคูมแบบ โหมดแรงดัน.....	14
2.5 หลักการพื้นฐานวงจรคูมแบบ โหมดกระแส.....	15
2.6 หลักการพื้นฐานของวงจรขยายผลต่างคู่.....	19
2.6.1 เนื้อหาในการวิเคราะห์.....	27
2.6.2 หลักการในการวิเคราะห์.....	29

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 ทฤษฎีส่วนประกอบการออกแบบวงจรคูณกระแสและแรงดัน.....	30
3.1 บทนำ.....	30
3.2 คุณสมบัติของวงจรคูณและลักษณะการทำงาน.....	30
3.3 ทฤษฎีการแปลงกระแสอินพุตและแรงดันเชิงเส้น.....	32
3.3.1 การแปลงอินพุตโดยโหมตกระแสเป็นแรงดัน.....	34
3.4 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของวงจรขยายผลต่างโดยเทคโนโลยี (FGMOS).....	35
3.4.1 วงจรขยายผลต่างที่มีการไบอัสโดยแรงดันปล่อยลอย.....	36
3.4.2 วงจรขยายผลต่างที่ไบอัสแรงดันไม่ปล่อยลอย.....	39
บทที่ 4 วงจรคูณอนาล็อกที่ออกแบบ.....	41
4.1 ทฤษฎีการออกแบบวงจรคูณ.....	42
4.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรคูณ.....	46
4.3 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรคูณ.....	46
4.4 การวิเคราะห์และการคำนวณผลตอบสนองทางความถี่.....	47
บทที่ 5 ผลการทดลอง.....	55
5.1 การวิเคราะห์ทาง DC แบบแรงดัน-กระแส.....	55
5.2 การวิเคราะห์ทาง DC แบบกระแส-แรงดัน.....	56
5.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ที่ปฏิบัติงาน.....	58
5.4 การประยุกต์การใช้งานของวงจร.....	60
5.4.1 การวิเคราะห์ที่ความถี่.....	61
5.4.2 การวิเคราะห์การหารความถี่.....	62
5.4.3 การวิเคราะห์การมอดูเลต.....	63
5.5 การทดลองและการเปรียบเทียบ.....	66
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	67
เอกสารอ้างอิง.....	72

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก.....	74
ผนวก ก. โปรแกรม <i>PSpice</i> ในการวิเคราะห์ของวิทยานิพนธ์.....	74
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	78
ประวัติผู้เขียน.....	79

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	แสดงไดอะแกรมของวงจรคูณแบบกระแสและแรงดันที่ต้องการออกแบบ.....1
2.1	แสดงลักษณะมอสเฟตที่ทำงานคล้ายสวิตช์.....4
2.2	แสดงโครงสร้างของมอสเฟต CMOS ทราานซิสเตอร์.....5
2.3	แสดงลักษณะของมอสเฟต (a) แสดงมอสเฟตชนิด N-Type (b) แสดงมอสเฟตชนิด P-Type6
2.4	แสดงระดับแรงดันเกต V_G (a) ที่ป้อนให้ขาเกตของมอสเฟต (b) ลักษณะบริเวณปลอดพาหะ (c) รูปแบบค่าเชิงประจุเสมือน (d) ลักษณะบริเวณชั้นย้อนกลับ.....6
2.5	แสดงลักษณะการเพิ่มสารเจือปนชนิด p^+ เพื่อแก้ไขแรงดันขีดเริ่ม.....7
2.6	แสดงรูปแบบบริเวณชั้นย้อนกลับชนิด P-Type.....8
2.7	แสดง (a) แท่งเสมือนซิลิกอนคอนดักเตอร์ (b) การเปลี่ยนแปลงภายใน 1 วินาที.....8
2.8	แสดงประจุบริเวณช่องพื้นผิว (a) แสดงถึงแรงดันครนเท่ากับแรงดันชอร์ส (b) เมื่อแรงดันครน ไม่เท่ากับแรงดันชอร์ส.....9
2.9	แสดงกราฟเส้น โครงด้านขนานระหว่างกระแสครนและแรงดันเกตเทียบกับชอร์ส.....10
2.10	แสดงความเป็นเชิงเส้นระหว่างกระแสครนและแรงดัน (V_{DS})11
2.11	แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอย (a) แสดงภาพลักษณะภาพด้านบน (b) แสดง ภาพตัดขวาง.....12
2.12	แสดงวงจรเสมือนของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอย.....14
2.13	แสดง (a) รูปแบบของมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอย (b) สัญญาณลักษณะมอสเฟต (c) วงจร เสมือน.....15
2.14	แสดงวงจรคูณของกิลเบิร์ตแบบ โหมดแรงดัน [10].....16
2.15	แสดงวงจรแบบ MZZ [15] กระแสกำลังสอง (squaring current).....17
2.16	แสดงลักษณะการทำงานของวงจรคูณ โหมดกระแส.....18
2.17	แสดงวงจรคูณในโหมดกระแสเพียงอย่างเดียว.....19
2.18	แสดง (a) แสดงวงจรรขยายผลต่างอย่างง่าย (b) แสดงการตอบสนองระดับโหมคร่วมของ อินพุต.....19
2.19	แสดงพื้นฐานของวงจรรขยายผลต่าง.....20
2.20	แสดงลักษณะคุณสมบัติของอินพุตและระหว่างเข้าพุตของวงจรรขยายผลต่าง.....21

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.21	แสดงวงจรถยายผลต่าง (a) วงจรถยายผลต่างที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน โหมดร่วมกัน (b) วงจรเสมือนที่ทำงานในย่านไครโอค (c) แสดงคุณสมบัติของอินพุต-เอาพุตแบบโหมดร่วม.....22
2.22	แสดงวงจรถยายผลต่างที่ใช้ในการวิเคราะห์.....23
2.23	แสดง (a) การเปลี่ยนแปลงของกระแสเดรนและ (b) ค่าทรานคอนดักแตนซ์เทียบกับแรงดันอินพุต.....25
2.24	แสดงคุณลักษณะกราฟของกระแสเดรนกับแรงดันอินพุต.....25
2.25	แสดงการวิเคราะห์ที่ (a) สัญญาณอินพุต 1 อินพุต (b) ยูบวงจรของ M2 (c) วงจรเสมือน.....27
2.26	แสดงการวิเคราะห์แบบเทวินินโดยการแทนที่มอส M1.....27
2.27	แสดงคุณสมบัติการพิจารณาวงจรแบบแบ่งครั้งที่โหนด P เสมือนกราวด์.....28
2.28	แสดงการเปรียบเทียบวงจรถยายผลต่างเสมือนเทวินิน.....29
2.29	แสดงการประยุกต์โดยการแบ่งครึ่งวงจร.....29
3.1	แสดงพื้นฐานแนวคิดของวงจรคุณ.....30
3.2	แสดงลักษณะการทำงานของวงจรคุณกับสัญญาณอินพุตที่ต้องการ.....31
3.3	แสดงพื้นฐานวงจรแบบ 2 มอสทรานซิสเตอร์.....32
3.4	แสดงวงจรการแปลง โหมดกระแสอินพุต (I_{in}) เป็นแรงดันอินพุต (V_{in}).....34
3.5	แสดงวงจรถยายผลต่างแบบเทคโนโลยีเกตปล่อยลอยโดยที่ (a) แบบแหล่งจ่ายปล่อยลอย (b) แบบแหล่งจ่ายไม่ปล่อยลอย.....36
3.6	แสดงวงจรเชื่อมต่อแบบไดโอด (a) ของมอสเฟตแบบ NMOS และ PMOS (b) วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก.....36
3.7	แสดงวงจร (a) วงจรที่พิจารณาหาความต้านทานเอาพุต (b) วงจรเสมือน.....37
3.8	แสดงวงจรที่เชื่อมแบบไดโอดกับวงจรที่ทำงานแบบโหมดร่วมแบบซอร์ส.....38
3.9	แสดงคุณสมบัติของวงจร โหมดร่วมของซอร์สต่อกับมอสที่เชื่อมแบบไดโอด.....39
4.1	แสดงวงจรคุณที่ทำการออกแบบแบบกระแสและแรงดัน.....46
4.2	แสดงวงจรเสมือนวงจรคุณในการพิจารณาค่าความต้านทานเอาพุต (R_{OUT}).....47
4.3	แสดงการประยุกต์ของผลกระทบจากการพิจารณาแบบมิลเลอร์ (a) อิมพีแดนซ์ Z (b) การแยกอิมพีแดนซ์เสมือนของ Z.....49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4	แสดงการเชื่อมต่อของแต่ละภาคขยาย.....49
4.5	แสดงวงจรเสมือนของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคูณที่ออกแบบ.....49
4.6	แสดงส่วนของวงจรที่พิจารณาของวงจรคูณที่ความถี่สูงที่ออกแบบ50
4.7	แสดงส่วนของวงจรคูณที่ทำการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ที่ โหนด Y.....51
4.8	แสดงวงจรที่ถูกนำมาพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร.....53
5.1	แสดงผลการทดลองวิเคราะห์ไฟตรงที่แรงดันอินพุตที่ $-0.5V$ ถึง $0.5V$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $0.25V$ โดยที่กระแสอินพุตที่ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ มีการเพิ่มทีละ $50\mu A$58
5.2	แสดงผลการทดลองวิเคราะห์ไฟตรงที่แรงดันอินพุตที่ $-1.0V$ ถึง $1.0V$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $0.50V$ โดยที่กระแสอินพุตที่ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ มีการเพิ่มทีละ $50\mu A$58
5.3	แสดงผลการทดลองวิเคราะห์ไฟตรงที่กระแสอินพุตที่ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $50\mu A$ โดยที่แรงดันอินพุตที่ $-1.0V$ ถึง $1.0V$ มีการเพิ่มขึ้นทีละ $0.50V$59
5.4	แสดงผลการทดลองวิเคราะห์ไฟตรงที่กระแสอินพุตที่ $-200\mu A$ ถึง $200\mu A$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $100\mu A$ โดยที่แรงดันอินพุตที่ $-1V$ และ $1V$ มีการเพิ่มขึ้นทีละ $0.50V$60
5.5	แสดงผลการทดลองวิเคราะห์ไฟตรงที่กระแสอินพุตที่ $-800\mu A$ ถึง $800\mu A$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $400\mu A$ โดยที่แรงดันอินพุตที่ $-1V$ และ $1V$ มีการเพิ่มขึ้นทีละ $0.50V$60
5.6	แสดงผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ที่คัตออฟที่ $-3dB$ ของวงจรคูณแบบแรงดันและกระแสภายใต้พารามิเตอร์ของโมเดลอ้างอิง.....62
5.7	แสดงผลการทดลองเมื่อเพิ่มค่าเชิงประจวบของ C_{FGD} ที่ $590.24fF$ และค่าเชิงประจวบของ C_{FGS} ที่ $5.54pF$ เมื่อปรับค่าคาบเวลาให้มีค่าคงที่.....62
5.8	แสดงผลการทดลองเมื่อลดค่าเชิงประจวบของ C_{FGD} ที่ $5.924fF$ และค่าเชิงประจวบของ C_{FGS} ที่ $55.4pF$ เมื่อปรับค่าคาบเวลาให้มีค่าคงที่.....63
5.9	แสดงไดอะแกรมของการทวีความถี่ (Frequency doubler).....63
5.10	แสดงสัญญาณอินพุตของแรงดันที่มีค่าเท่ากับ $100\mu V$, $f_x = 1kHz$ และสัญญาณกระแสอินพุตที่มีค่าเท่ากับ $100\mu A$, $f_y = 1kHz$64
5.11	แสดงผลการทดลองการวิเคราะห์ของสัญญาณแรงดันเข้าพุตแบบทวีความถี่ (Frequency doubler).....64
5.12	แสดงไดอะแกรมของการหารความถี่ (Frequency doubler).....64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13	แสดงการทดลองการวิเคราะห์ของสัญญาณแรงดันอินพุตคือ $10\mu A \sin 2\pi(1k)$ ที่ทำการหารความถี่ (<i>Frequency divider</i>)65
5.14	แสดงแรงดันเอาพุตเมื่อนำสัญญาณอินพุต $10\mu A \sin 2\pi(1k)$ ทดลองประยุกต์หารความถี่เอาพุตที่ 500Hz.....65
5.15	แสดงสัญญาณอินพุตที่ทำการการวิเคราะห์ห่มอคูเลตที่แรงดันอินพุตขนาด $100\mu V$ ความถี่ $f_x = 1kHz$ และกระแสอินพุตขนาด $100\mu A$ ที่ความถี่ $f_y = 20kHz$66
5.16	แสดงผลการทดลองของสัญญาณของการมอดูเลต.....66
5.17	แสดงผลการวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดเพี้ยนฮาร์โมนิครวมของโหมดกระแส โดยแรงดันอินพุตคงที่ $1V_{DC}$ ซึ่งแสดงความถี่ที่ $1kHz$ $10kHz$ และ $1MHz$68
5.18	แสดงผลการวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดเพี้ยนฮาร์โมนิครวมของโหมดแรงดันกระแสอินพุตให้คงที่ $100\mu A$ ซึ่งแสดงค่าความถี่ที่ $1kHz$ $10kHz$ และ $1MHz$68
5.19	แสดงผลการวิเคราะห์ค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของผลต่างแรงดันเอาพุตและอินพุต.....69
5.20	แสดงผลการวิเคราะห์ค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของผลต่างกระแสเอาพุตและอินพุต.....69
ผนวก ก.	
ก.1	แสดงโมเดลการวิเคราะห์โดยโปรแกรม <i>Pspice</i>74

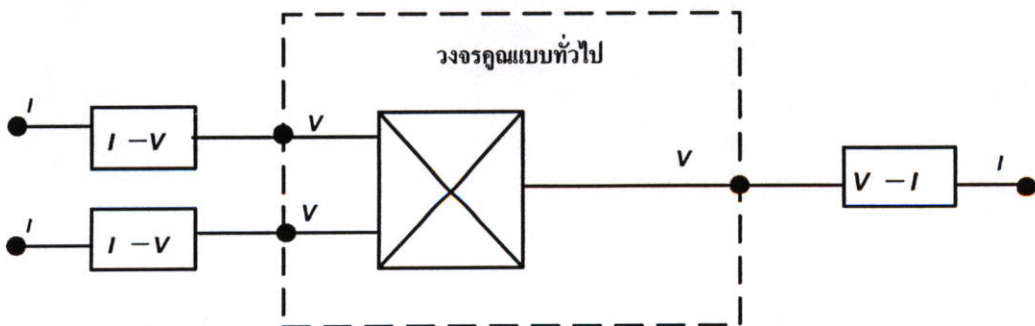
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

ในปัจจุบันการออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ มีการวิจัยและพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำทำให้ความสามารถในการออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ที่ซับซ้อนที่อยู่ในชิปเพียงชิปเดียวหรือที่เรียกกันว่าวงจรรวม IC (Integrated Circuit) ซึ่งโดยปัจจุบันมีการพัฒนาที่ต้องคำนึงถึงเงื่อนไขที่สำคัญในการออกแบบได้แก่ ราคาต้นทุนในการผลิต ประสิทธิภาพ ความสิ้นเปลืองพลังงาน ความเร็ว และขนาดพื้นที่ตัวอุปกรณ์ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรรวม เป็นที่มาในการพัฒนาใช้ตระกูล MOS (Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect) และพัฒนาต่อมาเป็น CMOS ที่มีจุดเด่นในการพัฒนาที่ดีกว่า Bipolar และ GaAs คือราคาที่ใช้ในการผลิต ความสิ้นเปลืองพลังงาน มีการพัฒนาที่ลดขนาดพื้นที่ที่เล็กลงได้ง่ายกว่าโดยมีการออกแบบวงจรรีเลย์ที่รองรับกับอุปกรณ์ดังกล่าว ซึ่งวงจรรวมก็เป็นส่วนหนึ่งในการพัฒนาด้วยซึ่งในความเป็นจริงการคูณของ 2 สัญญาณแบบอนาลอกเป็นส่วนสำคัญของส่วนหนึ่งในการประมวลสัญญาณโดยที่วงจรรวมก็เป็นส่วนหนึ่งของการใช้ประมวลสัญญาณกับสัญญาณที่ต้องการที่ถูกผสมหรือมอดูเลตออกจากสัญญาณจากอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นเป็นสำคัญ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เริ่มค้นคว้าวิจัยและพัฒนาวงจรมที่สามารถทำงานโดยเทคโนโลยีขาดแคลน ปลดปล่อย จากอาศัยพื้นฐานของ CMOS โดยใช้มีการเพิ่มประสิทธิภาพทางกายภาพที่ขาดเป็นสำคัญด้วยการปลดปล่อย ที่เรียกว่าโพลตติงเกต (Floating-Gate MOS, FG MOS) พัฒนาวงจรรวมอนาลอกแบบโหมคของกระแสและแรงดัน โดยใช้ศักยภาพของตัว FG MOS ทราซิสเตอร์ ซึ่งทำให้สามารถรองรับอินพุตที่ทั้งโหมคแรงดันและกระแส ซึ่งสามารถพิจารณาจากไดอะแกรมรูปที่ 1.1 โดยที่เพิ่มประสิทธิภาพที่ดีขึ้นและมีการใช้พลังงานที่ต่ำ



รูปที่ 1.1 ไดอะแกรมของวงจรรวมแบบกระแสและแรงดันที่ต้องการออกแบบ

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การออกแบบวงจรคูณอนาล็อกแบบกระแสและแรงดัน” โดยใช้ CMOS ทรานซิสเตอร์ภายใต้เทคโนโลยีขาคัดปล่อยลอย เพื่อวัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าการออกแบบวงจรคูณอนาล็อกแบบของ โหมดแรงดันและ กระแส
2. เพื่อศึกษาพื้นฐานคุณสมบัติทางกายภาพและการทำงานของเทคโนโลยีของมอสเฟตที่ปล่อยลอยที่ขาคัด (FGMOS)
3. เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพการทำงานที่ดีขึ้นของวงจรมultiplication ที่สามารถทำงานได้ทั้ง 2 โหมดของแรงดันและกระแส
4. เพื่อการออกแบบที่มีการใช้อุปกรณ์น้อยตัวอุปกรณ์ ที่ซึ่งสามารถทำงานกับอินพุตแบบแรงดันและกระแส
5. สามารถนำไปสร้างวงจรได้จริง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

ในการศึกษาค้นคว้าและวิจัยวงจรมultiplication แบบต่างๆ ซึ่งมีการพัฒนาด้านการใช้พลังงานที่ต่ำ มีขนาดวงจรที่เล็กโดยที่มีประสิทธิภาพที่ดีเท่าเดิม มีการตอบสนองที่ความถี่ที่สูง และมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีขึ้น โดยทั่วไปจะแยกการพิจารณาเพียงโหมดของกระแสหรือแรงดันเพียงอย่างเดียวในการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรมultiplication ดังนั้นจึงได้สนใจและพัฒนาออกแบบวงจรมultiplication ที่สามารถทำงานได้ทั้ง 2 โหมดของกระแสและแรงดันร่วมในวงจรเดียวกันโดยใช้เทคโนโลยีของมอสเฟตแบบขาคัดปล่อยลอย (FGMOS) หรือที่สามารถรองรับอินพุตทั้ง 2 อินพุตภายในตัวอุปกรณ์ตัวเดียว โดยมีผลตอบสนองความถี่ที่ดีขึ้น มีความเป็นเชิงเส้นที่ดีเทียบเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายของวงจรในแบบเทคนิค ทรานคอนดักแตนซ์ และมีสูญเสียพลังงานที่ต่ำ โดยที่อุปกรณ์ CMOS แบบเทคโนโลยีขาคัดปล่อยลอย FGMOS ที่ใช้ในการออกแบบทุกตัวมีขนาดที่เท่ากัน ซึ่งทำให้ง่ายแก่การออกแบบ

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการค้นคว้าวิจัยวงจรมultiplication แบบโหมดกระแสและแรงดันร่วมใช้ทฤษฎีการออกแบบ

1. พื้นฐานการแปลงโหมดกระแสแปลงเป็นแรงดันเชิงเส้น (Linear Current-to-Voltage Converter, LIVC) เพื่อใช้ในการปรับโหมดในการทำงานให้แก่วงจรมultiplication
2. หลักการเทคโนโลยีของมอสเฟตแบบขาคัดปล่อยลอย (FGMOS) บนพื้นฐานของ CMOS เพื่อทำการออกแบบวงจรมultiplication ที่รองรับอินพุตทั้งกระแสและแรงดัน

3. วงจรขยายผลต่างที่ทำการออกแบบโดยใช้มอสเฟตเทคโนโลยีแบบขาคัดปล่อยลอยซึ่งแบบแรงดันปล่อยลอยและไม่ปล่อยลอยเพื่อเพิ่มช่วงการปฏิบัติงาน

1.5 ขอบเขตการวิจัย

จะทำการศึกษาและออกแบบวงจรให้ใช้พลังงานที่ต่ำด้วยแหล่งจ่ายแรงดันที่ $\pm 1V$ โดยเทคโนโลยี CMOS แบบขาคัดปล่อยลอย (FGMOS) รองรับกับอินพุตของแรงดันและกระแส โดยทำการพัฒนาและจำลองเพื่อการตรวจสอบโดยใช้ Pspice ในการจำลองของวงจร ซึ่งใช้เทคโนโลยีที่ $0.8\mu m$ (แนบอยู่ในภาคผนวก) ซึ่งการศึกษาจะละทิ้งผลของความไม่สมมาตรของอุปกรณ์และผลกระทบอื่นๆของอุปกรณ์

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

การค้นคว้าศึกษาและการวิจัยเริ่มจากการศึกษาคูณสมบัติของเทคโนโลยีของมอสเฟตแบบ CMOS ที่ใช้เทคโนโลยีขาคัดปล่อยลอย FGMOS วงจรพื้นฐานการแปลงกระแสเป็นแรงดันและวงจรดิฟเฟอเรนเชียล ที่ใช้เทคโนโลยีแบบขาคัดปล่อยลอยตามทฤษฎีในการออกแบบ แล้วทำการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อทำการวิเคราะห์ตรงตามที่ต้องการในการออกแบบและการประยุกต์ใช้กับงานจริง

บทที่ 2

หลักการพื้นฐานและทฤษฎีของมอสทรานซิสเตอร์

2.1 บทนำ

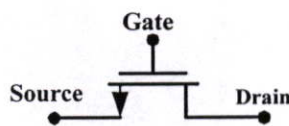
ในทุกวันนี้อุตสาหกรรมทางด้าน IC มีการพัฒนาทางด้านการออกแบบบนาลอกมากกว่า ออกแบบทางด้านดิจิทัลก็เพราะว่าทางด้านอนาลอกรูปแบบไม่ใช่แค่เพียง ทำงานคล้ายสวิทช์ และ ผลกระทบขั้นที่ 2 ที่มีผลกับประสิทธิภาพของวงจร โดยที่มีการพัฒนางจรออกมาในการลดขนาด ตัวอุปกรณ์ดังนั้นจึงมีศึกษาและพัฒนาของผลกระทบวงจรถูกออกมามากมาย

2.2 โครงสร้างพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์

ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาของการพัฒนางจรทางอนาลอกที่มีพื้นฐานการใช้มอสเฟต ทรานซิสเตอร์เพื่อจุดประสงค์ในการออกแบบและพัฒนางจรให้มีการใช้ได้ตรงตามความต้องการ ของแต่ละวงจร โดยมีการศึกษาทางกายภาพของตัวอุปกรณ์โดยแยกการพิจารณาดังต่อไปนี้

2.2.1 การพิจารณามอสเฟตที่ทำงานคล้ายสวิทช์

ก่อนการพิจารณาที่แท้จริงของมอสเฟต ในรูปแบบทั่วไปที่แตกต่างจากกับ ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นรูปแบบที่มีความสำคัญของตัวอุปกรณ์ จากรูปที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของ แบบ n-type ของมอสเฟต แสดงแบบ 3 ขา ได้แก่ ขาเกต ขาซอร์สและขาเดรนตามลำดับ เมื่อเป็น ช่วงการทำงานคล้ายสวิทช์จะทำให้ขาซอร์สและขาเดรนเชื่อมกัน โดยที่ขาเกตแรงดันมีสถานะเป็น สูง กรณีที่แยกกันของขาเดรนและซอร์ส ขาเกตจะมีสถานะต่ำ



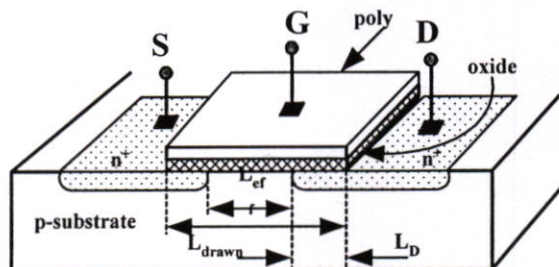
รูปที่ 2.1 มอสเฟตที่ทำงานคล้ายสวิทช์

จากการพิจารณาลักษณะข้างต้น สำหรับสถานะของขาเกตที่ทำให้อุปกรณ์มีสถานะเปิดซึ่งทำให้ ต้องศึกษาถึงโครงสร้างที่เป็นปัจจัยที่สำคัญในการพิจารณา

2.2.2 โครงสร้างของCMOS ทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสเฟตแบบ n-type (NMOS) ส่วนการเติม p-type ซับสเตด ที่เรียกว่า บัลค์หรือบอดี้ ซึ่งโครงสร้างส่วนประกอบที่สำคัญในบริเวณการเจือปนสาร n อย่างเข้ม

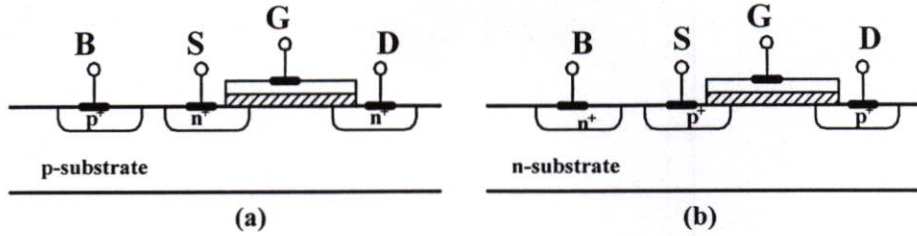
ชั้นคือที่เป็นขาคเรนและซอร์ส เหนือบริเวณดังกล่าวจะมีชั้นของโพลีซิลิกอนหรือที่เรียกง่าย ๆ ว่า โพลีเป็นส่วนของขาคเรต และมีชั้นบางๆของซิลิกอนออกไซด์ที่คั่นระหว่างขาคเรตและซอร์ส เกิดปฏิกิริยาภายใต้บริเวณซอร์สภายใต้เกิดออกไซด์โดยที่มีความสมมาตรที่บริเวณซอร์สกับขาคเรต โดยที่ขนาดของขาคเรตตลอดช่วงที่พาดส่วนบริเวณขาคเรตและซอร์สที่เรียกว่าความยาวหรือ Length(L) และส่วนที่ตั้งฉากเรียกว่าความกว้างหรือ Width (W)



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของ CMOS ทรานซิสเตอร์

เนื่องจากขั้นตอนการผลิตบริเวณรอยต่อขาคเรตและซอร์สซึ่งระยะระหว่างขาคเรตและซอร์สที่แท้จริง มีค่าที่น้อยกว่า (L) เพื่อหลีกเลี่ยงการสับสน $L_{eff} = L_{drawn} - 2L_D$ ซึ่ง L_{eff} คือส่วนความยาวจริง L_{drawn} คือส่วนที่ความยาวทั้งหมด L_D คือส่วนที่เกิดทับเกิดการแพร่แบบด้านข้างจะพบว่า L_{eff} และความหนาของเกตออกไซด์เป็นส่วนสำคัญของการประสิทธิภาพของวงจรมอส ด้วยเหตุนี้การพัฒนาของมอสคือการลดขนาดทั้ง 2 ขนาดโดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อพารามิเตอร์อื่น

ถ้าโครงสร้างของมอสเฟตมีขนาดที่สมมาตรซึ่งต้องแยกการพิจารณาระหว่างขาคเรตและซอร์ส นั่นคือการทำให้นิยามให้ขาคเรตเป็นขาของมอสเฟตที่มีประจุเป็นพาหะการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในกรณีที่มีมอสเฟตแบบ NMOS และขาคเรตเป็นขาที่รับประจุคั่นนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันทั้ง 3 ขาคเรตและซอร์สจะมีการแลกเปลี่ยนประจุเกิดขึ้น โดยที่จะละไม่พิจารณาขาคเรต เพราะขาคเรตมีความต่างศักย์ที่ชักจูงที่ดีในการแสดงลักษณะของตัวอุปกรณ์ นั่นคือตัวมอสเฟตมี 4ขาโดยที่ลักษณะการทำงานทั่วไปของรอยต่อขาคเรตและซอร์สแบบไดโอดที่ทำงานแบบย้อนกลับ โดยที่ให้ขาคเรตของอุปกรณ์แบบ NMOS ต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันค่าลบของวงจรรวมที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 แสดงถึงการเชื่อมต่อกับบริเวณ P^+ ที่เชื่อมกับแหล่งจ่ายแรงดันที่เป็นลบหรือที่ศูนย์

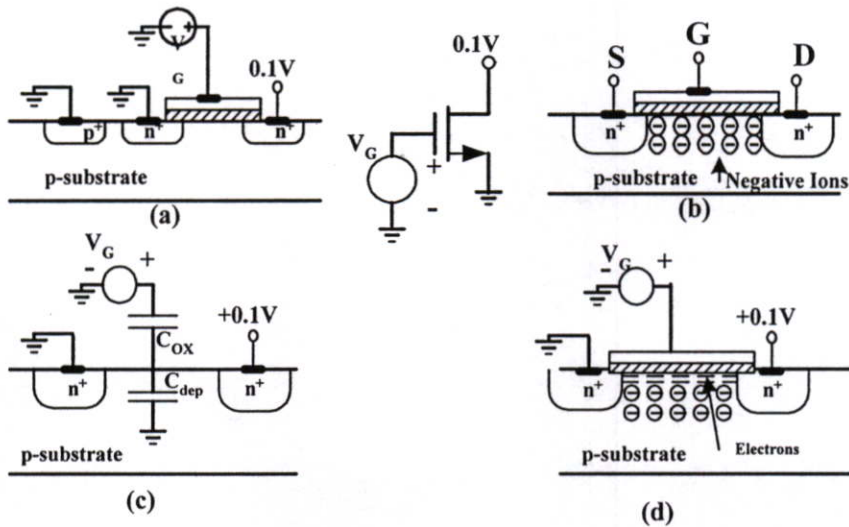


รูปที่ 2.3 ลักษณะของมอสเฟต (a) แสดงมอสเฟตชนิด N-Type (b) แสดงมอสเฟต P-Type

ส่วนในกรณีของ CMOS (Complementary MOS) ทั้ง NMOS และ PMOS ลักษณะการพิจารณาเหมือนกันเพียงแต่ว่า PMOS จะมีการเจือปนในทางตรงกันข้ามกับ NMOS ดังที่แสดงดังรูปที่ 2.3

2.2.3 คุณสมบัติของกระแส/แรงดัน I/V ของมอสเฟต

ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาการวิเคราะห์การเกิดและการถ่ายโอนของประจุของมอสเฟตเมื่อมีฟังก์ชันเกิดขึ้นที่ขาของตัวอุปกรณ์เพื่อเป็นการศึกษาคงสมบัติ I/V จากพื้นฐานทางกายภาพของตัวอุปกรณ์



รูปที่ 2.4 เมื่อแรงดัน V_G (a) ที่ป้อนให้กับขาเกตของมอสเฟต (b) ลักษณะบริเวณปลอดประจุ (c) รูปแบบค่าเชิงประจุเสมือน (d) ลักษณะของชั้นแบบย้อนกลับ

แรงดันขีดเริ่ม (V_{TH})

พิจารณาจากรูปที่ 2.4 (a) มอสเฟตที่ต่อกับแรงดันภายนอกจะเกิดอะไรขึ้นเมื่อแรงดัน V_G เพิ่มขึ้นจากศูนย์ เนื่องจากขาเกตและขั้วสเทตเสมือนตัวเก็บประจุเมื่อ V_G มีค่าเป็นบวกมากขึ้นซึ่งประจุตัวโฮล (p) ในขั้วสเทตจะแตกตัวออกจากพื้นที่เกตและถูกแทนที่ด้วยไอออนลบที่พื้นที่เกตแทนที่นั่นคือบริเวณปลอดพาหะถูกสร้างขึ้นที่แสดงดังรูปที่ 2.4(b) แต่ภายใต้เงื่อนไขนี้ไม่มี

กระแสไหลเพราะไม่มีประจุพาหะที่เป็นตัวนำ ขณะที่ V_G เพิ่มขึ้นความกว้างของบริเวณปลอดประจุ และความต่างศักย์ของออกไซด์ซิลิกอนเพิ่มขึ้นด้วยเสมือนมีตัวประจุ 2 ตัวต่อเชื่อมกันดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 (C) เมื่อความต่างศักย์เป็นบวกมากขึ้นที่ทำให้อิเล็กทรอนิกส์เคลื่อนที่ที่ไหลจากซอร์สผ่านความต่างศักย์ที่เกิดขึ้นจนถึงเดรนจะทำให้เกิดช่องพื้นผิวขึ้นระหว่างเดรนและซอร์สภายใต้เกตออกไซด์ทำให้ตัวมอสเฟตอยู่ในสถานะเปิดซึ่งค่าที่แรงดัน V_G คือค่าแรงดันที่เรียกว่าแรงดันขีดเริ่ม ถ้า V_G มีค่าเพิ่มขึ้นอีกประจุบริเวณปลอดพาหะยังคงอยู่แต่จะมีความหนาแน่นประจุเพิ่มขึ้นจะได้กระแสเพิ่มขึ้นจากเดรนสู่ซอร์ส ที่จริงแล้วธรรมชาติการอยู่สถานะเปิดขึ้นอยู่กัฟังก์ชันแรงดันเกต ซึ่งเป็นการยากที่จะนิยามแรงดันขีดเริ่มที่แน่นอนแต่ถูกนิยามว่าแรงดันเกตเกิดการเชื่อมส่วนที่เป็น n-type และส่วน p-type ของซัพสเทต จะพิสูจน์ได้ว่า

$$V_{TH} = \phi_{MS} + 2\phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} \quad (2.1)$$

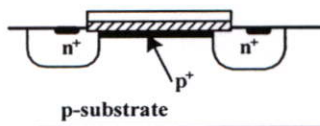
ซึ่ง ϕ_{MS} คือความแตกต่างระหว่างฟังก์ชันการทำงานของโพลีเกตและซัพสเทต

$$\phi_F = (KT/q) \ln N_{sub} / n_i \quad (2.2)$$

- q คือประจุอิเล็กทรอนิกส์
- N_{sub} คือความหนาแน่นการเจือปนในชั้นซัพสเทต
- Q_{dep} คือประจุในบริเวณปลอดพาหะ
- C_{ox} คือตัวเก็บประจุของเกตออกไซด์ต่อพื้นที่

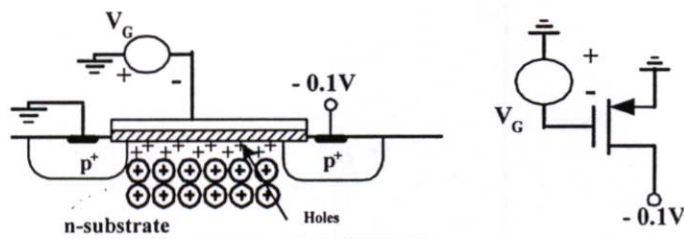
จากทฤษฎีรอยต่อ $Q_{dep} = \sqrt{4q\epsilon_{si} / Q_f N_{sub}}$ ซึ่ง ϵ_{si} คือค่าสัมประสิทธิ์ฉนวนของซิลิกอน

ในทางปฏิบัติค่าลบของแรงดันขีดเริ่มเกิดขึ้นจากสมการข้างต้นจะไม่ค่อยเหมาะสมกับการออกแบบวงจร อย่างเช่น $V_{TH} = 0$ และอุปกรณ์อยู่ในสถานะไม่ ปิด สำหรับ $V_G = 0$ สำหรับเหตุผลนี้แรงดันขีดเริ่มถูกปรับโดยการเพิ่มการเจือปนสารที่บริเวณช่องพื้นผิวระหว่างการผลิต ความสำคัญที่ช่วยในการเจือปนนี้ให้ซัพสเทตใกล้เคียงกับส่วนที่เชื่อมกับออกไซด์ที่แสดงในรูปที่ 2.5 ถ้าความหนาของ p^+ ถูกเพิ่มขึ้นแรงดันเกตในบริเวณปลอดพาหะจะเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.5 ลักษณะเพิ่มสารเจือปนชนิด p^+ เพื่อแก้ไขแรงดันขีดเริ่ม

จากนิยามข้างต้นไม่สามารถประยุกต์ในการจะวัดแรงดัน V_{TH} จากรูปที่ 2.4(a) จะพบว่าเพียงกระแสตรงเท่านั้นที่แสดงได้ว่าอุปกรณ์จะ เปิด/ปิด นั่นคือแรงดันที่ตกคร่อม V_{GS} โดยที่บริเวณรอยเชื่อมเป็นแบบ n-type และขั้วสเทคคือ p-type ที่สรุปในการคำนวณแรงดัน V_{TH} จากคุณสมบัติของกระแส/แรงดัน ไม่ได้แน่นอนจากที่ผ่านมาที่ทำการวิเคราะห์ว่าอุปกรณ์จะอยู่ในสถานะเปิดเมื่อ $V_G > 0$



รูปที่ 2.6 รูปแบบบริเวณชั้นแบบย้อนกลับชนิด P-Type

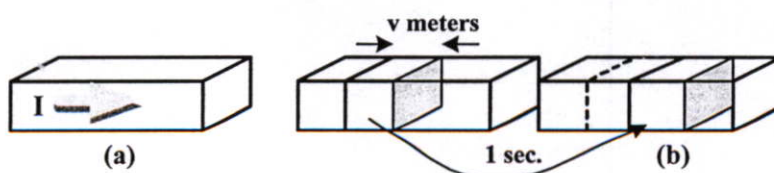
ส่วนปรากฏการณ์ของ PMOS เหมือนกับแบบ NMOS เพียงแต่มีการสลับขั้วตรงกันข้ามหมด แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 ถ้า มีค่าลบที่เพียงพอในบริเวณชั้นที่มึการทำงานแบบย้อนกลับจะมีโหนดที่บริเวณรอยต่อออกไซด์ซึ่งเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างเกรนและซอร์ส

2.3 คุณสมบัติเชิงปฏิบัติของการเปลี่ยนแปลง ระหว่างกระแส/แรงดัน

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันมี 2 ลักษณะในการพิจารณา

1. กรณีที่พิจารณาแบบแท่งซิลิกอนคอนดักเตอร์ ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 (a) โดยมีความหนาแน่นของประจุที่มีทิศทางไหลตามกระแสคือ Q_d คูณอิมบิตต่อเมตร โดยมีความเร็ว v ในหน่วยเมตรต่อวินาที นั่นคือ

$$I = Q_d \cdot v \quad (2.3)$$

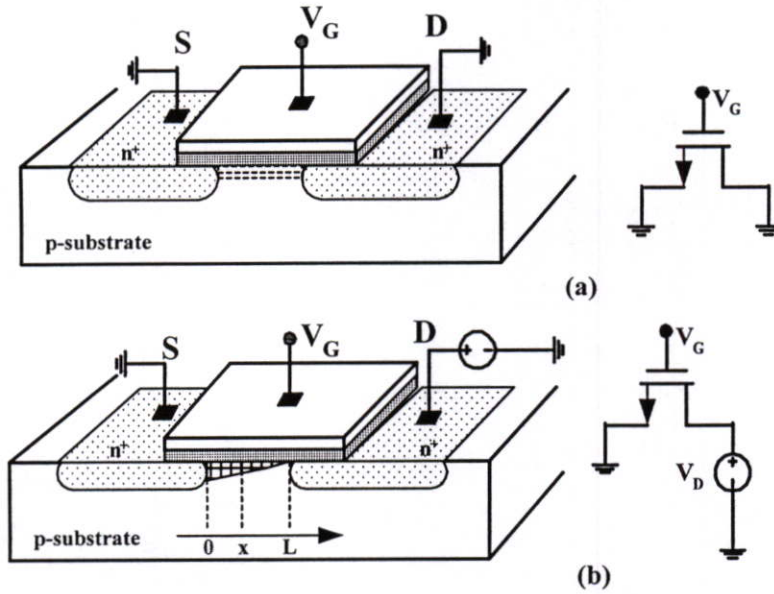


รูปที่ 2.7 แสดง (a) แท่งเสมือนซิลิกอนคอนดักเตอร์ (b) การเปลี่ยนแปลงภายใน 1 วินาที

ในการพิจารณาหาประจุทั้งหมดที่ผ่านพื้นที่หน้าตัดใน 1 หน่วยเวลาโดยที่เทียบกับเวลาคือการที่ประจุเคลื่อนที่ v เมตรในหน่วยเวลาวินาที ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 (b) หมายถึงความหนาแน่นของ

ประจุ Q_d ในช่วง x เมตรซึ่งเท่ากับ $Q_d \cdot x$ ซึ่งจากหลักการดังกล่าวมีประโยชน์ในการพิจารณาอุปกรณ์ซีมิกอนดักเตอร์

2. กรณีที่พิจารณาอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ที่ขาเดรนและซอร์สต่อกับกราวด์ที่แสดงดังรูปที่ 2.8 (a) โดยพิจารณาความหนาแน่นของประจุในชั้นปลอดประจุ



รูปที่ 2.8 ประจุบริเวณช่องพื้นผิว (a) แสดงถึงแรงดันเดรนเท่ากับซอร์ส (b) เมื่อแรงดันเดรนไม่เท่ากับซอร์ส

โดยที่สมมติ สถานะว่าเกิดปฏิกิริยาย้อนกลับที่เมื่อ $V_{GS} = V_{TH}$ ประจุในบริเวณที่เกิดปฏิกิริยาย้อนกลับขึ้น โดยที่ตัวเก็บประจุเกตออกไซด์แปรผันกับ $V_{GS} = V_{TH}$ สำหรับ $V_{GS} \geq V_{TH}$ ประจุที่บริเวณขาเกตเคลื่อนที่ในบริเวณช่องพื้นผิวซึ่งรูปแบบความหนาแน่นของประจุ จะพบว่า

$$Q_d = WC_{ox}(V_{GS} - V_{TH}) \tag{2.4}$$

โดยที่ค่า C_{ox} และ W คือการคูณกันหมายถึงค่าเชิงประจุทั้งหมดต่อความยาวช่องพื้นผิว พิจารณาที่รูปที่แสดง 2.8(b) พบว่าแรงดันเดรนมีค่ามากกว่าศูนย์โดยมีการป้อนแรงดันที่ขาเดรน ดังนั้นความต่างศักย์ระหว่างแรงดันเกตและเดรนคือ $V_G - V_D$ ดังนั้นความหนาแน่นตลอดแนว x บริเวณช่องพื้นผิวคือ

$$Q_d(x) = WC_{ox}[V_{GS} - V(x) - V_{TH}] \tag{2.5}$$

โดยที่ $V(x)$ คือความต่างศักย์ช่วง x

จากสมการที่ 2.3 จะพบว่ากระแสจะเท่ากับ

$$I_D = -WC_{ox} [V_{GS} - V(x) - V_{TH}] \cdot v \quad (2.6)$$

ซึ่งเครื่องหมายลบคือประจุเป็นลบและ v คือความเร็วของอิเล็กตรอนในบริเวณช่องพื้นผิวแต่สำหรับในตัวอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ $v = u \cdot E$ ซึ่ง u คือค่าการเคลื่อนที่ของประจุและ E คือค่าสนามไฟฟ้า โดยที่ $E(x) = -\frac{dV(x)}{d(x)}$ เมื่อค่าการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนคือ u_n ดังนั้นจะพบว่ากระแสมีค่าเท่ากับ

$$I_D = WC_{ox} [V_{GS} - V(x) - V_{TH}] \cdot u_n \frac{dV(x)}{dx} \quad (2.7)$$

ซึ่งเงื่อนไขในการพิจารณา $V=0$ และ $V(L) = V_{DS}$ นั่นคือช่วงที่พิจารณากระแส I_D ทำการพิจารณากระแสทั้งหมดโดยการทำการอินทิเกรตช่วงที่ดังกล่าวคือ

$$\int_{x=0}^L I_D dx = \int_{v=0}^{V_{DS}} WC_{ox} u_n [V_{GS} - V(x) - V_{TH}] dx \quad (2.8)$$

ดังนั้นจะได้กระแสตลอดช่วงช่องพื้นผิว

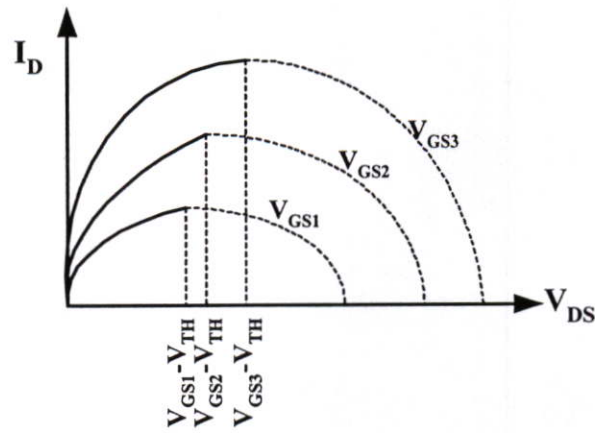
$$I_D = u_n WC_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (2.9)$$

โดยที่ L คือช่วงความยาวที่เกิดปฏิกิริยา

รูปที่ 2.9 แสดงการพล็อตกราฟแบบเส้น โคจรด้านขนาน จากสมการที่ (2.9) โดยมีการเปลี่ยนแปลง V_{GS} แสดงถึงเมื่อกระแส I_D มีการเพิ่ม V_{GS} จากการคำนวณ $\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}$ สามารถหากระแสค่าสูงสุดของกราฟพาราโบลาที่ $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$ นั่นคือค่าสูงสุดคือ

$$I_{D_{MAX}} = \frac{1}{2} u_n WC_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2.10)$$

ค่า $V_{GS} - V_{TH}$ คือค่าแรงดันที่เป็นสถานะการทำงาน ถ้า $V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH}$ นั่นคืออุปกรณ์ทำงานในย่านไทรโอด

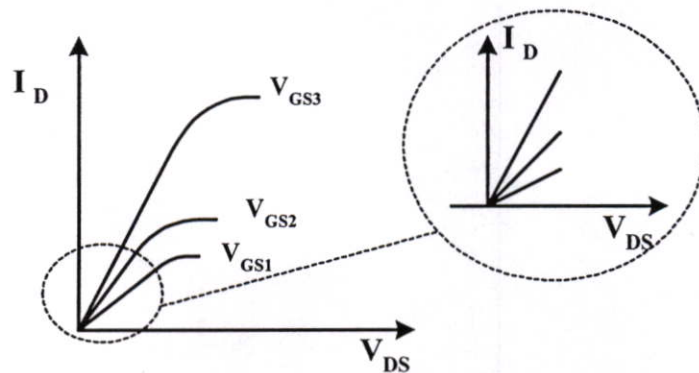


รูปที่ 2.9 กราฟเส้น โครงด้านขนานระหว่างกระแสเดรนและแรงดันเดรนเทียบกับซอร์ส (V_{DS})

จากสมการ(2.9)และ(2.10) เป็นพื้นฐานในการคำนวณการออกแบบวงจรมอดูลเป็นค่าคงที่และ $\mu_n C_{OX}$ จะไม่ขึ้นอยู่กับขนาดของอุปกรณ์และถ้า จะพบว่าสมการที่ (2.9)จะมีค่า

$$I_D \approx \mu_n W C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad (2.11)$$

กระแสเดรนจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของ V_{DS} และนี่คือคุณสมบัติจากรูปที่ 2.9 สำหรับแรงดัน ที่น้อยๆ ถูกแสดงไว้รูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ความเป็นเชิงเส้นระหว่างกระแสเดรนและแรงดัน (V_{DS})

จากความสัมพันธ์เชิงเส้นเกิดขึ้นจากส่วนขาเดรนและซอร์สสามารถจะแสดงได้ว่าจะพบว่าจากการคำนวณคือค่าความต้านทานเชิงเส้น

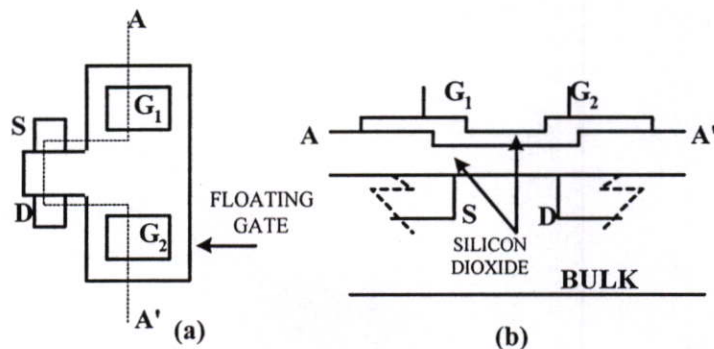
$$R_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (2.12)$$

มอสเฟตจะทำงานย่านดังกล่าวเมื่อควบคุมแรงดันที่ $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$ ดังที่แสดงดังรูปที่ 2.11

2.3.1 คุณสมบัติของมอสเฟตแบบเทคโนโลยีขาคัดปลอยลอย FG MOS (Floating-Gate MOSFET)

โครงสร้างของมอสเฟตแบบขาคัดปลอยลอย โพลตติงเกต (Floating-Gate MOSFET) เป็นอุปกรณ์ที่สามารถรับอินพุตที่ทำงานในโหมดของแรงดันที่สามารถรองรับอินพุตที่มากกว่า 1 โดยมีการใช้มาตรฐานรองรับแบบเทคโนโลยีของโพลีซิลิกอนแบบ 2 ชั้น (Double poly CMOS) บนบริเวณขาคัด ซึ่งถ้าโครงสร้างที่ไม่พิจารณาบริเวณที่ขาคัด จะมีโครงสร้างเหมือนกับ CMOS ทั่วไปที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งคุณสมบัติที่ใช้สามารถที่ใช้แรงดันแบบไฟตรงต่ำโดยการใช้มอสเฟตแบบขาคัดปลอยลอยเนื่องจากมีรูปแบบการคัปปลิงค่าเชิงประจวบซึ่งมีแรงดันขีดเริ่มเสมือนเป็นตัวควบคุมโดยแรงดันเกตและอินพุตที่ป้อนเข้าผ่านขาคัดสามารถที่ขยายระดับสัญญาณอินพุตซึ่งเหมือนกับการพิจารณาแรงดันที่ขาคัดของมอสเฟตแบบทั่วไป ดังนั้นในการพิจารณาจะพิจารณาที่เหมือนกับการพิจารณาแบบมอสเฟตและคุณสมบัติของวงจรแบบที่ใช้มอสเฟตแบบทั่วไป มีประโยชน์ในการออกแบบที่แรงดันต่ำของวงจรรอนาลอกได้

จากรูปที่ 2.11 แสดงอินพุต 2 อินพุตของโครงสร้างของขาคัดปลอยลอยจากรูปการแสดงด้านบนของโครงสร้างและรูปล่างแสดงโครงสร้างภาพตัดขวางตลอด A-A' ซึ่งโครงสร้างของอุปกรณ์ของขาคัดจะเชื่อมกับตัวเก็บประจุของชั้น โพลีแบบ 2 ชั้น



รูปที่ 2.11 โครงสร้างมอสเฟตแบบขาคัดปลอยลอย (a) แสดงภาพลักษณะภาพด้านบน (b) แสดงภาพตัดขวาง

จากที่กล่าวมาจะพบว่าส่วนที่เรียกว่ามอสเฟตแบบขาคัดปลอยลอย เมื่อทำการพิจารณาประจุทั้งหมดที่อยู่เหนือขาคัดปลอยลอย Q_{FG} โดยมีแรงดันความต่างศักย์ V_{FG} ดังนั้นทำให้พิจารณาประจุ

$$Q_{FG} = C_{G1}(V_{FG} - V_{G1}) + C_{G2}(V_{FG} - V_{G2}) + C_{FS}(V_{FG} - V_S)$$

$$+ C_{FD}(V_{FG} - V_D) + C_{FB}(V_{FG} - V_B) - Q_C - Q_O \quad (2.13)$$

โดยที่ V_{G1} และ V_{G2} คือแรงดันที่ขาเกต G_1 และ G_2 ตามลำดับ
 V_S, V_D และ V_B คือแรงดันที่ขาซอร์ส เดรนและซัปสเทคตามลำดับ
 C_{G1} และ C_{G2} คือค่าเชิงประจุที่ขาเกตปล่อยลอยที่ 1 และที่ 2 ตามลำดับ
 C_{FD} และ C_{FB} คือค่าเชิงประจุที่ขาเกตปล่อยลอยกับขาเดรนและซอร์ส ตามลำดับ
 Q_C คือค่าประจุทั้งหมดของเซมิคอนดักเตอร์
 Q_O คือค่าประจุทั้งหมดที่ถูกเชื่อมกับส่วนที่ถูกพิจารณา

เมื่อพิจารณาเมื่อ V_{FG} เป็นประจุที่อยู่บริเวณขาเกตปล่อยลอยและ โดยที่ Q_C และ Q_O ไม่ถูกนำมาพิจารณาซึ่งจะกล่าวไว้ตอนท้าย จะพบว่า

$$V_{FG} = (Q_{FG} + C_{FGD}V_D + C_{FGS}V_S + C_{FGB}V_B + \sum_{i=1}^2 C_{Gi}V_{Gi}) / C_{Total} \quad (2.14)$$

ซึ่ง

$$C_{Total} = C_{FGD} + C_{FGS} + C_{FGB} + \sum_{i=1}^2 C_{Gi} \quad (2.15)$$

โดยที่มีการพิจารณาวงจรเสมือนในการวิเคราะห์แต่ละสาขาต้องมีค่าที่สูงมากกว่า 10^{18} ซึ่งแต่ละสาขาจะมีค่าเวลาที่คงที่ซึ่งเป็นผลคูณของค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุโดยที่

$$R_{G1}C_{G1} = R_{G2}C_{G2} = \dots = R_{FGD}C_{FGD} = R_{FGS}C_{FGS} = R_{FGB}C_{FGB} \quad (2.16)$$

ถ้ามีการพิจารณาแบบแรงดันแบบแรงดันตรงบริเวณขาเกตที่ปล่อยลอยจะไม่ผลกระทบกับค่าความต้านทาน ดังนั้นพิจารณาสมการของขาเกตปล่อยลอยแบบกระแสตรงที่ไม่ทำการพิจารณาของตัวเก็บประจุโดยที่ค่าเชิงประจุเมื่อถูกพิจารณาแบบไฟตรงจะเป็นการเปิดวงจรจะไม่มีผล จะพบว่า

$$V_{FG} \left(\frac{1}{R_{FGD}} + \frac{1}{R_{FGS}} + \frac{1}{R_{FGB}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{Gi}} \right) - V_D \frac{1}{R_{FGD}} - V_S \frac{1}{R_{FGS}} - V_B \frac{1}{R_{FGB}} - \sum_{i=1}^n V_{Gi} \frac{1}{R_{FGi}} = 0 \quad (2.17)$$

นั่นคือ

$$V_{FG} = \left(V_D \frac{1}{R_{FGD}} + V_S \frac{1}{R_{FGS}} + V_B \frac{1}{R_{FGB}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{FGi}} \right) / \left(\frac{1}{R_{FGD}} + \frac{1}{R_{FGS}} + \frac{1}{R_{FGB}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{Gi}} \right)$$

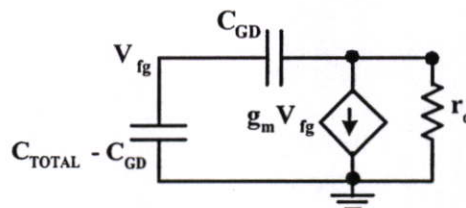
ดังนั้นจากสมการที่ข้างบนกับ (2.16) พบว่า

$$V_{FG} = (C_{FGD}V_D + C_{FGS}V_S + C_{FGB}V_B + \sum_{i=1}^2 C_{Gi}V_{Gi}) / C_{Total} \quad (2.18)$$

ซึ่งโดยทั่วไป ค่า $C_{Gi} \gg C_{FGD}, C_{FGS}, C_{FGB}$ ซึ่งค่า V_{FG} คือค่าผลรวมของผลคูณของอินพุตที่เป็นเชิงเส้น สำหรับกรณีที่ 2 อินพุตโดยมีการไบอัสแรงดันแบบกระแสตรงที่ขาเกต 1ขา ส่วนอีกขาป้อนสัญญาณอินพุตให้ จะพบว่าแรงดันขีดเริ่ม $V_{T,eq}$ ที่ถูกมองจากสัญญาณขาเกตเป็นคุณสมบัติในการใช้ประโยชน์กับการออกแบบใช้แรงดันที่ต่ำ จะพบว่า

$$\begin{aligned} V_{FG} &\approx (C_{G1}V_b + C_{G2}V_i) / C_{Total} \\ &= K_1V_b + K_2V_i \\ K_1 &= C_{G1} / C_{Total} \\ K_2 &= C_{G2} / C_{Total} \end{aligned}$$

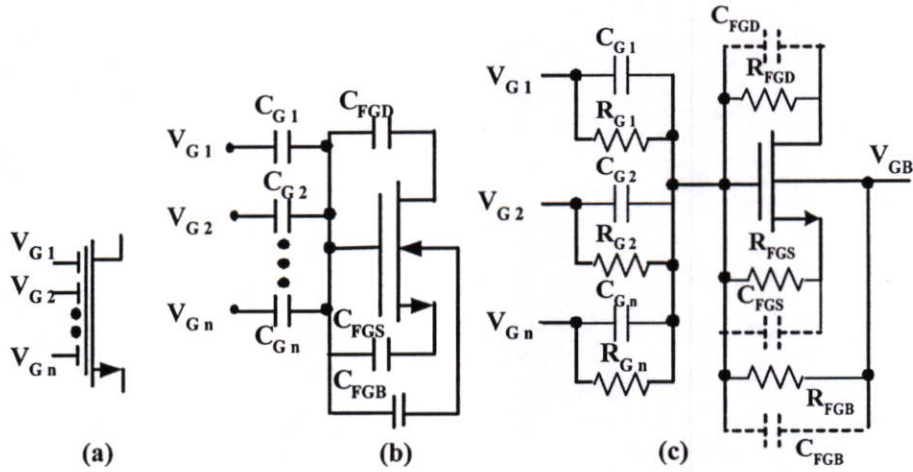
โดยที่ $V_{T,eq}$ จะมีค่าเท่ากับ $\frac{V_T - V_b K_1}{K_2}$ ซึ่งจะมีค่าที่น้อยกว่าแรงดันขีดเริ่มแบบมอสเฟตทั่วไปซึ่งจะขึ้นอยู่กับ V_b, K_1 และ K_2 โดยที่รูปแบบของวงจรแบบสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) ที่แสดงในรูปที่ 2.12 คือ



รูปที่ 2.12 วงจรเสมือนของสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอย

จากสมการที่ (2.18) พบว่าสามารถที่จะเพิ่มแรงดันอินพุตได้ ยิ่งกว่านั้นถ้าต้องการออกแบบที่ใช้แรงดันที่ต่ำคือถ้ามีการให้แรงดันที่ขาเกตที่ 2 (V_{G2}) คือแรงดันขีดเริ่มที่ได้เกิดมาจากที่มองจากที่แรงดันขาเกตที่ 1 เป็นการควบคุมแบบเชิงเส้น โดยแรงดันที่ขาเกตที่ 2 ต้องให้มีแรงดันไบอัสที่ขาเกตที่ 2 ที่ $V_{G2} > (C_{G1}/C_{G2})V_{TH} + (1 + C_{FB}/C_{G2})(V_{TH} + V_S) - (C_{FB}/C_{G2})V_B$ ซึ่ง V_{TH} เป็นแรงดันขีดเริ่มของภายในมอสเฟต โดยที่ C_{FS} และ C_{FD} สามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นแรงดันอินพุตที่ขาที่ 1 จะมีค่าคอนดักแตนซ์ของ V_{G1} จากสมการที่ (2.14) คือ $K_1 g_{mf}$ ซึ่ง K_1 มีค่าเท่ากับ C_{G1}/C_{Total} โดยที่ g_{mf} คือค่าคอนดักแตนซ์ภายในมอสเฟตแบบธรรมดา จากการกล่าวมาข้างต้นพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของมอสเฟตเทคโนโลยีแบบขาเกตปล่อยลอยเทียบกับมอสเฟตแบบทั่วไป โดยที่จะพบว่าค่าพารามิเตอร์มีความสัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์ที่บริเวณขาเกต โดยที่ค่าพารามิเตอร์อื่นๆเหมือน

กับมอสเฟตทั่วไป เป็นผลที่จะใช้ในการออกแบบวงจรที่ใช้แรงดันที่ต่ำโดยที่มีจุดที่สำคัญในการออกแบบคือค่าประจุ Q_{FG} บนบริเวณชั้นขากเกตปล่อยลอยมีการเกิดค่าที่สูงขึ้นที่ไม่สามารถคาดการณ์กับแรงดันขีดเริ่มที่เกิดขึ้นใหม่ได้ซึ่งผลกระทบนี้สามารถปรับให้ดีขึ้นได้ในขั้นตอนการผลิตที่มีแฟกเตอร์ในการผลิตที่ 20 จากขบวนการผลิตที่เรียกว่าการปรับค่าประจุ (Charge-Resetting Process) โดยใช้แสงอุตราไวโอเลต (Ultraviolet light)



รูปที่ 2.13 แสดง (a)รูปแบบของมอสเฟตแบบขากเกตปล่อยลอย (b) สัญญลักษณ์ของมอสเฟต (c) แสดงวงจรเสมือนในการพิจารณา

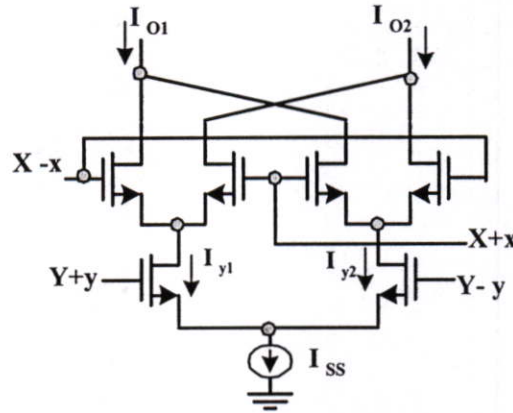
โมเดลที่ใช้ในการวิเคราะห์แบบขากเกตปล่อยลอยและสัญลักษณ์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.13 ในการพิจารณาจากสมการที่ (2.13) จะพบว่า Q_c จะไม่เพียงฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นกับ V_{FG} เท่านั้นแต่ยังเป็นฟังก์ชันกับความไม่เป็นเชิงเส้นกับ I_F และ I_R คือกระแสแบบปกติ(Forward) และย้อนกลับ(Reverse bias)ภายในมอสเฟตตามลำดับ ส่วน Q_o ไม่ได้ขึ้นอยู่กับการออกแบบแต่ละขาของอุปกรณ์แต่เป็นค่าคงที่ของขบวนการผลิต

2.4 หลักการพื้นฐานของวงจรคูณในโหมดแรงดัน

วงจรคูณที่ได้รับจัดกลุ่มอยู่โหมดของแรงดันที่ทำงานในย่านอิมิตัวและเป็นที่ยอมรับในรูปของวงจรคูณที่เรียกว่า กิลเบิร์ต มีลักษณะการทำงานแบบผลต่างคู่ ของมอสเฟตที่ทำงานในย่านอิมิตัวจะให้เข้าพุดแบบผลต่างกระแสคือ

$$\begin{aligned}
 I_{od} &= I_1 - I_2 = I_S \left[\frac{K}{I_S} (2x)^2 - \frac{K^2}{4I_S^2} (2x)^4 \right]^{1/2} \\
 &= 2\sqrt{KI_S} x \left[1 - \frac{K}{I_S} x^2 \right]^{1/2}
 \end{aligned}
 \tag{2.19}$$

เมื่อ $Kx^2 < I_S$ ซึ่ง I_S คือกระแสรวมของวงจรรขยายผลต่างและ x คือ แรงดันอินพุตของวงจรรขยายผลต่าง จากรูปที่ 2.14 แสดงวงจรรวมแบบโหมคแรงดันของกิลเบิร์ตจากรูปจะพบว่า I_Y คือสัญญาณของกระแสซึ่งเป็นส่วนเข้าพุตกระแสของส่วนที่เป็นวงจรรขยายผลต่างคู่ ส่วนที่ 2 เป็นส่วนของการลบกันของเข้าพุตคือ



รูปที่ 2.14 วงจรรวมของกิลเบิร์ตแบบโหมคแรงดัน [10]

$$I_O = I_{O1} - I_{O2} = 2K\sqrt{K}x[\sqrt{I_{Y1}} - \sqrt{I_{Y2}}] \quad (2.20)$$

ซึ่งอินพุตกระแส $\sqrt{I_{Y1}} - \sqrt{I_{Y2}}$ คือส่วนที่เกิดจากในแต่ละส่วนของวงจรรขยายผลต่างคือ

$$\sqrt{I_{Y1}} - \sqrt{I_{Y2}} = \sqrt{2K_3y} \quad (2.21)$$

ซึ่ง $2y$ คืออินพุตแรงดันของวงจรรขยายผลต่างและ คือค่าคงที่ทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ของวงจรรขยายผลต่างที่ 3 ดังนั้นวงจรรวมแบบกิลเบิร์ตจะมีค่าเท่ากับ

$$I_O = I_{O1} - I_{O2} = 2\sqrt{2KK_3}xy \quad (2.22)$$

โดยที่อินพุต x และ y เป็นอินพุตในโหมคแรงดัน

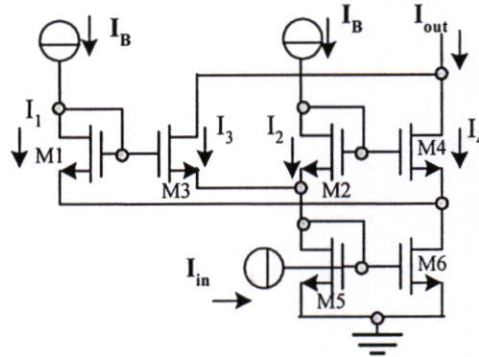
2.5 หลักการพื้นฐานของวงจรรวมในโหมคกระแส

ส่วนวงจรรวมในโหมคกระแสที่ทำงานในย่านอิมิตัวและมีการออกแบบของพื้นฐานกฎกำลังสองและเป็นแบบสี่จุดภาคโดยมีการลักษณะการทำงานของสมการกำลังสองคือ

$$I_O = (I_X + I_Y)^2 - (I_X - I_Y)^2 = 4I_X I_Y \quad (2.23)$$

โดยเป็นวงจรอนุกรมระหว่างอินพุตกระแสของ I_Y และ I_X

จากรูปที่ 2.15 แสดงการวางจรของMTL(Multi Transconductance Loop) กระแสกำลังสอง (squaring current) โดยมีการพิจารณาจากความสัมพันธ์ของกระแสเดรนคือ



รูปที่ 2.15 วงจรของ MTL [15] กระแสกำลังสอง (squaring current)

$$\sqrt{\frac{I_1}{(W/L)_1}} + \sqrt{\frac{I_2}{(W/L)_2}} = \sqrt{\frac{I_3}{(W/L)_3}} + \sqrt{\frac{I_4}{(W/L)_4}} \quad (2.24)$$

จากรูปของวงจรที่ 2.16 มีขนาดเท่ากันดังนั้นค่าขนาดสามารถที่จะไม่นำมาพิจารณาดังนั้นกระแสจะเท่ากับกระแสที่ไบอัส I_B นั่นคือ

$$\sqrt{I_3} + \sqrt{I_4} = \sqrt{4I_B} \quad (2.25)$$

จากสมการที่(14) จะพบว่ากระแสรวม $I_3 + I_4$ ซึ่งเป็นกระแสเข้าพุทของวงจรดังนี้

$$\begin{aligned} \sqrt{I_3} + \sqrt{I_4} &= \sqrt{4I_B} \\ I_3 + I_4 + 2\sqrt{I_3I_4} &= 4I_B \\ (I_3 + I_4 - 4I_B)^2 &= 4I_4I_3 \\ I_3^2 + 2I_3I_4 + I_4^2 - 8I_B(I_3 + I_4) + 16I_B^2 &= 4I_4I_3 \\ (I_4 - I_3)^2 + 16I_B^2 &= 8I_B(I_4 + I_3) \end{aligned}$$

$$I_4 + I_3 = 2I_B + \frac{(I_4 - I_3)^2}{8I_B} = I_{out} \quad (2.26)$$

โดยที่กระแสสะท้อน M5และM6 จะมีความสัมพันธ์

$$I_{in} + I_2 + I_3 = I_1 + I_4 \quad (2.27)$$

ซึ่งกระแส I_1 และ I_2 จะมีค่าเท่ากับ I_B สามารถจัดรูปได้ว่า

$$I_{in} = I_4 - I_3 \tag{2.28}$$

แทนค่าสมการที่(2.28)ลงในสมการที่(2.26)

$$I_{out} = 2I_B + \frac{(I_{in})^2}{8I_B} \tag{2.29}$$

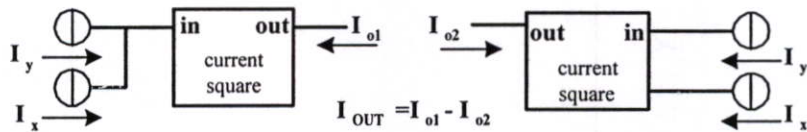
จากความสัมพันธ์สมการที่ (2.29) จะทำงานในย่านอิมิตัว โดยที่จะมีผลกระทบถ้ากระแสอินพุตของ $I_{in} = 0$ จะทำให้กระแสเดรนของM1 M2 M3 และM4 มีค่าเท่ากับ I_B ถ้าเมื่อ I_{in} มีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งกระแสที่ไหลผ่านM1และM2จะยังคงมีค่าคงที่แต่กระแสที่ไหลผ่านM3หรือM4จะเพิ่มขึ้นโดยที่ตัวอื่นจะมีค่าลดลงดังนั้นกระแสอินพุตสูงสุด คำนึงจากสมการที่ (2.25) และ (2.26) ของกระแส I_3 และ I_4 โดยจะพบว่า

$$I_3 = I_B - \frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}^2}{16I_B} \quad \text{และ} \quad I_4 = I_B + \frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}^2}{16I_B} \tag{2.30}$$

ดังนั้นช่วงการทำงานของกระแสอินพุต

$$-4I_B \leq I_{in} \leq 4I_B \tag{2.31}$$

ดังนั้นวงจรการคูณโหมตกระแสแบบสี่ตุภาคโดยเงื่อนไขจากสมการที่(12) ซึ่งกระแสเข้าพุตของ I_{o1} และ I_{o2} โดยจากรูปที่ 2.16 แสดงการทำงานของวงจรมคูณและวงจรมคูณดังรูปที่2.17 คือ



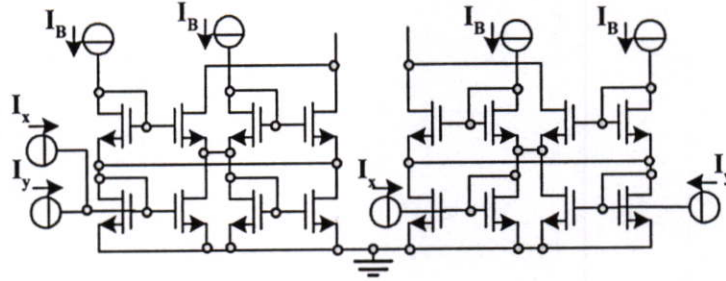
รูปที่ 2.16 ลักษณะการทำงานของวงจรมคูณโหมตกระแส

$$I_{o1} = 2I_B + \frac{(I_Y + I_X)^2}{8I_B} \tag{2.32}$$

$$I_{o2} = 2I_B + \frac{(I_Y - I_X)^2}{8I_B} \quad (2.33)$$

ซึ่งจะพบว่ากระแสเข้าพุทจะมีค่าเท่ากับ

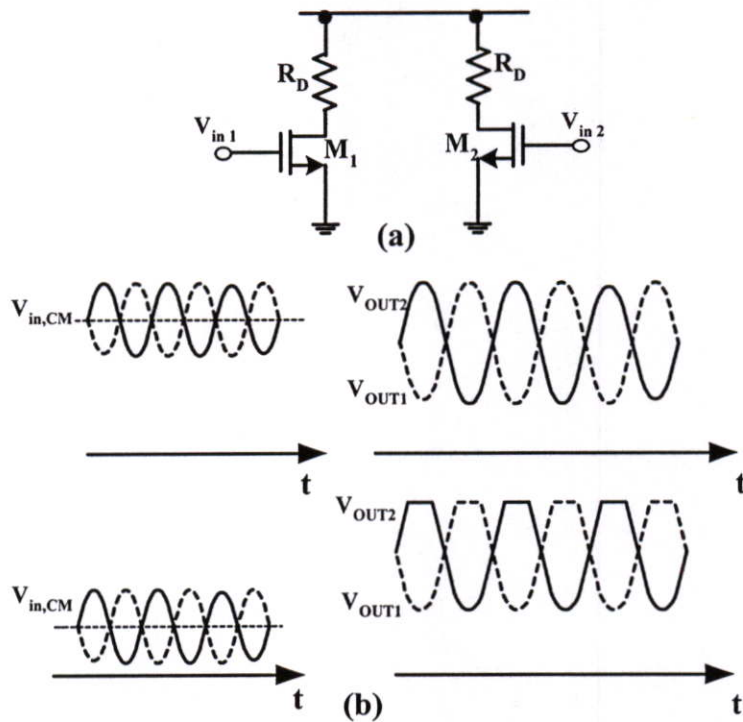
$$I_{out} = I_{o1} - I_{o2} = \frac{I_X I_Y}{2I_B} \quad (2.34)$$



รูปที่ 2.17 วงจรคูณในโหมคกระแส [15] โหมคเดี่ยว

2.6 คุณสมบัติพื้นฐานวงจรขยายผลต่างคู่

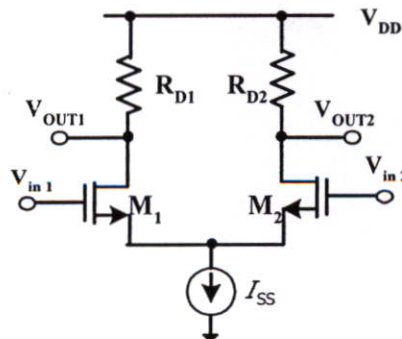
วงจรขยายผลต่างสัญญาณจะมีคุณสมบัติในการที่นำสัญญาณสองอินพุตมาลบกันและทำหน้าที่การแปลงผลลบของแรงดันเป็นกระแสเพื่อใช้ขจัดส่วนที่เป็นสัญญาณรบกวนของแหล่งจ่าย และมีการแกว่งสัญญาณเข้าพุทที่สูง แต่ถ้าเกิดกรณีที่มี V_{in1} และ V_{in2} มีขนาดแรงดันแบบโหมคร่วมกัน (common mode) สูง ไม่มีการแบ่งระดับแรงดันแบบกระแสตรงไม่ดี เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ระดับอินพุตโหมคร่วมกัน $V_{in,CM}$ เป็นผลให้กระแสไบอัสของ M_1 และ M_2 มีการเปลี่ยนแปลงค่าทรานคอนดักแตนซ์ของตัวอุปกรณ์และระดับเอาต์พุต จากการเปลี่ยนแปลงค่าของทรานคอนดักแตนซ์นำไปสู่การเปลี่ยนแปลงอัตราขยายของขนาดสัญญาณขนาดเล็ก ขณะที่ภาคเอาต์พุตแบบโหมคร่วมกันจะต้องมีค่าที่ต่ำในการแกว่งของค่าสูงสุดที่สามารถแกว่งได้



รูปที่ 2.18 (a) แสดงวงจรขยายผลต่างอย่างง่าย (b) แสดงการตอบสนองกับระดับอินพุตโหมคร่วม

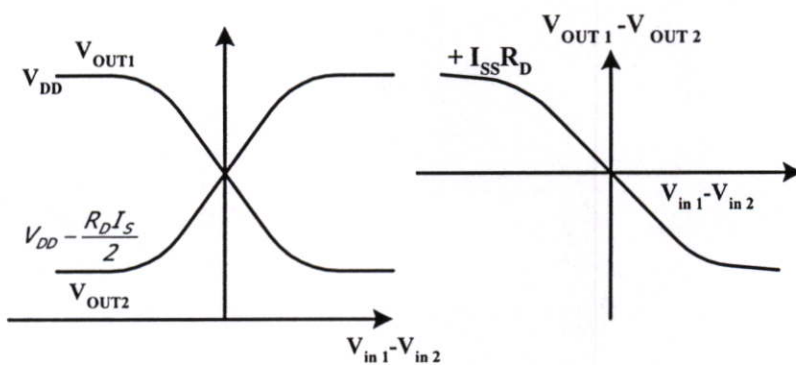
กรณีรูปที่ 2.18(b) ค่าอินพุตของโหมคร่วมกันมีค่าที่ต่ำ กล่าวคือเมื่ออินพุตของ V_{in1} และ V_{in2} ที่มีขนาดต่ำ อาจจะทำให้อุปกรณ์อยู่ในสถานะที่ปิดจะทำให้สัญญาณที่สัญญาณเข้าพุตถูกตัดสัญญาณได้ดังนั้นความสำคัญของกระแสไบอัสของอุปกรณ์ที่มีค่าต่ำที่สุดที่ยอมรับได้มีค่าขึ้นอยู่กับระดับอินพุตของโหมคร่วมกันจากรูปที่ 2.19 คือการปรับปรุงปัญหาจากข้างต้นที่เรียกว่าวงจรขยายผลต่างคู่โดยมีแหล่งจ่ายกระแส I_{SS} ซึ่งได้จาก $I_{D1} + I_{D2}$ ที่ไม่ขึ้นอยู่กับแรงดัน $V_{in,CM}$ นั่นคือถ้า $V_{in1} = V_{in2}$ กระแสไบอัสของอุปกรณ์แต่ละตัวจะเท่ากับ และที่ระดับเอาต์พุตคือ $\frac{I_{SS}}{2}$ นั่นคือหลักในการพิจารณาแบบสัญญาณขนาดใหญ่

2.6.1 เนื้อหาการวิเคราะห์



รูปที่ 2.19 พื้นฐานของวงจรขยายผลต่าง

ถ้าสมมติให้รูปที่ 2.19 ให้มี $V_{in1} - V_{in2}$ มีการเปลี่ยนแปลงจาก $-\infty$ ถึง ∞ โดยที่ค่า V_{in1} มีค่ามากกว่า V_{in2} มอสเฟตตัวที่ 1 จะไม่ทำงานโดยที่มอสเฟตตัวที่ 2 จะทำงานซึ่งกระแส $I_{D2} = I_{SS}$ และ $V_{OUT1} = V_{DD}$ และ $V_{OUT2} = V_{DD} - R_D I_{SS}$ และเมื่อค่า V_{in1} มีเพิ่มขึ้นเข้าใกล้กับ V_{in2} จะทำให้มอสเฟต M1 ก็เข้าสู่ใกล้สู่สถานะที่จะทำงานจะพบว่าเมื่อ อยู่สถานะทำงานดังกล่าว $I_{D1} + I_{D2} = I_{SS}$ กระแสเดรนของกระแสของมอสเฟต M2 ลดลงและขนาดเอาต์พุตจะสูงขึ้นเพราะแรงดันที่ตกคร่อมที่ค่าความต้านทานมีขนาดที่ลดลงตามกระแส ดังที่แสดงดังรูปที่ 2.20 (a) สำหรับ $V_{in1} = V_{in2}$ จะพบว่า $V_{OUT1} = V_{OUT2} = V_{DD} - \frac{R_D I_{SS}}{2}$ ซึ่งลักษณะการทำงานของวงจรถายผลต่างที่แสดงดังรูปที่ 2.20 เป็นกราฟแสดงระหว่าง $V_{OUT1} - V_{OUT2}$ กับ $V_{in1} - V_{in2}$ จากการพิจารณามี 2 จุดที่สำคัญที่เกี่ยวกับวงจรถายผลต่างคือ

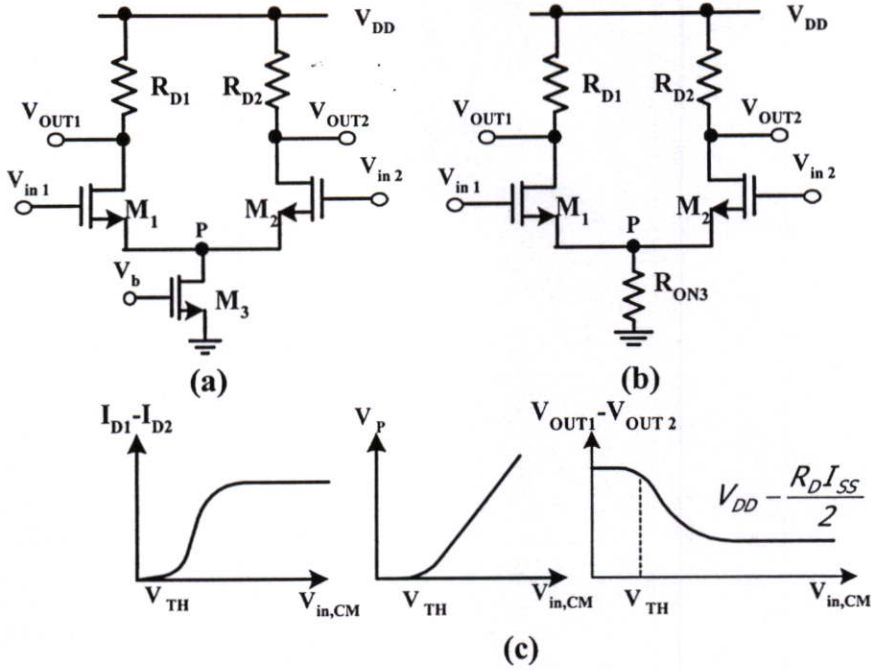


รูปที่ 2.20 ลักษณะแบบคุณสมบัติของอินพุตและระหว่างเอาต์พุตของวงจรถายผลต่างแบบคู่

1. ระดับสูงสุดและต่ำสุดของเอาต์พุตที่ดีคือ V_{DD} และ $V_{DD} - R_D I_{SS}$ ตามลำดับและไม่ขึ้นอยู่กับระดับแรงดันอินพุตแบบโหมคร่วมกัน

2. อัตราการขยายของขนาดสัญญาณขนาดเล็ก (ความชันระหว่าง $V_{OUT1} - V_{OUT2}$ กับ $(V_{in1} - V_{in2})$) คือค่าสูงสุดคือที่ $V_{in1} = V_{in2}$ โดยที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์เพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามความไม่เป็นเชิงเส้นจะเพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันอินพุตเพิ่ม แต่สำหรับที่ $V_{in1} = V_{in2}$ คือวงจรที่มีความเสมอภาค

เมื่อพิจารณาแรงดันโหมคร่วมกันของวงจรที่ไบอัสวงจรในการจัดผลกระทบบจากระดับอินพุตโหมคร่วมกันเกี่ยวกับการทำงานมอสเฟต M1 และ M2 และภาคเอาต์พุตโดยที่ถ้ากำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in,CM}$ ซึ่งสามารถมีการเปลี่ยนแปลงระดับค่า 0 ถึง V_{DD} รูปที่ 2.21(a) แสดงการใช้มอสเฟตแบบ NMOS แทนแหล่งจ่ายกระแส I_{SS} ถ้ากำหนดให้ $V_{in,CM} = 0$ แรงดันที่ขาเกตของมอสเฟต M1 และ M2 มอสเฟตจะไม่ทำงานโดยที่ $I_{D3} = 0$ โดยที่ M3 ทำงานในย่านไตรโอดเพราะแรงดัน v_g ที่เกิดขึ้นพอเพียงในการเกิดปฏิกิริยาแบบย้อนกลับบริเวณช่องพื้นผิว และถ้า $I_{D1} = I_{D2} = 0$ วงจรจะไม่สามารถทำงานได้และ $V_{OUT1} = V_{OUT2} = V_{DD}$



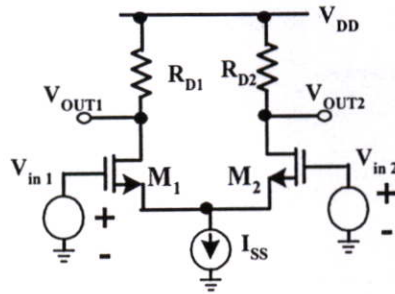
รูปที่ 2.21 วงจรขยายผลต่างที่ (a) วงจรขยายผลต่างที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันโหมคร่วมกัน (b) วงจรเสมือนที่ M_3 ทำงานในย่านไตรโอด (c) แสดงคุณสมบัติ อินพุต-เอาพุตแบบโหมคร่วมกัน

และเมื่อกำหนดให้ $V_{in,CM}$ มีค่าเป็นบวกที่เพิ่มขึ้นมอสเฟต M_3 จะทำงานลักษณะเหมือนตัวต้านทานดังที่แสดงดังรูปที่ 2.21(b) โดยที่มอสเฟต M_1 และ M_2 ทำงานเมื่อ $V_{in,CM} \geq V_{TH}$ จากลักษณะดังกล่าว I_{D1} และ I_{D2} จะเพิ่มขึ้นเรื่อยและมีแรงดัน V_P เกิดขึ้นและทำให้มอส M_1 และ M_2 มีลักษณะการทำงานโหมคร่วมกันแบบเดรน (Source follower) โดยที่แรงดัน V_P เป็นผลมาจาก $V_{in,CM}$ เมื่อแรงดันที่แรงดันเดรน-ซอร์สของมอส M_3 มีค่าสูงกว่า $V_{GS3} - V_{TH}$ จะทำให้ทำงานในย่านอิมิตัวจะทำให้กระแสรวมที่ไหลผ่าน M_1 และ M_2 มีค่าคงที่สามารถที่สรุปได้ว่าแรงดันที่เป็นจุดที่ทำงานได้ต้องมีค่าคือ $V_{in,CM} \geq V_{GS1} + (V_{GS3} - V_{TH})$

แต่ถ้า $V_{in,CM}$ มีค่าที่มากกว่าข้างต้นค่า V_{OUT1} และ V_{OUT2} จะมีความสัมพันธ์ที่คงที่โดยที่มอส M_1 และ M_2 เข้าสู่ย่านการทำงานแบบไตรโอดคือที่ $V_{in,CM} \geq (V_{OUT} + V_{TH}) = V_{DD} - (R_D I_{SS} / 2) + V_{TH}$ คือจุดกำหนดค่าสูงสุดของระดับอินพุตแบบโหมคร่วมกัน ดังนั้นค่าที่ยอมรับของแรงดัน $V_{in,CM}$ คือ

$$V_{GS1} + (V_{GS3} - V_{TH}) \leq V_{in,CM} \leq \min[V_{DD} - (R_D I_{SS} / 2) + V_{TH}, V_{DD}] \tag{2.35}$$

2.6.2 หลักการในการวิเคราะห์



รูปที่ 2.22 วงจรขยายผลต่างที่ใช้ในการวิเคราะห์

เมื่อพิจารณาพฤติกรรมของมอสทรานซิสเตอร์ในแบบวงจรขยายผลต่างคู่ ที่มีแรงดันผลต่างของอินพุตโดยที่ทำการพิจารณาแบบสัญญาณขนาดใหญ่จากรูปที่ 2.22 ซึ่งจะพบว่า $V_{OUT} = V_{DD} - R_{D1}I_{D1}$ และ $V_{OUT2} = V_{DD} - R_{D2}I_{D2}$ นั่นคือ $V_{OUT1} - V_{OUT2} = R_{D2}I_{D2} - R_{D1}I_{D1} = R_D(I_{D2} - I_{D1})$ ถ้าให้ $R_{D2} = R_{D1} = R_D$ สามารถที่จะคำนวณ I_{D1} และ I_{D2} ที่ในเทอมของแรงดันโดยที่มีความสมมาตรทั้งมอส M1 และ M2 ที่ทำงานข่านอิมิตัวซึ่งแรงดันที่โหนด P มีค่าเท่ากับ $V_{in1} - V_{GS1}$ และ $V_{in2} - V_{GS2}$ ดังนั้น

$$V_{in1} - V_{in2} = V_{GS1} - V_{GS2} \quad (2.36)$$

จากความสัมพันธ์แบบกำลัง 2

$$(V_{GS} - V_{TH})^2 = \frac{I_D}{\frac{1}{2}u_n C_{OX} \frac{W}{L}} \quad (2.37)$$

ดังนั้น

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{u_n C_{OX} \frac{W}{L}}} + V_{TH} \quad (2.38)$$

จากสมการที่ (2.36) และ (2.38) จะพบว่า

$$V_{in1} - V_{in2} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{u_n C_{OX} \frac{W}{L}}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{u_n C_{OX} \frac{W}{L}}} \quad (2.39)$$

เมื่อทำการคำนวณหากระแสเข้าพุทของวงจรถายผลต่างคือ $I_{D1} - I_{D2}$ และ โดยการยกกำลัง 2 ทั้ง 2 ข้างในสมการที่(2.39)จะพบว่า

$$(V_{in1} - V_{in2})^2 = \frac{2}{u_n C_{ox} \frac{W}{L}} (I_{SS} - 2\sqrt{I_{D1}I_{D2}}) \quad (2.40)$$

$$\frac{1}{2} u_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{in2})^2 - I_{SS} = -2\sqrt{I_{D1}I_{D2}} \quad (2.41)$$

โดยที่ $I_{D1} + I_{D2} = I_{SS}$ นั่นคือ ยกกำลัง 2 ทั้ง 2 ข้างอีกครั้งโดย

$$4I_{D1}I_{D2} = (I_{D1} + I_{D2})^2 - (I_{D1} - I_{D2})^2 = I_{SS}^2 - (I_{D1} - I_{D2})^2 \text{ จะพบว่า}$$

$$(I_{D1} - I_{D2})^2 = -\frac{1}{4} (u_n C_{ox} \frac{W}{L})^2 (V_{in1} - V_{in2})^4 + I_{SS} (V_{in1} - V_{in2})^2 \quad (2.42)$$

ดังนั้น

$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{1}{2} u_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{in2}) \sqrt{\frac{4I_{SS}}{u_n C_{ox} \frac{W}{L}} - (V_{in1} - V_{in2})^2} \quad (2.43)$$

โดยที่ $(I_{D1} - I_{D2})$ เป็นฟังก์ชันของ $(V_{in1} - V_{in2})$ ซึ่งจะมีค่าที่ศูนย์เมื่อ $V_{in1} = V_{in2}$ ขณะที่ $|V_{in1} - V_{in2}|$ เพิ่มขึ้นจากศูนย์ซึ่ง $|I_{D1} - I_{D2}|$ จะเพิ่มขึ้นด้วยเพราะว่าแพกเตอร์ของรากที่ 2 จะมีการเพิ่มที่สูง

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.43) ในการคำนวณในเชิงคุณสมบัติความชันคือเสมือนเป็นการพิจารณาของ G_m ของมอสที่ M1 และ M2 โดยมีนิยามว่า $(I_{D1} - I_{D2})$ และ $(V_{in1} - V_{in2})$ ให้เป็นผลต่างของ ΔI_D และ ΔV_{in} ตามลำดับนั้นคือ

$$\frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{in}} = \frac{1}{2} u_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{\frac{4I_{SS}}{u_n C_{ox} W/L} - 2\Delta V_{in}^2}{\sqrt{\frac{4I_{SS}}{u_n C_{ox} W/L} - \Delta V_{in}^2}} \quad (2.44)$$

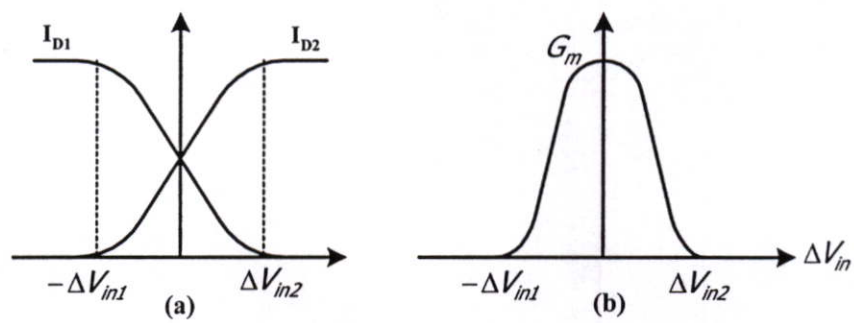
สำหรับ $\partial \Delta V_{in} = 0$ ซึ่ง $G_m = \sqrt{u_n C_{ox} (W/L) I_{SS}}$ และเนื่องจาก $(V_{in1} - V_{in2}) = R_D \Delta I = R_D G_m \Delta V$ ดังนั้นอัตราขยายแรงดันของสัญญาณขนาดเล็กคือ

$$|A_v| = \sqrt{u_n C_{ox}(W/L) I_{SS} R_D} \tag{2.45}$$

จากสมการที่ (2.44) จะพบว่าค่า G_m จะมีค่าเป็นศูนย์ที่ $\Delta V_{in} = \sqrt{2I_{SS} / (u_n C_{ox}(W/L))}$ ซึ่งค่า ΔV_{in} เป็นค่าที่บทบาทที่สำคัญในการทำงานของวงจร ถ้าพิจารณาสมการที่ (2.42) ในสมการของส่วนที่อยู่ในรากที่ 2 จะมีค่าที่เป็นศูนย์เมื่อ $\Delta V_{in} = \sqrt{4I_{SS} / (u_n C_{ox}(W/L))}$ โดยที่ผลต่างของกระแสเดรนจะมีค่าเป็นศูนย์ที่ผลต่างของแรงดันอินพุต ซึ่งไม่เป็นตามที่ได้ทำการคาดการณ์ไว้แต่ไม่ได้หมายความว่าข้อสรุปผิด นั่นคือจากสมการที่ (2.43) ถูกพิจารณาที่สมมุติว่ามอส M1 และ M2 ทำงานทั้ง 2 แต่ในความเป็นจริงขณะที่แรงดันอินพุตมีค่าที่เกินจำกัดก็จะมีมอสหนึ่งตัวที่ไม่ทำงานจากที่นิยามว่า ΔV_{in} เมื่อ $I_{D1} = I_{SS}$ และ $\Delta V_{in} = V_{GS1} - V_{TH}$ เพราะว่ามีมอส M2 กำลังที่จะไม่ทำงาน ดังนั้นจะพบว่า

$$\Delta V_{in} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{u_n C_{ox}(W/L)}} \tag{2.46}$$

สำหรับที่ $\Delta V_{in} > \Delta V_{in1}$ มอส M2 ไม่ทำงานจากการพิจารณาข้างต้นจะพบว่าค่า G_m มีค่าเท่ากับศูนย์ที่ $\Delta V_{in} = \Delta V_{in1}$ ดังที่แสดงดังรูปที่ 2.23

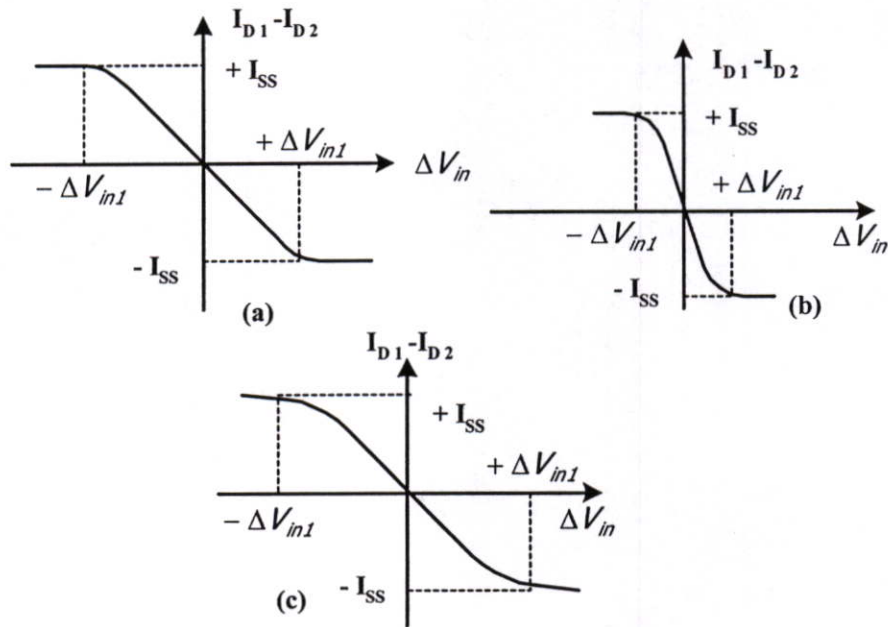


รูปที่ 2.23 (a) การเปลี่ยนแปลงของกระแสเดรน (b) ค่าทรานคอนดักแตนซ์เทียบกับแรงดันอินพุต

จากค่าของ ΔV_{in} ในสมการที่ (2.46) คือค่าสูงสุดในการยึดจับของผลต่างของอินพุตเป็นไปได้ว่าเมื่อความสัมพันธ์ของ ΔV_{in1} เป็นอินพุตให้ทั้งมอส M1 และ M2 ที่เท่ากันนั่นคือการที่ผลต่างอินพุตเป็นศูนย์ คือ $I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2}$ จะพบว่า

$$(V_{GS} - V_{TH})_{1,2} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{u_n C_{ox}(W/L)}} \tag{2.47}$$

นั่นคือสถานะสมดุลแรงดันอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรที่มีค่า $\Delta V_{in2}/\sqrt{2}$ จากจุดนี้การเพิ่มของ ΔV_{in1} จนถึงจุดที่ทำให้เกิดความเป็นเชิงเส้นที่ขึ้นก็จะต้องเพิ่มแรงดันที่แรงดันที่มอส M1 และ M2 เพื่อที่จะได้กระแส I_{SS} ที่ดี โดยการลดขนาดกว้าง-ยาว ($\frac{W}{L}$) และค่าทรานคอนดักแตนซ์ ในการพิจารณาคุณสมบัติของรูปที่ 2.24 (a) นั่นคือขณะที่ $\frac{W}{L}$ เพิ่มขึ้นจะได้ขนาดของแรงดันอินพุตที่มีค่าลดลง ช่วงของแรงดันที่สามารถครอบคลุมมีขนาดที่แคบส่วนรูปที่ 2.24 (b) โดยที่ I_{SS} มีค่าเพิ่มขึ้นจะพบว่า ทั้งสัญญาณอินพุตและเอาพุตสามารถที่แกว่งได้สูงขึ้นและรูปที่ 2.24(c) โดยทั่วไปของวงจรที่จะเพิ่มความเป็นเชิงเส้นที่ดีด้วยการเพิ่มกระแส I_{SS} หรือลดขนาดของ $\frac{W}{L}$



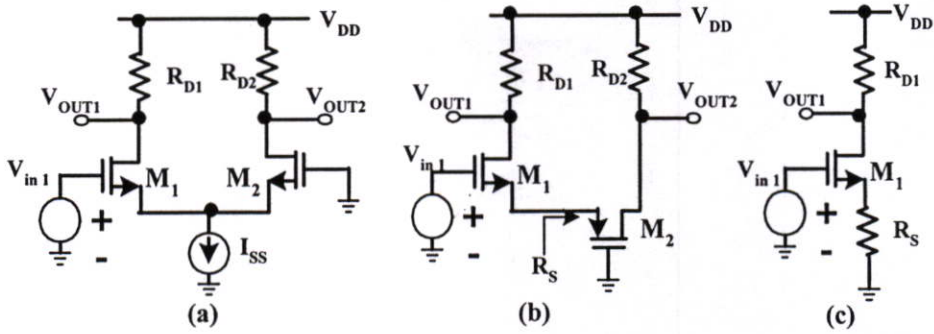
รูปที่ 2.24 คุณสมบัติกราฟของกระแสเดรนกับแรงดันอินพุต

ต่อไปทำการพิจารณาพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายผลต่างจากรูปที่ 2.22 โดยทำการป้อนสัญญาณ V_{in1} และ V_{in2} ซึ่งทั้งมอส M1 และ M2 ทำงานย่านอิมิตัวจะหาอัตราขยายแรงดันของวงจร โดยที่จากสมการที่ 2.45 จะมีค่าเท่ากับ $\sqrt{u_n C_{ox} (W/L) I_{SS}} R_D$ ในสถานะที่เสมอภาคของมอสเฟตแต่ละตัวจะมีกระแสไหลผ่าน $\frac{I_{SS}}{2}$ ซึ่งการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กมี 2 วิธีในการทำงานของวงจร โดยที่ กำหนดให้ $R_{D1} = R_{D2} = R_D$

วิธีที่ 1 จากรูปที่ 2.25 เป็นการป้อนอินพุตแบบที่เป็นอิสระต่อกันดังนั้นสามารถที่จะแยกพิจารณาของแรงดันได้ นั่นคือถ้ากำหนดให้ V_{in2} มีค่าเป็นศูนย์โดยทำการพิจารณาเอาพุตที่โหนด X และ Y ของอินพุต V_{in1} โดยการที่ V_x คือมอส M1 ที่จัดอยู่ในรูปแบบโหนดร่วมกันของซอร์สที่มีความต้านทานเสมือนเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจากขาซอร์สที่ต่อกับขาซอร์สมอส M2 โดยที่ไม่สนใจ

ผลกระทบของตัวอุปกรณ์และผลกระทบของช่องพื้นผิวซึ่งมีค่าเท่ากับ $R_S = \frac{1}{g_m}$ ตามรูปที่ 2.25

(C) คือ

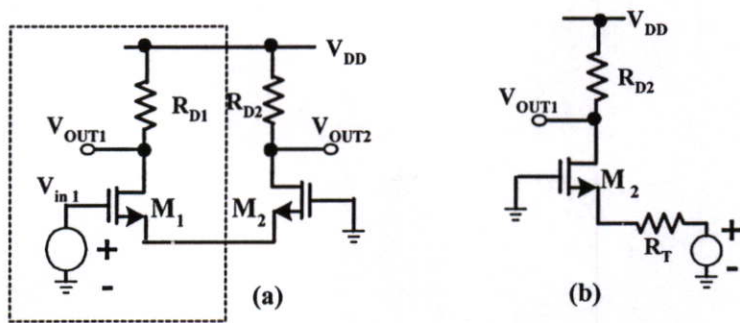


รูปที่ 2.25 การวิเคราะห์ที่ (a) สัญญาณอินพุต 1 อินพุต (b) ขั้ววงจรของM2 (c) วงจรเสมือน

$$\frac{V_X}{V_{in1}} = \frac{-R_D}{(1/g_{m1}) + (1/g_{m2})} \tag{2.48}$$

ในการคำนวณหาค่าแรงดัน V_Y พิจารณาที่มอสM1ที่ต่อกับ มอสM2 โดยที่มอสทำงานในรูปแบบ โหมดร่วมกันซอร์ส และแทนค่าM1เป็นแบบเสมือนแรงดันและความต้านทานแบบเทวินิน (Thevenin) ตามรูปที่ 2.26 โดยที่แรงดัน $V_T = V_{in}$ และ $R_T = -\frac{1}{g_m}$ ซึ่งทำให้มอสทำงานโหมด ร่วมของเกตซึ่งอัตราขยายเท่ากับ ดังนั้นจะพบว่า

$$\frac{V_Y}{V_{in1}} = \frac{R_D}{(1/g_{m1}) + (1/g_{m2})} \tag{2.49}$$



รูปที่ 2.26 การวิเคราะห์แบบเทวินินโดยการแทนที่มอสเฟต M1

$$(V_X - V_Y) |_{V_{in1}} = \frac{-2R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} V_{in1} \tag{2.50}$$

ซึ่งกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ สามารถที่จะลดรูปได้ว่า

$$(V_X - V_Y)|_{V_{in1}} = -g_m R_D V_{in1} \tag{2.51}$$

โดยที่จากความสัมพันธ์ ทำให้ผลกระทบของ V_{in2} ที่โหนดที่มีเครื่องหมายที่ตรงกันข้ามกับ V_{in1} คือ

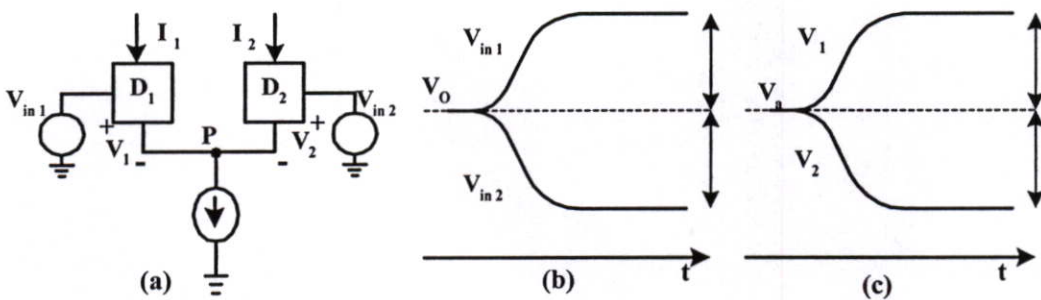
$$(V_X - V_Y)|_{V_{in2}} = g_m R_D V_{in2} \tag{2.52}$$

เมื่อทำการรวมของสมการ (2.51) และ (2.52) จะได้ว่า

$$\frac{(V_X - V_Y)_{tot}}{V_{in1} - V_{in2}} = -g_m R_D \tag{2.53}$$

จะพบว่าเมื่อทำการเปรียบเทียบสมการที่ (2.51) (2.52) และ (2.53) มีขนาดที่เท่ากันต่างกันที่เครื่องหมาย ถ้าพิจารณาจะพบว่าอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรที่มีการป้อนแบบอินพุตเดียวกับกับผลต่างที่เป็นอินพุตที่เป็น 2 อินพุตซึ่งจะเป็นจุดที่สำคัญ ถ้าที่เข้าพุตมีลักษณะซึ่งเกิดเอนด์คือ โหนดของ X หรือ Y เทียบกับกราวด์โดยที่อัตราขยายจะมีค่าเพียงครั้งเดียว

วิธีที่ 2 ถ้ากรณีที่มีความสมมาตรของวงจรขยายผลต่างคือที่ 2 ขนาดแรงดันอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงที่เท่ากันและป้อนเข้าเข้าวงจร 2 ด้านเป็นวงจรที่อยู่ในสถานะสมดุลด้วยหลักการนี้สามารถที่จะพิจารณาแบ่งครึ่งในการพิจารณาได้ คือ

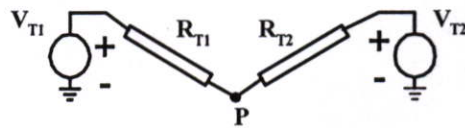


รูปที่ 2.27 คุณสมบัติการพิจารณาวงจรแบบแบ่งครึ่งวงจร ที่โหนด P เสมือนเป็นกราวด์

ในการพิจารณาวงจรที่มีความสมมาตรกันดังที่แสดงดังรูปที่ 2.27(A) ซึ่ง D1 และ D2 แสดงถึงอุปกรณ์ที่มี 3 ขา โดยที่ V_{in1} เปลี่ยนแปลงจาก V_0 ถึง $V_0 + \Delta V_{in}$ และ V_{in2} เปลี่ยนแปลงจาก V_0 ถึง $V_0 - \Delta V_{in}$ ตามรูปที่ 2.27(B) นั่นคือวงจรจะเป็นเชิงเส้นได้เมื่อ V_p ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

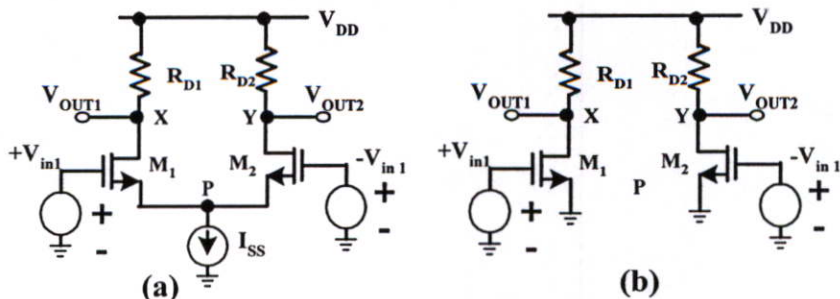
จากการพิสูจน์โดยที่สมมุติ V_1 และ V_2 มีขนาดที่เท่ากันที่อยู่ในสถานะสมดุลของแรงดัน V_a และมีการเปลี่ยนแปลงคือ ΔV_1 และ ΔV_2 ตามลำดับตามรูปที่ 2.27 (C) และที่กระแสเข้าพุดเกิดการเปลี่ยนแปลงคือ $g_m \Delta V_1$ และ $g_m \Delta V_2$ เนื่องจากที่ $I_1 + I_2 = I_T$ เราจะพบว่า $g_m \Delta V_1 + g_m \Delta V_2 = 0$ เมื่อ $\Delta V_1 = -\Delta V_2$ ทำให้ทราบว่า $V_{in1} - V_1 = V_{in2} - V_2$ ด้วยเหตุนี้ $V_O + \Delta V_{in} - (V_a + \Delta V_1) = V_O - \Delta V_{in} - (V_a + \Delta V_1)$ นั่นคือ $2\Delta V_{in} = \Delta V_1 - \Delta V_2 = 2\Delta V_1$ ในทางตรงกันข้ามถ้า V_1 และ V_2 มีการเปลี่ยนแปลงที่ $+\Delta V_{in}$ และ $-\Delta V_{in}$ ตามลำดับแล้วค่า V_1 และ V_2 มีการเปลี่ยนแปลงค่าที่เท่ากันนั่นคือค่าการเปลี่ยนแปลงที่อินพุตซึ่งปกติเกิดขึ้นกับอินพุตของ V_{in1} และ V_{in2} แต่ในความเป็นจริงจะพบว่า $V_p = V_{in} - V_1$ และเนื่องจาก V_1 มีการเปลี่ยนแปลงที่เหมือนกับ V_{in} ดังนั้น V_p ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

จากการพิสูจน์ พิจารณาแบบสมมาตรผลการทำงานยังคงเป็นเชิงเส้น โดยที่ความแตกต่างของกระแสไบอัส D1 และ D2 ถูกตัดทิ้งโดยที่แรงดัน V_p ไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงอินพุตของวงจร ซึ่งจากแสดงได้ว่าจากผลกระทบของ D1 และ D2 ที่โหนด P สาสารถที่จะแสดงในรูปเทวินินจากรูปที่ 2.28 ซึ่ง V_{T1} และ R_{T1} คือแรงดันเสมือนมีขนาดเท่ากันและมีทิศทางที่ตรงกันข้ามและ R_{T2} และ R_{T2} คือค่าความต้านทานเสมือนที่มีขนาดเท่ากัน แล้ว V_p จะมีค่าคงที่



รูปที่ 2.28 การเปรียบเทียบวงจรขยายผลต่างเสมือนเทวินิน

สำหรับการพิจารณาข้างต้นกับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายผลต่างที่แสดงดังรูป ที่ 2.29 เนื่องจากแรงดัน V_p มีค่าคงที่ที่สามารถที่ถูกพิจารณาเป็นกราวด์ได้ ทำให้วงจรสามารถที่จะแยกแ่งครึ่งวงจรได้ดังนั้นหลักการพิจารณาแบบครึ่งวงจร พบว่า $V_x / V_{in1} = -g_m R_D$ และ $V_x / (-V_{in1}) = -g_m R_D$ ดังนั้นจะพบว่า $(V_x - V_y) / 2V_{in1} = -g_m R_D$



รูปที่ 2.29 การประยุกต์โดยการแบ่งครึ่งวงจร

บทที่ 3

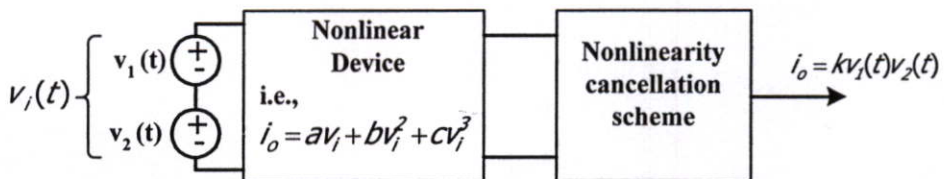
ทฤษฎีสถานประกอบการออกแบบวงจรคูณกระแสและแรงดัน

3.1 บทนำ

การออกแบบวงจรคูณในปัจจุบัน โดยความเป็นจริงในส่วนของพิจารณาทางอนาลอก วงจรคูณคือการคูณของ 2 สัญญาณที่มีความสำคัญในการทำงานของการประมวลสัญญาณทางอนาลอกซึ่งในการออกแบบเพื่อทำการพัฒนางจรให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นมีการใช้พลังงานที่ต่ำ โดยในบทนี้เป็นการนำเสนอคุณลักษณะของวงจรคูณ ลักษณะการทำงานการแปลงโหมคของสัญญาณอินพุตจากกระแสเป็นแรงดันอินพุตเพื่อการขยายการรองรับสัญญาณอินพุต และวงจรรขยายผลต่างที่มีการนำเทคโนโลยีขาเกตแบบปล่อยลอยมาทำการออกแบบ

3.2 คุณสมบัติของวงจรคูณและลักษณะการทำงานวงจรคูณ

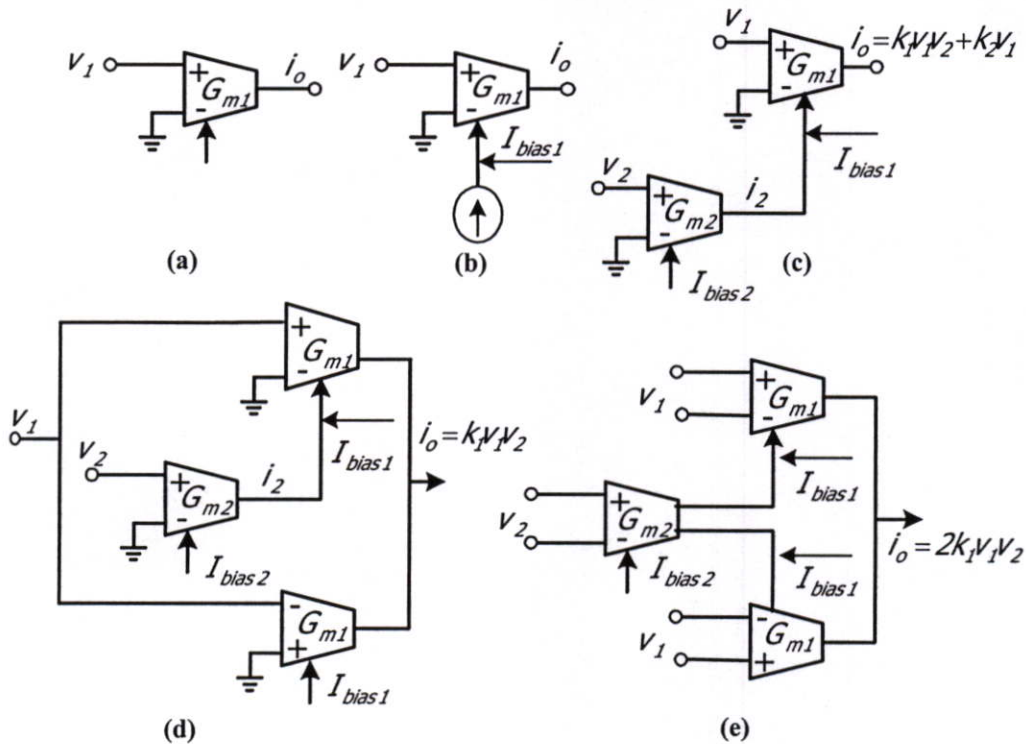
วงจรคูณเป็นรูปแบบการคูณของ 2 สัญญาณคือ สัญญาณ x และ y โดยที่เข้าพุตคือ $z = Kxy$ เมื่อ K คือค่าคงที่ของการคูณ โดยส่วนใหญ่อยู่ในรูปของขนาดรูปร่าง วงจรการคูณมีการจัดกลุ่มได้คือกลุ่มที่จตุภาคแบบทางเดียว (Single-Quadrant)คือกลุ่มของสัญญาณอินพุตไม่มีขั้ว กลุ่มที่2 คือกลุ่ม สองจตุภาค (Two-Quadrant)คือสัญญาณอินพุต x หรือ y สามารถมีค่าเป็นบวกลบ(ขั้ว) และกลุ่มที่3 คือ สี่จตุภาค (Four-Quadrant) คือสัญญาณอินพุต x และ y สามารถเป็นบวก ลบ ทั้งสอง โดยที่สัญญาณรบกวนกับย่านการตอบสนองทางความถี่ไม่มีความสำคัญในวงจรการคูณซึ่งสำหรับวงจรมอดูเลต(Modulator)และวงจรร่วมสัญญาณผสม (Mixer)เป็นส่วนหนึ่งของวงจรคูณซึ่งถูกออกแบบกับสัญญาณรบกวนกับความถี่ที่ต้องการ โดยที่วงจรคูณที่เป็นส่วนสำคัญกับวงจรร่วมสัญญาณและมอดูเลตเป็นส่วนที่มีการใช้การคูณของ2สัญญาณ



รูปที่ 3.1 พื้นฐานแนวความคิดของวงจรคูณ

โดยที่แนวความคิดของวงจรคูณที่แสดงดังรูปที่ 3.1คือ 2สัญญาณ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ถูกป้อนให้กลับอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งสามารถเกิดลักษณะฟังก์ชัน โพลีโนเมียลชั้นสูงอยู่ในรูปของเทอมของ $v_1^2(t), v_2^2(t), v_1^3(t), v_2^3(t), v_1^2(t)v_2(t)$ หรืออื่นๆ อีกแต่เนื่องจากสัญญาณที่ต้องการคือ

$v_1(t) * v_2(t)$ ดังนั้นจึงต้องกำจัดเทอมส่วนที่ไม่ต้องการ โดยที่ต้องมีวงจรส่วนมีประกอบการกำจัดเทอมดังกล่าวซึ่งการพิจารณาวงจรคุณ โดยการที่ใช้การพิจารณาของทรานคอนดักเตอร์ซึ่งรูปแบบของทรานคอนดักเตอร์แสดงไว้รูปที่ 3.2 (a) ซึ่งในรูปแบบทั่วไปจะพบว่า



รูปที่ 3.2 ลักษณะการทำงานของการคูณของสัญญาณอินพุตที่ต้องการ

$$i_o = G_{m1} v_1 \tag{3.1}$$

ซึ่ง $G_{m1} = G_{m1}(I_{bias}) \tag{3.2}$

สำหรับทรานคอนดักเตอร์แบบไบโพลาร์ $G_{m1} = \frac{I_{bias}}{2V_t}$ โดย V_t ที่คือแรงดันเชิงอุณหภูมิส่วนสัญญาณอินพุตของ $i_2(t)$ ถูกเพิ่มเข้าไปดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 (b) ซึ่งสัญญาณ $i_2(t)$ สามารถแปลงเป็นในรูปของกระแสคือ $i_2(t) = G_{m2} v_2(t)$ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.1(c) นั่นคือกระแสเอาพุตที่ได้คือ

$$i_o(t) = G_{m1} v_1 = \frac{I_{bias} + G_{m2} v_2(t)}{2V_t} v_1(t) \tag{3.3}$$

$$i_o(t) = \frac{G_{m2} v_1(t) v_2(t)}{2V_t} + \frac{I_{bias}}{2V_t} v_1(t) \tag{3.4}$$

$$i_o(t) = \frac{I_{bias} v_1(t) v_2(t)}{2V_t^2} + \frac{I_{bias}}{2V_t} v_1(t) \quad (3.5)$$

จะพบว่า $i_o(t) = k_1 v_1(t) v_2(t) + k_2 v_1(t)$ (3.6)

ดังนั้นสัญญาณเข้าพุทของ $i_o(t)$ แสดงการคูณกันของ 2 สัญญาณคือ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ส่วนสัญญาณที่ไม่ต้องการในเทอมของ $k_2 v_1(t)$ ซึ่งสามารถที่จะกำจัดได้ดังที่แสดงในรูปที่ 3.2 (d) เป็นการกำจัดเทอมที่ดีที่สุดเมื่อเทอมที่ 3 ของทรานคอนดักเตอร์ G_{m2} เป็นทรานคอนดักเตอร์เชิงผลต่างที่สมบูรณ์ นั่นคือ v_1 และ v_2 เป็นอินพุตเชิงผลต่างคือ

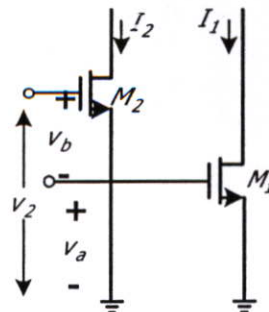
$$i_o(t) = 2k_1 v_1(t) v_2(t) \quad (3.7)$$

ต่อมาได้มีการพัฒนาทางเทคโนโลยีของดิจิทัล วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการที่มีการพัฒนาในมาตรฐานเดียวกันทำให้ CMOS ที่มีการผลิตที่ต้นทุนต่ำมีบทบาทกว่า BJT เพราะผู้ออกแบบต้องการที่ออกแบบให้มีขนาดที่เล็กลงและประหยัดพลังงานทำให้มีการพัฒนาทางอิเล็กทรอนิกส์เกิดขึ้นมากมายโดยที่วงจรถูกพัฒนาเช่นกันโดยมีการทั้งที่เป็นโหมดแรงดันและโหมดกระแสมากมาย

3.3 ทฤษฎีการแปลงกระแสอินพุตและแรงดันแบบเชิงเส้น

วงจรถูกที่ใช้ทฤษฎีที่มีการแปลงสัญญาณของอินพุตทั้งแรงดันและกระแสอินพุตที่ใช้คือ โหมดแรงดันและโหมดกระแสซึ่งการออกแบบวงจรถูกที่มีการใช้อินพุตทั้ง 2 อินพุต โดยที่เป็นกระแสเพื่อป้อนให้กับวงจรที่มีรองรับอินพุตที่เป็นแรงดันจึงต้องมีการแปลงโหมดของอินพุตซึ่งในบทนี้แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาพุตของวงจรที่ออกแบบโดยใช้หลักการกำลังสอง (Square-Law) ระหว่างความสัมพันธ์กระแสเอาพุตและอินพุตของมอสเฟตที่ทำงานในโหมดอิ่มตัวคือ

$$I_d = K(V_{gs} - V_t)^2 \quad (3.8)$$



รูปที่ 3.3 พื้นฐานวงจรแบบ 2 มอสทรานซิสเตอร์

โดยที่พิจารณาพื้นฐาน จากรูปที่ 3.3 แสดงมอสเฟตที่ทำงานที่เหมือนกันซึ่งมีแรงดันที่เกดกับซอร์สของมอสต์ว์ที่ M1 และ M2 เท่ากับ V_a และ V_b ตามลำดับซึ่งผลรวมแรงดันเกดกับซอร์สเป็นค่าคงที่คือแรงดัน V_2 ที่เทียบกับแรงดันซอร์ส

$$I_1 = K(V_a - V_t)^2 \quad (3.9)$$

$$I_2 = K(V_b - V_t)^2 \quad (3.10)$$

และจากรูปที่ 3.3 พบว่าผลต่างแรงดันที่อินพุต

$$V_b = V_2 - V_a \quad (3.11)$$

ซึ่งใช้หลักการพื้นฐานพีชคณิต พบว่าผลต่างของกระแสเข้าพุต

$$I_1 - I_2 = K(V_2 - V_t)(V_a - V_b) \quad (3.12)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.9) ถึง (3.12) จะได้ผลรวมของกระแสเข้าพุตคือ

$$I_1 + I_2 = \frac{1}{2}K(V_2 - V_t)^2 + \frac{(I_1 - I_2)^2}{2K(V_2 - 2V_t)^2} \quad (3.13)$$

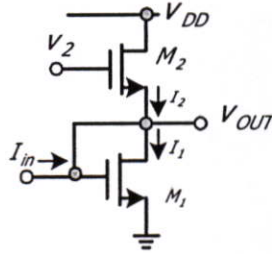
จากสมการที่ (3.13) คือวงจรมูลฐานของมอสเฟต 2 ตัวของ M1 และ M2 ที่เป็นพื้นฐานการพิจารณาที่มีความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่าง $I_1 - I_2$ และ $V_a - V_b$ โดยที่มีแรงดันที่คงที่คือ V_2 โดยที่

$$V_a - V_b = V_2 - 2V_b = 2V_a - V_2 \quad (3.14)$$

ซึ่ง $I_1 - I_2$ เป็นเชิงเส้นกับ V_a หรือ V_b โดยที่มีค่าแรงดันที่คงที่ V_2 และผลต่างของกระแสเข้าพุตและผลบวกของกระแสเป็นอิสระกัน และเป็นอิสระซึ่งกันและกันดังนั้นสมการที่ (3.12) สามารถที่จะพิจารณาผลรวมของกระแสของ $I_1 + I_2$ และค่าที่อยู่ในรากที่ 2 ระหว่างค่าที่เป็นอิสระกันของ $I_1 - I_2$ จากพื้นฐานที่ได้พิจารณาข้างต้นทำให้ หากความสัมพันธ์การแปลงสัญญาณอินพุตที่จะทำการแปลงกระแสเป็นแรงดันที่ใช้ในการออกแบบวงจรคูณในบทความนี้ได้กล่าวคือ

3.3.1 การแปลงโหมตกระแสเป็นแรงดัน

เมื่อทำการพิจารณาจากพื้นฐานของมอสเฟต 2 ตัวสำหรับความสัมพันธ์ของผลต่างและผลรวมของกระแสเข้าพุต ดังนั้นพิจารณาจากรูปที่ 3.4 ขาเดรนของมอส M_1 เชื่อมกับขาเกตของมันเองโดยที่มีมอส M_2 ต่อเข้าจุดที่โหนดที่อินพุตเชื่อมต่อ ซึ่งกระแสอินพุตเมื่อกระแสไหลเข้าสู่วงจรทำให้เกิดแรงดันเข้าพุตบน โหนดคั้งที่แสดงดังรูปที่ 3.3 โดยมีความสัมพันธ์คือ



รูปที่ 3.4 วงจรการแปลงจากโหมตกระแสอินพุต (I_{in}) เป็นแรงดันเข้าพุต (V_{OUT})

$$I_{in} = I_1 - I_2 \quad (3.15)$$

โดยที่ค่าแรงดันเข้าพุตคือ

$$V_{OUT} = V_{in} \quad (3.16)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.14) (3.15) และ (3.16) ลงในสมการที่ (3.12) จะพบว่า

$$I_{in} = 2K(V_2 - 2V_T)(V_{OUT} - \frac{V_2}{2}) \quad (3.17)$$

โดยนิยามให้ว่า $V'_{OUT} = V_{OUT} - \frac{V_2}{2}$ ดังนั้นจะพบว่า

$$\frac{V'_{OUT}}{I_{in}} = \frac{1}{2K(V_2 - 2V_T)} \quad (3.18)$$

จากสมการข้างต้นเป็นหลักการที่เป็นเชิงเส้นคือเสมือนเป็นค่าความต้านทานมีค่าเท่ากับ $1/(2K(V_2 - 2V_T))\Omega$ ระหว่างอินพุตกับแรงดันค่าคงที่ของ $V_2/2$ และนี่คือหลักการของวงจรของการแปลงกระแสเป็นแรงดัน จากสมการที่ (3.18) แสดงถึงขอบเขตของกระแสอินพุตและแรงดันเข้าพุตโดยที่อุปกรณ์ต้องอยู่สถานะเปิดและทำงานในย่านอิมิตัวโดยที่จะอยู่ในขอบเขตคือ

$$V_T < V_{OUT} < V_2 - V_T \quad (3.19)$$

และ

$$2V_T < V_2 < V_{DD} - V_T \quad (3.20)$$

3.4 ความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของวงจรรขยายผลต่างโดยเทคโนโลยี FG MOS

จากพื้นฐานการใช้อินพุตที่มากกว่า 1 ด้วยเทคโนโลยี FG MOS (Floating-Gate MOS) แบบขาคัดปล่อยลอยที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 โดยมีหลักการที่มีสัญญาณที่มากกว่า 1 เพื่อป้อนให้กับวงจรรขยายผลต่างที่อินพุตเป็นแรงดันและเอาพุตเป็นกระแส โดยการใช้เทคโนโลยีของขาคัดปล่อยลอยคือแรงดัน V_{FG} คือแรงดันที่เกิดจากจำนวนอินพุตที่ขาคัดแต่ละอินพุตโดยมีการพิจารณาแบบค่าเชิงประจักษ์ปลี่งระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดัน V_{FG} ดังนั้นแรงดัน V_{FG} จะมีค่าเท่ากับ

$$V_{FG} = (C_{FGD}V_D + C_{FGS}V_S + C_{FGB}V_B + \sum_{i=1}^n C_{Gi}V_{Gi}) / C_{Total} \quad (3.21)$$

โดยที่

$$C_{Total} = C_{FGD} + C_{FGS} + C_{FGB} + \sum_{i=1}^n C_{Gi} \quad (3.22)$$

โดยทั่วไปค่า $C_{Gi} \gg C_{FGD}, C_{FGS}, C_{FGB}$ ซึ่งจะพบว่าเทคโนโลยีแบบขาคัดปล่อยลอยสามารถที่จะทำให่วงจรที่ใช้ FG MOS ในการออกแบบสามารถที่จะมีอินพุตที่มากกว่า 1 และได้นำมาทำการออกแบบวงจรรขยายผลต่างคู่ที่มีสัญญาณแรงดันอินพุตที่มาลบกันของสัญญาณอินพุต กล่าวคือผลต่างของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับผลต่างของแรงดันที่ขาคัดของวงจรรขยายผลต่าง ดังนั้นการพิจารณาภายใต้เทคโนโลยีขาคัดปล่อยลอยจะอยู่ในรูปของผลต่างของแรงดันที่ขาคัดปล่อยลอย โดยที่การพิจารณาวงจรรขยายผลต่างและคุณสมบัติเดียวกันกับมอสเฟตแบบทั่วไป จากสมการ (3.21) และ (3.22) สามารถที่จะประมาณที่ขุบสมการของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและแรงดันที่ขาคัดปล่อยลอยเพราะจากสมการที่(3.22) ค่าเชิงประจักษ์อินพุตจะมีค่ามากกว่ามากค่าเชิงประจักษ์แต่ละขาคัดของมอสเฟตแบบขาคัดปล่อยลอย ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{FG} \approx (C_{G1}V_1 + C_{G2}V_2 + \dots) / C_{Total} \quad (3.23)$$

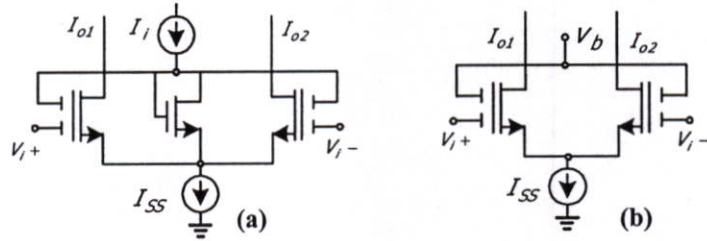
$$= K_1V_1 + K_2V_2 + \dots K_nV_n \quad (3.24)$$

โดยที่ $K_1 = K_2 = K_i$ ซึ่ง

$$K_1 = C_{G1} / C_{Total} \tag{3.25}$$

$$K_2 = C_{G2} / C_{Total} \tag{3.26}$$

จากหลักการข้างต้นนำมาทำการออกแบบวงจรขยายผลต่างที่มีการป้อนอินพุต โดยที่แบ่งการออกแบบได้ 2 แบบ ดังที่แสดงในรูปที่ 3.5 คือ

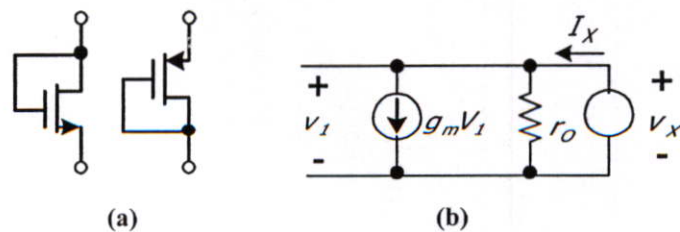


รูปที่ 3.5 วงจรขยายผลต่างแบบเทคโนโลยีเกตปล่อยลอยด้วย (a) แบบแรงดันปล่อยลอย (b) แบบแรงดันไม่ปล่อยลอย

3.4.1 วงจรขยายผลต่างที่มีการไบอัสโดยแรงดันปล่อยลอย

วงจรขยายผลต่างรูปที่ 3.5(a) ที่มีพื้นฐานวงจรวจรขยายผลต่างเสมือน วงจรที่มีแรงดัน V_T ที่ต่ำโดยไม่สามารถกำหนดช่วงการทำงานแบบกำหนดขอบเขตแบบ (Rail to Rail) และแรงดันที่ถูกปล่อยลอยจะเป็นแรงดันโหมคร่วมกันซึ่งแรงดันที่ปล่อยลอยที่กำหนดระดับของแรงดันจากมอสเฟตที่ทำงานแบบไดโอดข่านอิมิตัว โดยที่ไม่สามารถที่จะแกว่งได้มากกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายของวงจรได้

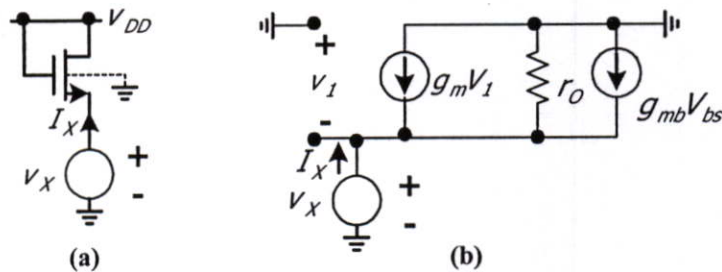
โดยที่เงื่อนไขในการทำงาน ซึ่งพิจารณาค่าของทรานคอนดักเตอร์ (g_m) เทียบกับแรงดันโหมคร่วมกันของ วงจรดังกล่าวจะมีค่าทรานคอนดักเตอร์ที่ต่ำลง แต่รองรับกับแรงดันแบบดิซีทีที่กว้างขึ้นกับแรงดันที่ย่านเชิงลบตีมากขึ้น โดยทั่วไปวงจรวจรขยายผลต่างดังกล่าวมีวงจรวจรควบคุมแรงดันที่ปล่อยลอยจะมีลักษณะดังรูปที่ 3.6(a)



รูปที่ 3.6 วงจรเชื่อมต่อแบบไดโอด (a) ของมอสเฟตชนิด NMOS และ PMOS (b) วงจรเสมือนของสัญญาณขนาดเล็ก

ซึ่งแรงดันที่ปล่อยลอยจะอยู่ในแบบของมอสเฟตที่ทำงานเป็นไดโอด โดยมีแหล่งจ่ายกระแสไบอัส ซึ่งเป็นส่วนอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรขยายผลต่าง โดยมีหลักการที่พิจารณาแบบสัญญาณขนาดใหญ่ จะพบว่า การที่นำมอสเฟตเชื่อมขาเกตและเดรนของตัวเองที่เข้ากับวงจรขยายผลต่างเพื่อการรองรับกับแหล่งจ่ายที่เป็นกระแสซึ่งมีการวิเคราะห์ที่สัญญาณขนาดเล็ก เรียกว่า การเชื่อมแบบไดโอด เหมือนกับเป็นค่าความต้านทานที่จะทำงานในย่านอิมิตัวสมอ เพราะว่าแรงดันขาเกตและเดรนมีค่าเดียวกัน โดยมีการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็กจากรูปที่ 3.6 (b) แสดงวงจรเสมือน เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ โดยที่ จะพบว่า $V_I = -V_X$ และ $I_X = V_X / r_O + g_m V_X$ ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์แบบประมามีค่าเท่ากับ $\frac{1}{g_m} + r_O \approx \frac{1}{g_m}$

ซึ่งถ้ามีการเกิดมีผลกระทบของตัวอุปกรณ์ระดับแรงดันระหว่างขาจับสเทคกับซอร์ส เมื่อมีการพิจารณากับวงจรเสมือนของรูปที่ 3.7 ซึ่งจะพบว่า $V_I = -V_X$ และ $V_{bs} = -V_X$ ดังนั้นจะพบว่า



รูปที่ 3.7 วงจร (a) วงจรที่ใช้หาค่าความต้านทานเอาต์พุต (b) วงจรเสมือน

$$(g_m + g_{mb})V_X + \frac{V_X}{r_O} = I_X \quad (3.27)$$

จะได้ว่า

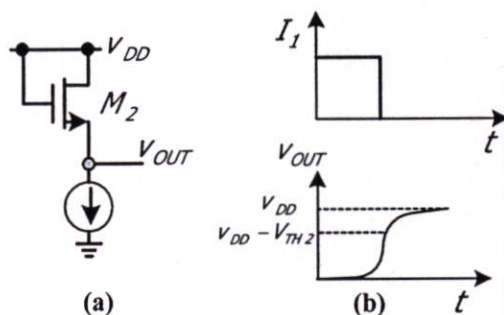
$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + r_O^{-1}} \quad (3.28)$$

$$= \frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel r_O \quad (3.29)$$

$$\approx \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad (3.30)$$

ทำให้พบว่าค่ารีซิสแตนซ์ที่มองจากขาซอร์สเข้าไปมีค่าที่ต่ำกว่าเมื่อมีการพิจารณาผลกระทบของตัวอุปกรณ์ด้วย

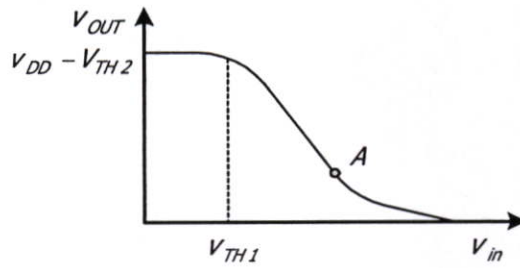
จากพิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณาคุณสมบัติของวงจรมอสที่ต่อเชื่อมเป็นไดโอดที่เกี่ยวข้องกับแหล่งจ่ายกระแสที่เป็นวงจรถายผลต่างชนิดหนึ่งแบบแรงดันไม่ปล่อยลอยที่วงจรทำงานเป็นไปตามลักษณะของวงจรมอสที่ทำหน้าที่เหมือนไดโอด โดยที่ไม่ขึ้นอยู่กับแรงดัน/กระแสอินพุตและเอาพุตจะทำให้มอสโหมคร่วมแบบซอร์สทำงานย่านอิมิต์วงจรถายผลต่างจะทำงานตามที่ต้องการ แต่ถ้าสัญญาณแบบโหมคร่วมที่เป็นสัญญาณที่ต้องการหรือขอบเขตของสัญญาณที่ต้องการจะเป็นอย่างไรเมื่อมีค่าตกลงเป็นศูนย์ กล่าวคือพิจารณาแบบสัญญาณขนาดใหญ่



รูปที่ 3.8 วงจร (a) วงจรที่เชื่อมต่อแบบไดโอดที่มีแหล่งจ่ายกระแสในการพิจารณา (b) แสดงกราฟการพิจารณาของแหล่งจ่ายกระแสและที่โหนดเอาพุต

เมื่อแหล่งจ่ายกระแสลดลงหรือที่แรงดันอินพุตแบบโหมคร่วมกันที่เข้าใกล้แรงดัน V_{DD} จะมีผลกับมอส M_2 จะพบว่า $V_{GS2} \approx V_{TH2}$ และ $V_{out1} \approx V_{DD} - V_{TH2}$ โดยความเป็นจริงแล้วการนำของแรงดันขีดเริ่มแบบรอง(sub threshold)จะทำให้มอส M_2 ปรับแรงดันเอาพุตมีค่าเท่ากับแรงดัน V_{DD} เมื่อแหล่งจ่ายกระแสมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ แต่ที่ระดับของกระแสต่ำจะมีผลของค่าเชิงประจู่ที่เอาพุตจะทำให้เกิดการชาร์จที่ช้าจากแรงดัน $V_{DD} - V_{TH2}$ ถึง V_{DD} ดังที่แสดงดังรูปที่ 3.8 (b) ซึ่งสามารถที่จะสรุปได้ว่าวงจรนี้มีความสามารถที่จะทำงานเป็นสวิตช์ได้

จากวงจรรูปที่ 3.8 ทำการพล็อตกราฟดังรูปที่ 3.9 เทียบกับแรงดัน V_{in} จะพบว่าแรงดันของเอาพุตมีค่าเท่ากับ $V_{DD} - V_{TH2}$ ถ้าแรงดัน $V_{in} < V_{TH1}$ และสำหรับ $V_{in} > V_{TH1}$ จะทำให้แรงดันเอาพุตจะตกอยู่ช่วงที่เป็นเส้นตรงของกราฟขณะที่แรงดันเพิ่มมากขึ้นกว่า $V_{OUT} + V_{TH1}$ ภายในจุด A จะทำให้มอส M_1 ทำงานในย่านไดโอด และเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น



รูปที่ 3.9 คุณสมบัติของวงจร โหมดคร่อมของซอร์สที่เชื่อมต่อกับมอสเฟตที่เชื่อมแบบไดโอด

3.4.2 วงจรขยายผลต่างแบบไบอัสโดยแรงดันไม่ปล่อยลอย

วงจรขยายผลต่างใน รูปที่ 3.5(b) คือการนำหลักการและเงื่อนไขการทำงานที่วงจรสามารถรองรับโดยกำหนดขอบเขตของแรงดันแบบโหมคร่วมกันได้ คือการไบอัสแรงดันภายนอกโดยตรง กล่าวคือถ้ามีอินพุต 2 อินพุตที่บริเวณขาเกตแบบปล่อยลอยจะพบว่า

$$V_F = w_0V_0 + w_1V_1 + w_2V_2 \quad (3.31)$$

ซึ่ง $w_i = C_i / C_{Total}, i = 0, 1, 2$ โดยปกติค่า $C_i (i = 0)$ จะมีค่ามากกว่า C_0 นั่นคือค่า w_0 จะมีค่าที่น้อยกว่ามากซึ่งสามารถที่จะประมาณได้ว่า $w_1 + w_2 = 1$

เมื่อพิจารณาแรงดัน $V_{in,CM}$ แรงดันอินพุตแบบโหมคร่วมกัน โดยมีค่าเป็นลบแบบอุปกรณ์แบบชนิด NMOS สำหรับวงจรขยายผลต่าง ที่ $-V_{SS}$ จะทำให้เกิดผลกระทบกับวงจรกระแสรวมของวงจรจะทำงานในแบบไม่อยู่ในย่านอิมิตัวทำให้ต้องเพิ่มแรงดันที่เกตที่ปล่อยลอย $V_{FG,CM}$ ซึ่งสามารถที่จะได้ว่า

$$V_{FG,CM} = w_1V_{icm} + w_2V_b \quad (3.32)$$

นั่นคือแรงดัน V_b ที่สูงที่ค่าสูงสุดของแหล่งจ่ายวงจรคือ $V_{DD} = V_b$ ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ $V_{icm} = -V_{SS}$ จะพบว่า

$$V_{FG,CM} = w_1V_{icm} + w_2V_b = -w_1V_{SS} + w_2V_{DD} = -w_1V_{SS} + (1 - w_1)V_{DD} \quad (3.33)$$

$$= V_{DD} - w_1(V_{SS} + V_{DD}) \quad (3.34)$$

ดังนั้นเมื่อจะทำให้วงจรขยายผลต่างสามารถทำงานที่ออกแบบที่ตรงตามคุณสมบัติเมื่อ

$$V_{FG,CM} \geq -V_{SS} + (V_{GS,M1,M2} + V_{dsat}) \quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.34)และ(3.35)จะได้ว่า

$$(V_{DD} + V_{SS}) \geq (V_{GS,M1,M2} + V_{dsat}) / (1 - w_1) \quad (3.36)$$

นั่นคือแหล่งจ่ายแรงดันอย่างต่ำคือ

$$(V_{GS,M1,M2} + V_{dsat}) / (1 - w_1) \quad (3.37)$$

บทที่ 4

วงจรรูณอนาลอกที่ออกแบบ

4.1 บทนำ

หลักการพื้นฐานในการออกแบบวงจรรูณในปัจจุบันมีการแบ่งโหมดในการออกแบบที่สำคัญอยู่ 2 แบบคือ โหมดแรงดันและกระแส ซึ่งในการออกแบบวงจรรูณของบทความนี้คือการทำงานได้ทั้ง 2 โหมดร่วมกันทั้งโหมดแรงดันและกระแสโดยมีความสามารถทำงานโดยที่ใช้งานแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดันเชิงเส้น(linearity current to voltage converter) (LIVC) เป็นการแปลงสัญญาณของกระแสเป็นแรงดัน โดยปรับให้แก่วงจรสามารถทำงานได้ทั้งกระแสและแรงดัน อินพุตได้ภายใต้เทคโนโลยีแบบ CMOS ทรานซิสเตอร์ขาเกตปล่อยลอย [12] ระหว่างกระแสและแรงดันการทำงาน

4.1 ทฤษฎีการออกแบบวงจรรูณ

วงจรถูกนำมาทำการออกแบบใช้ CMOS ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงของการอิมิตัว ซึ่งเป็นมอสเฟตที่มีขาเกตปล่อยลอยเพื่อที่มีการป้อนอินพุตได้หลายอินพุตซึ่งนำมาพัฒนาในการป้อนโหมดของแรงดันและกระแสได้ จากหัวข้อที่ 2.4 ได้แสดงพื้นฐานของมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอยและวงจรมีที่ถูกลำมาวิเคราะห์โดยที่มอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอยมีโครงสร้างที่ขาเกตคือเป็นส่วนกายภาพที่ขาเกตที่มีชั้นของโพลีซิลิกอนเพิ่มอีกชั้นเพื่อรองรับอินพุตที่มากกว่า 2 อินพุต โดยที่อินพุตเหล่านี้เชื่อมกับส่วนที่ปล่อยลอยของชั้นดังกล่าวจากลักษณะดังกล่าวจะมีพารามิเตอร์ที่ถูกลำมาพิจารณาคือ Q_{FG} เป็นประจุทั้งหมดที่บริเวณขาเกตที่ปล่อยลอยและ V_{FG} คือแรงดันที่ขาเกตปล่อยลอยเช่นกันโดยที่ V_{Gi} คือแรงดันที่เกิดจากอินพุตที่ขาเกตแต่ละขาโดยปกติค่า $R_{G1}C_{G1} = R_{G2}C_{G2} = \dots R_{FGD}C_{FGD} = RC_{FGS} = R_{FGB}C_{FGB}$ และ $C_{Gi} \gg C_{FGD}, C_{FGS}, C_{FGB}$ ดังนั้น

$$V_{FG} = (Q_{FG} + C_{FGD}V_D + C_{FGS}V_S + C_{FGB}V_B + \sum_{i=1}^n C_{Gi}V_{Gi}) / C_{TOTAL} \quad (4.1)$$

โดยที่ C_{Gi} คือค่าเชิงประจวบระหว่างขาเกตปล่อยลอยกับอินพุตแต่ละขาเกตซึ่งโดยปกติ $C_{Gi} \gg C_{FGD}, C_{FGS}, C_{FGB}$ และค่าเชิงประจวบของ $C_{FGD}, C_{FGS}, C_{FGB}$ คือ ค่าเชิงประจวบที่เชื่อมต่อบริเวณขาเกตปล่อยลอยกับขาเดรน, ซอร์ซ, บล๊อคตามลำดับ V_D, V_S, V_B คือ แรงดันที่ตกคร่อมแต่ละขาข้างต้น

$$C_{TOTAL} = C_{FGD} + C_{FGS} + C_{FGB} + \sum_{i=1}^n C_{Gi} \quad (4.2)$$

จากการพิจารณาในส่วนที่เป็นประจวบบริเวณขาเกตที่มีการปล่อยลอย Q_{FG} สามารถตัดทิ้งได้ แต่ในส่วนอื่นของโครงสร้างทางกายภาพยังคงเหมือนกับโครงสร้าง CMOS ทั่วไป ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนของมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอยกับแรงดันที่บริเวณขาเกตปล่อยลอย จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{D,MFG} = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{FG} - V_T) V_{DS} \quad (4.3)$$

เมื่อให้ $K = \mu_n \frac{C_{OX}}{2} \frac{W}{L}$ จากสมการที่ (4.3) เป็นการทำงานในย่านเชิงเส้นสูงสุดส่วนย่านการทำงานย่านอิ่มตัวกระแสเดรนที่ใช้ออกแบบวงจรคูณจะมีค่า

$$I_{D,MFG} = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{FG} - V_T)^2 \quad (4.4)$$

ดังนั้นจะพบว่าค่ากระแสที่มอสเฟตของ M1 และ M2 มีค่าเท่ากับ

$$I_{D1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{FG1} - V_T)^2 \quad (4.5)$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{FG2} - V_T)^2 \quad (4.6)$$

โดยที่ค่าแรงดันที่โหนดขาเกตปล่อยลอย V_{FG1} และ V_{FG2} โดยที่ V_X และ V_Y คือแรงดันอินพุตของ X และ Y มีค่าเท่ากับ

$$V_{FG1} = (C_{FGD} V_D + C_{FGS} V_S + C_{FGB} V_B + C_1 V_X + C_2 V_Y + C_3 V_{Bias}) / C_{TOTAL} \quad (4.7)$$

$$V_{FG2} = (C_{FGD} V_D + C_{FGS} V_S + C_{FGB} V_B - C_1 V_X - C_2 V_Y + C_3 V_{Bias}) / C_{TOTAL} \quad (4.8)$$

โดยที่กำหนดให้ค่า $\frac{C_i}{C_{Total}} = W_i$ ดังนั้นสามารถที่จะจัดรูปสมการใหม่ได้ว่า

$$V_{FG1} = (W_{FGD} V_D + W_{FGS} V_S + W_{FGB} V_B + W_1 V_X + W_2 V_Y + W_3 V_{Bias}) \quad (4.9)$$

$$V_{FG2} = (W_{FGD}V_D + W_{FGS}V_S + W_{FGB}V_B - W_1V_X - W_2V_Y + W_3V_{Bias}) \quad (4.10)$$

และในการทำงานเดียวกันจะพบว่าค่ากระแสครนที่มอสเฟตที่ M2 และ M4 มีค่าเท่ากับ

$$I_{D3} = K(V_{FG3} - V_T)^2 \quad (4.11)$$

$$I_{D4} = K(V_{FG4} - V_T)^2 \quad (4.12)$$

ส่วนแรงดัน V_{FG3} และ V_{FG4} มีค่าเท่ากับ

$$V_{FG3} = (W_{FGD}V_D + W_{FGS}V_S + W_{FGB}V_B + W_1V_X - W_2V_Y + W_3V_{Bias}) \quad (4.13)$$

$$V_{FG4} = (W_{FGD}V_D + W_{FGS}V_S + W_{FGB}V_B - W_1V_X + W_2V_Y + W_3V_{Bias}) \quad (4.14)$$

ดังนั้นกระแสรวมของมอส M1และM2

$$I_{D1} + I_{D2} = K[(V_{FG1} - V_T)^2 + (V_{FG2} - V_T)^2] \quad (4.15)$$

โดยที่ $I_{D1} + I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2}$ โดยที่ $I_{SS} = k(2V_{DD} - V_T)^2$ และ $V_{FG1} - V_{FG2} = V_{1,2}$ ดังนั้น

$$\frac{I_{SS}}{2} = 2K \left[(V_{FG1} - V_T)^2 + (V_{FG1} - V_T)V_{1,2} + \frac{V_{1,2}^2}{2} \right] \quad (4.16)$$

$$V_{FG1} - V_T = \sqrt{\frac{I_{SS}}{4K} - \frac{V_{1,2}^2}{4}} + \frac{V_{1,2}}{2} \quad (4.17)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.17) ลงในสมการ (4.5) จะพบว่า

$$I_{D1} = K \left[\sqrt{\frac{I_{SS}}{4K} - \frac{V_{1,2}^2}{4}} + \frac{V_{1,2}}{2} \right]^2 \quad (4.18)$$

และในการทำงานเดียวกันในการหากระแส I_{D2} ดังนั้นจะพบว่า

$$I_{D2} = K \left[\sqrt{\frac{I_{SS}}{4K} - \frac{V_{1,2}^2}{4}} - \frac{V_{1,2}}{2} \right]^2 \quad (4.19)$$

ดังนั้นกระแส $I_{O1} = I_{D1} + I_{D2}$ เช่นกันเมื่อจัดรูป จะพบว่ามีค่าเท่ากับ

$$I_{O1} = K \sqrt{\frac{I_{SS}}{K} - V_{1,2}^2} \quad (4.20)$$

ในการทำงานเดียวกันในการการหากระแส $I_{O2} = I_{D3} + I_{D4}$ โดยที่จะพบว่า $V_{3,4} = V_{FG3} - V_{FG4}$ โดยที่

$$I_{D3} = K \left[\sqrt{\frac{I_{SS}}{4K} - \frac{V_{3,4}^2}{4}} + \frac{V_{3,4}}{2} \right]^2 \quad \text{และ} \quad I_{D4} = K \left[\sqrt{\frac{I_{SS}}{4K} - \frac{V_{3,4}^2}{4}} - \frac{V_{3,4}}{2} \right]^2 \quad (4.21)$$

$$I_{O2} = K \sqrt{\frac{I_{SS}}{K} - V_{3,4}^2} \quad (4.22)$$

ดังนั้นผลต่างกระแสเข้าพุทจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{O1} - I_{O2} = K \left[\sqrt{\frac{I_{SS}}{K} - V_{3,4}^2} - \sqrt{\frac{I_{SS}}{K} - V_{1,2}^2} \right] \quad (4.23)$$

ดังนั้นแรงดันเข้าพุทมีค่าเท่ากับ และแทนค่าสมการ (4.9) (4.10) (4.13) และ (4.14) จะได้ว่า

$$V_o = (I_{O1} - I_{O2}) R_L \quad (4.24)$$

$$V_o = K \left[(W_1 V_X + W_2 V_Y)^2 - (W_2 V_Y - W_1 V_X)^2 \right] \quad (4.25)$$

ซึ่งจะพบว่า

$$V_o = 4KR_L W_i^2 V_X V_Y \quad (4.26)$$

โดยที่ค่า $W_1 = W_2 = W_i$ และค่า เป็นความสัมพันธ์การแปลงโหมคของกระแสเป็นแรงดันซึ่งมีความสัมพันธ์เท่ากับ

$$I_Y = V_Y 2K(V_B - 2V_T) \quad (4.27)$$

ดังนั้นค่าเอาพุตที่เป็นความสัมพันธ์ในรูปของ 2 โหมดระหว่างกระแสและแรงดันโดยทำการแทนค่าจากสมการที่ (4.20) จะพบว่า

$$V_o = \frac{2R_L W_i^2 V_X I_Y}{(V_B - 2V_T)} \quad (4.28)$$

ซึ่งขอบเขตในการทำงานของอินพุต ซึ่งเมื่อในกรณีการพิจารณาของขอบเขตการทำงานของมอสเฟตที่ทำงานแบบขาเกตปล่อยลอยที่สามารถรองรับได้ มีค่าเท่ากับ

$$V_{FG} = W_1 V_{iCM} + W_2 V_{Bias} \quad (4.29)$$

โดยที่การพิจารณา $V_{inCM} = -V_{EE}$ เป็นแรงดันอินพุตที่ขอบเขตของแรงดันแบบโหมคร่วมด้านลบ และ $V_{Bias} = V_{DD}$ คือขอบเขตของแรงดันแรงดันบวก โดยที่ค่า $W_1 + W_2 = 1$ เป็นการแสดงขอบเขตการรองรับแรงดันที่โหนดขาเกตปล่อยลอย จะมีค่าเท่ากับ

$$V_{FG} = -W_1 V_{EE} + W_2 V_{DD} \quad (4.30)$$

$$V_{FG} = -W_1 V_{EE} + (1 - W_1) V_{DD} \quad (4.31)$$

ดังนั้น จะพบว่า

$$V_{FG} = V_{DD} - W_1 (V_{EE} + V_{DD}) \quad (4.32)$$

และเมื่อทำการพิจารณาการรวมของกระแสระหว่าง $I_{D1} + I_{D2} = I_{D6} = I_{SS}$ ซึ่งเป็นขอบเขตสูงสุดของกระแสไบอัสกับวงจรคูมที่เป็นส่วนการพิจารณาของส่วนวงจรขยายผลต่างจะพบว่า

$$-\sqrt{\frac{2I_{SS}}{K}} \leq W_i (V_X + V_Y) \leq \sqrt{\frac{2I_{SS}}{K}} \quad (4.33)$$

ซึ่งกระแสเดรน $I_{D6} = I_{SS}$ ซึ่งกำหนดให้ $V_{DD} = -V_{EE}$ เมื่อแทนค่ากระแสเดรนในสมการที่ (4.26) จะมีค่าเท่ากับ

4.3 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุต

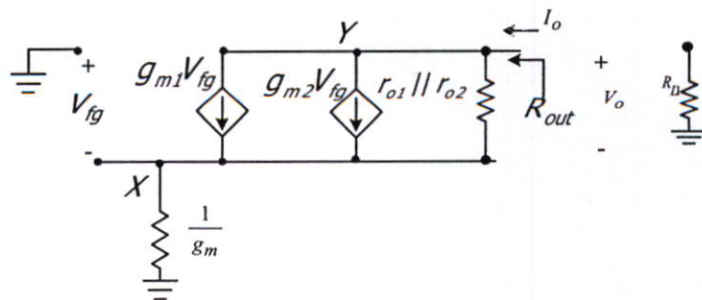
เมื่อทำการพิจารณาโครงสร้างมอสเฟตพบว่าไม่มีกระแสไหลผ่านด้วยเหตุผลเนื่องจากกระแสเกิดถูกกั้นด้วยพลังงานกีดขวาง (Energy barrier) จำนวนมากที่เกิดขึ้นที่ออกไซด์ โดยที่ออกไซด์มีสภาพใกล้เคียงเป็นฉนวนที่สมบูรณ์ซึ่งที่ใช้นามากก็คือ SiO_2 ที่มีสภาพการนำไฟฟ้าที่มีขอบเขตค่าหนึ่งโดยที่มีการยอมรับให้มีกระแสไหลผ่านได้เล็กน้อยค่าหนึ่งที่ไหลผ่านได้แต่สภาพความต้านทานไฟฟ้าของออกไซด์ (Oxide Resistivity) ρ_{ox} ทำให้สามารถที่คำนวณค่าความต้านทานไฟฟ้าของออกไซด์ได้โดยสูตรความต้านทานไฟฟ้าตามสมการดังนี้

$$R = \frac{\rho_{ox} \cdot l}{A} = \frac{\rho_{ox} \cdot t_{ox}}{A} \quad (4.38)$$

จะพบว่าได้ความความต้านทานที่อินพุตที่มองจากเข้าที่ขาเกตหลังสัญญาณอินพุตของตัวมอสเฟตจะมีค่าที่สูงมาก ที่ขึ้นอยู่กับขบวนการผลิตนั่นเอง ดังนั้นที่กล่าวมาข้างต้นทำให้ค่าความต้านทานอินพุต ของวงจรรูณจะมีค่าที่สูงกับมอสเฟตแบบทั่วไป โดยที่มอสเฟตที่ใช้ในวงจรรูณที่ทำการออกแบบมามีการใช้เทคโนโลยีแบบขาเกตปล่อยลอย (FGMOS) ที่มีการเพิ่มชั้นโพลีซิลิกอนอีกในบริเวณขาเกตโดยที่มีค่าความต้านทานที่ใช้นั้นมีค่าความต้านทานที่สูงด้วย ซึ่งจะมีการพิจารณาที่ไม่มีผลที่เกิดจากการตกคร่อมจากแรงดันไฟตรงโดยที่ต้องมีค่าความต้านทานที่สูง [5] ที่ต้องมากกว่า $\frac{I}{\omega C_{fb}}$ ซึ่งเป็นค่าที่พิจารณาขอบเขตที่ความถี่ต่ำ โดยที่ค่าเชิงประจู C_{fb} คือ ค่าเชิงประจูที่บริเวณขาเกตถูกปล่อยลอย

4.4 การคำนวณค่าความต้านทานเอาพุต

หัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรูณที่ออกแบบโดยเป็นการพิจารณาความต้านทานเอาพุต (output resistance) ซึ่งคุณสมบัตินี้จะใช้แบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานของสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำโดยที่แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรเสมือนวงจรรูณในการพิจารณาค่าความต้านทานเอาพุต (R_{out})

จากรูป 4.2 เป็นวงจรเสมือนในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาพุต จากการแยกพิจารณาของวงจรคูมในส่วนที่มีส่วนของอินพุตเชื่อมต่อดังส่วนที่เป็นเอาพุตในลักษณะที่สมมาตรของส่วนวงจรขยายผลต่างที่มีขนาดของสัญญาณอินพุตทั้ง 2 โหมด ที่เท่ากันแต่มีทิศทางที่ตรงกันข้าม ดังนั้นสามารถที่จะคำนวณค่าความต้านทานที่เอาพุตได้ โดยใช้หลักการวิเคราะห์แบบครึ่งวงจรถองวงจรขยายผลต่าง โดยที่โหนดที่อินพุตถูกเชื่อมลงกราวด์ในการพิจารณาค่าความต้านทานเอาพุตดังนั้นจะพบว่า โหนด X จะพบว่ามีความต้านทานที่เท่ากับ

$$V_{FG} = -\frac{I_o}{g_m} \quad (4.39)$$

โดยที่ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ g_m เสมือนเป็นค่าความต้านทานของมอสเฟตที่แบบโหมคร่วมแบบซอร์สที่เชื่อมต่อกับวงจรขยายผลต่าง และเมื่อพิจารณากระแสที่ไหลผ่านค่าความต้านทาน $r_{o1} // r_{o2}$ จะมีค่าเท่ากับ

$$I_r = I_o - (g_{m1} + g_{m2})V_{FG} \quad (4.40)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.33) ลงในสมการที่ (4.34)

$$I_r = I_o + (g_{m1} + g_{m2})\frac{I_o}{g_m} \quad (4.41)$$

ดังนั้นแรงดันที่เอาพุตจะมีค่าที่เท่ากับแรงดันตกคร่อมที่ค่าความต้านทานที่ $r_{o1} // r_{o2}$ และ g_m^{-1} จะมีค่าเท่ากับ

$$V_o = \left(I_o + (g_{m1} + g_{m2})\frac{I_o}{g_m} \right) r_{o1} // r_{o2} + \frac{I_o}{g_m} \quad (4.42)$$

ดังนั้นค่าความต้านทานเอาพุต R_{out} มีค่าเท่ากับ

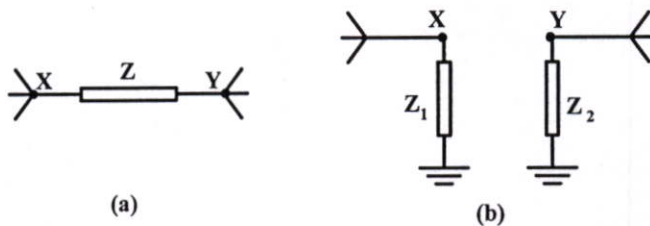
$$\frac{V_o}{I_o} = \left(1 + (g_{m1} + g_{m2})\frac{1}{g_m} \right) r_{o1} // r_{o2} + \frac{1}{g_m} \quad (4.43)$$

โดยที่ค่า $(g_{m1} + g_{m2})\frac{1}{g_m} \gg 1$ ดังนั้น จากสมการที่ (4.37) จะพบว่า

$$R_{out} = \left(1 + (g_{m1} + g_{m2}) \frac{1}{g_m} \right) r_{o1} \parallel r_{o2} \quad (4.44)$$

4.5 การคำนวณผลตอบสนองทางความถี่

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่เป็นความสำคัญในกับความสัมพันธ์ของค่าเชิงประจวบของตัวมอสเฟตซึ่งในการพิจารณาแบบไฟตรงจะไม่มีผลกับค่าเชิงประจวบหรือที่ย่านความถี่ต่ำ ซึ่งเมื่อเป็นการพิจารณาที่ความถี่สูงโดยมีหลักการพิจารณา ที่เรียกว่า ผลกระทบของมิลเลอร์ (Miller effect) เป็นพฤติกรรมที่เกิดขึ้นกับวงจรรอานาลอกส่วนใหญ่ ที่ใช้หลักการของมิลเลอร์ในการพิจารณาที่ความถี่สูงที่พอที่จะกล่าวโดยย่อคือ



รูปที่ 4.3 การประยุกต์ของผลการพิจารณาแบบมิลเลอร์ (a) อิมพีแดนซ์ Z (b) การแตกอิมพีแดนซ์เสมือนของ Z

ทฤษฎีของมิลเลอร์จากรูปที่ 4.3 (b)

โดยที่ $Z_1 = Z / (1 - A_v)$ และ $Z_2 = Z / (1 - A_v^{-1})$ โดยที่ $A_v = V_Y / V_X$

จากที่ว่ากระแสไหลผ่านค่าอิมพีแดนซ์ Z จากโหนดที่ X และ Y จะมีค่าเท่ากับ $\frac{(V_X - V_Y)}{Z}$ นั่นคือ

$$\frac{(V_X - V_Y)}{Z} = \frac{V_X}{Z_1} \quad (4.45)$$

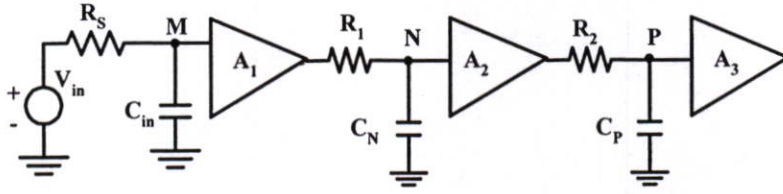
จะพบว่า

$$Z_1 = \frac{Z}{\left(1 - \frac{V_Y}{V_X}\right)} \quad (4.46)$$

ซึ่งในทำนองเดียวกันกับค่าอิมพีแดนซ์ที่ 2

$$Z_2 = \frac{Z}{\left(1 - \frac{V_X}{V_Y}\right)} \quad (4.47)$$

ซึ่งจุดที่นำมาทำการพิจารณาคือ โพลของผลตอบสนองความถี่ที่สูงของวงจร โดยมีการพิจารณาที่ โหนด โดยจากพิจารณาจากจุดเชื่อมอย่างง่ายจากรูปที่ 4.4



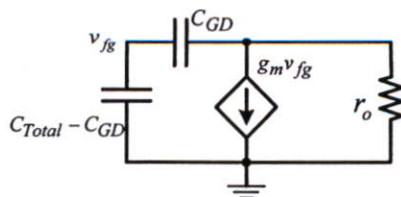
รูปที่ 4.4 การเชื่อมต่อของแต่ละภาคขยาย

โดยจากรูปที่ 4.4 จะมีค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนทางศักดา (Transfer function)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{A_1}{1 + R_s C_{in} s} \cdot \frac{A_2}{1 + R_1 C_N s} \cdot \frac{1}{1 + R_2 C_P s} \tag{4.48}$$

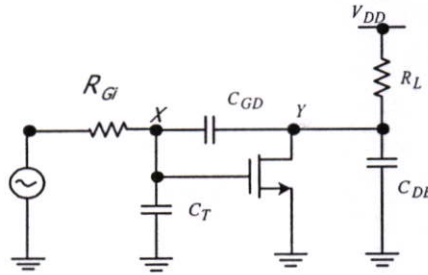
ซึ่งจากการพิจารณาที่ค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนศักดาของเข้าพุทจะพบว่า มีโพลอยู่ 3 โพลแต่ละโพลมีการพิจารณาจาก ค่าเชิงประจุทั้งหมดในแต่ละ โหนดเทียบกับกราวด์คูณกับค่าความต้านทานทั้งหมดที่เชื่อมกับ โหนดที่ถูกมองมาจากกราวด์ ซึ่งพบว่าแต่ละ โหนดรวมแต่ละ โหนดนั้นคือ $\omega_j = T_j^{-1}$ ซึ่ง T_j คือผลคูณของค่าเชิงประจุกับค่าความต้านทานที่ โหนดเดียวกันเทียบกับกราวด์ นั่นคือ โพลที่เกิดขึ้นของวงจรรอเวลาที่เกิดเทียบกับค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนศักดาของเข้าพุทของวงจรและนี่เป็นการพิจารณาผลกระทบของมิลเลอร์และหลักการที่วิเคราะห์ โพลของวงจรที่ตอบสนองความถี่ของวงจร

จากวงจรคูณที่ทำการออกแบบของโหมดกระแสและแรงดัน โดยที่กำหนดว่ามอสเฟตทุกตัวมีขนาดและสมมาตรกันทั้งที่เป็นมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอยและมอสเฟตแบบทั่วไปเพราะโครงสร้างพื้นฐานที่เหมือนกันจากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ดังนั้นสามารถที่จะพิจารณาจากวงจรเสมือนของสัญญาณขนาดเล็กของขาเกตปล่อยลอย (FGMOS) คือ



รูปที่ 4.5 วงจรสัญญาณขนาดเล็กแบบมอสเฟตที่ขาเกตปล่อยลอย

และเมื่อทำการพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวมที่ได้ทำการออกแบบ โดยที่จากรูปวงจรเสมือนทั้งหมดของวงจรรวม โดยทำการคำนวณแบบประมาณจะพบว่าวงจรจะผลตอบสนองทางความถี่ (โพล) อยู่ 2 โพล ซึ่งในการออกแบบวงจรรวมมีการกำหนดให้มีขนาดเท่ากันทุกตัว และมีความสมมาตรกันดังนั้นในการพิจารณาสามารถที่จะคำนวณค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนสัปดาห์ไฟฟ้้าเข้าพุทระหว่างอินพุตและเอาพุตที่มีความถี่สูงซึ่งสามารถที่จะแยกวงจรรวมในการพิจารณา โดยการพิจารณาจากการประมาณคือ

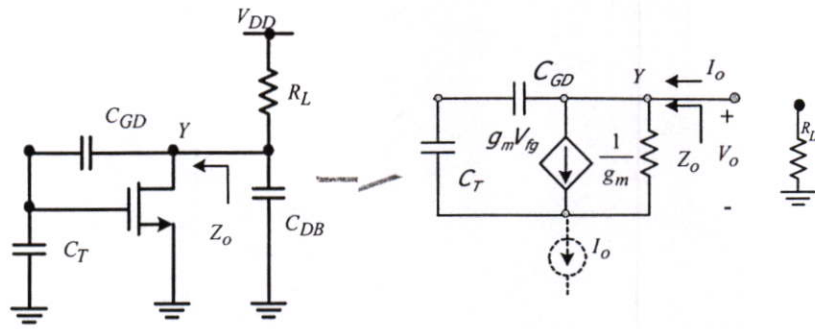


รูปที่ 4.6 วงจรที่พิจารณาที่ความถี่สูงของวงจรรวมที่ออกแบบ

จากรูปที่ 4.6 แสดงถึงการพิจารณาที่วงจรรวมผลต่างที่ถูกแบ่งครึ่งวงจรตามหลักการ เมื่อพิจารณา กับกรณีที่มีอินพุตที่เท่ากันแต่มีขนาดที่ตรงกันข้ามและเป็นการการผ่านของสัญญาณอินพุตถึงเอาพุต เสมือนเป็นการพิจารณาที่เป็นแบบโหมดร่วมแบบซอร์สและมีค่าความต้านทานของ R_G ที่เป็นค่าความต้านทานที่ต่อเชื่อมของส่วนที่เป็นขาคเกตปล่อยลอยถูกนำมาพิจารณาด้วย และเมื่ออาศัยหลักการของผลกระทบบของมิลเลอร์จะพบว่าที่โหนด X มีค่าเชิงประจูของ $C_{Total} - C_{GD}$ ที่เป็นค่าที่เป็นค่าบวกกับผลคูณของค่าความต้านทานและค่าเชิงประจู C_{GD} ที่มีค่าเท่ากับ $C_T + (1 - A_V)C_{GD}$ โดยที่ค่า $A_V = -g_m R_L$ และ $C_{T,diff} = C_{Total} - C_{GD}$ ดังนั้นจะพบว่าโพลที่อินพุตมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{in,X} = \frac{1}{(R_G(C_{T,diff} + (1 + g_{m1}R_L)C_{GD}))} \quad (4.49)$$

เมื่อทำการพิจารณาโพลที่ 2 คือโพลที่เอาพุตที่โหนด Y เป็นโหนดของเอาพุตซึ่งในการพิจารณาโหนดที่เอาพุตนั้นเป็นการพิจารณาเหมือนกับการทำงานของมอสเฟตแบบโหมดร่วมแบบซอร์ส(CS)โดยที่พิจารณาจากวงจรรวมที่มีการออกแบบที่ค่าความต้านทานอินพุต R_G ที่สูง ดังนั้นในการพิจารณาโพลที่เอาพุตที่ค่าความต้านทานอินพุตมีค่าที่สูงจะพบว่าโดยทำการพิจารณาที่โหนด Y จากรูปที่ 4.7 แสดงวงจรที่เสมือนในการพิจารณาที่โพลเอาพุตโดยการเสมือนเป็นการพิจารณาที่มอสเฟตแบบโหมดร่วมจากวงจรรวมผลต่างที่ถูกแบ่งครึ่งในการพิจารณาคือ



รูปที่ 4.7 ส่วนของวงจรคูลุมที่ทำการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ที่โหนด Y

จากรูปที่ 4.7 สามารถที่จะหาค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าจากโหนด Y จะพบว่าค่าเชิงประจุก

$C_{eq} = \frac{C_{GD}C_T}{(C_{GD} + C_T)}$ ซึ่งจะพบว่า

$$I_o = g_{m,fg}V_{fg} + \left[\frac{C_{eq} + \frac{1}{g_{m,fg}}}{C_{eq} \cdot \frac{1}{g_{m,fg}}} \right] \cdot V_o \quad (4.50)$$

โดยที่ $V_{fg} = \frac{C_T C_{GD}}{C_T + C_{GD}} V_o$ ดังนั้น

$$I_o = g_{m,fg} \frac{C_T C_{GD}}{C_T + C_{GD}} V_o + \left[\frac{C_{eq} + \frac{1}{g_{m,fg}}}{C_{eq} \cdot \frac{1}{g_{m,fg}}} \right] \cdot V_o \quad (4.51)$$

$$I_o = \left[g_{m,fg} \frac{C_T C_{GD}}{C_T + C_{GD}} + g_{m,fg} \right] \cdot V_o \quad (4.52)$$

$$I_o = \left[\frac{g_{m,fg} C_T C_{GD} + g_{m,fg} (C_T + C_{GD})}{C_T + C_{GD}} \right] \cdot V_o \quad (4.53)$$

ดังนั้นจะพบว่า

$$\frac{V_o}{I_o} = Z_o = \frac{C_T + C_{GD}}{g_{m,fg} [C_T C_{GD} + (C_T + C_{GD})]} \quad (4.54)$$

สามารถที่จัดรูปค่าอิมพีแดนซ์เอาพุตและมีค่าที่ได้ว่า

$$Z_O = \frac{1}{C_{eq}} \parallel \frac{C_{GD}}{(C_T + C_{GD})g_{m,fg}} \quad (4.55)$$

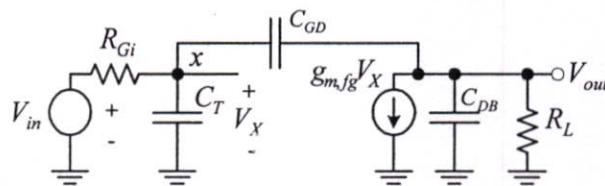
ดังนั้น โพลที่เอาพุต โหนด Y ซึ่งพิจารณาผลของมิลเลอร์จะพบว่า C_{DB} ค่าเชิงประจุกที่โหนดเอาพุตของที่บวกกับค่าเชิงประจุก C_{GD} แบบมิลเลอร์จะมีค่า ซึ่งค่า $A = -g_m R_L$

$$(C_{DB} + (1 - A^{-1})C_{GD}) \approx C_{DB} + C_{GD} \quad (4.56)$$

จากสมการที่พิจารณาข้างต้นทั้งหมด จะพบว่าค่าโพลที่เอาพุตมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{out,Y} = \left[\frac{1}{R_L \parallel \frac{C_{GD}}{(C_T + C_{GD})g_{m,fg}} (C_{eq} + C_{DB})} \right] \quad (4.57)$$

จากสมการที่ (4.43) แสดงค่าโพลที่อินพุตทางที่สัญญาณผ่านและที่เอาพุต ซึ่งเป็นการที่จะเริ่มพิจารณาแบบประมาณ ดังนั้นการพิจารณาและพัฒนาจะมีการคำนวณในรูปแบบที่ถูกดองนั้นในการออกแบบผลตอบสนองทางความถี่คือ จากการทำมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอยที่ถูกออกแบบเป็นวงจรรขยายผลต่างที่มีสัญญาณอินพุตป้อนเข้าวงจรซึ่งมีความเป็นสมมาตรและมีขนาดที่เท่ากัน ดังนั้นสามารถที่จะพิจารณาแบบแยกการพิจารณาได้โดยเป็นส่วนที่มีอินพุตป้อนเทียบกับโหนดเอาพุตดังนั้นสามารถที่จะมีวงจรเสมือนในการพิจารณาตามรูปที่ 4.8 ซึ่งทำการคำนวณโพลทั้งหมดของวงจรที่ทำการออกแบบได้คือโดยทำการหากระแสในแต่โหนดจะพบว่า โหนด X



รูปที่ 4.8 วงจรที่ถูกพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

$$\frac{V_X - V_{in}}{R_{Gi}} + V_X C_T s + (V_X - V_{out}) C_{GD} s = 0 \quad (4.58)$$

โดยที่ $C_T = C_{Total} - C_{GD}$ และ $s = j\omega$

$$V_{out} - V_X C_{GD} s + g_{m,fg} V_X + V_{out} \left(\frac{1}{R_L} + C_{DB} s \right) = 0 \quad (4.59)$$

จากสมการที่ (4.53) จะพบว่าค่า V_X

$$V_X = - \frac{V_{out} \left(C_{GD} s + \frac{1}{R_L} + C_{DB} s \right)}{g_{m,fg} - C_{GD} s} \quad (4.60)$$

เมื่อทำการแทนค่าลงในสมการที่ (4.52) จะได้ว่า

$$-V_{out} \frac{[R_{Gi}^{-1} + (C_T + C_{GD})s][R_L^{-1} + (C_{GD} + C_{DB})s]}{g_{m,fg} - C_{GD} s} - V_{out} C_{GD} s = \frac{V_{in}}{R_{Gi}} \quad (4.61)$$

นั่นคือ ค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนสัปดาห์ของเอาพุตมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(C_{GD} s - g_{m,fg}) R_L}{R_{Gi} R_L \zeta s^2 + [R_{Gi} (1 + g_{m,fg} R_L) C_{GD} + R_L C_T + R_L (C_{GD} + C_{DB})] s + 1} \quad (4.62)$$

โดยที่ค่าของ ζ มีค่าเท่ากับ $\zeta = C_T C_{GD} + C_T C_{DB} + C_{GD} C_{DB}$ จากสมการข้างต้น ปรากฏว่ามีผลกระทบของผลกระทบระดับสอง (second order) ก็เนื่องจากวงจรมีผลมาจากมีค่าเชิงประจู 3 ตัว นั่นคือเพราะว่ารูปแบบของตัวเก็บประจูเป็นลูบที่ขอมเพียงเงื่อนไขสถานะเริ่มต้นที่เป็นอิสระ 2 แบบภายในวงจร

เมื่อทำการพิจารณาสมการของฟังก์ชันการถ่ายโอนสัปดาห์ของเอาพุตจะพบจุดที่น่าสนใจของวงจรซึ่งสามารถที่จะจัดรูปแบบจากปรากฏการณ์ระหว่างโพลของ ω_{p1} และ ω_{p2} โดยที่มีรูปสมการทั่วไป ดังนี้คือ

$$D = \left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1 \right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1 \right) \quad (4.63)$$

$$= \frac{s^2}{\omega_{p1} \omega_{p2}} + \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} \right) s + 1 \quad (4.64)$$

จะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์ของ s จะประมาณค่าให้เท่ากับ $\frac{1}{\omega_{p1}}$ ถ้าเมื่อค่า $\frac{1}{\omega_{p2}}$ มีค่าที่สูงกว่า ดังนั้น จากสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนคัตตาของเอาพุต จะพบว่า

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_{Gi}(1 + g_{m,fg}R_L)C_{GD} + R_L C_T + R_L(C_{GD} + C_{DB})} \quad (4.65)$$

โดยที่เทียบกับโพลอินพุตข้างต้น จะพบว่าเทอมที่แตกต่างคือ $R_L(C_{GD} + C_{DB})$ โดยที่จริงสามารถที่จะตัดทิ้งได้โดยที่จุดสำคัญในการที่หาโพลที่เป็นโพลอินพุตของวงจรซึ่งทำการคิดประมาณค่ากับการพิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณาส่วนประกอบทั้งหมดของโพล มีค่าที่ใกล้เคียงที่มีการคำนวณแบบประมาณค่า และจากสมการที่ (4.56) สามารถที่จะประมาณค่าของโพลที่ 2 ของวงจรได้ว่า ซึ่งก็คือค่าสัมประสิทธิ์ของ s^2 ที่มีค่าเท่ากับ $(\omega_{p1}\omega_{p2})^{-1}$ จะพบว่า

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{R_{Gi}R_L(C_T C_{GD} + C_T C_{DB} + C_{GD} C_{DB})} \quad (4.66)$$

$$= \frac{R_{Gi}(1 + g_{m,fg}R_L)C_{GD} + R_L C_T + R_L(C_{GD} + C_{DB})}{R_{Gi}R_L(C_T C_{GD} + C_T C_{DB} + C_{GD} C_{DB})} \quad (4.67)$$

ซึ่งถ้าค่า $C_T \gg (1 + g_{m,fg}R_L)C_{GD} + R_L(C_{DB} + C_{GD})/R_{Gi}$ จะพบว่า

$$\omega_{p2} \approx \frac{R_{Gi}C_T}{R_{Gi}R_L(C_T C_{GD} + C_T C_{DB})} \quad (4.68)$$

$$= \frac{1}{R_L(C_{GD} + C_{DB})} \quad (4.69)$$

จากสมการข้างต้นมีค่าเท่ากับโพลที่เอาพุตซึ่งเป็นการประมาณค่าที่ถูกต้องโดยที่ถ้าค่าเชิงประจุของ C_T มีค่าที่สูงซึ่งมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอยมีค่าเชิงประจุดังกล่าวที่สูงกว่าค่าเชิงประจุที่เทียบกับขาเดรนและซอร์สตามหัวข้อที่ 2.4 โดยที่เป็นตรงตามการพิจารณาผลตอบสนองความถี่โดยที่โพลที่เอาพุตได้ทำการพิจารณาโพลหลักของวงจรคือที่โพลที่เอาพุตจากการวิเคราะห์มีค่าเชิงประจุของ C_{FGD} มีค่าเท่ากับ 59.25 fF และ C_{DB} เป็นค่าเชิงประจุที่มีขนาดเล็กกว่าค่าเชิงประจุ C_{FGS} มาก ที่พิจารณาที่โหนดดูกรมองออกสู่อินพุตที่มีแรงดัน V_{FG} ที่ต่อเชื่อมกับขาซบสเททจะมีผลกระทบทางความถี่มีมากกว่าค่าเชิงประจุ C_{DB} ดังนั้นจากโดยที่ค่าความต้านทาน R_L มีค่าเท่ากับ $10 \text{ k}\Omega$ จะมี

ความสัมพันธ์กับสมการที่(4.63)ที่หาผลกระทบทางความถี่ ดังนั้นความถี่ที่เกิดจากโพลที่เข้าพุทมี (ω_{out}) อยู่ในช่วงย่านที่เกิน 100MHz เป็นค่าที่ตั้งสมมุติฐาน

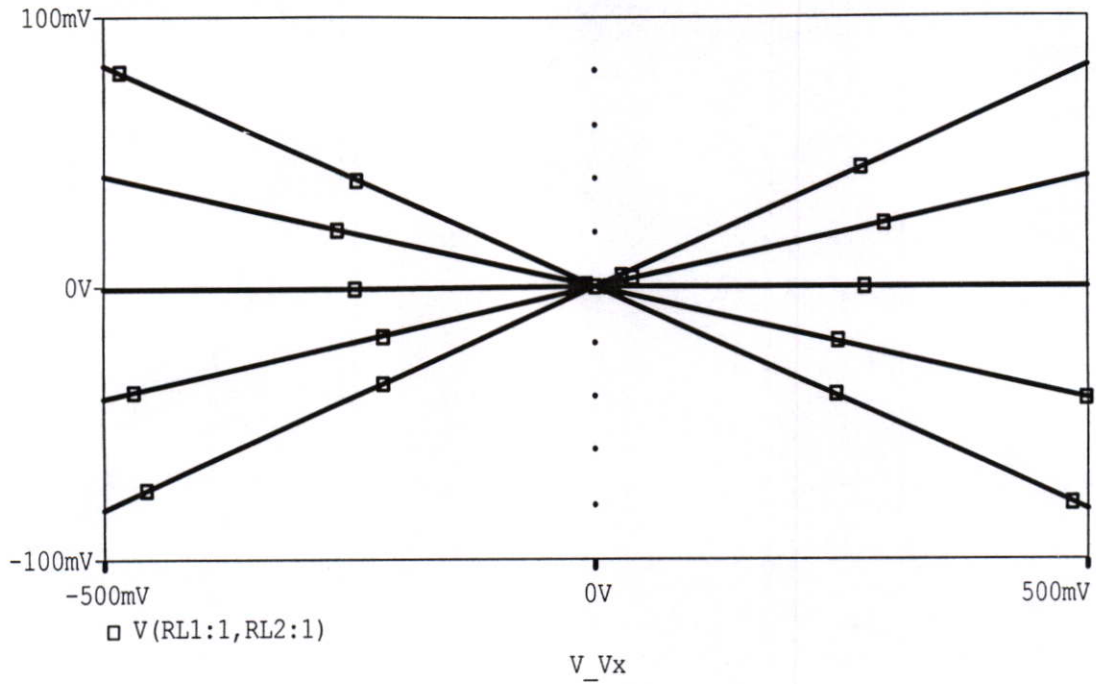
จากสมการที่(4.62) ค่าทรานคอนดักแตนซ์จะมีเทอมของซีโรคือ $\omega_z = \frac{g_m}{C_{GD}}$ ซึ่งเป็นผลกระทบที่ไม่สามารถที่จะทำนายได้โดยที่มีตำแหน่งทางขวาของเพลทเป็นซีโรที่เกิดขึ้นจากการที่สัญญาณอินพุตเชื่อมผ่านถึงเข้าพุทโดยที่ผ่านค่าเชิงประจุ C_{GD} จากรูปที่ 4.8 ค่าเชิงประจุที่มีผลในการสัมพันธ์สัญญาณอินพุตผ่านถึงเข้าพุทที่ความถี่ที่สูงซึ่งปรากฏว่ามีการตอบสนองความถี่ที่ค่าลบ -40 dB/dec. เป็นช่วงความถี่ที่สูงกว่าที่ (-3dB) ซึ่งในการคำนวณจากค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนศักดาไฟฟ้า จะมีค่าที่พิจารณาที่ $V_{out}(s_z) = 0$ คือสำหรับค่าอินพุตมีค่าที่กำหนดแต่ค่าเข้าพุทมีค่าเป็นศูนย์ หรือในลักษณะที่เข้าพุทถูกเชื่อมลงกราวด์ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านค่าเชิงประจุ C_{GD} และมอสเฟตจะมีค่าที่เท่ากันแต่มีทิศทางที่ตรงกันข้าม

บทที่ 5

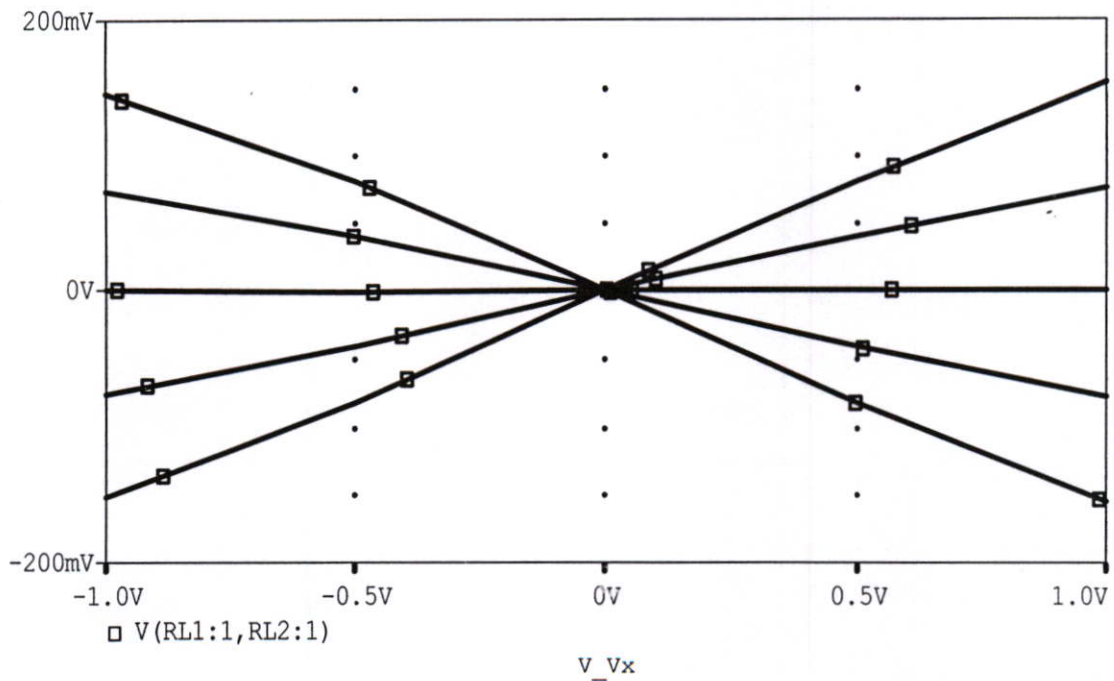
ผลการทดลอง

5.1 การวิเคราะห์ทางไฟตรงแบบแรงดัน-กระแส

ผลการทดลองเลียนแบบทางไฟตรงด้วยโปรแกรม *PSpice* โดยที่ทำการวิเคราะห์ที่ขอบเขตการทำงานของวงจรรวมที่ถูกออกแบบภายใต้เงื่อนไขของพารามิเตอร์คือ ที่แหล่งจ่ายแรงดันของวงจรที่ $V_{DD} = -V_{EE} = 1V$ โดยที่มอสเฟตมีขนาดที่เท่ากันรวมถึงมอสเฟตเทคโนโลยีแบบขากทปล่อยลอยที่มีวงจรมีความต้านทานและค่าเชิงประจวบเพิ่มเข้ากับมอสเฟต(ระบุในภาคผนวก)เพื่อใช้ในการวิเคราะห์เสมือนคือ $\frac{W}{L} = \frac{9}{1}$ ในระดับ $Level = 3$ ซึ่งในการวิเคราะห์ได้ทำการพิจารณาที่แรงดันอินพุตที่เป็นขอบเขตของวงจรรวมที่รองรับได้ในโหมคของแรงดันจาก พิจารณาจากรูปที่ 5.1 ขอบเขตของแรงดันคือ $-0.5V$ ถึง $0.5V$ โดยที่มีการเปลี่ยนแปลงเทียบที่ละ $0.50 V$ โดยที่พิจารณากับโหมคกระแสคือ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ โดยที่พิจารณาที่ละ $50\mu A$ ภายใต้แรงดันไบอัสที่ ($V_{Bias} = 1V$) ที่เป็นส่วนแรงดันอินพุตของมอสเฟตแบบขากทปล่อยลอยและมีแหล่งจ่ายแบบกระแส $I_{SS} = 100\mu A$ ซึ่งจากการวิเคราะห์จะพบว่าผลตอบสนองของวงจบบนไฟตรง พบว่าความเป็นเชิงเส้นที่ขอบเขตที่วงจรรวมภายใต้เงื่อนไขที่รองรับของแรงดันเป็นเชิงเส้นช่วงประมาณพิสัยพลวัต (Dynamic Range Performance) ที่สังเกตได้จากผลของการเปลี่ยนแปลงทางไฟตรงที่ขอบเขตที่ $-0.5 V$ ถึง $0.5 V$ ของช่วงการทำงานจะพบว่ามีค่าความสมมาตร ซึ่งสามารถดูผลการทดลองจากรูปที่ 5.1 เทียบกับรูปที่ 5.2 เมื่อทำการปรับช่วงแรงดันอินพุตที่เพิ่มขึ้น โดยที่สามารถมีช่วงประมาณพิสัยพลวัตที่กว้างเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรรวมได้ โดยที่การไบอัสแรงดันสูงสุดเท่ากับแหล่งจ่ายของแรงดันที่ $-1.0V$ ถึง $1.0V$ ซึ่งมีการเพิ่มขึ้นที่ละ $0.50 V$ เป็นการพิจารณาร่วมกับอินพุตกระแสอินพุตมีค่าเท่ากับ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ โดยที่พิจารณาที่ละ $50\mu A$ จะพบว่าช่วงประมาณพิสัยพลวัตที่กว้างสูงสุดเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดันที่ $\pm 1V$ โดยที่ความสมมาตรที่ดี ภายใต้แหล่งจ่ายกระแส $I_{SS} = 100\mu A$ โดยที่มีซึ่งสามารถที่ดูผลการทดลองตามรูปที่ 5.2



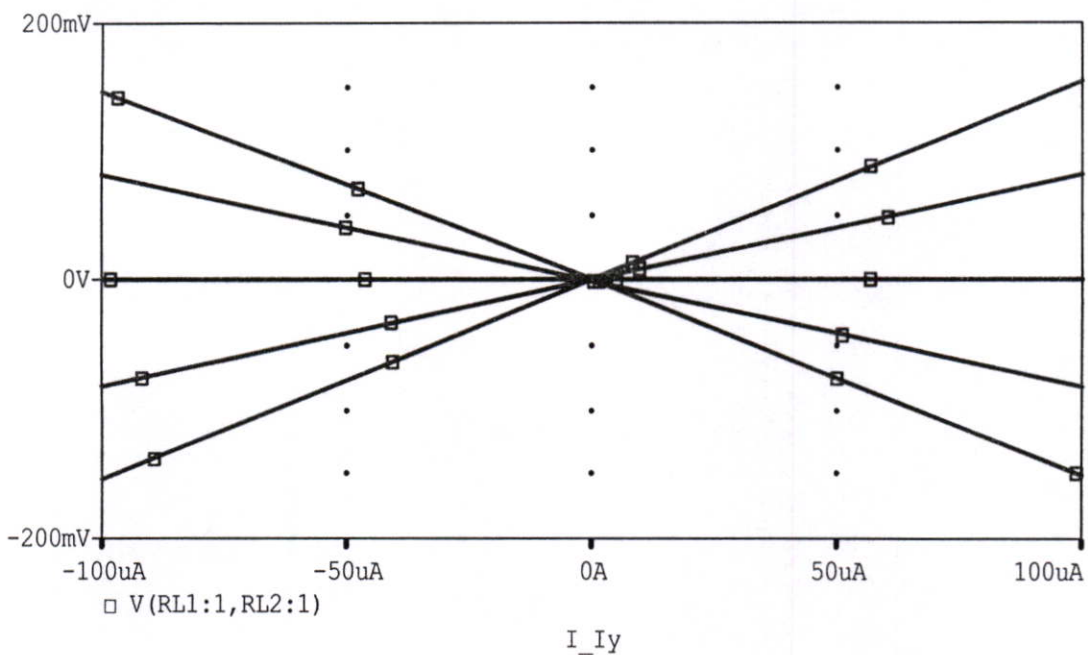
รูปที่ 5.1 ผลการทดลองวิเคราะห์ห้ไฟตรงที่แรงดันอินพุตที่ คือ $-0.50V$ ถึง $0.50V$ ที่เพิ่มขึ้นทีละ $0.25V$ กับกระแสอินพุตที่ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ ที่เพิ่มขึ้นทีละ $50\mu A$



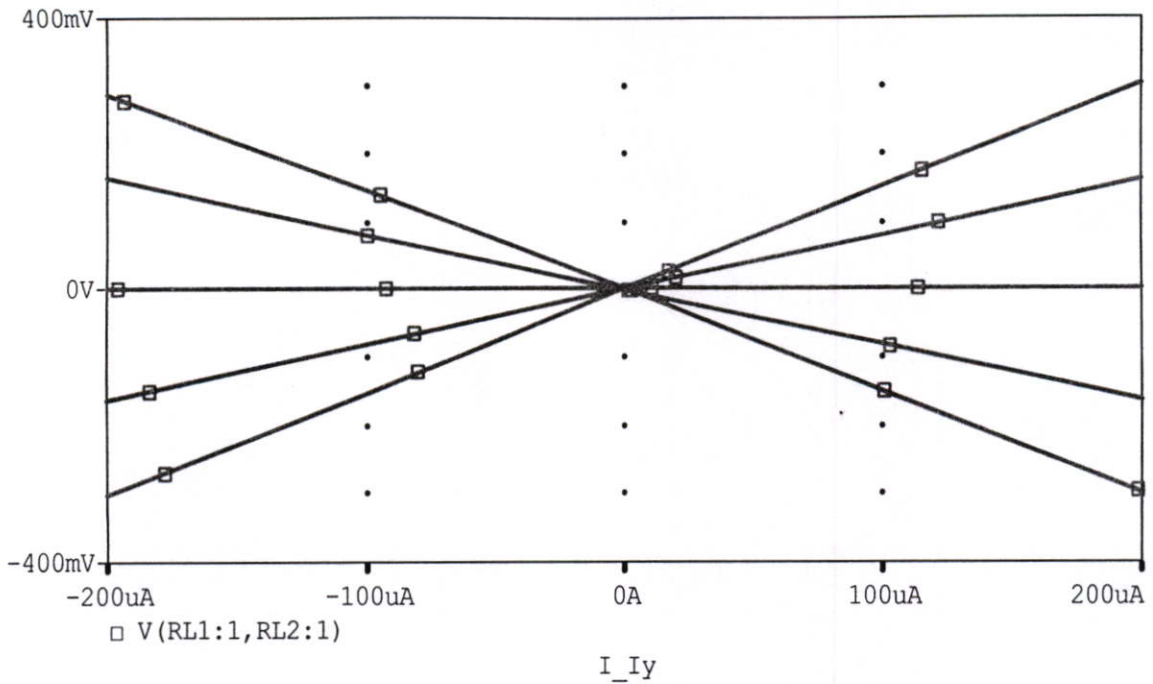
รูปที่ 5.2 ผลการทดลองวิเคราะห์ห้ไฟตรงของแรงดันอินพุตที่ $-1V$ ถึง $1V$ ที่เพิ่มขึ้นทีละ $0.50V$ กับกระแสอินพุตที่ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ ที่เพิ่มขึ้นทีละ $50\mu A$

5.2 การวิเคราะห์ทางไฟตรงของกระแส-แรงดัน

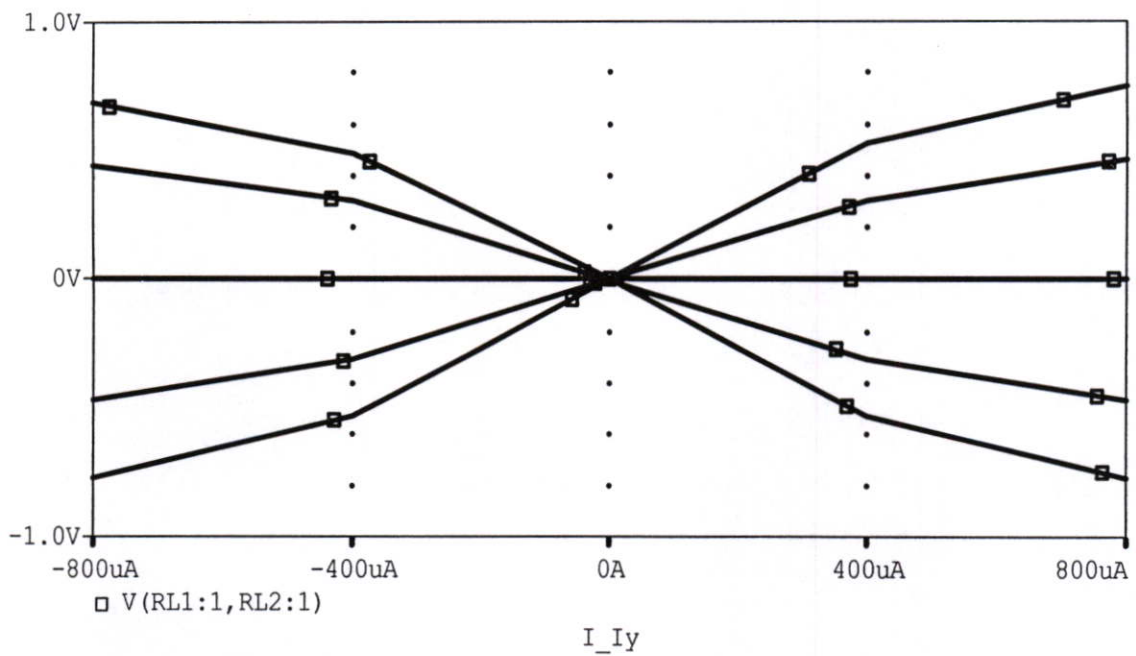
ส่วนการพิจารณากระแสอินพุตกับแรงอินพุตจากผลการทดลองภายใต้กระแสอินพุตที่ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $50\mu A$ และทำการวิเคราะห์เพิ่มกระแสอินพุตที่ $-200\mu A$ ถึง $200\mu A$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $100\mu A$ จนถึงขนาดของกระแสอินพุตที่ $-400\mu A$ ถึง $400\mu A$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $200\mu A$ โดยที่ร่วมกับแรงดันอินพุตที่ $-1.0V$ ถึง $1.0V$ มีการเปลี่ยนแปลงทีละ $0.5V$ เท่ากันทั้งทุกการทดลอง จะสามารถดูผลการทดลองจากรูปที่ 5.3 รูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5 ตามลำดับ จากการสังเกตจะมีความสมมาตรที่สมมาตรในรูปที่ 5.5 และเมื่อเพิ่มกระแสอินพุตเพิ่มมากกว่าที่ $-400\mu A$ ถึง $400\mu A$ จะพบว่ามีช่วงประมาณพิสัยพลวัตยังคงมีความเป็นเชิงเส้นที่เพิ่มขึ้นได้ ซึ่งเป็นขอบเขตที่กว้างขึ้นเท่ากับ 4 เท่าของแหล่งจ่ายกระแส I_{SS} แต่เริ่มมีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น โดยสามารถรองรับกับสัญญาณกระแสอินพุตที่เพิ่มขึ้นอยู่ในช่วงค่า $-400\mu A$ ถึง $400\mu A$ ได้ โดยที่แสดงดังรูปที่ 5.5 ซึ่งจากการผลการทดลองที่โหมดกระแสจะพบว่าขอบเขตการรองรับของกระแสอินพุตที่ขอบเขตสูงสุดของการตอบสนอง



รูปที่ 5.3 ผลการทดลองวิเคราะห์ไฟตรงของกระแสอินพุตที่ $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ ที่เพิ่มขึ้นทีละ $50\mu A$ กับแรงดันอินพุตที่ $-1V$ ถึง $1V$ ที่เพิ่มขึ้นทีละ $0.5V$



รูปที่ 5.4 ผลการทดลองการวิเคราะห์ไฟตรงของกระแสอินพุตที่ $-200 \mu\text{A}$ ถึง $200 \mu\text{A}$ โดยมีแรงดันอินพุตที่ -1.0V ถึง 1.0V มีการเพิ่มทีละ 0.5V



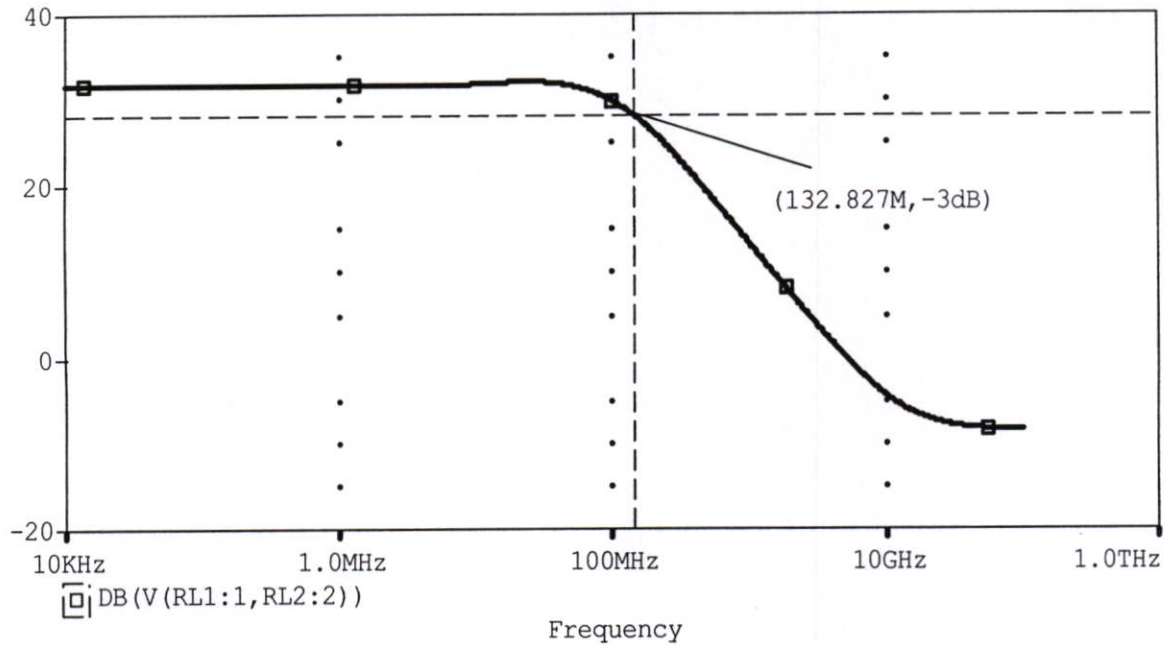
รูปที่ 5.5 ผลการทดลองการวิเคราะห์ไฟตรงของกระแสอินพุตที่ $-800 \mu\text{A}$ ถึง $800 \mu\text{A}$ โดยมีการเพิ่มขึ้นทีละ $400 \mu\text{A}$ โดยที่แรงดันอินพุตที่ -1.0V ถึง 1.0V มีการเพิ่มทีละ 0.5V

5.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของการปฏิบัติงาน

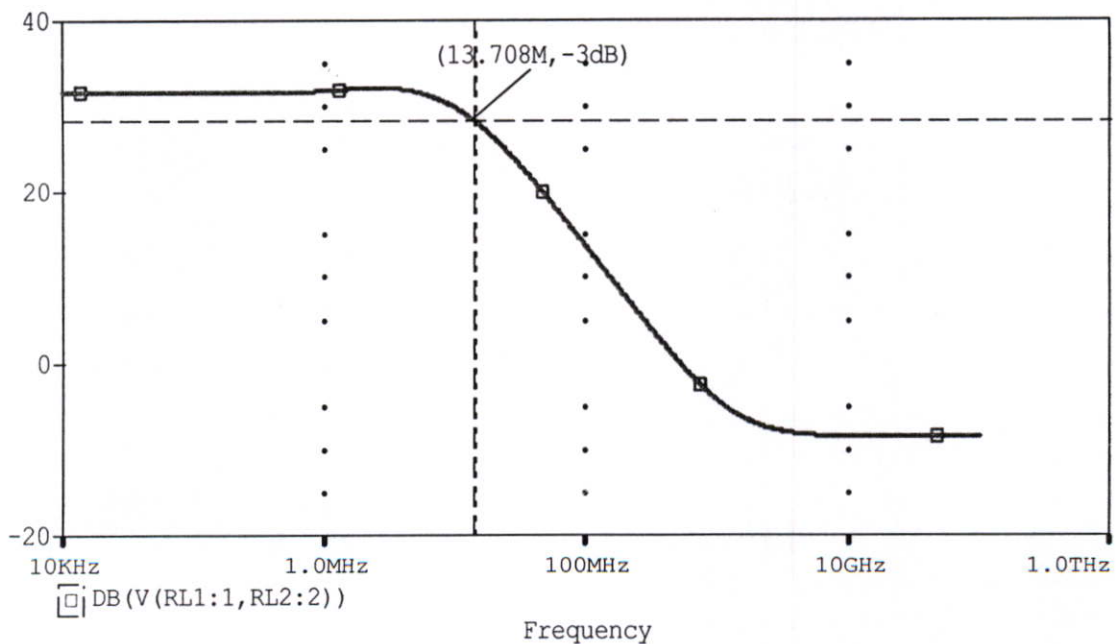
ผลการทดลองของผลการตอบสนองทางความถี่ จะสามารถที่จะดูผลการทดลองได้จากรูปที่ 5.6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ ที่ความถี่ตัดที่ -3dB มีค่าที่เท่ากับ 132.827MHz ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางความถี่ที่สูงเมื่อขนาดของมอสเฟตที่ใช้มีขนาดที่เท่ากันทุกตัวที่ $\frac{W}{L} = \frac{9}{1}\mu\text{m}$ โดยที่มีการวิเคราะห์หามีแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรที่ $V_{DD} = -V_{EE} = 1\text{V}$ และแหล่งจ่ายกระแส $I_{SS} = 100\mu\text{A}$ โดยที่แรงดันไบอัสที่ $V_{Bias} = 1\text{V}$ โดยที่เทียบจากศึกษาทฤษฎีผลตอบสนองทางความถี่ที่มีการคำนวณผลตอบสนองทางความถี่ โพลที่เข้าพุดภายใต้เทคโนโลยีมอสเฟตที่ขาทกปล่อยลอยพบว่ามีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานและผลรวมของค่าเชิงประจวบระหว่าง (C_{GD}) และ (C_{DB}) ซึ่งเป็นค่าที่เกิดจากพารามิเตอร์ของภายใต้ของมอสเฟตทั่วไป เป็นซึ่งเป็นผลที่เกิดจากแปรผันแบบฝักฝั้นของผลคูณของค่าความต้านทานกับผลรวมของค่าเชิงประจวบ เปรียบเทียบกับผลการทดลองจากรูปที่ 5.6 เป็นผลการทดลองที่พิจารณาจากผลตอบสนองทางความถี่ จากทฤษฎีเมื่อพิจารณาค่าเชิงประจวบที่มีความสัมพันธ์กับผลตอบสนองทางความถี่นั้น โดยที่เมื่อทำการทดลองทดลองผลตอบสนองทางความถี่ ของค่าเชิงประจวบของ (C_{FGD}) ที่เป็นส่วนหนึ่งของของเทคโนโลยีของมอสเฟตแบบขาทกปล่อยลอย ซึ่งเป็นค่าเชิงประจวบที่เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ากับมอสเฟตที่ใช้ในการวิเคราะห์เสมือนแบบขาทกปล่อยลอยโดยดูมองจากโหนดหลังอินพุตระหว่างขาทกปล่อยลอยโดยมีแรงดันที่ตกคร่อมคือ V_{FG} กับขาทกเรณ โดยมีการทดลองโดยเพิ่มค่าเชิงประจวบจาก 59.24fF เป็น 590.24fF เป็นการเพิ่มค่าขึ้น โดยมีค่าความต้านทานที่ R_L มีค่าเท่ากับ $10\text{k}\Omega$ เท่าเดิม แต่การปรับค่าเชิงประจวบ (C_{FGD}) ทำให้มีผลกับค่าคาบเวลาที่ค้องคงที่ที่เกิดจากผลคูณของค่าความต้านทานและค่าเชิงประจวบ $\tau = RC$ ที่เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในโมเดลในการวิเคราะห์เสมือนของมอสเฟตที่ขาทกปล่อยลอย ดังนั้นต้องเพิ่มค่าเชิงประจวบ C_{FGB} ที่เท่ากับ 5.54pF จากผลการพบว่าผลการตอบสนองที่ความถี่ประมาณ 13.708MHz ดังที่แสดงรูปที่ 5.7 ซึ่งจะพบว่าความถี่มีค่าที่ลดลงเพราะมีค่าที่เพิ่มขึ้นของค่าเชิงประจวบที่มีส่วนเกี่ยวกับผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง $1 \times 10^{-12}\text{F}$ ที่เป็นค่าเชิงประจวบของโมเดลของมอสเฟตขาทกปล่อยลอยที่มีผลกระทบมากกว่าค่าเชิงประจวบของตัวมอสเฟตแบบทั่วไปที่มีค่าที่น้อยกว่าซึ่งช่วงความถี่ที่จะตอบสนองในช่วงที่ช่วงประมาณ $1-100\text{MHz}$ ซึ่งสังเกตว่าผลตอบสนองทางความถี่ลดลง

ส่วนผลการทดลองรูปที่ 5.8 เป็นการทดลองที่ทำการลดค่าเชิงประจวบที่เป็นโมเดลของมอสเฟตที่เป็นเทคโนโลยีของขาทกปล่อยลอยคือ C_{FGD} และ C_{FGB} มีค่าเท่ากับ 5.924fF และ 55.4pF ตามลำดับโดยอยู่ภายใต้ของคาบเวลาที่คงที่ $\tau = RC$ ดังนั้นที่แสดงผลการทดลองที่รูปที่ 5.8 พบว่าผลตอบสนองทางความถี่ที่เพิ่มขึ้น เพราะผลของค่าเชิงประจวบของโมเดลของมอสเฟตแบบขาทกปล่อยลอยมีค่าที่อยู่ในช่วง $1 \times 10^{-15}\text{F}$ ที่เป็นผลเป็นค่าในช่วงค่าความสัมพันธ์กับผลตอบสนอง

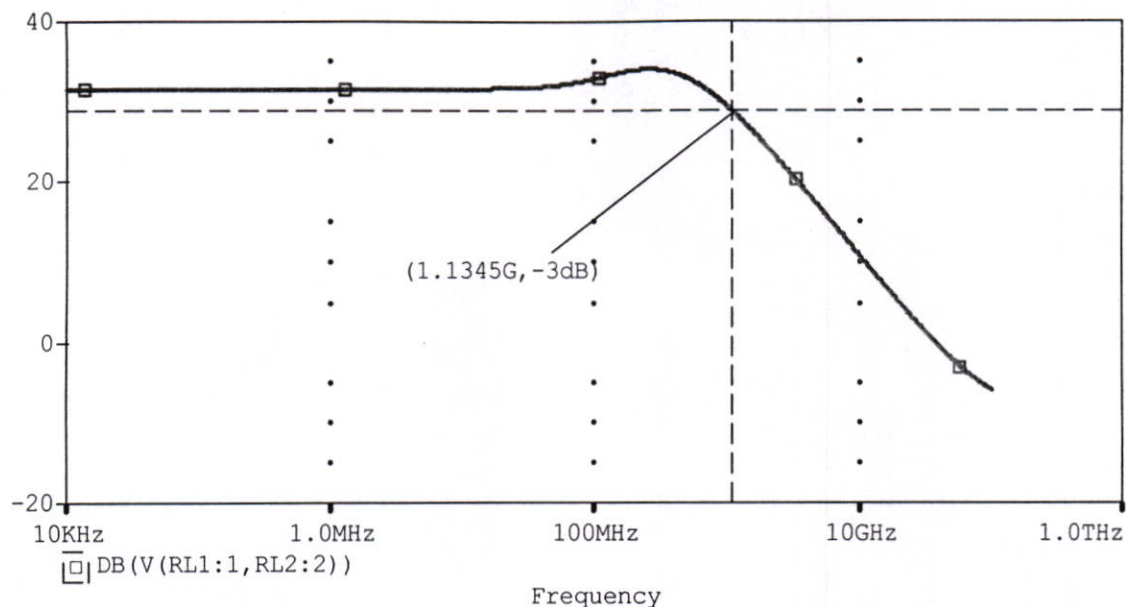
ความถี่ ซึ่งจะมีผลกับผลการตอบสนองทางความถี่ของความถี่ที่สูง อยู่ประมาณช่วงของการตอบสนองที่ มากกว่าหรือเท่ากับ ($\geq GHz$) ดังที่แสดงดังรูปที่ 5.8 เป็นการตอบสนองที่มีค่าที่สูงได้



รูปที่ 5.6 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ตัดที่ $-3dB$ ของวงจรที่ใช้โหมดกระแส และแรงดัน 2 โหมค ภายใต้พารามิเตอร์ของโมเดลที่อ้างอิง



รูปที่ 5.7 เมื่อเพิ่มค่าเชิงประจวบของ C_{FGD} ที่ 590.24fF และค่าเชิงประจวบของ C_{FGS} ที่ 5.54pF เมื่อปรับค่าคาบเวลาให้มีค่าคงที่



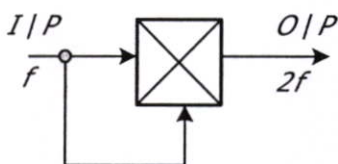
รูปที่ 5.8 ผลการทดลองเมื่อลดค่าเชิงประจวบของ C_{FGD} ที่ 5.924fF และค่าเชิงประจวบของ C_{FGS} ที่ 55.4 fF เมื่อปรับค่าคาบเวลาให้มีค่าคงที่

5.4 การประยุกต์การใช้งานของวงจร

ในหัวข้อนี้เป็นการทำการวิเคราะห์เพื่อทดลองการประยุกต์ใช้งานของวงจรรวมที่ทำกร ออกแบบโดยมีการวิเคราะห์

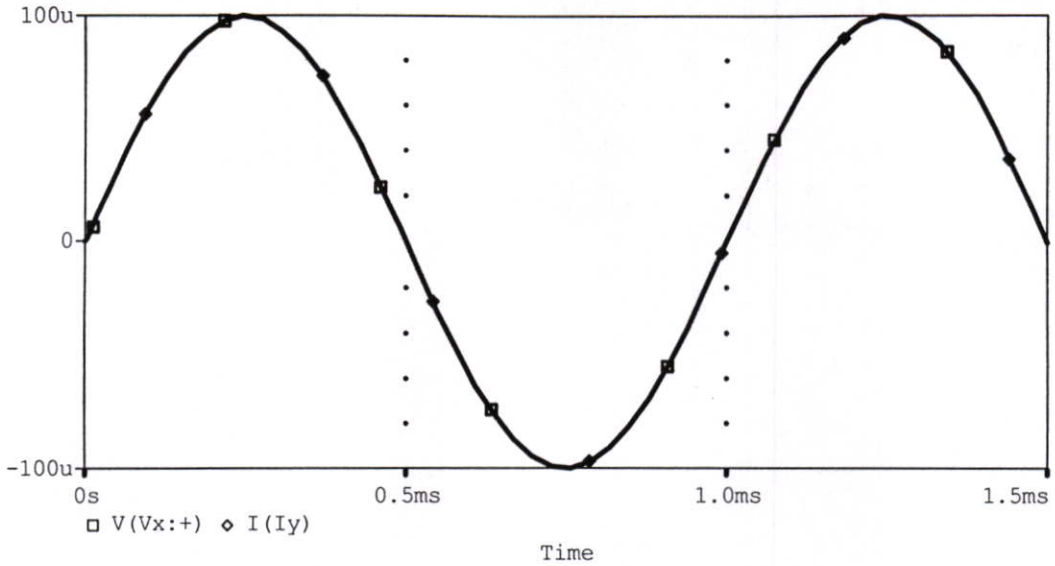
5.4.1 การวิเคราะห์ทวีความถี่

การใช้งานของความถี่ทวีคูณ (Frequency doubler) จากรูปที่ 5.9 แสดงไดอะแกรมการทำการทดลองแบบความถี่ทวีคูณ

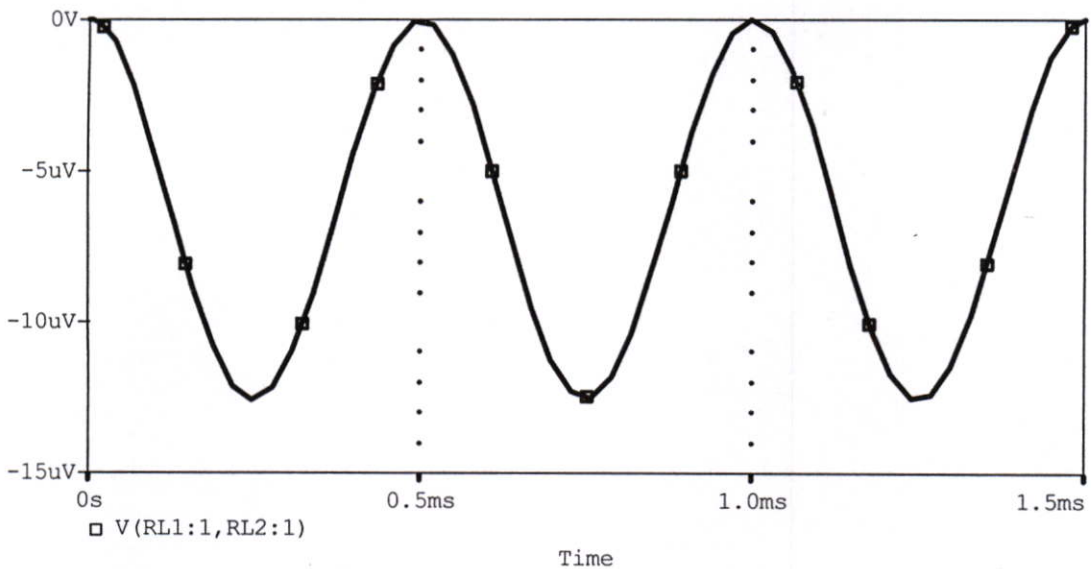


รูปที่ 5.9 ไดอะแกรมการทวีความถี่ (Frequency doubler)

โดยที่รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณอินพุตของแรงดันมีค่าเท่ากับ $100\mu V$, $f_x = 1kHz$ และกระแส $100\mu A$ ซึ่งมีความถี่คือ $f_y = 1kHz$ ซึ่งมีขนาดสัญญาณที่เท่ากันเป็นสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้วงจรรวมและจากผลการทดลองพบว่าจากรูปที่ 5.11 แสดงผลการทดลองสัญญาณเข้าพุตของการทดลองทวีความถี่จะพบว่าความถี่ที่สัญญาณเข้าพุตมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 2kHz เนื่องจากสัญญาณอินพุตมีค่าที่ 1kHz เมื่อ 2 อินพุตทำการประยุกต์ในการทวีความถี่



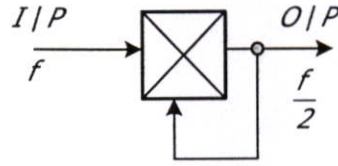
รูปที่ 5.10 สัญญาณอินพุตของแรงดันมีค่าเท่ากับ $100\mu V$, $f_x = 1kHz$ และสัญญาณกระแสอินพุตมีค่าเท่ากับ $100\mu A$, $f_y = 1kHz$



รูปที่ 5.11 ผลการทดลองวิเคราะห์ห้ของสัญญาณแรงดันเอาพุตแบบทวีความถี่ (Frequency doubler) ที่ความถี่เอาพุต $2kHz$

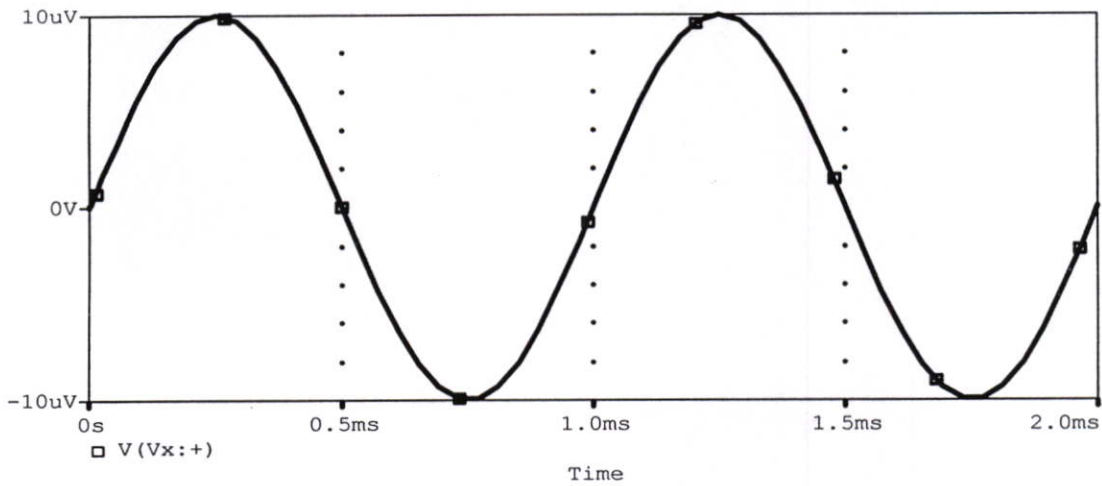
5.4.2 การวิเคราะห์การหารความถี่

จากรูปที่ 5.12 เป็นสัญญาณอินพุตการวิเคราะห์การประยุกต์แบบการหารสองความถี่โดยสามารถที่จะใช้วงจรคูณที่ทำการออกแบบประยุกต์ใช้ได้ตามไดอะแกรมตามรูปที่ 5.13 แสดงการพิจารณาของการหารสองความถี่

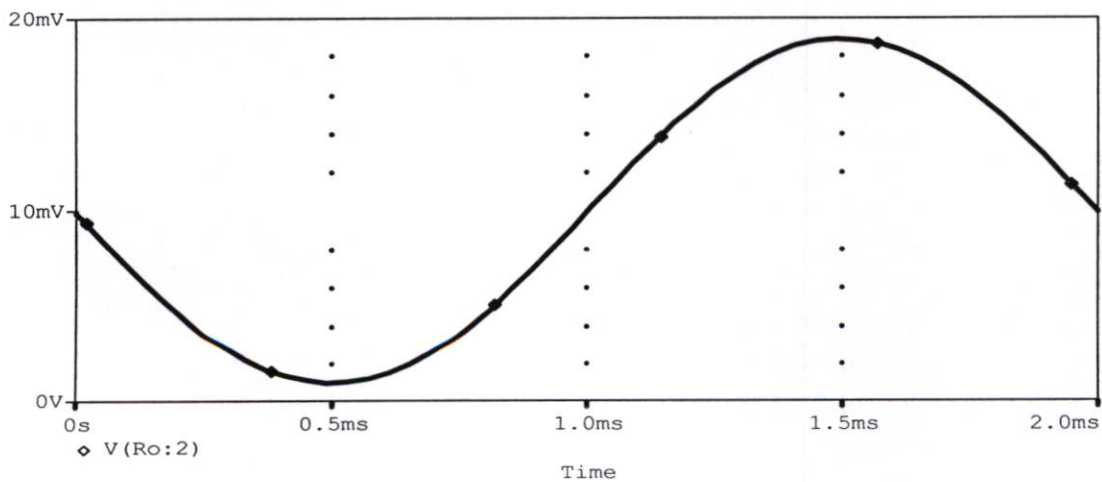


รูปที่ 5.12 ไคอะแกรมของการหารความถี่ (Frequency divider)

จากรูปที่ 5.13 ป้อนสัญญาณแรงดันอินพุต (V_x) มีค่าคือ $10\mu V$ โดยที่มีความถี่เท่ากับ $f_i = 1kHz$ โดยที่แรงดันอินพุตป้อนตามไคอะแกรมจะดูผลการทดลองตามรูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณแรงดันอินพุตที่ถูกหารจะได้ความถี่มีค่าเท่ากับ $500Hz$



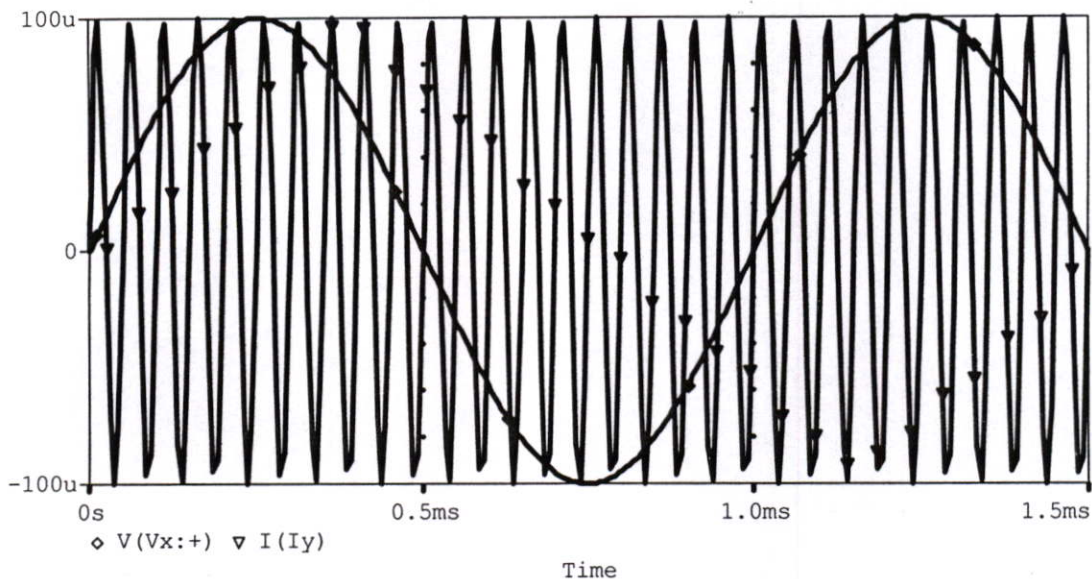
รูปที่ 5.13 ผลการทดลองวิเคราะห์ห้วงของสัญญาณแรงดันอินพุตคือ $10\mu V \sin 2\pi(1k)$ ที่ทำการทดลองการหารสองของความถี่ (Frequency divider)



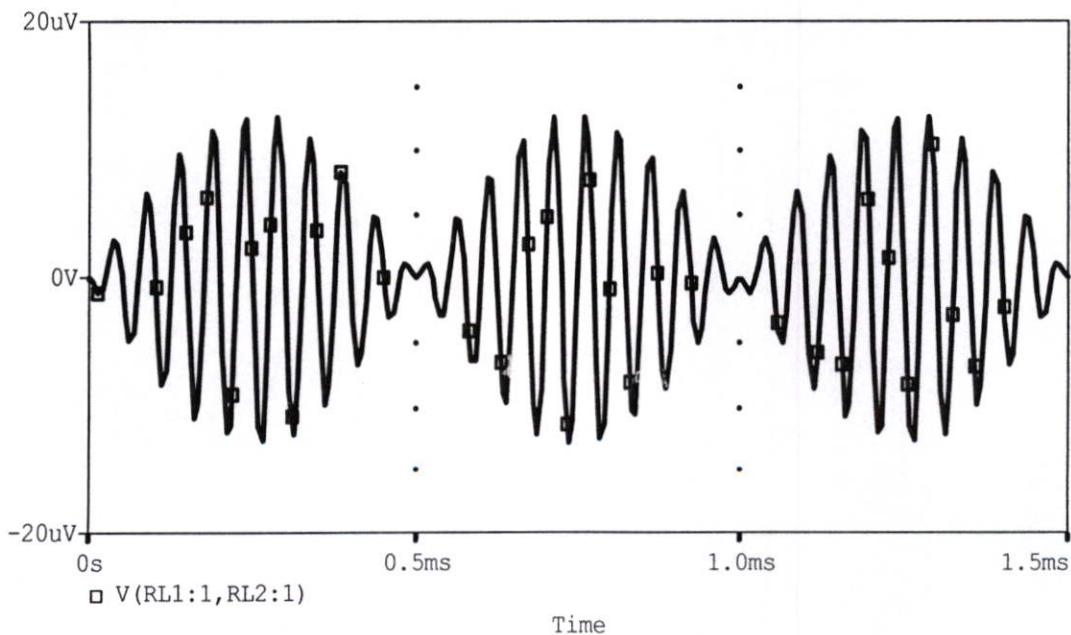
รูปที่ 5.14 แรงดันอินพุตเมื่อนำสัญญาณอินพุต $10\mu V \sin 2\pi(1k)$ ทดลองประยุกต์การหารความถี่อินพุตที่ $500Hz$

5.4.3 การวิเคราะห์การมอดูเลต

หัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์การประยุกต์การมอดูเลตสัญญาณอินพุตโดยที่สัญญาณแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ $100\mu V$ โดยที่มีความถี่เท่ากับ $f_x = 1kHz$ และสัญญาณกระแสอินพุตมีค่าเท่ากับ $100\mu A$ และความถี่เท่ากับ $f_y = 20kHz$ ตามรูปที่ 5.15 เมื่อทำการทดลองการมอดูเลตสัญญาณจะพบว่าสัญญาณกระแสเอาพุตที่แสดงผลการทดลองตามรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.15 สัญญาณอินพุตที่ทำการวิเคราะห์การมอดูเลตที่แรงดันอินพุต ที่ $100\mu V, f_x = 1kHz$ และกระแสอินพุตมีค่าเท่ากับ $100\mu A, f_x = 20kHz$



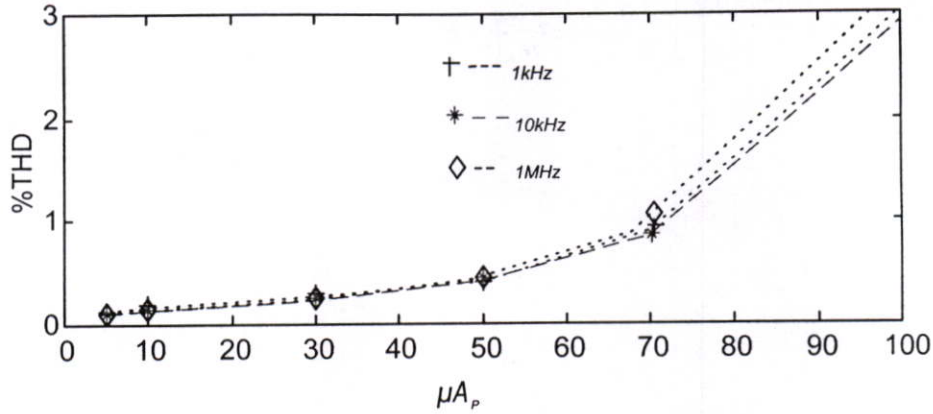
รูปที่ 5.16 ผลการทดลองของสัญญาณเอาพุตของการมอดูเลต

5.5 การทดลองและการเปรียบเทียบ

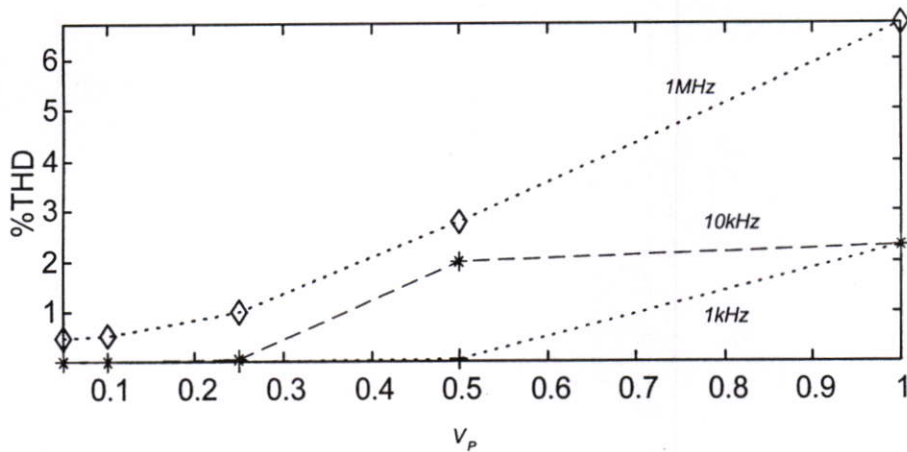
หัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์ผลการทดลองและเปรียบเทียบของวงจรคูลนที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันและกระแสที่ $V_{DD} = -V_{EE} = 1V$ และ $I_{SS} = 100\mu A$ โดยที่ขนาดของแรงดันไบอัสที่ขาเกตมีขนาดที่ $V_{bias} = 1V$ ที่เป็นผลการทดลองวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิรวมของสัญญาณ (Total Harmonic Distortion) ที่เทียบกับความถี่คือที่ $1kHz$ $10kHz$ และ $1MHz$ ในทั้งสัญญาณอินพุตทดลองทั้งกระแสและแรงดัน ซึ่งในการพิจารณากระแสอินพุตโดยมีการจำกัดที่แรงดันอินพุต V_X มีค่าคงที่ $1V$ และป้อนกระแสอินพุตลักษณะสัญญาณรูปคลื่นซายด์ (sine wave) ที่มีขนาด $200\mu A_{p-p}$ โดยมีการเปลี่ยนความถี่ $1kHz - 1MHz$ เช่นเดียวกับการพิจารณาที่แรงดันมีการจำกัดกระแสคงที่ $100\mu A$ เป็นค่าที่วงจรคูลนไบอัสในวงจรคูลนของไฟตรงและทำการป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นซายด์ที่มีขนาด $2V_{p-p}$ เท่ากับผลต่างของแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรที่ $\pm 1V$ โดยที่แสดงผลการทดลองดังรูปที่ 5.18 เป็นการพิจารณาในช่วงความถี่ที่ $1kHz$ $10kHz$ และ $1MHz$ จะพบว่าโหมคของแรงดันจะมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมโดยรวมจะสูงกว่าโหมคของกระแส

การพิจารณารูปที่ 5.17 เป็นการวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมเป็นการป้อนแรงดันอินพุตให้คงที่ $1V_{DC}$ โดยที่กระแสอินพุตป้อนรูปคลื่นซายด์ขนาดสูงสุดที่ $100\mu A_p$ โดยมีการใช้การปรับเปลี่ยนความถี่ที่ $1kHz$ $10kHz$ และ $1MHz$ ในรูปที่ 5.17 จากผลการวิเคราะห์จะพบว่ามีความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิรวม โดยที่ความถี่ในช่วงความถี่สูงมีค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมสูงซึ่งไม่เกิน 0.54 เปอร์เซ็นต์ที่ $100\mu A_{p-p}$

ส่วนการวิเคราะห์รูปที่ 5.18 เป็นการวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมของโหมคแรงดันโดยที่การจำกัดกระแสอินพุตที่คงที่ ที่ $100\mu A_{DC}$ โดยมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจนสูงสุดที่ขนาด $2V_{p-p}$ ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบที่ต่างความถี่ดังที่แสดง รูปที่ 5.17) แสดงที่ความถี่ระหว่าง $1kHz$ $10kHz$ และ $1MHz$ จะพบว่ามีความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมที่น้อยกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ในช่วงความถี่ของ $1kHz$ และ $10kHz$ ซึ่งจะพบว่าค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมมีค่าที่ต่ำในช่วงความถี่ที่ไม่เกิน $10kHz$ และเมื่อมีการวิเคราะห์ที่ความถี่ที่สูงขึ้นพบว่าค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมมีขนาดที่เพิ่มขึ้นซึ่งช่วงของขนาดสัญญาณที่ $1V_{p-p}$ พบว่าค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิรวมมีค่าน้อยกว่า 2.5 เปอร์เซ็นต์

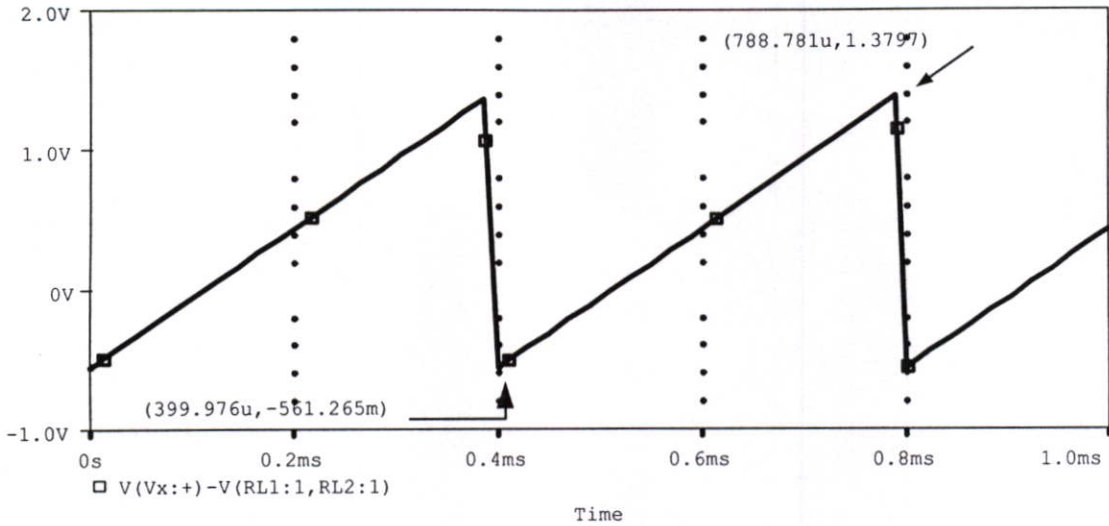


รูปที่ 5.17 ผลการวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิรวมของโหมดกระแส โดยมีแรงดันอินพุตให้คงที่ $1V_{DC}$ ซึ่งแสดงค่าความถี่ที่ 1kHz 10kHz และ 1MHz



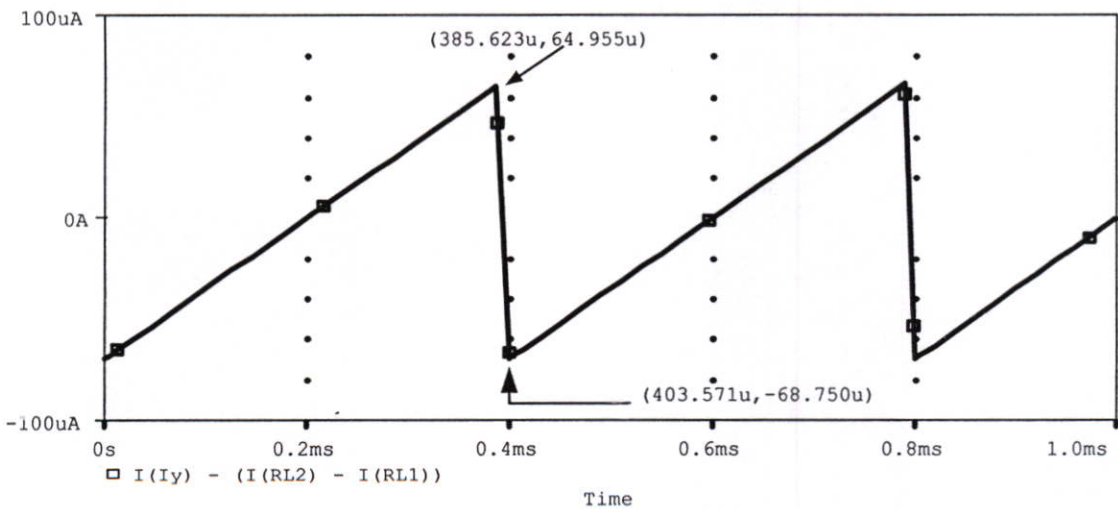
รูปที่ 5.18 แสดงผลการวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิรวมของโหมดแรงดัน โดยป้อนกระแสอินพุตให้คงที่ $100 \mu A$ ซึ่งแสดงค่าความถี่ที่ 1kHz 10kHz และ 1MHz

เมื่อทำการทดลองค่าความผิดเพี้ยนความเป็นเชิงเส้น (*Linearity error*) ของโหมดแรงดัน เป็นการพิจารณาที่ใช้สัญญาณอินพุตที่เป็นรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย (ramp wave) ที่ความถี่ที่ 250Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่มีขนาดที่ไม่สูง ทั้งสัญญาณแรงดันและกระแส โดยที่รูปที่ 5.19 แสดงเป็นการพิจารณาที่โหมดแรงดันโดยที่กำหนดที่กระแสอินพุตให้คงที่มีค่าเท่ากับ $100 \mu A_{DC}$ แรงดันอินพุตป้อนสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยขนาด $2V_{p-p}$ เป็นช่วงของอินพุตที่สูงสุดของสัญญาณอินพุตและที่ $V_{bias} = 1V$ จากการวิเคราะห์พบว่าเกิดความผิดเพี้ยนของความเป็นเชิงเส้นซึ่งพบว่าค่าความผิดเพี้ยนของความเป็นเชิงเส้นที่ประมาณ 2.80 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 5.19 แสดงการวิเคราะห์ความไม่เป็นเชิงเส้นของผลต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุตและอินพุต

รูปที่ 5.20 เป็นการวิเคราะห์ที่ใช้สัญญาณกระแสอินพุตที่เป็นรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย (ramp wave) ที่ความถี่ที่ 250Hz โดยที่กำหนดที่แรงดันอินพุตให้คงที่มีค่าเท่ากับ $1V_{DC}$ และกระแสอินพุตป้อนสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยขนาด $100\mu\text{A}$, จากการวิเคราะห์พบว่าผลต่างของสัญญาณกระแสเอาต์พุตและกระแสอินพุตเป็นผลที่เกิดความผิดเพี้ยนของความเป็นเชิงเส้นซึ่งพบว่ามีค่าความผิดเพี้ยนของความเป็นเชิงเส้นที่ 3.5 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 5.20 แสดงการวิเคราะห์ความไม่เป็นเชิงเส้นของผลต่างของกระแสเอาต์พุตและอินพุต

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรอนุบาลอก สี่จตุภาค (Four-Quadrant) แบบเทคโนโลยีที่ขาเกตของมอสเฟตปล่อยลอยโพลดติงเกต (Floating-gateMOS)ซึ่งมีตัวย่อว่า (FGMOS) โดยใช้แรงดันไบอัสที่ต่ำซึ่งมีการใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่ $\pm 1V$ โดยได้ทำการออกแบบวงจรมาประกอบเป็นวงจรรวม โดยใช้เทคโนโลยีของมอสเฟตแบบขาเกตปล่อยลอยที่เป็นเทคโนโลยีที่รองรับการใช้แรงดันต่ำได้ เพราะแรงดันขีดเริ่ม V_{TH} ของมอสเฟตมีค่าที่ลดลงได้ขึ้นอยู่กับค่าแรงดันไบอัสที่ขาเกตและค่าส่วนของค่าเชิงประจวบที่ขาเกตเทียบค่าเชิงประจวบทั้งหมด และมีคุณสมบัติการเพิ่มจำนวนอินพุตเพื่อรองรับอินพุตที่เพิ่มขึ้นได้เข้าที่ขาเกตที่ปล่อยลอย วงจรขยายผลต่างที่ใช้เทคโนโลยี (FGMOS) ในการออกแบบเช่นเดียวกันและส่วนของวงจรที่ออกแบบให้ทำการแปลงโหมดกระแสอินพุตแปลงเป็นแรงดันเพื่อให้วงจรสามารถที่รองรับการทำงานได้ทั้งแรงดันและกระแส

โดยที่ทำการพิจารณาและทำการวิเคราะห์การตอบสนองของวงจรรวมที่ออกแบบพบว่าจะสามารถทำงานกับอินพุตที่เป็นแรงดันและกระแส จากการวิเคราะห์แรงดันอินพุต ช่วงค่ายอมรับของสัญญาณอินพุตขนาดใหญ่เพิ่มขึ้นได้ที่สูงเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดันที่ $\pm 1V$ ที่แหล่งจ่ายกระแสที่ $I_{SS} = 100 \mu A$ โดยไม่ผิดเพี้ยน ซึ่งค่าความผิดเพี้ยนที่สูงสุดของสัญญาณแรงดันอินพุตที่สามารถแกว่งสูงสุดได้ของค่าความเป็นเชิงเส้น (linearity error) มีค่า 2.8 เปอร์เซ็นต์ และค่าผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิครวม (THD) เมื่อทำการไบอัสกระแสตรงที่คงที่ $100 \mu A_{DC}$ ของวงจรรวมและป้อนสัญญาณที่มีสามารถแกว่งที่มีค่าสูงสุดเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดันของแรงดันอินพุตมีค่าที่น้อยกว่า 2.0 เปอร์เซ็นต์ โดยพิจารณาที่ความถี่ช่วง $1KHz$ ถึง $10KHz$ ส่วนความถี่ที่สูงค่าผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิครวม (THD) มีค่าสูงขึ้นแต่จะมีค่าไม่เกิน 2.5 เปอร์เซ็นต์ที่ขนาดแรงดันที่ $1V_{p-p}$

ส่วนกระแสอินพุตเช่นเดียวกันสามารถที่จะรองรับขนาดสัญญาณขนาดใหญ่ของกระแสอินพุตที่มีขอบเขตสูงที่น้อยกว่าหรือเท่ากับที่ $\pm 400 \mu A$ ซึ่งขอบเขตอยู่ที่ 4 เท่าของกระแสไบอัสและค่าผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิครวม (THD) มีค่าใกล้เคียงกันทั้ง 3 ช่วงความถี่ที่ $1KHz$ $10KHz$ และ $1MHz$ ซึ่งขอบเขตของกระแสอินพุตที่สัมพันธ์กับแรงดันอินพุต มีค่าที่น้อยกว่า 3 เปอร์เซ็นต์ โดยที่ค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของโหมดกระแสที่ 3.5 เปอร์เซ็นต์ในการพิจารณาที่ขอบเขตการแกว่งที่สูงสุดของกระแสอินพุต และภายใต้การใช้เทคโนโลยีแบบขาเกตปล่อยลอยจากข้างต้นซึ่งที่ทำการออกแบบให้สามารถทำงานได้ ทั้งแรงดันอินพุตและกระแสอินพุตเป็นที่น่าพอใจ และเมื่อทำการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่วงจรรวม โดยมีการออกแบบขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทุกตัวมีขนาดที่เท่ากัน มีคุณสมบัติเหมือนกันและมีความสมมาตรกัน พบว่ามีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูง

ขึ้นในย่านที่ใช้ใช้งาน ซึ่งมีค่าที่มีความสัมพันธ์กับค่าเชิงประจุของโมเดลของมอสเฟตแบบขาคัดปล่อยลอย กรณีที่อ้างอิงโมเดลอ้างอิงมีผลตอบสนองความถี่ที่ มากกว่า 100MHz ส่วนกรณีมีการลดขนาดของค่าเชิงประจุของ C_{FGD} และ C_{FGS} จะสามารถตอบสนองทางความถี่สูงสุดในช่วง 1GHz ซึ่งเป็นผลกระทบตามที่มีการคำนวณตามทฤษฎีของมิลเลอร์ที่ทำการออกแบบของผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวม โดยมีความสัมพันธ์กับการแปรผันแบบผกผันกับค่าเชิงประจุของโมเดลแบบขาคัดปล่อยลอยคือค่าเชิงประจุมีค่ามากผลตอบสนองจะมีค่าที่ต่ำ และในทางตรงกันข้ามกับความถี่ที่สูงจะมีค่าเชิงประจุน้อย โดยที่จะรองรับกับย่านการทำงานของสัญญาณที่เพิ่มขึ้นได้มาก ซึ่งสามารถที่จะประยุกต์ใช้ในการการประยุกต์ใช้ในการทวีความถี่ การหารความถี่ และการมอดูเลตสัญญาณซึ่งจากวิเคราะห์สามารถรองรับกับการประยุกต์ใช้งานได้กว้างขวางภายใต้การใช้พลังงานที่ต่ำโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันเพียงอย่างเดียวในการไบอัสให้กับวงจรที่การออกแบบ

ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบวงจรรวมภายใต้เทคโนโลยีที่ $0.8\mu m$ โมเดล CMOS ของผู้ผลิต AMI ด้วยเทคโนโลยี *SCV10* เทียบการทดสอบจากมาตรฐาน *MOSIS PARAMETERIC TEST RESULT* กับ CMOS ที่ใช้เป็นโมเดลกับส่วนการใช้เทคโนโลยีแบบขาคัดปล่อยลอยอ้างอิงจาก TAMU (*Department of Electrical Engineering Texas A& M University*) ที่มีการทดสอบแล้วจากเทคโนโลยีดังกล่าว ที่ใช้เป็นส่วนเพิ่มเติมกับโมเดลของ CMOS ทั่วไปให้เป็นมอสเฟตเทคโนโลยีแบบ (*FGMOS*) โดยใช้โปรแกรม *PSpice* ในการจำลองการทำงานของวงจรโดยที่ละทิ้งผลกระทบอันดับสองของตัวอุปกรณ์ และมีการวิเคราะห์ค่าของความผิดพลาดทั้งหมดของฮาร์โมนิกของวงจรรวมในช่วงมีขอมรับได้ที่มีค่าที่น้อยกว่า 2.5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเทียบกับการพิจารณาผลกระทบของผลอันดับสองของตัวอุปกรณ์ที่เคยทดสอบมาแล้วของวงจรรวมอื่น และมีการออกแบบที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ำ โดยการพัฒนาวงจรรวมที่ให้มีการใช้จำนวนอุปกรณ์ ภายใต้เทคโนโลยีขาคัดปล่อยลอย (*FGMOS*) ลดอุปกรณ์ลง เพราะเทคโนโลยีดังกล่าวสามารถที่จะรองรับจำนวนอินพุตที่มากขึ้นโดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ โดยใช้ความสามารถของเทคโนโลยีดังกล่าวซึ่งสามารถพัฒนาให้มีการใช้พลังงานที่ต่ำได้อีกและทำให้มีขนาดพื้นที่ของวงจรมีขนาดเล็กลงได้อีกเพื่อรองรับกับอุปกรณ์เทคโนโลยีปัจจุบันที่มีขนาดเล็กลงเช่นกัน

บรรณานุกรม

- [1] J. N. Babanezhad and G.C.Temes, "20V Four-Quadrant CMOS Analog Multiplier," IEEE J. Solid-State, Vol. SC-20, No.6, Dec 1985.
- [2] S.-Y. Hsiao and C.-Y. Wu, "1.2 V CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier," IEEE International Symposium on Circuit, June 9-12, 1997.
- [3] H. R. Mehrvarz and C. Y. Kwok, "A Novel Multi-Input Floating-gate MOS Four-Quadrant Analog Multipliers," IEEE Journal of Solid-State Circuit, vol. 31, No.,8 August, 1996.
- [4] K. Bult and H. Wallinga, "A class of analog CMOS circuit based on the square-low characteristic of an MOS transistor in saturation," IEEE J. Solid-State Circuit, SC-22, vol. 3, June, 1987.
- [5] I. Takahiro, N. Hidero and F. Yuuji, "A low-Voltage Y-Differential Current-Mode Analog CMOS Using Floating-Gate MOSFETs," ISCSAS 2000, May 28-31, 2000, Geneva, Switzerland.
- [6] E. Sanchez – Sinencio, "Introduction to Floating gate MOS Transistors," Analog and Mixed signal Center TAMU.
- [7] P. J. Sullivan, B. A. Xavier and W. L. Ku, "Doubly Balance Dual-Gate CMOS Mixer," IEEE Journal of Solid -State Circuits, Vol. 34, No. 6, June 1999.
- [8] E. Vittoz, and J. Fellrath, "CMOS Analog Integrated Circuits Based on Weak Inversion Operation," IEEE Journal of Solid -State Circuits, Vol. SC-12, pp. 224-231, 1985.
- [9] T. Shibata, and T. Ohmi, "A Function MOS Transistor Featuring Gate-Level Weighted Sum and Threshold Operation," IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 39, No. 6, June 1992.
- [10] G. Han and E. Sanchez-Sinencio, "CMOS Transconductance Multipliers : A Tutorial," IEEE Transactions on Circuit and System –II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 45, No. 12, December 1998.
- [11] E. Sanchez-Sinencio, J. Ramirez-Angulo, B. Linaranco-Barranco and A. Rodriguez-Vazquez, "Operational Transconductance Amplifier-Base Nonlinear Function Syntheses," IEEE Journal of Solid -State Circuits, Vol. 24, No. 6, December 1989.
- [12] H. Jin and E. K. F. Lee, "A 350 MHz Programmable Analog FIR Filter Using Mixed-Signal Multiplier," Dept. of Electrical and Computer Engineering, Iowa State University, Ames. IA, USA, 50011.
- [13] D. Johns and K. Martin, "Continuous-Time Filter," University of Toronto.

- [14] T. Ytterdal, "Total Harmonic Distortion (THD)," Department of Physical Electronics, NTNU, Norway, March 2001.
- [15] R. J. Wiegerrink, "A CMOS Analog Four-Quadrant Current Multiplier," Proceedings ISCAS, 1991, pp. 2244-2247.
- [16] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits," University of California, Los Angeles, Prepublication Copy.
- [17] กอบชัย เศรษฐาญ และ อธิธิพงษ์ ชัยสายัณห์, " วงจรคูณสัญญาณกระแสกับสัญญาณแรงดัน," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 17, ฉบับที่ 3, กันยายน 2543.

ภาคผนวก ก.

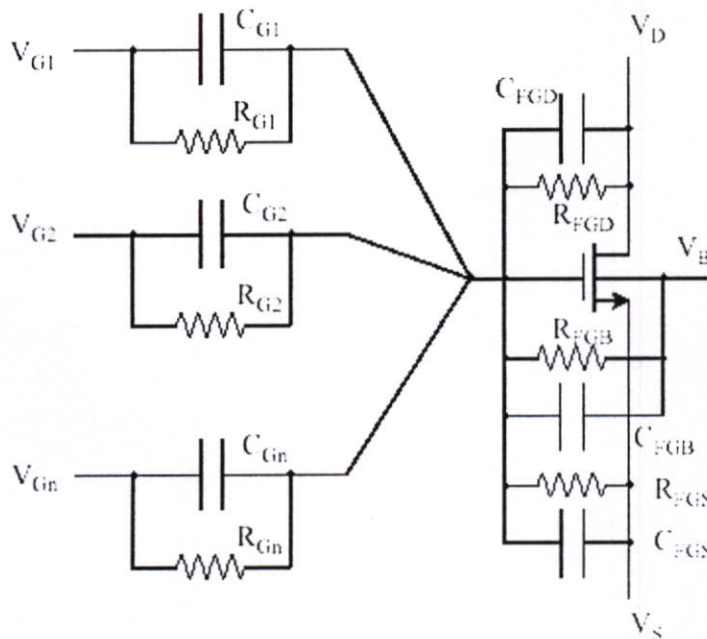
โปรแกรม PSpice ที่ใช้วิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

โปรแกรมการวิเคราะห์เสมือนของ CMOS แบบขาคดปล่อยลอย FG MOS

การวิเคราะห์เสมือน (simulation) วงจรคุณ โดยใช้เทคโนโลยีของ CMOS แบบขาคดปล่อยลอยในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โปรแกรม *OrCAD Pspice for Windows* ในการวิเคราะห์วงจร ซึ่งเป็นโปรแกรมลักษณะการวาดวงจร อุปกรณ์ และแสดงให้เห็นเป็นรูปร่างในการออกแบบและการวิเคราะห์ที่เรียกว่า แคปเจอร์ (*Capture*) โดยที่ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ CMOS ที่แตกต่างจาก CMOS แบบทั่วไปในการวิเคราะห์แบบ CMOS แบบขาคดปล่อยลอยที่เรียกว่า *FGMOS* (*Floating - gate MOS*) ซึ่งในการวิเคราะห์จะมีโมเดลในการจำลองของ CMOS ภายใต้เทคโนโลยี *FGMOS* โดยมีลักษณะดังนี้

Modeling Multiple-Input Floating Gate MOS Transistors

SPICE simulation model of the MIFG MOS transistor



รูปที่ 1 แสดงโมเดลในการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม *Pspice*

โดยที่ค่าความต้านทานและค่าเชิงประจวบในวงจรของโมเดลในการจำลองแบบเทคโนโลยี *FGMOS* ซึ่งมีค่าดังนี้

TRANSISTOR PARAMETERS	W/L	N-CHANNEL	P-CHANNEL	UNITS
SHORT	9/1			
Vth		0.62	-0.90	Volts
Vpt		10.0	-10.0	Volts
Vbkd		3.3	-12.0	Volts
Idss		380	-189	uA/um
WIDE	25/1			
Ids0		1.1	-1.0	pA/um
LARGE	9/9			
Vth		0.76	-0.96	Volts
Vjbkd		13.2	-12.9	Volts
Ijlk		-10.0	-1.3	pA
Gamma		0.59	0.52	V ^{0.5}
Delta length (L_eff = L_drawn-DL)		0.24	0.20	microns
Delta width (W_eff = W_drawn-DW)		0.38	0.41	microns
K' ($\bar{U}_o * C_{ox} / 2$)		61.2	-17.8	uA/V ²

COMMENTS: Delta L varies with design technology as a result of the different mask biases applied for each technology. Please adjust the delta L in this report to reflect the actual design technology of your submission.

N7AA SPICE LEVEL3 PARAMETERS

```
.MODEL CMOSN NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=1.6000E-08 XJ=0.200000U
TPG=1
+ VTO=0.7299 DELTA=4.6860E-01 LD=8.3340E-08 KP=1.2518E-04
+ UO=580.0 THETA=1.4420E-01 RSH=4.2060E+01 GAMMA=0.7092
+ NSUB=7.0570E+16 NFS=7.0720E+11 VMAX=1.8970E+05 ETA=4.2410E-02
+ KAPPA=1.3010E-01 CGDO=2.6980E-10 CGSO=2.6980E-10
+ CGBO=2.1397E-10 CJ=4.4329E-04 MJ=4.5143E-01 CJSW=3.0981E-10
+ MJSW=1.7668E-01 PB=9.0000E-01
* Weff = Wdrawn - Delta_W
```

```
.MODEL CMOSP PMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=1.6000E-08 XJ=0.200000U
TPG=-1
+ VTO=-0.9300 DELTA=1.1130E+00 LD=5.2490E-08 KP=3.0949E-05
+ UO=143.4 THETA=1.0630E-01 RSH=9.0910E-02 GAMMA=0.4376
+ NSUB=2.6870E+16 NFS=6.5000E+11 VMAX=3.1970E+05 ETA=3.2950E-02
+ KAPPA=1.0000E+01 CGDO=1.6993E-10 CGSO=1.6993E-10
+ CGBO=1.9365E-10 CJ=6.1258E-04 MJ=4.9713E-01 CJSW=4.3542E-10
+ MJSW=2.6448E-01 PB=8.7689E-01
* Weff = Wdrawn - Delta_W
```

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ ไพศาล มหบุญพาชัย กอบชัย เดชหาญ “วงจรถูกอนาล็อกแบบโหมคแรงดันและกระแสร่วมโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ± 1 โวลต์ด้วยเทคโนโลยี FG MOS,” วิศวกรรมลาดกระบัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง หน้าที่ 117-122, ปีที่18, ฉบับที่ 3, กันยายน 2544.

ประวัติผู้เขียน

นายไพศาล มหบุญพาชัย เกิดเมื่อวันที่ 24 กรกฎาคม 2517 ที่จังหวัดกำแพงเพชร สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปีการศึกษา 2539

ปี พ. ศ. 2541-ปัจจุบัน เข้าทำงานที่บริษัท วี อาร์ เค สเปกตรัม จำกัด ตำแหน่งวิศวกรควบคุมคุณภาพ และในปัจจุบันดำรงตำแหน่ง ผู้จัดการฝ่ายควบคุมคุณภาพ