

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแส  
ทำงานที่ศักย์ต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูง พร้อมการประยุกต์ใช้งาน

A DESIGN OF LOW VOLTAGE AND HIGH FREQUENCY  
FOUR-QUADRANT CMOS CURRENT MULTIPLIER  
CIRCUIT AND APPLICATIONS

กิตติภัทร์ ภูระหงษ์  
KITTIPIAT POORAHONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2219-3

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแส  
ทำงานที่ศักดาต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูง พร้อมการประยุกต์ใช้งาน

A DESIGN OF LOW VOLTAGE AND HIGH FREQUENCY  
FOUR-QUADRANT CMOS CURRENT MULTIPLIER  
CIRCUIT AND APPLICATIONS

กิตติภัทร์ ภูระหงษ์

KITTIPAT POORAHONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2219-3

**A DESIGN OF LOW VOLTAGE AND HIGH FREQUENCY  
FOUR-QUADRANT CMOS CURRENT MULTIPLIER  
CIRCUIT AND APPLICATIONS**

**KITTIPAT POORAHONG**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2006**

**ISBN 974-15-2219-3**

**COPYRIGHT 2006**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

## หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแส  
ทำงานที่ศักดาต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูงพร้อมการประยุกต์  
ใช้งาน

นักศึกษา

นายกิตติภัทร์ ภูระหงษ์

รหัสนักศึกษา

47061022

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม

พ.ศ.

2549

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

## บทคัดย่อ

เนื้อหาวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวงจรมคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแสทำงานที่ศักดาต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูง วงจรมคูณสัญญาณเป็นวงจรมพื้นฐานที่มีความสำคัญอย่างมากในระบบการสื่อสาร นอกจากนั้นแล้วยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรมประเภทอื่นๆได้อีกหลายประเภท ซึ่งมอสทุกตัวในวงจรมคูณสัญญาณกระแสที่นำเสนอนี้ทำงานในย่านอิมิตัวหลักการของวงจรมคูณกระแส ใช้คุณสมบัติกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นขณะทำงานในย่านอิมิตัว วงจรมใช้แหล่งจ่ายไฟ  $\pm 1$  โวลต์ วงจรมสามารถรับสัญญาณอินพุตสูงสุด  $\pm 30$  ไมโครแอมปี และจ่ายเอาต์พุตสูงสุด  $\pm 60$  ไมโครแอมปี ความถี่คัทออฟมีค่าประมาณ 1.87 กิกะเฮิรตซ์ วงจรมมีการสูญเสียกำลังงาน 2.1041 มิลลิวัตต์ ในการออกแบบใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมครอน และจำลองการทำงานของวงจรมโดยโปรแกรม HSPICE level 49.

<b>Thesis Title</b>	A Design of Low Voltage and High Frequency Four-Quadrant CMOS Current Multiplier Circuit and Applications
<b>Student</b>	Mr. Kittipat Poorahong
<b>Student ID.</b>	47061022
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Telecommunication Engineering
<b>Year</b>	2006
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

### **ABSTRACT**

This thesis proposes a low voltage and high frequency four-quadrant current multiplier circuit. The multiplier circuits are important circuit in telecommunication. In addition the multiplier circuits can be applying in to many circuit types. All CMOSs operate in saturation region. The basis of current multiplier circuit based on square equation of CMOS current. This circuit using  $\pm 1V$  supply voltage, has input and output range about  $\pm 30\mu A$  and  $\pm 60\mu A$ , frequency response about 1.87 GHz, and the power consumption is about 2.1041 mW. The simulation results are based on 0.18  $\mu m$  CMOS technology achieved using HSPICE (Level 49).

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณเพื่อนๆ นักศึกษา ทั้งภาควิศวกรรม โทรคมนาคมและภาคอิเล็กทรอนิกส์ ที่คอยช่วยเหลือให้คำปรึกษา ในยามที่ข้าพเจ้ามีปัญญา โดยทุกท่านได้ให้ความช่วยเหลืออย่างเต็มที่

และที่สำคัญที่สุด ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ พิกพ และคุณแม่ กาญจนา ภูระหงษ์ ที่ได้โอกาสข้าพเจ้ามีโอกาสได้ศึกษาในระดับปริญญาโท คอยเป็นกำลังใจ และผลักดันให้ข้าพเจ้ามีวันนี้อีกด้วย คุณค่าและประโยชน์จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

กิตติภัทร์ ภูระหงษ์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญตาราง .....	VIII
สารบัญภาพ .....	IX
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 กล่าวนำ .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย .....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย .....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์ .....	4
2.1 บทนำ .....	4
2.2 การเปรียบเทียบทรานซิสเตอร์แบบเฟต และแบบไบ โพลาร์ .....	4
2.3 การจำแนกชนิดของเฟต .....	6
2.4 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ .....	7
2.5 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ .....	9
2.6 หลักการพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ .....	10
2.6.1 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ .....	10
2.6.1.1 กรณีที่ $0 < V_{GS} < V_T$ และ $V_{DS} > 0$ (ไม่ทำงาน: Cut Off) .....	10
2.6.1.2 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $V_{DS}$ มีค่าน้อย (ย่านเชิงเส้น: Linear Region) .....	13
2.6.1.3 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $(V_{GS} - V_T) > V_{DS}$ หรือ $V_{DS} < V_{DS(Sat)}$ .....	14
2.6.1.4 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $V_{DS} = V_{DS(Sat)}$ (จุดพินช์ออฟ: Pinch Off Point) .....	14

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6.1.5 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $V_{DS} > V_{DS(Sat)}$ (ย่านอิ่มตัว: Saturation Region) .....	15
2.6.1.6 ย่านพังทลาย (Breakdown Region) .....	16
2.6.2 สมการกระแสในย่านต่างๆของมอสทรานซิสเตอร์ .....	16
2.6.2.1 ช่วงคัทออฟ (Cutoff Region) ; $V_{GS} < V_T$ .....	17
2.6.2.2 ช่วงเชิงเส้น (Linear Region) : $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ .....	17
2.6.2.3 ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) : $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ .....	17
2.6.3 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ที่ความถี่ต่ำ .....	18
2.6.4 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ที่ความถี่สูง .....	20
2.6.5 ชนิดของแบบจำลองต่างๆของมอสทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในโปรแกรม Hspice .....	23
2.7 สรุป .....	25
บทที่ 3 วงจรคุณสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ .....	26
3.1 บทนำ .....	26
3.2 หลักการของวงจรที่นำเสนอ .....	26
3.3 วงจรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอและวงจรย่อย .....	27
3.3.1 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย (Simple Current Mirror) .....	27
3.3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้าง (Wide Swing Current Mirror).....	28
3.3.3 วงจรสะท้อนกระแสสองทิศทางแบบช่วงแกว่งกว้าง (Bidirectional Wide Swing Current Mirror) .....	29
3.3.4 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน (I to V Converter) .....	30
3.3.5 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส (Current Squaring Circuit) .....	31
3.3.6 วงจรคุณสัญญาณกระแสสี่ควอดแรนท์ (Four-Quadrant Current Multiplier Circuit) .....	32

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 ผลการจำลองการทำงาน .....	35
3.5 สรุป .....	37
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสมบัติแบบ 4 ควอดแรนท์ .....	41
4.1 บทนำ .....	41
4.2 วงจรมอดูเลททางขนาด (Amplitude Modulation: AM) .....	41
4.2.1 หลักการ .....	42
4.2.2 ผลการจำลองการทำงาน .....	43
4.3 วงจรกำลังสอง (Squaring Circuit) .....	46
4.3.1 หลักการ .....	46
4.3.2 ผลการจำลองการทำงาน .....	46
4.4 วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ (Vector Summation Circuit) .....	50
4.4.1 หลักการ .....	50
4.4.2 วงจรถอดรากโหมคกระแส (Current Mode Square Rooting Circuit).....	51
4.4.2.1 วงจรแปลงสัญญาณกระแส เป็นสัญญาณผลต่างแรงดัน ที่อยู่ในรูปกราฟที่สอง .....	51
4.4.2.2 วงจรแปลงสัญญาณผลต่างแรงดันเป็นสัญญาณกระแส .....	52
4.4.3 ผลการจำลองการทำงาน .....	54
4.5 วงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมคกระแส โดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier) .....	58
4.5.1 หลักการ .....	59
4.5.2 การออกแบบวงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมคกระแส โดยวิธีประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียล แบบการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่ .....	61
4.5.3 ผลการจำลองการทำงาน .....	62
4.6 วงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ (Two Quadrant Current Divider Circuit) .....	65
4.6.1 หลักการ .....	65

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6.2 วงจรอินเวอร์ตสัญญาณกระแส (Current Inverse Circuit) .....	65
4.6.3 ผลการจำลองการทำงาน .....	67
4.7 สรุป .....	72
บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	73
5.1 บทนำ .....	73
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข .....	74
บรรณานุกรม .....	75
ภาคผนวก .....	78
ภาคผนวก ก. มอสมพารามิเตอร์ ของ MOSIS เบอร์ T46U (LO_EPI).....	79
ภาคผนวก ข. โปรแกรม HSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์ .....	86
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ และ ได้รับการตีพิมพ์ .....	109
ประวัติผู้เขียน .....	117

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด NMOS และ PMOS.....	9
2.2 ชื่อเฉพาะของแบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในโปรแกรม Hspice .....	23
3.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ ของ TSMC เบอร์ t46u_lo_epi .....	36
3.2 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรถูกที่นำเสนอ.....	36
3.3 แสดงขนาดของกระแสและแรงดันไบอัสของวงจรถูกที่นำเสนอ.....	36
3.4 ค่าที่ใช้ในการเขียนแบบการทำงาน และผลการจำลองการทำงาน.....	37
4.1 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรถอดครากที่สองโหมดกระแส ในรูปที่ 4.2 .....	54
4.2 แสดงขนาดของกระแสไบอัสของวงจรถอดครากที่สองโหมดกระแส.....	55
4.3 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรถอดครากที่สองโหมดกระแส ในรูปที่ 4.37 .....	67
4.4 แสดงขนาดของกระแสและแรงดันไบอัสของวงจรถอดครากที่สองโหมดกระแส.....	68

# สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 แผนผังการจัดแบ่งชนิดของทรานซิสเตอร์แบบเฟท .....	7
2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็น .....	8
2.3 โครงสร้างเทคโนโลยีซีมอส .....	9
2.4 การทำงานและคุณสมบัติ $I_D - V_{DS}$ ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ ชนิดเอ็นแซนแนล ขณะที่ $V_{GS}$ มีค่าคงที่ และ $V_{DS}$ มีค่าอยู่ในช่วงต่างๆ (ก) กรณี $V_{GS} = 0$ และ $V_{DS} > 0$ (ข) กรณี $0 < V_{GS} < V_T$ และ $V_{DS} > 0$ (ค) กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $V_{DS}$ มีค่าน้อย .....	11
2.5 ในย่านพังกหลาย กระแสเดรนของมอสเฟทจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อ $V_D \geq V_B$ ก) กรณีของอคูมินิยมเกท ข) โพลีซิลิคอนเกท .....	16
2.6 คุณสมบัติกระแส-แรงดัน (I-V Characteristic) ของมอสทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็น(NMOS) .....	18
2.7 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่ต่ำ .....	19
2.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ที่ฐานรอง ไม่ได้ต่อกับขาซอส .....	19
2.9 แบบจำลองวงจรมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง .....	21
2.10 การหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร .....	22
3.1 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย .....	27
3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้าง (Wide Swing Current Mirror) .....	28
3.3 วงจรสะท้อนกระแสสองทิศทางแบบช่วงแกว่งกว้าง (Bidirectional Wide Swing Current Mirror) .....	29
3.4 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน (I to V Converter) .....	30
3.5 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส (Current Squaring Circuit) .....	31
3.6 วงจรสร้างสัญญาณกระแส $I_X + I_Y$ , $-I_X - I_Y$ , $I_X - I_Y$ และ $-I_X + I_Y$ .....	32
3.7 ชุดของวงจรกำลังสองกระแสที่ป้อนอินพุทเป็นค่ากระแสต่างๆ .....	33
3.8 วงจรคูณสัญญาณกระแส .....	35
3.9 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจร .....	38
3.10 ผลการตอบสนองทางความถี่ .....	38
3.11 ความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมที่ $I_X$ เป็นสัญญาณชาชน $\pm 10\mu A$ .....	39

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.12 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ $I_X$ เป็นสัญญาณชายน์ $\pm 20\mu A$ .....	39
3.13 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ $I_X$ เป็นสัญญาณชายน์ $\pm 30\mu A$ .....	40
4.1 สเปกตรัมความถี่อินพุทที่ป้อนให้กับวงจรมอดูเลททางขนาด .....	43
4.2 สเปกตรัมความถี่เอาต์พุทที่ได้จากวงจรมอดูเลททางขนาด .....	43
4.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรมอดูเลททางขนาด .....	43
4.4 สัญญาณข่าวสารความถี่ 5 MHz ขนาด $30\mu A_{p-p}$ .....	44
4.5 สัญญาณพาหะความถี่ 100 MHz ขนาด $15\mu A_{p-p}$ .....	44
4.6 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลท .....	44
4.7 สัญญาณข่าวสารความถี่ 50 MHz ขนาด $30\mu A_{p-p}$ .....	45
4.8 สัญญาณพาหะความถี่ 1.6 GHz ขนาด $15\mu A_{p-p}$ .....	45
4.9 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลท .....	45
4.10 บล็อกไดอะแกรมวงจรกำลังสอง .....	46
4.11 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรถักกำลังสอง .....	46
4.12 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรถักกำลังสอง .....	47
4.13 สัญญาณอินพุทรูปสามเหลี่ยมขนาด $\pm 30\mu A$ ความถี่ 1MHz .....	47
4.14 สัญญาณเอาต์พุทที่ได้จากวงจรถักกำลังสองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทรูปสามเหลี่ยม ขนาด $\pm 30\mu A$ ความถี่ 1MHz .....	48
4.15 สัญญาณอินพุทซึ่งเป็นสัญญาณชายน์ขนาด $\pm 30\mu A$ ความถี่ 1MHz .....	48
4.16 สัญญาณเอาต์พุทที่ได้จากวงจรถักกำลังสองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุท เป็นสัญญาณชายน์ขนาด $\pm 30\mu A$ ความถี่ 1MHz .....	49
4.17 สัญญาณอินพุทซึ่งเป็นสัญญาณชายน์ขนาด $\pm 30\mu A$ ความถี่ 175 MHz .....	49
4.18 สัญญาณเอาต์พุทที่ได้จากวงจรถักกำลังสองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุท เป็นสัญญาณชายน์ขนาด $\pm 30\mu A$ ความถี่ 175 MHz .....	50
4.19 บล็อกไดอะแกรมวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ .....	50
4.20 วงจรแปลงสัญญาณกระแส เป็นสัญญาณผลต่างแรงดันที่อยู่ในรูปกราฟที่สอง .....	51
4.21 วงจรแปลงสัญญาณผลต่างแรงดันเป็นสัญญาณกระแส .....	52
4.22 วงจรถอดรอกที่สอง โหมดกระแส .....	54
4.23 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ .....	55

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.24 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ .....	55
4.25 สัญญาณอินพุตชานน์ ความถี่ 1 MHz $\pm$ 30 $\mu$ A และสัญญาณไฟตรง 0 $\mu$ A .....	56
4.26 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณชานน์ ความถี่ 1 MHz $\pm$ 30 $\mu$ A และสัญญาณไฟตรง 0 $\mu$ A .....	56
4.27 สัญญาณอินพุตสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz $\pm$ 30 $\mu$ A และสัญญาณไฟตรง 0 $\mu$ A .....	57
4.28 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz $\pm$ 30 $\mu$ A และสัญญาณไฟตรง 0 $\mu$ A .....	57
4.29 สัญญาณอินพุตชานน์ ความถี่ 1 MHz $\pm$ 30 $\mu$ A Delay Time = 0 และ 0.25 $\mu$ sec .....	58
4.30 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณชานน์ความถี่ 1 MHz $\pm$ 30 $\mu$ A Delay Time = 0 และ 0.25 $\mu$ sec .....	58
4.31 กราฟล็อกการรบกวนของการอัตราขยายโดยการขยายเป็นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล และวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลในแบบต่างๆ .....	60
4.32 บล็อกไดอะแกรมวงจรรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแส โดยวิธีการประมาณ เอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier) .....	62
4.33 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแส โดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล .....	63
4.34 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายกระแสของวงจรในรูปแบบเดซิเบล ระหว่าง ฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียล กับอนุทฤษฎ์เลอร์ที่ได้จากการคำนวณและการจำลองวงจร.....	64
4.35 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแส โดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล .....	65
4.36 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรหารสัญญาณกระแส .....	65
4.37 วงจรอินเวอร์ตสัญญาณกระแส .....	66
4.38 เปรอ์เซ็นความความผิดพลาดของวงจรอินเวอร์ตสัญญาณกระแส .....	68
4.39 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ .....	69
4.40 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ เทียบค่ากับค่าทางอุดมคติ .....	69
4.41 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ .....	70

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.42 สัญญาณอินพุทเป็นไฟตรง $30\mu A$ และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ $1\text{ MHz} \pm 15\mu A$ Offset $15\mu A$ .....	71
4.43 สัญญาณเอาต์พุทเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นไฟตรง $30\mu A$ และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ $1\text{ MHz} \pm 15\mu A$ Offset $15\mu A$ .....	71
4.44 สัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณพัลส์ ความถี่ $1\text{ MHz} \pm 30\mu A$ และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ $1\text{ MHz} \pm 15\mu A$ Offset $15\mu A$ .....	72
4.45 สัญญาณเอาต์พุทเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณพัลส์ ความถี่ $1\text{ MHz} \pm 30\mu A$ และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ $1\text{ MHz} \pm 15\mu A$ Offset $15\mu A$ .....	72

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ในระบบการสื่อสาร การคูณสัญญาณเป็นกระบวนการหนึ่งทางคณิตศาสตร์ที่จำเป็นอย่างมาก โดยที่การคูณของวงจรมคูณสัญญาณนั้นต้องมีความเป็นเชิงเส้นสูง ใช้งานได้ที่มีความถี่สูง ความเพี้ยนต่ำ และยังคงใช้พลังงานน้อยอีกด้วย นอกจากนี้ยังสามารถที่จะประยุกต์ไปเป็นวงจรรวมๆ ได้อีกมากมาย เช่น วงจรมอดูเลตสัญญาณ วงจรกำลังสอง วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ วงจรขยายแบบปรับอัตราขยาย เป็นต้น เนื่องจากในปัจจุบัน การสื่อสารใช้ย่านความถี่ที่สูงขึ้น และมุ่งเน้นที่จะให้ใช้พลังงานน้อย ซึ่งวงจรมคูณสัญญาณเป็นวงจรมคูณสัญญาณหนึ่งที่มีการนำไปใช้งานในระบบสื่อสารข้อมูลมากมาย ดังนั้น การออกแบบวงจรมคูณสัญญาณที่น่าเสนอ จึงเป็นวงจรมคูณสัญญาณที่ทำงานในรูปกระแส เนื่องจากว่า การสวิงของสัญญาณในรูปแรงดัน จะถูกจำกัดโดยขนาดของแหล่งจ่าย และนอกจากนี้วงจรที่ทำงานในโหมดของกระแสจะใช้แหล่งจ่ายพลังงานที่ต่ำ ซึ่งเป็นผลทำให้วงจรมคูณสัญญาณมีขนาดเล็กและใช้พลังงานน้อยอีกด้วย

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่อง “การออกแบบวงจรมคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแส ทำงานที่สัปดาห์ต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูง พร้อมการประยุกต์ใช้งาน” มีวัตถุประสงค์ดังนี้

1. ศึกษาและพัฒนา ทักษะ ความรู้ ความเข้าใจในการออกแบบวงจรรวม
2. ใช้มอสเฟตทรานซิสเตอร์ในการออกแบบ
3. ออกแบบวงจรให้มีความถูกต้องเที่ยงตรงสูง มีช่วงอินพุตและเอาต์พุตที่กว้าง เพื่อที่จะได้นำไปต่อกับภาคอื่นๆ ได้
4. วงจรที่ออกแบบสามารถนำไปใช้งานได้ง่าย และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ อย่างกว้างขวาง
5. วงจรที่ออกแบบสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้

### 1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การวิจัยนี้ ประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ได้แก่ ส่วนที่ 1 การวิเคราะห์และการออกแบบวงจร อนุสัญญาแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแส ทำงานที่ศักดาต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูง และ ส่วนที่สองคือการนำวงจรอนุสัญญาแบบ 4 ควอดแรนท์ที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรอื่น ได้แก่ วงจรมอดูเลททางขนาด (Amplitude Modulation: AM) วงจรกำลังสอง (Squaring Circuit) วงจร บวกสัญญาณทางเวกเตอร์ (Vector Summation Circuit) และวงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมค กระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier) โดยมีแนวความคิดในการทำวิจัยดังนี้

วงจรอนุกรมกระแสที่นำเสนอให้หลักการของกฎกำลังสอง (Square Law) ซึ่งสมการกำลังสอง นี้ได้มาจากคุณลักษณะของสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งเมื่อนำสมการกำลังสองทั้งสี่ ตัวนี้มาบวกและลบกัน จะทำให้ได้สมการกระแสออกทางเอาต์พุตอยู่ในรูปผลคูณของกระแส อินพุตทั้งสอง ดังตัวอย่างด้านล่างซึ่งมีหลักการดังนี้คือ

กำหนดให้

$$\begin{aligned} A &= (a + b + c)^2 & B &= (-a - b + c)^2 \\ C &= (a - b + d)^2 & D &= (-a + b + d)^2 \end{aligned} \quad (1.1)$$

โดยที่กำหนดให้  $A, B, C$  และ  $D$  เป็นสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ที่ป้อนอินพุตแตกต่างกันออกไป  $a$  และ  $b$  เป็นกระแสอินพุตทั้งสองของวงจรอนุ ส่วน  $c$  และ  $d$  เป็นค่าคงที่แล้ว จะได้

$$(A + B) - (C + D) = 8ab \quad (1.2)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า สมการด้านบนที่เกิดจากการนำกระแสของมอสแต่ละตัวมาบวกและลบกัน จะทำให้ได้ผลลัพธ์ออกมาทางเอาต์พุตอยู่ในรูปผลคูณของสัญญาณกระแส

### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรอนุสัญญาแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแส ทำงานที่ ศักดาต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูง พร้อมการประยุกต์ใช้งาน โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.18 ไมโครเมตร วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานภายใต้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 1.0$  โวลต์ ที่โหลดความ

ต้านทาน 250 โอห์ม วงจรที่นำเสนอ มีช่วงปฏิบัติการอินพุต  $\pm 30$  ไมโครแอมป์ และมีช่วงปฏิบัติการเอาต์พุต  $\pm 60$  ไมโครแอมป์ วงจรที่นำเสนอมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และกำลังงานสูญเสียต่ำ หลังจากนั้น นำวงจรคุณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรอื่น ได้แก่ วงจรมอดูเลททางขนาด (Amplitude Modulation: AM) วงจรกำลังสอง (Squaring Circuit) วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ (Vector Summation Circuit) และวงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier) การออกแบบจะทำการจำลอง และวิเคราะห์การทำงานด้วยโปรแกรม HSpice โดยใช้โมเดลพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ระดับ 49 ของ TSMC เบอร์ t46u\_lo\_epi

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์

### 2.1 บทนำ

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำงานด้วยผลของสนามไฟฟ้า หรือที่เรียกว่า Field Effect Device มีอยู่มากมายหลายชนิด แต่ที่มีบทบาทสำคัญ และถูกนำมาใช้งานมาก ได้แก่ ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานด้วยผลของสนามไฟฟ้าหรือที่นิยมเรียกกันว่า “เฟต” (Field Effect Transistor, FET) การทำงานของทรานซิสเตอร์ประเภทนี้ มีหลักการที่แตกต่างจากทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อแบบไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor, BJT) เช่น กระแสที่ไหลในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เป็นกระแสของพาหะสองชนิดคือ อิเล็กตรอนและโฮล ซึ่งเป็นที่มาของคำว่าไบโพลาร์ อันหมายถึงพาหะสองชนิด แต่ในทรานซิสเตอร์แบบเฟต จะมีกระแสของพาหะเพียงชนิดเดียวเท่านั้นคือ อิเล็กตรอน หรือ โฮล ดังนั้นทรานซิสเตอร์แบบเฟต จึงอาจเรียกว่าทรานซิสเตอร์แบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Transistor) ซึ่งคำว่ายูนิโพลาร์ หมายถึง พาหะเพียงชนิดเดียว กระแสที่ไหลในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นกระแสที่เกิดจากการแพร่ของพาหะส่วนน้อย (Diffusion of Minority Carrier) แต่กระแสในเฟตเป็นกระแสที่เกิดจากการครีฟท์ของพาหะส่วนมาก (Drift of Majority Carrier) ในสนามไฟฟ้า ทรานซิสเตอร์แบบเฟตจัดเป็นสองกลุ่มใหญ่ๆ ได้สองกลุ่ม คือ “จังก์ชันเฟต” หรือ “เจเฟต” (Junction FET or JFET) และ “มอสเฟต” หรือ “ทรานซิสเตอร์แบบมอส” (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET) ในกรณีของจังก์ชันเฟต เป็นเฟตที่ส่วนของเกต (Gate) ถูกแยกด้วยรอยต่อพี-เอ็น (p-n Junction) แต่ถ้าหากว่ารอยต่อเป็นแบบช็อตต์คีย์ (Schottky Junction) จะถูกเรียกว่า “เมสเฟต” (Metal Semiconductor Field Effect Transistor, MESFET)

### 2.2 การเปรียบเทียบทรานซิสเตอร์แบบเฟต และแบบไบโพลาร์

โดยทั่วไปทรานซิสเตอร์แบบเฟตถูกพิจารณาว่ามีคุณสมบัติที่ดีและมีประโยชน์เหนือกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งอาจกล่าวสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1. เฟตมีค่าความต้านทานอินพุตสูงมาก (High Input Impedance) เช่นอยู่ในช่วง  $10^{10} - 10^{15}$  โอห์ม โดยขึ้นอยู่กับชนิดของเฟต ซึ่งต่างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่มีความต้านทานอินพุตต่ำ จึงทำให้เฟตถูกนำไปใช้งานได้สะดวก กว้างขวาง ไม่มีปัญหายุ่งยาก และไม่เป็นการรบกวนร่วมกับการ์หรือวงจรอื่นๆ

2. เฟตเป็นอุปกรณ์ที่มีเสถียรภาพในการทำงานที่ดีกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ กล่าวคือ มีความไวต่ออุณหภูมิ หรือ รังสี โดยเฉพาะรังสีคอสมิก (Cosmic Ray) น้อยกว่า ทำให้เฟตถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในอุปกรณ์การสื่อสารระบบดาวเทียม ซึ่งทำงานอยู่ในอวกาศ

3. ในเฟตจะมีสัญญาณรบกวน (Noise) ต่ำกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ การทำงานของเฟตจึงมีประสิทธิภาพสูงกว่า

4. เฟตเป็นอุปกรณ์ที่มีโครงสร้างง่ายๆ ไม่สลับซับซ้อน โดยเฉพาะมอสเฟต ทำให้สามารถสร้างได้ง่าย ไม่ยุ่งยาก จึงทำให้เฟตมีราคาที่ถูกกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

5. เฟตมีโครงสร้างที่เป็นแบบสมมาตรสองข้างหรือ (Bisymmetrical Structure) เช่นส่วนของซอส และเดรน มีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการจึงสามารถสลับหน้าที่กันได้ ทำให้ง่ายต่อการออกแบบและสร้าง โดยเฉพาะการออกแบบเฟตในรูปของวงจรรวม (Integrated Circuit) ต่างจากกรณีของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เช่น ส่วนอิมิตเตอร์ (Emitter) และส่วนคอลเลกเตอร์ (Collector) มีคุณสมบัติที่ต่างกัน ไม่สามารถสลับหน้าที่กันได้

6. การทำงานของเฟตมีการสูญเสียกำลังงานน้อยมาก เนื่องจากความต้านทานอินพุตมีค่าสูง จึงมีกระแสไหลน้อยมาก หรือไม่มีเลย เช่นในกรณีของมอสเฟต ดังนั้นจึงทำให้ไม่มีการใช้กำลังงาน ต่างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ความต้านทานอินพุตมีค่าต่ำ จึงทำให้มีกระแสไหลในอินพุต ทำให้มีการสูญเสียพลังงานสูง เฟตจึงเป็นอุปกรณ์ที่ช่วยประหยัดพลังงานที่ดี คุณสมบัติข้อนี้ทำให้เฟต โดยเฉพาะมอสเฟต (MOSFET) เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญยิ่ง มีบทบาทมากที่สุดและถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน กระทั่งอาจกล่าวได้ว่า มอสเฟต เป็นสิ่งประดิษฐ์จากฝีมือของมนุษย์ ที่มีจำนวนมากที่สุดบนโลกใบนี้

7. เฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันในการควบคุมการทำงาน (Voltage Control) ต่างจากไบโพลาร์ที่ควบคุมการทำงานด้วยกระแส (Current Control) ทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน โดยสูญเสียพลังงานน้อยที่สุด และในขณะที่ทำงานจะเกิดความร้อนน้อยกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

8. ในกรณีของมอสเฟตมีความเหมาะสมมากที่สุดที่จะนำไปสร้างอยู่ในรูปวงจรรวม (Integrated Circuit, IC) เพราะมีโครงสร้างที่ง่ายกว่า ทั้งยังสามารถสร้างให้มีขนาดเล็กมากๆ ได้ ในระดับไมโครเมตร ซึ่งในเทคโนโลยีของไบโพลาร์ไม่สามารถทำได้ ทำให้วงจรรวมชนิดมอสเฟต (MOS IC) เป็นวงจรรวมที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น วงจรหน่วยความจำ (Memory ICs) ซึ่งแต่ละชิ้นของวงจรรวมที่มีขนาดพื้นที่ประมาณหนึ่งตารางเซนติเมตรจะมีมอสเฟตบรรจุอยู่หลายล้านตัว

สำหรับข้อจำกัดหรือข้อเสียของทรานซิสเตอร์แบบเฟตที่สำคัญได้แก่ การที่เฟตมีค่าความนำถ่ายโอน หรือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance:  $g_m$ ) ที่มีค่าต่ำ จึงทำให้เฟตมีอัตราขยายที่ต่ำกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

## 2.3 การจำแนกชนิดของเฟต

ทรานซิสเตอร์แบบเฟต อาจถูกจำแนกออกเป็นสองกลุ่มใหญ่ๆ ได้ 2 กลุ่มคือ

1. จังก์ชันเฟต หรือ เฟตชนิดรอยต่อ หรือ เจเฟต (Junction FET or JFET)
2. มอสเฟต หรือ เฟตชนิดมอส (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET)

จังก์ชันเฟต หมายถึงทรานซิสเตอร์แบบเฟต ซึ่งอาศัยคุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็น (p-n Junction) ที่ส่วนของเกต (Gate) ช่วยในการควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ เช่นควบคุมปริมาณกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุต และในกรณีของรอยต่อเป็นแบบช็อตต์คีย์ (Schottky Junction) จะถูกเรียกว่า “เมสเฟต” (Metal – Semiconductor Field Effect Transistor, MESFET) เพื่อให้แตกต่างจากจังก์ชันเฟต แต่โครงสร้างส่วนอื่นๆ จะคล้ายคลึงกัน

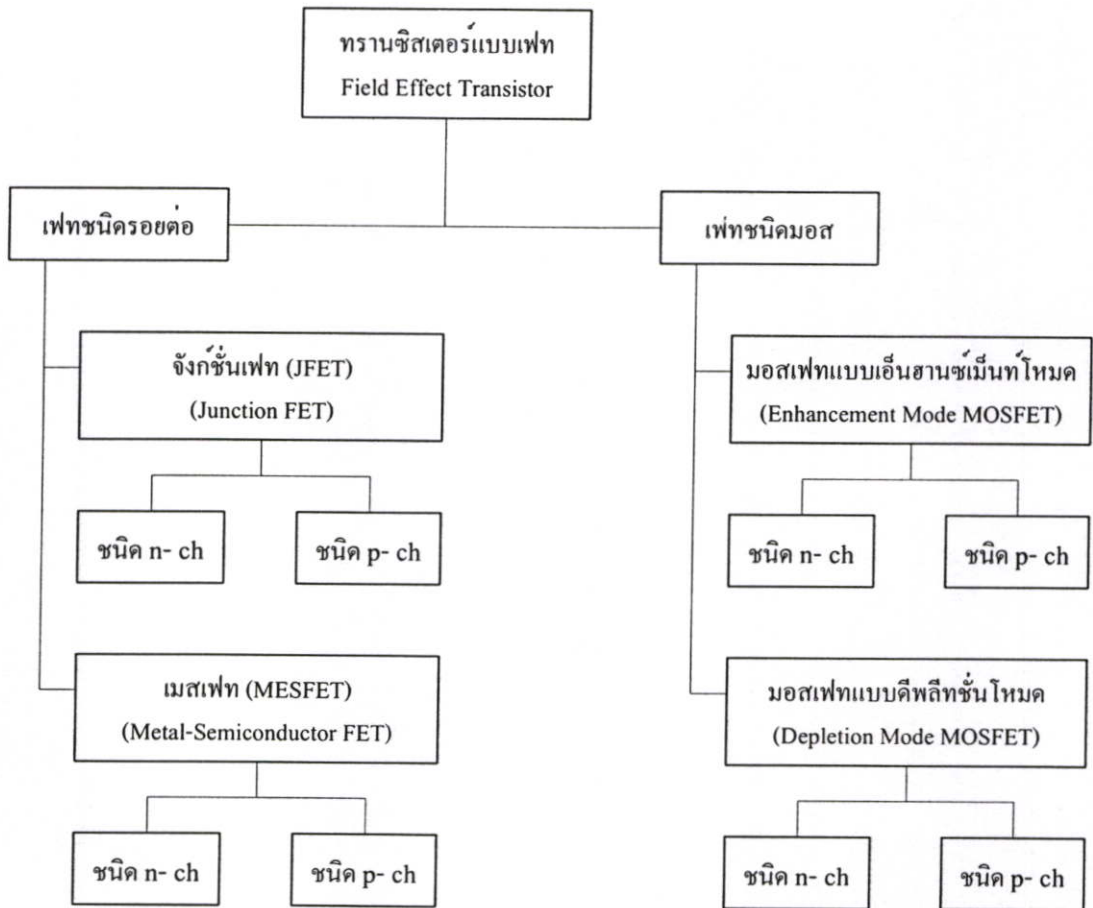
มอสเฟต หมายถึง ทรานซิสเตอร์แบบเฟต ซึ่งส่วนเกตเป็นโลหะ และถูกแยก (Isolated) จากชั้นของสารกึ่งตัวนำ ด้วยฉนวนออกไซด์ โดยการพิจารณาลักษณะของโครงสร้าง และคุณสมบัติของมอสเฟต ทำให้มอสเฟตยังถูกแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดใหญ่ๆ คือ มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนท์โหมด (Enhancement Mode MOSFET) และมอสเฟตแบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode MOSFET)

มอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนท์ (Enhancement MOSFET or E-MOSFET) หรือ มอสเฟตชนิดแชนแนลเกิดจากการเหนี่ยวนำ (Induced Channel MOSFET) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งเมื่อแรงดันที่เกตเป็นศูนย์โวลต์ จะไม่มีแชนแนลเกิดขึ้น กระแสเดรนไม่ไหล ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะ OFF แต่เมื่อเกตได้รับแรงดันที่เหมาะสมและมากพอ สนามไฟฟ้าที่เกต จะเหนี่ยวนำให้เกิดแชนแนลขึ้นที่ผิวของสารกึ่งตัวนำ และทำให้มีกระแสเดรนไหลได้

มอสเฟตชนิดดีพลีชัน (Depletion MOSFET or D-MOSFET) หรือ มอสเฟตที่แชนแนลเกิดจากการแพร่สารเจือ (Diffused Channel MOSFET) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งเมื่อแรงดันที่เกตเป็นศูนย์โวลต์ ก็มีแชนแนลเกิดขึ้นได้ ทั้งนี้เนื่องมาจากการแพร่อะตอมสารเจือ เพื่อให้เกิดเป็นแชนแนล ดังนั้น กระแสเดรนสามารถไหลได้ แม้แรงดันที่เกตเป็นศูนย์โวลต์

นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาชนิดของพาหะที่นำกระแสในทรานซิสเตอร์ เราอาจจัดแบ่งมอสเฟตออกเป็น 2 ชนิด คือ

1. มอสเฟตชนิดเอ็นแชนแนล (n-Channel MOSFET) หรือ เอ็นมอส (NMOS) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งกระแสเกิดจากการนำไฟฟ้าของอิเล็กตรอนในแชนแนลชนิดเอ็น
2. มอสเฟตชนิดพีแชนแนล (p-Channel MOSFET) หรือ พีมอส (PMOS) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งกระแสเกิดจากการนำไฟฟ้าของโฮลในแชนแนลชนิดพี



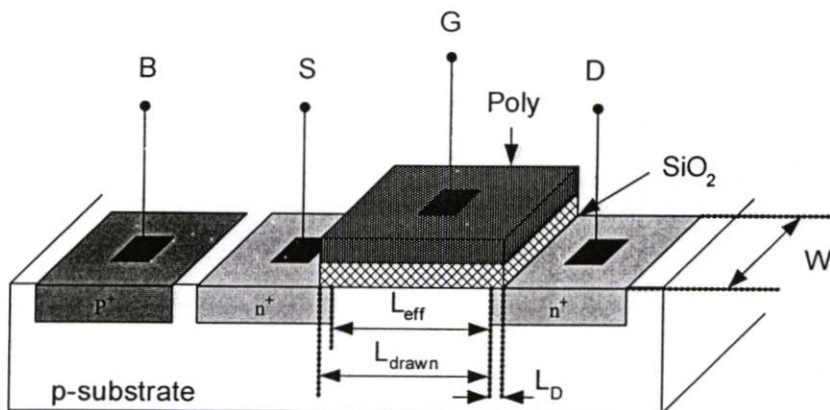
รูปที่ 2.1 แผนผังการจัดแบ่งชนิดของทรานซิสเตอร์แบบเฟต

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ในการออกแบบทั้งหมด ดังนั้นจะขอกล่าวถึงเฉพาะมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์เท่านั้น

## 2.4 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็น (NMOS) ขั้วซอส (Source) และขั้วเดรน (Drain) ถูกสร้างขึ้นโดยการแพร่อะตอมสารเจือชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นมาก (Heavily Doped N-Type Region) เข้าไปในฐานรอง (Bulk Region or Substrate) ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี ซึ่งเป็นแผ่นผลึกซิลิกอนรูปเดี่ยว (Single-Crystal) ที่มีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped P-Type Substrate) ขั้วเกตจะเป็นส่วนของโลหะ (Metal) หรือชั้นของโพลีซิลิกอน (Poly-Silicon) ซ้อนอยู่บนชั้นของออกไซด์ระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอส ซึ่งวิธีการสร้างชั้นโพลีซิลิกอนสร้างด้วยเทคนิค Chemical Vapor Deposition (CVD) จากก๊าซสารประกอบของซิลิกอน เช่น ก๊าซซิลเลน (Silane) ชั้นของซิลิกอนที่สร้างได้ จะถูกเติมด้วยอะตอมสารเจืออย่างเข้มข้น เพื่อให้มีความนำไฟฟ้าสูง นำไฟฟ้าได้ดีเหมือนตัวนำ ลดค่าแรงดันขั้วเดรน ทำงานได้ดีที่ความถี่สูงและมีคุณสมบัติเป็นผลึกหลาย

รูป หรือ โพลีซิลิกอน (Poly-Silicon) นอกจากนี้แล้ว เกทที่ทำจากซิลิกอนมีความทนทานต่ออุณหภูมิที่สูงกว่าลูมิเนียม ทำให้ไม่มีปัญหายุ่งยากในกระบวนการสร้างที่ต้องใช้อุณหภูมิสูง

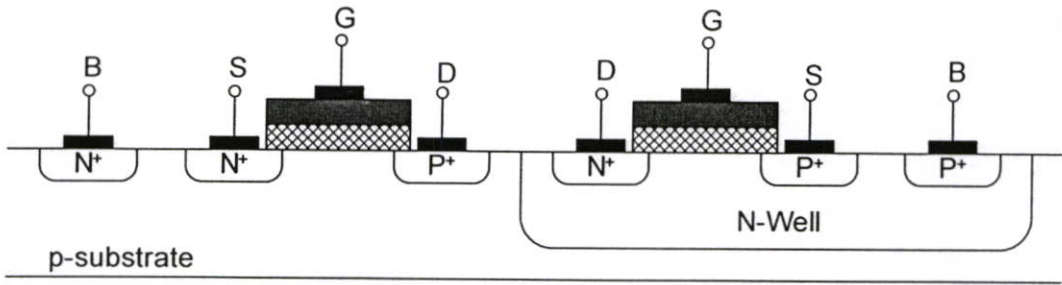


รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นทรานซ์เมนต์ชนิดเอ็น

ระยะห่างระหว่างขั้วซอส (Source) และขั้วเดรน (Drain) เป็นความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ (Channel Length,  $L$ ) และมีระยะทางด้านข้าง (Side-Wall) เป็นความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ (Channel Width,  $W$ ) โดยจากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าในเทอมของ  $L$  ประกอบด้วย  $L_{eff}$ ,  $L_{drawn}$  และ  $L_D$  ซึ่ง  $L_{eff}$  คือ ความยาวจริง (Effective Length)  $L_{drawn}$  คือ ค่าความยาวที่เราเลย์เอาท์ (Layout) เพื่อวาดทรานซิสเตอร์ และ  $L_D$  คือ ความยาวที่เกิดจากการแพร่สารเจือแล้วกินความยาวเข้าไป (Diffusion Length) ซึ่งค่าความยาว  $L$  ในวิชานิพนธ์ฉบับนี้หมายถึง  $L_{eff}$

โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นทรานซ์เมนต์ชนิดพี (PMOS) จะมีลักษณะคล้ายคลึงกับมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นทรานซ์เมนต์ชนิดเอ็น (NMOS) แต่จะสลับกัน คือ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีจะประกอบด้วยผลึกฐานรองชนิดเอ็น (N-Type Substrate) ที่มีความหนาแน่นน้อย และ มีการแพร่อะตอมสารเจือชนิดพีที่มีความหนาแน่นมากเข้าไปในฐานรองเพื่อเป็นขั้วซอสและเดรน

เทคโนโลยีซีมอส (Complementary MOS, COMS) เป็นการสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (NMOS) และ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (PMOS) บนผลึกแผ่นสารตัวนำเดียวกัน มอสทรานซิสเตอร์ชนิดหนึ่งจะถูกสร้างอยู่ในบ่อฐานรอง (Well) โดยทั่วไปแล้ว จะนิยมสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีในบ่อฐานรองชนิดเอ็น (N-Well) ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โครงสร้างเทคโนโลยีซีมอส

2.5 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

ตารางที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็น และชนิดพี ช่องซ้ายมือแสดงสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็น (NMOS) และ ช่องขวามือแสดงสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพี (PMOS) แรกเป็นการแสดง NMOS และ PMOS ที่ไม่แสดงขาฐานรอง (Bulk, B) เป็นการบอกว่าขาฐานรองของ NMOS ต่อกับศักดาไฟต่ำสุดในวงจร หรือ ขาฐานรองและขาซอสต่อเข้าด้วยกัน ทำให้ศักดา ระหว่างขั้วฐานรองและขั้วซอสมีค่าเท่ากับศูนย์ ( $V_{BS} = 0$ ) ขาฐานรองของ PMOS ต่อกับศักดาไฟสูงสุด ในวงจรจึงแสดงขั้วซอสเพียงขั้วเดียว การใช้งานจริงนั้น บางครั้งขาฐานรอง และขาซอสไม่ได้ต่อถึงกัน ซึ่งกรณีดังกล่าวนี้แสดงในแถวที่ 2

ตารางที่ 2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด NMOS และ PMOS

NMOS	PMOS

## 2.6 หลักการพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์

### 2.6.1 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

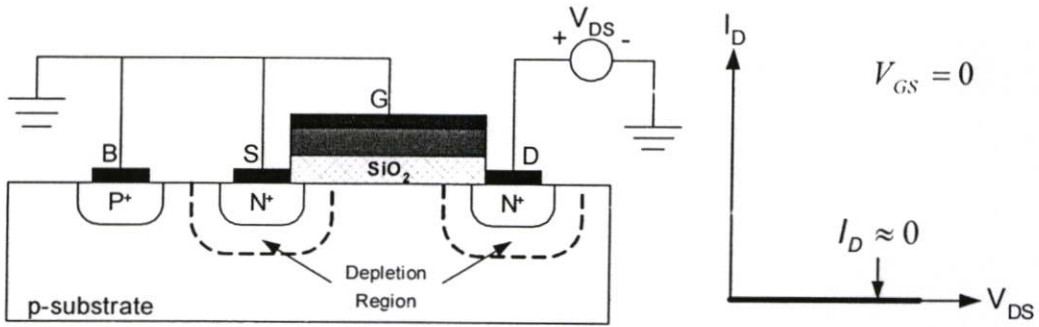
การให้แรงดันไบอัสแก้มอสเฟต ทำได้โดย แรงดันที่เกต ( $V_G$ ) จะถูกไบอัสเพื่อควบคุมให้มีการเหนี่ยวนำประจุพาหะชนิดเดียวกับส่วนซอสและเดรน นั่นคือการควบคุมให้เกิดแซนแนลระหว่างซอสและเดรน ขั้วของซอสและฐานรองจะถูกต่อลงกราวด์ และส่วนเดรนได้รับศักดาซึ่งทำให้รอยต่อพี-เอ็นที่ส่วนเดรนเป็นไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) ดังนั้น ดังนั้นในกรณีของเอ็นแซนแนลศักดาที่ขาเกตและเดรนจึงมีค่าเป็นบวก ในทำนองเดียวกันกรณีของพีแซนแนล ศักดาที่ขาเกตและเดรนจึงมีค่าเป็นลบ

ในกรณีที่ไม่มีแรงดันไบอัสที่เกต-ซอส หรือแรงดันที่เกต-ซอสเป็นศูนย์ ทำให้ไม่มีสนามไฟฟ้าในชั้นของออกไซด์ ดังนั้นที่ผิวสัมผัสระหว่าง  $SiO_2 - Si$  ในสารกึ่งตัวนำจะไม่มี การเปลี่ยนแปลงใดๆเกิดขึ้น ทำให้ไม่มีบริเวณปลอดพาหะและแซนแนลในย่านนี้ คงมีแต่บริเวณปลอดพาหะที่อยู่รอบๆรอยต่อพี-เอ็น ของส่วนซอสกับฐานรอง และส่วนเดรนกับฐานรอง นอกจากนี้ โครงสร้างที่เกิดขึ้นระหว่างซอสและเดรนมีลักษณะเป็น  $n^+ - p - n^+$  ดังในรูปที่ 2.4ก ทั้งยังได้รับไบอัสแบบย้อนกลับ (Reverse Bias) จึงทำให้มีกระแสเดรนค่าน้อยมาก และอาจจะประมาณได้เป็น ศูนย์ หรือ  $I_D \approx 0$  แม้ว่าแรงดันเดรน-ซอสจะเพิ่มขึ้นก็ตาม กราฟของ  $I_D - V_{DS}$  จึงแสดงได้ดังรูปที่ 2.4ก ในขณะที่มอสเฟตจะอยู่ในสภาวะคัทออฟ หรือเป็นสถานะ OFF ของมอสเฟต แต่ถ้าชั้นฐานรองถูกต่อเข้ากับซอส และแรงดันเดรนมีค่าเป็นลบ จะทำให้รอยต่อพี-เอ็นระหว่างเดรนกับฐานรองได้รับไบอัสตรง (Forward Bias) และมีกระแสเดรนได้ อย่างไรก็ตามในสภาพปกติที่เราใช้งานมอสเฟต เราจะไม่ให้แรงดันเดรนมีค่าเป็นลบ ดังนั้น กระแสเดรนไม่สามารถไหลได้

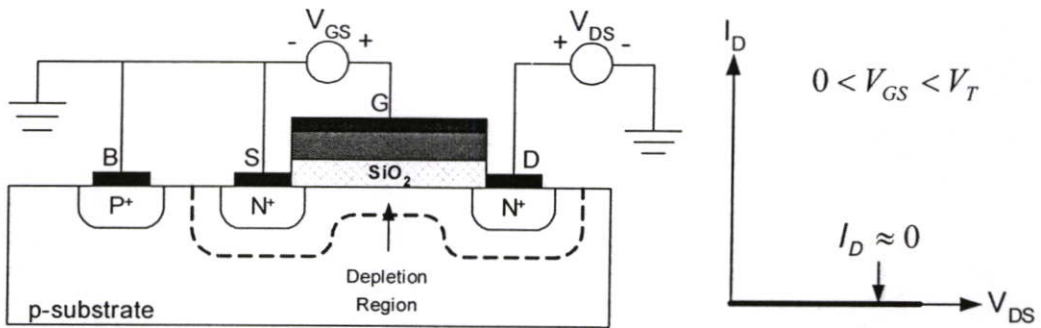
สำหรับคุณสมบัติและการทำงานของมอสเฟต ในขณะที่มีการให้แรงดันไบอัสที่เกต-ซอส ค่าคงที่ค่าต่างๆ โดย  $V_{GS} > 0$  และแรงดันเดรน-ซอสมีค่าเปลี่ยนแปลงไป จะทำให้มอสเฟตทำงานในย่านต่างๆ ซึ่งอาจจะพิจารณาแบ่งออกเป็นช่วงๆ ได้ดังในหัวข้อข้างล่างนี้

#### 2.6.1.1 กรณีที่ $0 < V_{GS} < V_T$ และ $V_{DS} > 0$ (ไม่ทำงาน: Cut Off)

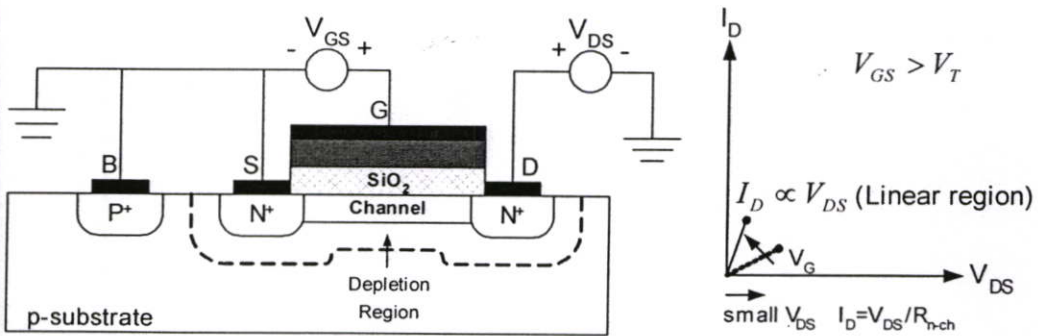
เมื่อป้อนแรงดันค่าบวกเข้าที่ขาเกตเทียบกับขาซอส ( $V_{GS}$ ) ที่มีค่าบวกค่าหนึ่ง แต่ น้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage,  $V_T$ ) หรือ  $0 < V_{GS} < V_T$  สนามไฟฟ้าในชั้นออกไซด์ ที่เกิดจากแรงดันเกตซอส จะผลักให้โฮลในสารกึ่งตัวนำ ที่ผิวสัมผัส  $SiO_2 - Si$  เคลื่อนที่ห่างออกไป ความหนาแน่นของโฮลในบริเวณดังกล่าวจึงมีค่าลดลงจากเดิม ผลดังกล่าวทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ขึ้นในสารกึ่งตัวนำที่อยู่ใต้ส่วนเกต ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ข ดังนั้น ในกรณีนี้ ซอสและเดรนยังคงถูกแยกจากกันด้วยชั้นของบริเวณปลอดพาหะที่เกิดขึ้นใต้ส่วนเกต และเป็น



(ก) กรณี  $V_{GS} = 0$  และ  $V_{DS} > 0$



(ข) กรณี  $0 < V_{GS} < V_T$  และ  $V_{DS} > 0$



(ค) กรณี  $V_{GS} > V_T$  และ  $V_{DS}$  มีค่าน้อย

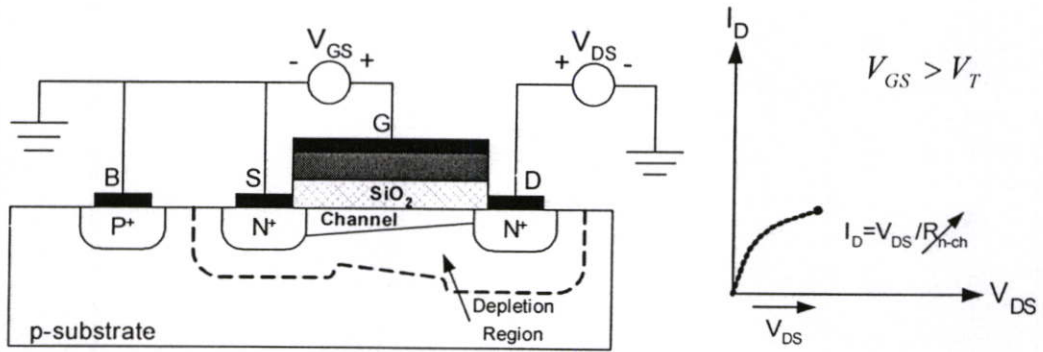
**รูปที่ 2.4** การทำงานและคุณสมบัติ  $I_D - V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแชนซ์เมนต์ชนิด

เอ็นแชนแนล ขณะที่  $V_{GS}$  มีค่าคงที่ และ  $V_{DS}$  มีค่าอยู่ในช่วงต่างๆ

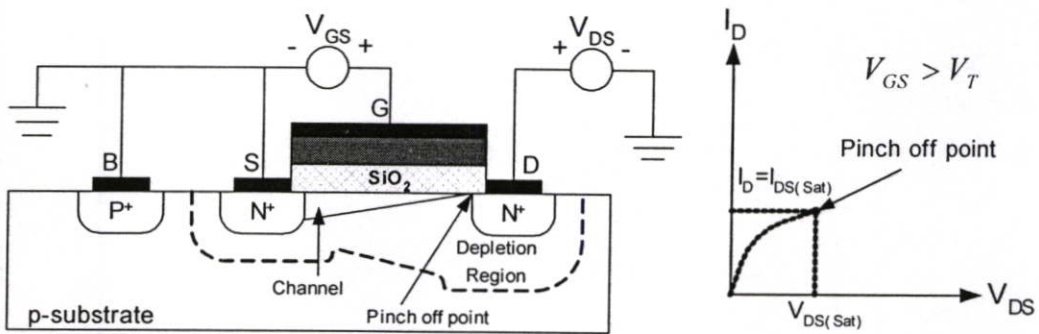
(ก) กรณี  $V_{GS} = 0$  และ  $V_{DS} > 0$

(ข) กรณี  $0 < V_{GS} < V_T$  และ  $V_{DS} > 0$

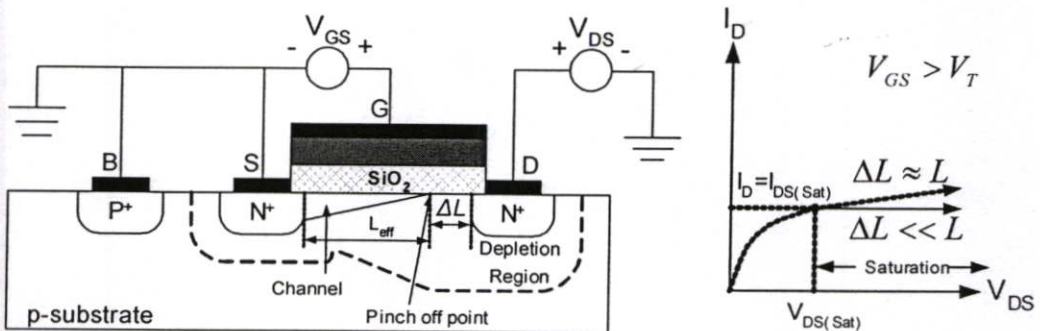
(ค) กรณี  $V_{GS} > V_T$  และ  $V_{DS}$  มีค่าน้อย



(ง) กรณี  $V_{GS} > V_T$  และ  $(V_{GS} - V_{DS}) > V_T$  หรือ  $V_{DS} < V_{DS(Sat)}$



(จ) กรณี  $V_{GS} > V_T$  และ  $V_{DS} = V_{DS(Sat)}$  หรือ  $(V_{GS} - V_{DS}) = V_T$



(ฉ) กรณี  $V_{GS} > V_T$  และ  $V_{DS} > V_{DS(Sat)}$

รูปที่ 2.4 (ต่อ)

ชั้นที่มีความนำไฟฟ้าต่ำ ดังนั้น เมื่อแรงดันคร่อมขอสมีค่าเพิ่มขึ้น กระแสเดรนก็จะมีการไหลลดลง แต่มีค่าน้อยมากๆ ประมาณว่าเป็นศูนย์  $I_D \approx 0$  และในสภาวะนี้มอสเฟตยังคงอยู่ในสภาวะคัทออฟ หรือ สถานะ OFF เช่นเดิม

### 2.6.1.2 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $V_{DS}$ มีค่าน้อย (ย่านเชิงเส้น: Linear Region)

เมื่อแรงดันเกตซอส ( $V_{GS}$ ) มีค่าเป็นบวกเพิ่มขึ้น ในที่สุดแรงดันเกตซอสจะเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม  $V_T$  หรือมีค่าสูงกว่าแรงดันขีดเริ่ม  $V_{GS} > V_T$  ในขณะนี้สนามไฟฟ้าในชั้นฉนวนออกไซด์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากแรงดันเกตซอส จะมีค่ามากพอที่จะเหนี่ยวนำให้เกิดชั้นกลับชนิดเอ็น (N - Inversion Layer) หรือ แชนแนลชนิดเอ็น ในสารกึ่งตัวนำที่ผิวสัมผัสระหว่าง  $SiO_2 - Si$  บริเวณใต้ส่วนเกต ดังแสดงในรูปที่ 2.4ค แชนแนลนี้จะมีลักษณะเป็นแผ่นประจุบางๆ (Sheet of Charge) ภายในแชนแนลนี้มีอิเล็กตรอนซึ่งถูกเหนี่ยวนำอยู่ในแชนแนล จะมีค่าขึ้นกับสนามไฟฟ้าในชั้นออกไซด์ หรือแรงดันที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์ เมื่อแรงดันเกตซอสคงที่ และแรงดันเดรนเป็นศูนย์เท่ากับแรงดันที่ซอส แรงดันที่ตกคร่อมออกไซด์จะมีค่าเท่าๆกันทุกจุดในแชนแนล แต่เมื่อแรงดันเดรนซอส ( $V_{DS}$ ) มีค่าเป็นบวก สนามไฟฟ้าในชั้นออกไซด์ ที่จุดต่างๆที่ห่างออกมาจากด้านซอสจะมีค่าลดลง เพราะแรงดันตกคร่อมชั้นออกไซด์ที่จุดใกล้ด้านเดรนจะมีค่าลดลง ผลดังกล่าวทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนแนลที่เข้าใกล้มาทางด้านเดรนมีค่าลดลงด้วย และจะมีค่าน้อยที่สุดที่ปลายด้านเดรน

อย่างไรก็ดี กรณีที่แรงดันเดรนซอสมีค่าในช่วงต่ำๆ อาจประมาณได้ว่าสนามไฟฟ้าทุกจุดมีค่าเท่ากัน ดังนั้น ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนแนลจึงประมาณได้ว่ามีค่ายาวเท่ากันตลอดความยาว  $L$  ซึ่งอาจแสดงดังในรูปที่ 2.4ค ด้วยความหนาแน่นของแชนแนลที่เท่ากันตลอดจากปลายซอสถึงปลายเดรน ถัดจากแชนแนลออกไปจะเป็นบริเวณปลอดพาหะ ซึ่งแรงดัน  $+V_D$  จะทำให้รอยต่อพี-เอ็น ที่อยู่รอบๆส่วนเดรน ได้รับไบอัสย้อนกลับ ทำให้บริเวณปลอดพาหะทางด้านเดรนขยายกว้างมากกว่าทางด้านซอสเล็กน้อย แชนแนลชนิดเอ็นที่เกิดขึ้นนี้ เสมือนกับเป็นแท่งสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ที่มีความยาวเท่ากับ  $L$  โดยมีขั้วปลายทั้งสองด้านคือส่วนซอสและส่วนเดรน ( $n^+$ ) เมื่อแรงดันเดรนเริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย สนามไฟฟ้าในแชนแนล จะทำให้อิเล็กตรอนในแชนแนลเกิดการครีพท์ (Drift) หรือเคลื่อนที่ในทิศทางจากด้านซอสไปยังด้านเดรน ดังนั้นทำให้มีกระแส  $I_D$  เกิดขึ้น โดยมีทิศพุ่งเข้าที่ขั้วเดรน ขนาดของกระแสเดรนในขณะนี้ จะถูกจำกัดด้วยค่าความต้านทานของแชนแนล หรือก็คือ  $I_D \propto 1/R_{n-ch}$  และเป็นไปตามกฎของโอห์ม คือ

$$I_D = \frac{V_D}{R_{n-ch}} \quad (2.1)$$

โดยที่  $R_{n-ch}$  คือ ความต้านทานของแชนแนล (Channel Resistance) และ  $= \frac{1}{G_{n-ch}}$

$G_{n-ch}$  คือ ความนำไฟฟ้าของแชนแนล (Channel Conductance)

ดังนั้น ขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นในช่วงต่ำ กระแสเดรนที่เพิ่มขึ้นกับแรงดันเดรนซึ่งเกือบเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.4ก เราจึงเรียกการทำงานในย่านนี้ว่า “ย่านเชิงเส้น” (Linear Region) ในย่านนี้มอสเฟตจะมีสภาพไม่อิ่มตัว หรือ Non saturation กล่าวคือ กระแสเดรนขึ้นกับแรงดันเดรน และความชันของกราฟ  $I_D - V_D$  จะเพิ่มขึ้นกับแรงดันเกต เนื่องจากแรงดันเกตเพิ่มขึ้น จะทำให้ความนำของแชนแนลเพิ่มขึ้นด้วย

### 2.6.1.3 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $(V_{GS} - V_{DS}) > V_T$ หรือ $V_{DS} < V_{DS(Sat)}$

เมื่อแรงดันเดรนมีค่าสูงขึ้นต่อไป ค่าความต่างศักย์ระหว่างซอสและเดรน จะทำให้ที่ตำแหน่งต่างๆ ในแชนแนล มีศักย์ไม่เท่ากันอย่างเห็นได้ชัด ศักย์ไฟฟ้าที่ปลายซอสยังคงเป็นศูนย์โวลต์ แต่เมื่อตำแหน่งนั้นอยู่ห่างออกมาจากด้านซอส หรือเมื่อเข้าไปใกล้ไปทางด้านเดรน ศักย์ไฟฟ้าจะมีค่าเป็นบวกเพิ่มขึ้น และจะมีค่าสูงสุดที่ปลายด้านเดรน คือ  $V_D$  ดังนั้นแรงดันระหว่างขั้วเกตและแชนแนล (แรงดันตกคร่อมชั้นออกไซด์) ที่ตำแหน่ง  $X$  ต่างๆ ตลอดความยาวของแชนแนลจะมีค่าไม่เท่ากัน ที่ปลายด้านซอส แรงดันตกคร่อมชั้นออกไซด์ จะมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $V_G$  โดยไม่เปลี่ยนแปลงกับแรงดันเดรน แต่ที่ตำแหน่ง  $X$  ที่ห่างจากซอสหรือใกล้เข้ามาทางด้านเดรน แรงดันตกคร่อมชั้นออกไซด์จะมีค่าลดลง และที่ปลายด้านเดรน แรงดันตกคร่อมชั้นออกไซด์นี้จะมีค่าต่ำสุดและมีค่าเท่ากับ  $V_{GS} - V_{DS}$  ในกรณีที่แรงดันเดรนไม่มีค่าสูงนัก และทำให้  $(V_{GS} - V_{DS}) > V_T$  แสดงว่าในช่วงนี้ ยังมีแชนแนลเกิดขึ้นได้โดยตลอดตั้งแต่ซอสจนถึงเดรน และแรงดันเกตคงที่ ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนที่ในแชนแนลที่ปลายด้านซอสจะมีค่าคงที่ แม้แรงดันเดรนจะเพิ่มขึ้น แต่ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนแนลจะลดลงกับระยะทาง ที่ห่างออกไปจากด้านซอส และยังมีค่าลดลงเมื่อแรงดันเดรนมีค่าเพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.4ง ซึ่งอาจจะพิจารณาว่าเมื่อใกล้เข้าไปด้านเดรน ขนาดของแชนแนลจะมีค่าลดลง ดังนั้นความต้านทานของแชนแนล  $R_{n-ch}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นกับแรงดันเดรน โดยเมื่อแรงดันเดรนมีค่าเพิ่มขึ้น การเพิ่มขึ้นของกระแสจะชะลอตัวลง ดังจะสังเกตได้จากกราฟ  $I_D - V_D$  ซึ่งความชันของกราฟจะมีค่าลดลง (โค้งมากขึ้น) เมื่อแรงดันเดรนเพิ่มขึ้น แต่ยังคงอยู่ในเงื่อนไข  $(V_{GS} - V_{DS}) > V_T$  หรือ  $V_{DS} < V_{DS(Sat)}$  โดยที่  $V_{DS(Sat)}$  หมายถึงแรงดันเดรนซอสอิ่มตัว

### 2.6.1.4 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $V_{DS} = V_{DS(Sat)}$ (จุดพินช์ออฟ: Pinch Off Point)

เมื่อแรงดัน  $V_D$  ยังคงเพิ่มขึ้น กระทั่งมีค่ามาก จนทำให้แรงดันที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์ที่ตำแหน่งปลายด้านเดรนมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่มพอดี หรือ  $(V_{GS} - V_{DS}) = V_T$  แชนแนลที่ปลายด้านเดรนจะมีขนาดลดลงเป็นศูนย์ หรือก็คือ แชนแนลขาดออกพอดีที่เดรน ดังแสดงในรูปที่ 2.4จ ซึ่งเราเรียกภาวะนี้ว่า “ภาวะพินช์ออฟ” (Pinch Off) และจุดที่แชนแนลขาดออกพอดีนี้เรียกว่า “จุดพินช์ออฟ” (Pinch Off Point) บริเวณปลายเดรนตรงส่วนเดรนจะมีขนาดกว้างมากกว่าด้านซอสอย่างเห็นได้ชัด ค่าของแรงดันเดรนซอสที่พอดีที่ทำให้เริ่มเกิดภาวะพินช์ออฟ ถูกเรียกว่า

“แรงดันครนซอสมั้มตัว” (Saturation Drain Source Voltage:  $V_{DS(Sat)}$ ) บางครั้งก็เรียกว่า “แรงดันพินซ์ออฟ” (Pinch Off Voltage:  $V_p$ )

ในขณะนี้พิจารณาได้ว่า แชนแนลที่ขาดออกพอดีที่ตำแหน่งปลายด้านครน การทำงานของมอสเฟทในภาวะนี้จึงคล้ายกับภาวะพินซ์ออฟของ N-Channel JFET กล่าวคือ เมื่ออิเล็กตรอนในแชนแนลถูกครฟท์ (Drift) โดยสนามไฟฟ้าจากด้านซอสมาทงครน และเมื่อมาถึงปลายแชนแนลที่จุดพินซ์ออฟ สนามไฟฟ้าค่าสูงสุดที่คคร้อมในช่วงแคบๆของบริเวณปลอดคพาหะระหว่างปลายของแชนแนลและส่วนครน จะคั้งให้อิเล็กตรอนที่ส่วนปลายแชนแนลขั้มบริเวณปลอดคพาหะเข้าไปยังส่วนครน คั้งนั้นกระแสครนยังคงไหลได้ แต่ขนาดของกระแสจะถูกจ้กคด้วยปริมาณของอิเล็กตรอนที่ถูกคั้งหรือฉัดขั้มบริเวณปลอดคพาหะคั้งกล่าว และอาจพิจารณาได้ว่ากระแสครนถูกจ้กคด้วยค่าความต้านทานประสิทธิผล (Effective Resistance) ของแชนแนล คั้งนั้นเมื่อแรงดันครน-ซอส เพิ่มขึ้น กระแส  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย(อย่างชะลอคตัว) กระทั่งเมื่อถึงค่า  $V_{DS(Sat)}$  กระแสครนจะมีค่าสูงสุด เรียกว่า “กระแสครนอิมั้มตัว” (Saturation Drain Current) และเขียนแทนด้วย  $I_{D(Sat)}$  คั้งแสดงในรูปที่ 2.4จ

#### 2.6.1.5 กรณี $V_{GS} > V_T$ และ $V_{DS} > V_{DS(Sat)}$ (ย่านอิมั้มตัว: Saturation Region)

เมื่อแรงดันครนซอสมีค่ามากกว่าแรงดันอิมั้มตัวหรือ  $V_{DS} > V_{DS(Sat)}$  ทำให้แรงดันที่คคร้อมขั้นออกไซค์ ที่บริเวณใกล้ๆปลายด้านครน มีค่าน้อยกว่าแรงดันขั้คเริ่ม หรือ  $V_{GS} - V_{DS} < V_T$  คั้งนั้น ในบริเวณคั้งกล่าวนี้ จะไม่มีแชนแนลเกิดขั้น จึงคล้ายกับว่าจุดพินซ์ออฟเกิดขั้นเลื้อนจากจุดครนเข้าไปทางด้านซอส และที่ตำแหน่ง X ใดๆ ที่เป็นจุดพินซ์ออฟ เงื่อนไซของ  $(V_{GS} - V_{DS}(X)) = V_T$  ยังคงไม่เปลี่ยนแปลง คั้งนั้นเมื่อแรงดันครนมีค่าสูงกว่า  $V_{DS(Sat)}$  จุดพินซ์ออฟจะเลื้อนเข้าไปใกล้ด้านซอส คั้งแสดงในรูปที่ 2.4ฉ ทำให้เกิดบริเวณปลอดคพาหะระหว่างจุดพินซ์ออฟกับส่วนครนซึ่งมีระยะกว้างเท่ากับ  $\Delta L$  หากพิจารณาว่า มอสเฟทนี้เป็นชนิด Long Channel และ  $\Delta L \ll L$  คั้งนั้น ความยาวของแชนแนลจึงมีขนาดสั้นลงจากเดิมเล็กน้อยมาก กระทั่งประมาณว่ามีขนาดความยาวเท่าเดิมไม่เปลี่ยนแปลง คั้งนั้น ความต้านทานของแชนแนล  $R_{n-ch}$  จะมีค่าประมาณเท่าเดิม แม้ว่าแรงดันครนจะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม และแรงดันที่คคร้อมระหว่างซอสถึงจุดพินซ์ออฟจะมีค่าคงที่เสมอ โดยไม่เปลี่ยนแปลงกับแรงดันครนซอส คั้งนั้นเมื่อแรงดันครนซอสเพิ่มขึ้นสูงกว่า  $V_{DS(Sat)}$  กระแสครนจะประมาณได้ว่ามีค่าคงที่ และเท่ากับค่าของ  $I_{D(Sat)}$  ซึ่งเป็กระแสครนอิมั้มตัว และหาได้จากสมการ

$$I_D \approx I_{D(Sat)} = \frac{V_{D(Sat)}}{R_{eff(n-ch)}} \quad (2.2)$$

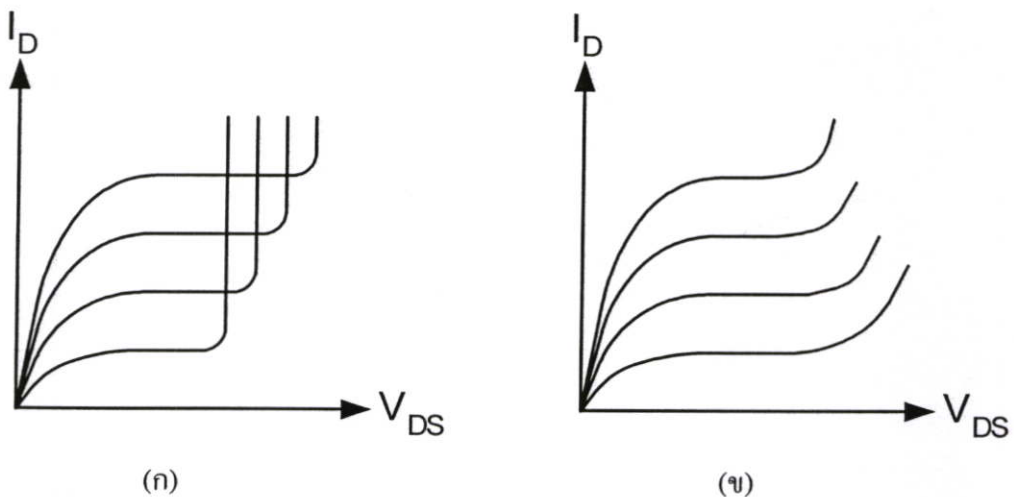
โดยที่  $V_{DS} > V_{DS(Sat)}$

ในขณะนี้ มอสเฟตถูกพิจารณาว่าทำงานในย่านอิ่มตัวหรือ (Saturation Region) กล่าวคือ กระแสเดรนจะมีค่าคงที่ โดยไม่เปลี่ยนแปลงกับแรงดันเดรน

แต่ในกรณีของมอสเฟตที่มีขนาดความยาวของแชนแนล ( $L$ ) สั้น หรือ Short Channel จะทำให้  $\Delta L \approx L$  ดังนั้น เมื่อ  $V_{DS} > V_{DS(Sat)}$  จะทำให้คล้ายกับว่า ความยาวของแชนแนลมีค่าลดลง ความต้านทานประสิทธิผลจึงลดลงด้วย ดังนั้น ในกรณีนี้เมื่อแรงดันเดรนเพิ่มขึ้น กระแสเดรนจะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัด ดังแสดงในรูปที่ 2.4ก

### 2.6.1.6 ย่านพังทลาย (Breakdown Region)

เนื่องจากแรงดันไบอัสที่ให้แก่ รอยต่อพี-เอ็น ระหว่างเดรน-ฐานรอง เป็นไบอัสย้อนกลับ ดังนั้น เมื่อแรงดันเดรนมีค่าเพิ่มขึ้น และสูงถึงค่าหนึ่งที่เราเรียกว่า “แรงดันพังทลาย” (Breakdown Voltage:  $V_B$ ) จะทำให้รอยต่อเกิดการพังทลายแบบอวาแลนซ์ (Avalanche Breakdown) กระแสเดรนที่อยู่ภายในย่านอิ่มตัวจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว และไม่สามารถควบคุมได้ ทำให้มอสเฟตเข้าสู่สภาวะการพังทลาย ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ก) และ ข) ซึ่งเป็นกรณีของมอสเฟตที่มีเกตเป็นโลหะและ โพลีซิลิคอน ตามลำดับ



รูปที่ 2.5 ในย่านพังทลาย กระแสเดรนของมอสเฟตจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อ  $V_D \geq V_B$

ก) กรณีของอลูมิเนียมเกต ข) โพลีซิลิคอนเกต

### 2.6.2 สมการกระแสในย่านต่างๆของมอสทรานซิสเตอร์

จากการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ดังที่ได้อธิบายไปในหัวข้อ 2.6.1 เราสามารถแบ่งช่วงของสมการกระแสได้เป็น 3 ช่วง คือ ช่วงคัทออฟ, ช่วงเชิงเส้น และช่วงอิ่มตัว

### 2.6.2.1 ช่วงคัทออฟ (Cutoff Region) ; $V_{GS} < V_T$

เป็นช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน ไม่มีช่องทางเดินกระแส จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์ไม่สามารถนำกระแสเดรน ( $I_D$ ) ได้

$$I_D = 0 \quad (2.3)$$

### 2.6.2.2 ช่วงเชิงเส้น (Linear Region) ; $V_{DS} < V_{GS} - V_T$

เป็นช่วงที่แรงดันไบอัสที่ขาเกตและขาซอสมีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ( $V_{GS} > V_T$ ) และแรงดันระหว่างขาเดรนกับขาซอส  $V_{DS}$  มีค่าน้อยกว่า  $V_{GS} - V_T$  โดยสามารถหากระแสเดรน ( $I_D$ ) ได้ดังนี้

$$I_D = K' \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.4)$$

โดยที่  $K'$  = สัมประสิทธิ์ความนำ (Transconductance Parameter)

มีค่าเท่ากับ  $\mu_0 C_{OX}$  ( $A/V^2$ )

$\mu_0$  = สภาพความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Electron Mobility) ( $cm^2/V\text{-sec}$ )

$C_{OX}$  = ความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Oxide Capacitance) ( $F/cm^2$ )

สำหรับกรณีที่แรงดันระหว่างขาเดรนและขาซอส ( $V_{DS}$ ) มีค่าน้อยมาก เทอมของ  $V_{DS}^2/2$  ในสมการ 2.4 สามารถตัดทิ้งได้ กระแสเดรน ( $I_D$ ) จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น โดยขึ้นอยู่กับแรงดันระหว่างขาเดรนและขาซอส ( $V_{DS}$ ) กรณีนี้ มอสทรานซิสเตอร์จะประพฤติตัวเสมือนตัวต้านทาน โดยมีค่าความต้านทาน ( $R_{ON}$ ) ดังนี้คือ

$$R_{ON} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)} \quad (2.5)$$

### 2.6.2.3 ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ; $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

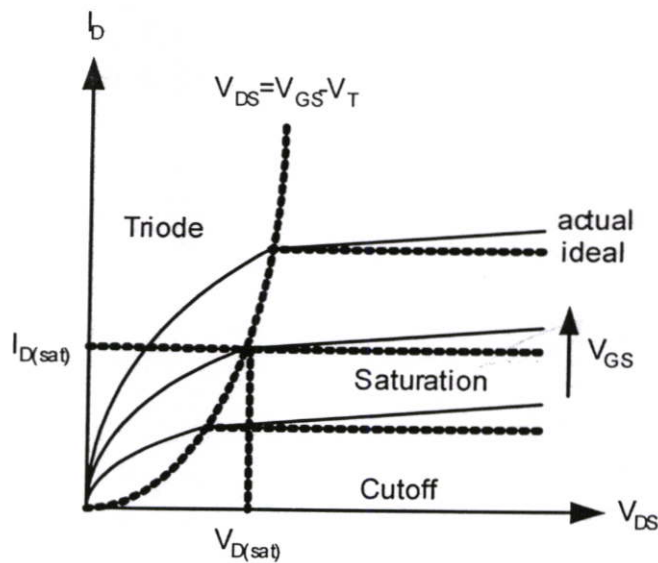
ช่วงอิ่มตัวเป็นช่วงที่แรงดันที่ขาเกต และ ขาซอสมีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ( $V_{GS} > V_T$ ) และแรงดันระหว่างขาเดรนและขาซอส ( $V_{DS}$ ) มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ ( $V_{GS} - V_T$ ) สามารถหากระแสเดรน ( $I_D$ ) ได้ดังนี้คือ

$$I_D = \frac{K' W}{2 L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.6)$$

โดยที่  $\lambda$  = แชนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน (Channel Length Modulation) ( $V^{-1}$ )

รูปที่ 2.6 แสดงคุณสมบัติกระแส-แรงดัน (I-V Characteristic) ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (NMOS) จากรูปพบว่าในความเป็นจริงแล้ว การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัว จะมีความยาวของช่องทางเดินกระแสลดลง อันเป็นผลมาจากแชนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน (Channel Length Modulation) กระแส ( $I_D$ ) จึงมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อ  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้น ตามความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.6 โดยความต้านทานเสมือนของสัญญาณขนาดเล็กที่ขาเดรนเมื่อเทียบกับขาซอส ( $g_d$ ) สามารถหาได้ดังนี้

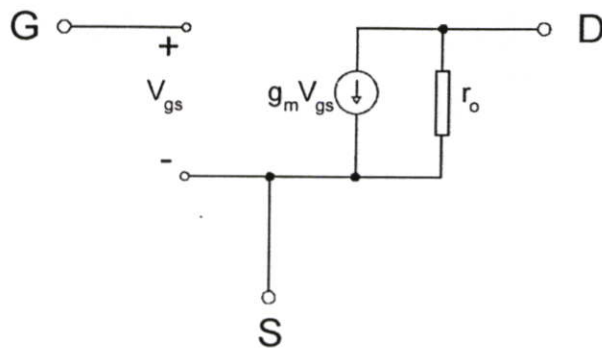
$$g_d = \left[ \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right]_{V_{GS} = \text{Constant}} = \lambda I_D \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.6 คุณสมบัติกระแส-แรงดัน (I-V Characteristic) ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (NMOS)

### 2.6.3 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่ต่ำ

รูปที่ 2.7 แสดงแบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่ต่ำ (Low Frequency Small Signal Equivalent Circuit Models) จากรูปเป็นการแทนมอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้า เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ผลของการตอบสนองต่อสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis)



รูปที่ 2.7 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่มีความถี่ต่ำ

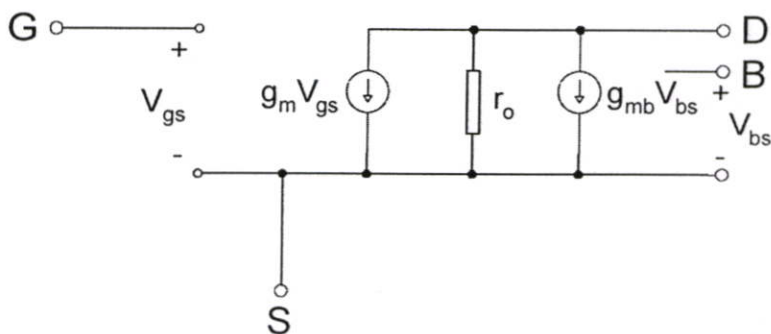
มอสทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่เปลี่ยนแรงดันที่ขาเกตเทียบขอส ( $V_{gs}$ ) ให้เป็นกระแสที่ขาเดรน ( $g_m V_{gs}$ ) ความต้านทานที่ขาเกตมีค่าสูงมากซึ่งในทางอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ ความต้านทานที่ขาเดรน ( $r_o$ ) มีค่าค่อนข้างสูง พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad (2.8)$$

สำหรับในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \sqrt{\frac{2K'W}{L} |I_D|} (1 + \lambda V_{DS}) \cong \sqrt{\frac{2K'W}{L} |I_D|} \quad (2.9)$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวในข้างต้นเป็นแบบจำลองที่ยังไม่ได้พิจารณาถึงผลของฐานรอง (Body Effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อฐานรองนั้นไม่ได้ต่อกับขาขอส เมื่อรวมผลของฐานรองจะทำให้ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ที่ฐานรองไม่ได้ต่อกับขาขอส

จากรูปที่ 2.8 สัญญาณขนาดเล็กที่เกิดขึ้นระหว่างฐานรองโลหะซอส ( $V_{bs}$ ) จะทำให้เกิดกระแสตรงเท่ากับ  $g_{mb}V_{bs}$  โดย  $g_{mb}$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ฐานรอง (Body Transconductance) ของมอสทรานซิสเตอร์

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_{V_{GS}=\text{Constant}, V_{DS}=\text{Constant}} \quad (2.10)$$

สำหรับกรณีมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัว จะได้

$$g_{mb} = \eta g_m \quad (2.11)$$

โดยที่

$$\eta = \frac{\gamma}{2\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}}$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_0\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{OX}}$$

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right)$$

#### 2.6.4 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง

รูปที่ 2.9 แสดงแบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง ซึ่งรวมผลของตัวเก็บประจุแฝง ได้แก่  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ ,  $C_{GB}$ ,  $C_{SB}$  และ  $C_{DB}$  ตัวเก็บประจุ  $C_{SB}$  และ  $C_{DB}$  เป็นค่าตัวเก็บประจุแฝงบริเวณรอยต่อ (Junction Capacitance) ระหว่างฐานรองกับซอสและฐานรองกับเดรน ตามลำดับ สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$C_{SB} = \frac{A_S C_{SBO}}{\sqrt[n]{1 + \frac{V_{SB}}{\psi_0}}} \quad (2.12)$$

และ

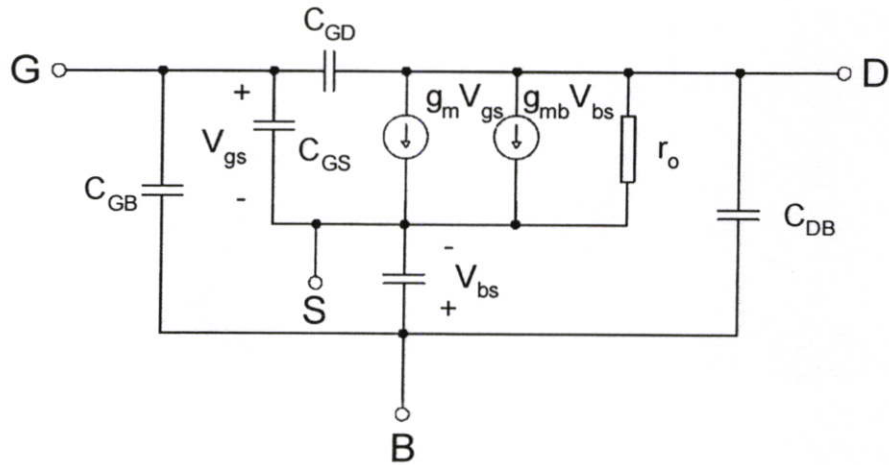
$$C_{DB} = \frac{A_D C_{DBO}}{\sqrt[n]{1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0}}} \quad (2.13)$$

โดยที่  $n = 2$  กรณีรอยต่อพีเอ็นเป็นแบบขั้นบันได (Step Junction)  
 $n = 3$  กรณีรอยต่อพีเอ็นเป็นแบบลาด (Graded Junction)

$C_{SB}$  และ  $C_{DB}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้ากรณิ  $v_{bs}$  และ  $v_{bd}$  มีค่าเป็นศูนย์ ตามลำดับ  
 $\psi_0$  เป็นแรงดันที่รอยต่อพีเอ็น ขณะที่แรงดันภายนอกเป็นศูนย์  
 (Built-in Potential)

$A_S$  และ  $A_D$  เป็นพื้นที่ของซอสและเดรน รวมถึงพื้นที่ด้านข้าง (Side-Wall)

$V_{SB}$  และ  $V_{DB}$  เป็นแรงดันระหว่างขาซอสกับฐานรอง และแรงดันระหว่างขาเดรนกับฐานรองตามลำดับ



รูปที่ 2.9 แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าระหว่างเกตและฐานรอง ( $C_{GB}$ ) เป็นค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic Oxide Capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชั้นสารทางด้านเกต (โลหะหรือโพลีซิลิกอน) กับฐานรอง ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงเชิงเส้นและช่วงอิ่มตัว ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{GB}$  จะมีค่าประมาณศูนย์ ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน หรืออยู่ในช่วงคัทออฟ สามารถหาค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{GB}$  ได้ดังนี้

$$C_{GB} = C_{OX}WL + 2C_{GBO}L \quad (2.14)$$

ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{GD}$  และ  $C_{GS}$  ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงเชิงเส้น จะมีค่าเท่ากัน โดยสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$C_{GS} = C_{GD} = \frac{1}{2}C_{OX}WL \quad (2.15)$$

เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว ช่องทางเดินของกระแสจะหดแคบลง แรงดันที่ขาเดรนจะมีผลเพียงเล็กน้อยต่อช่องทางเดินกระแส และประจุที่เกต ทำให้ค่าของตัวเก็บประจุ

$C_{GD}$  มีค่าเท่ากับค่าตัวเก็บประจุแผ่นที่ออกไซด์อันเกิดจากส่วนเกทซ้อนทับกับส่วนของเดรน (Overlap Capacitor) โดยค่า  $C_{GD}$  มีค่าประมาณอยู่ในระดับ 1 ถึง 10 เฟมโตฟารัด

ค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาเกท และขาซอส  $C_{GS}$  ในช่วงอิมิตัวสามารถหาได้ดังนี้

$$C_{GS} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} = \frac{2}{3} C_{ox} WL \quad (2.16)$$

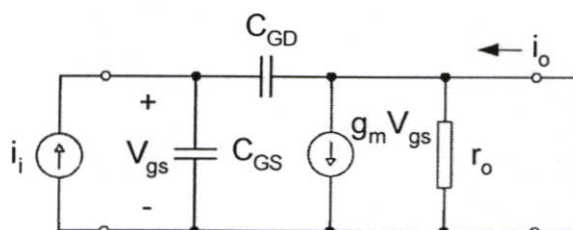
ในทางปฏิบัติ ค่าตัวเก็บประจุ  $C_{GS}$  ยังต้องรวมถึงผลของตัวเก็บประจุไฟฟ้า ที่เกิดจากค่าตัวเก็บประจุออกไซด์แผ่น เนื่องจากพื้นที่ของส่วนเกทที่ซ้อนทับกับส่วนของเดรนเช่นเดียวกับ  $C_{GD}$  ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่ง สำหรับการทำงานที่ย่านความถี่สูงของมอสทรานซิสเตอร์ ที่ทำงานเป็นวงจรถยาย คือ ความถี่ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง (Unity Gain Frequency,  $f_T$ ) โดยนิยามว่าเป็นความถี่ที่อัตราขยายของมอสทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่ในรูปแบบของวงจรถวมมอนซอส (Common Source Configuration) ขณะที่เป็นวงจรถวาย (Short-Circuit) มีค่าเป็นหนึ่ง รูปที่ 2.10 แสดงแบบจำลองไฮบริด-ไพ (Hybrid- $\pi$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ในลักษณะวงจรถวมมอนซอส พร้อมทั้งกระแสอินพุท ( $i_i$ ) และกระแสเอาต์พุท ( $i_o$ ) การหาอัตราขยายกระแสขณะเป็นวงจรถวาย จะต้องทำการป้อนแหล่งกำเนิดกระแสอินพุท ( $i_i$ ) ที่ขาเข้า ซึ่งจะได้กระแสที่ขาออก ( $i_o$ ) มีค่าเท่ากับ

$$i_o = g_m v_{gs} - sC_{GD} v_{gs} \quad (2.17)$$

จากที่กล่าวข้างต้น  $C_{GD}$  มีค่าน้อยมากทำให้พจน์สุดท้ายในสมการ (2.17) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะได้สมการกระแสขาออกใหม่ มีค่าเป็น

$$i_o \cong g_m v_{gs} \quad (2.18)$$



รูปที่ 2.10 การหาอัตราขยายกระแสขณะเป็นวงจรถวาย

จากรูปที่ 2.10 สามารถแสดง  $v_{gs}$  ในพจน์ของกระแสขาเข้า  $i_i$  ได้ดังนี้

$$v_{gs} = \frac{i_i}{s(C_{GS} + C_{GD})} \quad (2.19)$$

จากสมการ (2.18) และ (2.19) จะได้อัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m}{s(C_{GS} + C_{GD})} \quad (2.20)$$

จากสมการ (2.20) จะได้ว่าความถี่ที่ทำให้อัตราขยายกระแสมีค่าเป็นหนึ่งดังนี้

$$\omega_T = \frac{g_m}{(C_{GS} + C_{GD})} \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.21) จะได้ว่าความถี่  $f_T$  มีค่าเท่ากับ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})} \quad (2.22)$$

โดยที่  $f_T = \omega_T / 2\pi$

### 2.6.5 ชนิดของแบบจำลองต่างๆของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในโปรแกรม Hspice

แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ด้วยโปรแกรม Hspice มีอยู่หลายระดับซึ่งในแต่ละระดับมีชื่อเรียกเฉพาะดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ชื่อเฉพาะของแบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในโปรแกรม Hspice

ระดับที่	ชื่อแบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์
1	Schichman-Hodges Model
2	MOS2 Grove-Frohman Model (SPICE 2G)
3	MOS3 Empirical Model (SPICE 2G)
4	Grove-Frohman: Level 2 Model Derived from SPICE 2E.3
5	AMI-ASPEC Depletion and Enhancement (Taylor-Huang)
6	Lattin-Jenkins-Grove (ASPEC Style Parasitic)
7	Lattin-Jenkins-Grove (SPICE Style Parasitic)

ตารางที่ 2.2 (ต่อ)

ระดับที่	ชื่อแบบจำลองมอสรานซิสเตอร์
8	Advance Level 2 Model
9	AMD
10	AMD
11	Fluke-Mosaid Model
12	CASMOS Model (GTE Style)
13	BSIM Model
14	Siemens Level = 4
15	User-Define Model Based on Level 3
16	Not Used
17	Cypress Model
18	Sierra 1
19	Dallas Semiconductor Model
20	GE_CRD FRANZ
21	STC-ITT
22	CASMOS (GEC Style)
23	Siliconix
24	GE-Intersil Advance
25	CASMOS (Rutherford)
26	Sierra 2
27	SOSFET
28	BSIM Derivative; Meta-Software Proprietary Model
29	Not Used
30	VTI
31	Motorola
32	AMD
33	National Semiconductor
34	(EPFL) Not Used
35	Siemens

## ตารางที่ 2.2 (ต่อ)

ระดับที่	ชื่อแบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์
36	Sharp
37	TI
38	IDS: Cypress Depletion Model
39	BSIM2
46	SGS-Thomson MOS Level 3
47	BSIM3 Version 2.0
49	BSIM3 Version 3.0
50	Philips MOS9

ในการเลือกชนิดของแบบจำลองสำหรับการจำลองการทำงานของวงจรมัน โดยทั่วไปจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน ตัวอย่างเช่น แบบจำลองในระดับที่ 1 เหมาะสมในการวิเคราะห์พื้นฐานโดยผู้ออกแบบ การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองระดับที่ 1 นั้น ให้ผลได้ไม่ถูกต้องนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับมอสทรานซิสเตอร์ที่มีขนาดเล็ก เพราะเนื่องจากว่าโมเดลระดับนี้ไม่ได้รวมผลของปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นกับมอสทรานซิสเตอร์ขนาดเล็ก และผลของการกระแสวิกฤตในย่านที่ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม

## 2.7 สรุป

ในบทที่ 2 นี้ เป็นการสรุปหลักการการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ ทำให้ทราบถึงโครงสร้าง สัญลักษณ์ ย่านการทำงาน คุณสมบัติกระแสและแรงดัน วงจรสมมูลขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำและความถี่สูง การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะทำงาน โดยใช้แรงดันที่ขาเกตเป็นตัวควบคุมปริมาณกระแสครน โดยสามารถแบ่งช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง คือ ช่วงคัทออฟ (Cutoff Region) ช่วงเชิงเส้น (Linear Region หรือ Triode Region) และ ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region)

### บทที่ 3

## วงจรมัลติพลายเออร์กระแสแบบ 4 ควอดแรนท์

### (Four-Quadrant CMOS Current Multiplier Circuit)

#### 3.1 บทนำ

วงจรมัลติพลายเออร์อนาล็อกเป็นวงจรพื้นฐาน สำหรับประยุกต์ใช้งาน เพื่อสร้างวงจรอื่นๆ เช่น วงจรมอดูเลต วงจรมัลติพลายเออร์ วงจรหารความถี่ เป็นต้น ปัจจุบัน การออกแบบวงจรส่วนใหญ่ จะเน้นให้ทำงานในโหมดกระแสเนื่องจาก การสวิงในโหมดแรงดันนั้นจะถูกจำกัดโดยแหล่งจ่าย ส่วนข้อดีของวงจรในโหมดกระแสนั้น คือ ใช้แหล่งจ่ายไฟที่ต่ำกว่า วงจรมีขนาดเล็กลง มีการตอบสนองความถี่ที่ดีขึ้น สัญญาณรบกวนต่ำ และใช้กำลังงานต่ำอีกด้วย

#### 3.2 หลักการของวงจรที่นำเสนอ

วงจรมัลติพลายเออร์ที่นำเสนอมีหลักการดังนี้คือ

กำหนดให้

$$A = (a + b + c)^2$$

$$B = (-a - b + c)^2$$

$$C = (a - b + d)^2$$

$$D = (-a + b + d)^2$$

จะได้

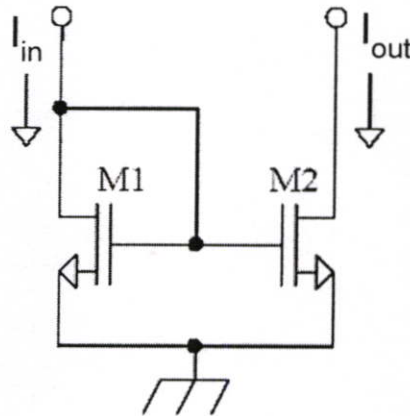
$$(A + B) - (C + D) = 8ab$$

ซึ่งสมการกำลังสองด้านบนได้มาจากคุณลักษณะของสมการกระแสโมส วงจรมัลติพลายเออร์ที่นำเสนอ ประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบสองทิศทาง ที่ประยุกต์เป็นวงจรมัลติพลายเออร์ และลบกระแส วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันซึ่งนำมาประยุกต์เป็นวงจรมัลติพลายเออร์ แล้วนำกระแสมาบวกและลบกัน เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณกระแสคูณกัน ซึ่งมอสทุกตัวในวงจรนี้ทำงานในย่านอิ่มตัว

### 3.3 วงจรคุณกระแสสี่ควอดแรนท์ที่นำเสนอและวงจรร้อย

วงจรร้อยที่นำเสนอประกอบด้ววงจรร้อย ที่สำคัญดังนี้คือ วงจรสะท้อนกระแสสองทิศทางแบบช่วงแกว่งกว้าง (Bidirectional Wide Swing Current Mirror) และวงจรร้อยกำลังสองสัญญาณกระแส (Current Squaring Circuit) ซึ่งเมื่อนำมาต่อรวมกันจะทำให้ได้วงจรร้อยกระแสสี่ควอดแรนท์ ที่ใช้กฎของสมการกำลังสอง (Square Law)

#### 3.3.1 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย (Simple Current Mirror)



รูปที่ 3.1 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย

จากรูปที่ 3.1 เป็นวงจรร้อยกระแสอย่างง่ายซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว 2 ตัว โดยถ้าขนาดของทรานซิสเตอร์ M1 เท่ากับ M2 แล้ว จะทำให้ได้กระแสขนาด  $I_{in} = I_{out}$  แต่เนื่องจากกว่าสมการกระแสที่เราใช้ในการคำนวณนั้นเป็นสมการแบบประมาณ ดังนั้นเวลาใช้งานจริง กระแส  $I_{in}$  และ  $I_{out}$  จึงไม่เท่ากัน จึงได้มีการคิดวงจรร้อยกระแสแบบใหม่ๆ ขึ้นมา เช่น วงจรร้อยกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror) และวงจรร้อยกระแสแบบวิลสัน (Wilson Current Mirror) ที่ให้ความเที่ยงตรงสูงขึ้น แต่มีปัญหาในเรื่องของแรงดันต่ำสุดที่จะทำให้วงจรร้อยกระแสทำงานได้ คือมีค่าเท่ากับ  $2V_T$  สมการต่างๆ ของวงจรร้อยกระแสอย่างง่ายมีดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{M2}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{M1}} \quad (3.1)$$

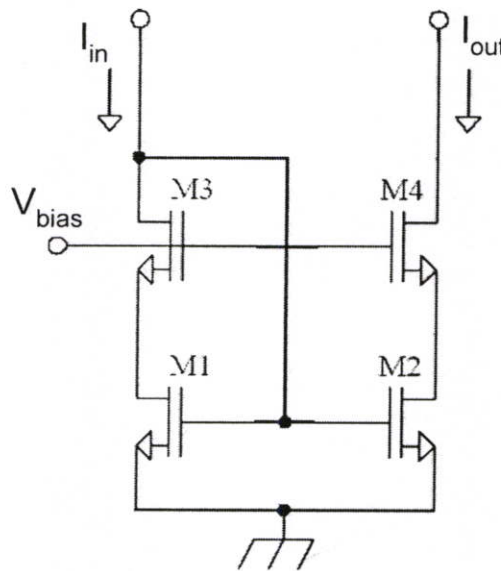
$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}}, R_{out} = r_{o2} \quad (3.2)$$

$$V_{m,\min} = V_{T1} \quad (3.3)$$

$$V_{out,\min} = V_{DSAT2} \quad (3.4)$$

### 3.3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้าง (Wide Swing Current Mirror)

รูปที่ 3.2 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้าง (Wide Swing Current Mirror) [10] ที่ให้ความเที่ยงตรงในการสะท้อนกระแสสูง และแรงดันต่ำสุดที่จะทำให้วงจรสะท้อนกระแสทำงานได้ คือมีค่าเท่ากับ  $V_{GS1}$  ซึ่งมีค่าน้อยกว่าวงจรถัดก่อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror) และวงจรถัดก่อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson Current Mirror)



รูปที่ 3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้าง (Wide Swing Current Mirror)

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่ามอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M3 จะต้องถูกไบอัสโดยแหล่งจ่ายเพื่อให้ทำงานในย่านอิ่มตัว และใช้มอสทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นไปอีก 2 ตัว แต่ข้อดีของวงจรถัดก่อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้างคือให้ความเที่ยงตรงในการสะท้อนกระแสมากกว่าวงจรถัดก่อนกระแสอย่างง่ายสมการต่างๆ ของวงจรถัดก่อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้างมีดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{M2}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{M1}} \quad (3.5)$$

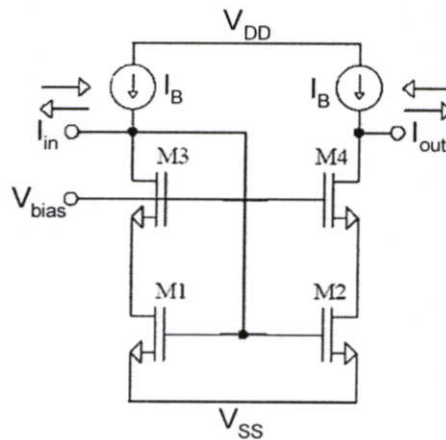
$$R_{out} \cong r_{o3}(2 + g_{m3}r_{o1}) \quad (3.6)$$

$$V_{in,min} = V_{GS1} \quad (3.7)$$

$$V_{out,min} = V_{DSAT2} + V_{DSAT3} \quad (3.8)$$

### 3.3.3 วงจรสะท้อนกระแสสองทิศทางแบบช่วงแกว่งกว้าง (Bidirectional Wide Swing Current Mirror)

จากรูปที่ 3.1 และ 3.2 จะเห็นว่าวงจรสะท้อนกระแสมีทิศทางกระแสทิศทางเดียวกันคือรับกระแสเท่านั้น แต่เมื่อเราเพิ่มแหล่งจ่ายกระแส 2 ตัวเพิ่มเข้าไปในวงจร วงจรที่ได้ใหม่จะเป็นวงจรคัดลอกกระแสสองทิศทางแบบช่วงแกว่งกว้าง (Bidirectional Wide Swing Current Mirror) ที่มีทิศทางกระแสไหลของกระแสได้สองด้านคือ สามารถรับและจ่ายกระแสได้ วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้มีอัตราส่วนสะท้อนแบบ 1:1 โดยในขณะที่วงจรสะท้อนกระแสรับกระแสขนาด  $I_{in}$  ทางอินพุต วงจรก็จะรับกระแสขนาด  $I_{in}$  ทางเอาต์พุต (Sinking Current Mirror) ในขณะที่วงจรสะท้อนกระแสถูกดึงกระแสขนาด  $I_{in}$  ทางอินพุต วงจรก็จะจ่ายกระแสขนาด  $I_{in}$  ทางเอาต์พุต (Sourcing Current Mirror) ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรสะท้อนกระแสสองทิศทางแบบช่วงแกว่งกว้าง (Bidirectional Wide Swing Current Mirror)

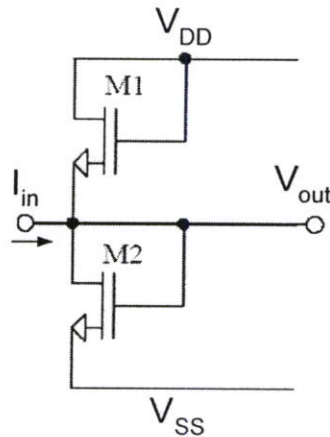
จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่ามอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M3 จะต้องถูกไบอัสโดยแหล่งจ่ายเพื่อให้ทำงานในย่านอิ่มตัว และใช้มอสทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นไปอีก 2 ตัว แต่ข้อดีของวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้างคือให้ความเที่ยงตรงในการสะท้อนกระแสมากกว่าวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} \quad (3.9)$$

$$I_B - I_{in} = I_B - I_{out} \quad (3.10)$$

$$I_{out} = I_{in} \quad (3.11)$$

### 3.3.4 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน (I to V Converter)



รูปที่ 3.4 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน (I to V Converter)

รูปที่ 3.4 เป็นวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน [26] ประกอบด้วยเอ็นมอส 2 ตัว โดยมีค่า  $W/L$  ที่เท่ากัน และทำงานในย่านอิมิตัว

กำหนด 
$$K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = K_1 \quad (3.12)$$

$$I_{D1} = \frac{K_1}{2} (V_{DD} - V_{out} - V_T)^2 \quad (3.13)$$

$$I_{D2} = \frac{K_1}{2} (V_{out} - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.14)$$

$$V_{DD} - V_T = -(V_{SS} + V_T) \quad (3.15)$$

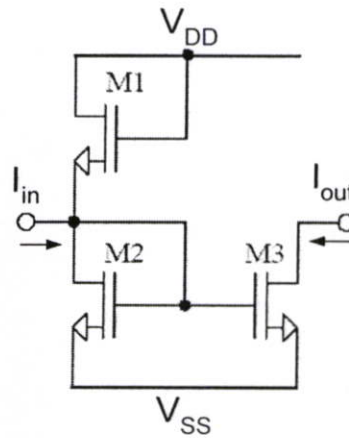
$$I_{in} = I_{D2} - I_{D1} \quad (3.16)$$

$$I_{in} = 2K_1 V_{out} (V_{DD} - V_T) \quad (3.17)$$

$$V_{out} = \frac{I_{in}}{2K_1 (V_{DD} - V_T)} \quad (3.18)$$

### 3.3.5 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส (Current Squaring Circuit)

เมื่อแรงดันที่ได้จากวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน มาป้อนที่ขาเกตของมอส จะได้วงจรกำลังสองสัญญาณกระแสดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส (Current Squaring Circuit)

โดยที่ 
$$I_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (3.19)$$

กำหนด 
$$K_{n,M3} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = K_2 \quad (3.20)$$

จะได้ 
$$I_{out} = I_{D,M3} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{I_{in}}{2K_1 (V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 \quad (3.21)$$

กำหนด 
$$a = 2K_1 (V_{DD} - V_T) \quad (3.22)$$

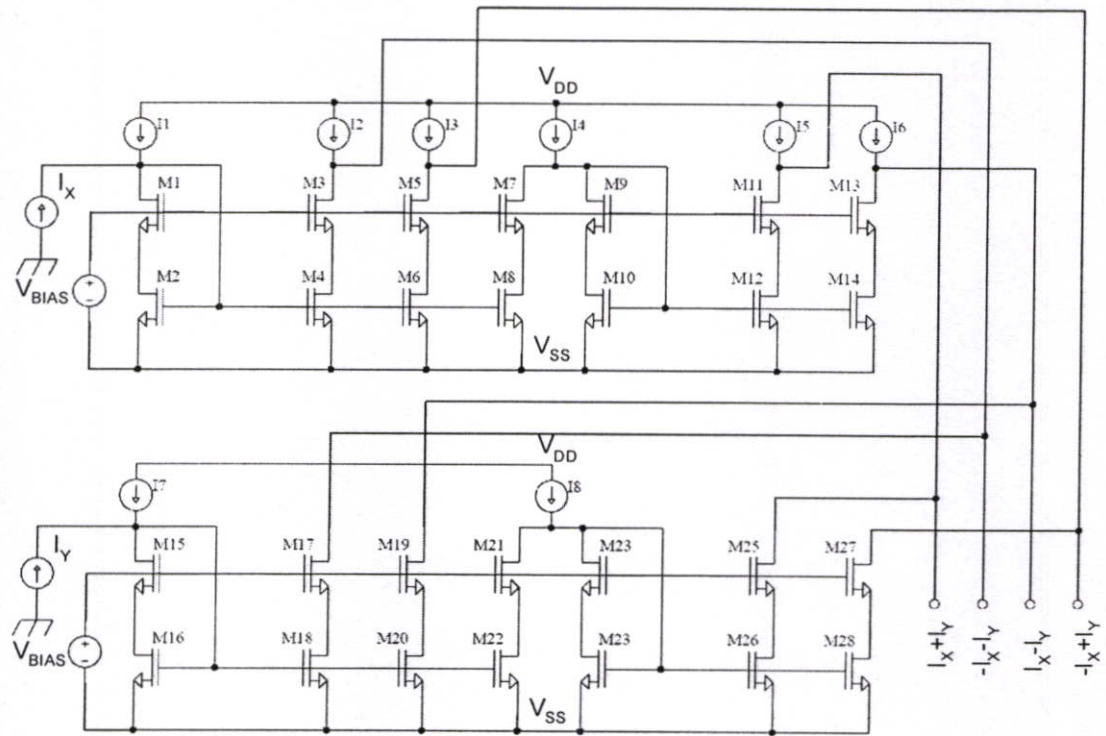
กำหนด 
$$b = -V_{SS} - V_T \quad (3.23)$$

จะได้ 
$$I_{out} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{I_{in}}{a} + b \right)^2 \quad (3.24)$$

### 3.3.6 วงจรคูณสัญญาณกระแสสี่ควอดแรนท์ (Four-Quadrant Current Multiplier Circuit)

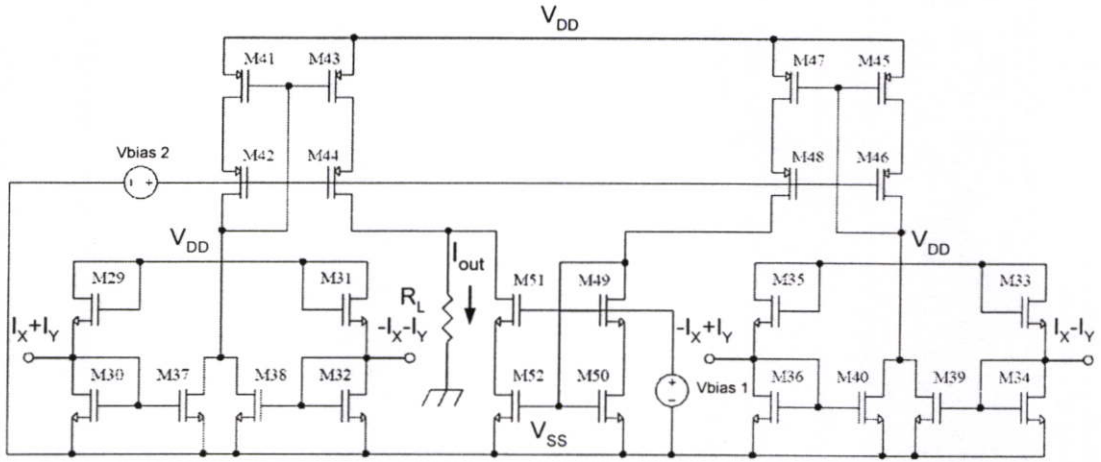
Circuit)

เมื่อเรานำวงจรสะท้อนกระแสสองทิศทางแบบช่วงกว้างมาต่อกันดังรูปที่ 3.6 ก็จะได้วงจรสร้างสัญญาณกระแส  $I_X + I_Y$ ,  $-I_X - I_Y$ ,  $I_X - I_Y$  และ  $-I_X + I_Y$



รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณกระแส  $I_X + I_Y$ ,  $-I_X - I_Y$ ,  $I_X - I_Y$  และ  $-I_X + I_Y$

รูปที่ 3.7 คือชุดของวงจรกำลังสองกระแส 4 ชุด ที่ป้อนอินพุทเป็นค่ากระแสต่างๆ และวงจรสะท้อนกระแสแบบช่วงแกว่งกว้าง โดยสัญญาณกระแสที่ป้อนมีดังนี้คือ สัญญาณกระแส  $I_X + I_Y$ ,  $-I_X - I_Y$ ,  $I_X - I_Y$  และ  $-I_X + I_Y$  ซึ่งได้มาจากจากวงจรรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.7 ชุดของวงจรกำลังสองกระแสที่ป้อนอินพุตเป็นค่ากระแสต่างๆ

เมื่อเราป้อนกระแสอินพุตต่างๆ คือ สัญญาณกระแส  $I_X + I_Y$ ,  $-I_X - I_Y$ ,  $I_X - I_Y$  และ  $-I_X + I_Y$  จึงทำให้ได้กระแสที่มอสทรานซิสเตอร์ต่างๆ ตามลำดับดังนี้คือ

$$I_{D37} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{I_X}{a} + \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (3.25)$$

$$I_{D38} = \frac{K_2}{2} \left( -\frac{I_X}{a} - \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (3.26)$$

$$I_{D39} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{I_X}{a} - \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (3.27)$$

$$I_{D40} = \frac{K_2}{2} \left( -\frac{I_X}{a} + \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (3.28)$$

จากรูปที่ 3.7  $M_{41}-M_{52}$  เป็นวงจรสะท้อนกระแส โดยทำหน้าที่  $(I_{D37} + I_{D38}) - (I_{D39} + I_{D40})$  นอกจากนี้ มอสทรานซิสเตอร์  $M_{41}-M_{52}$  ยังสามารถทำหน้าที่ปรับอัตราขยาย เพื่อให้ได้ขนาดเอาต์พุตสูงสุดที่ต้องการได้อีกด้วยซึ่ง เป็นประโยชน์อย่างมากถ้าจะนำเอาท์พุทไปต่อให้ในส่วนของภาคต่อไป

จากที่กล่าวในข้างต้นกำหนดให้

$$A = (a + b + c)^2$$

$$B = (-a - b + c)^2$$

$$C = (a - b + d)^2$$

$$D = (-a + b + d)^2$$

จะได้

$$(A + B) - (C + D) = 8ab$$

โดยที่

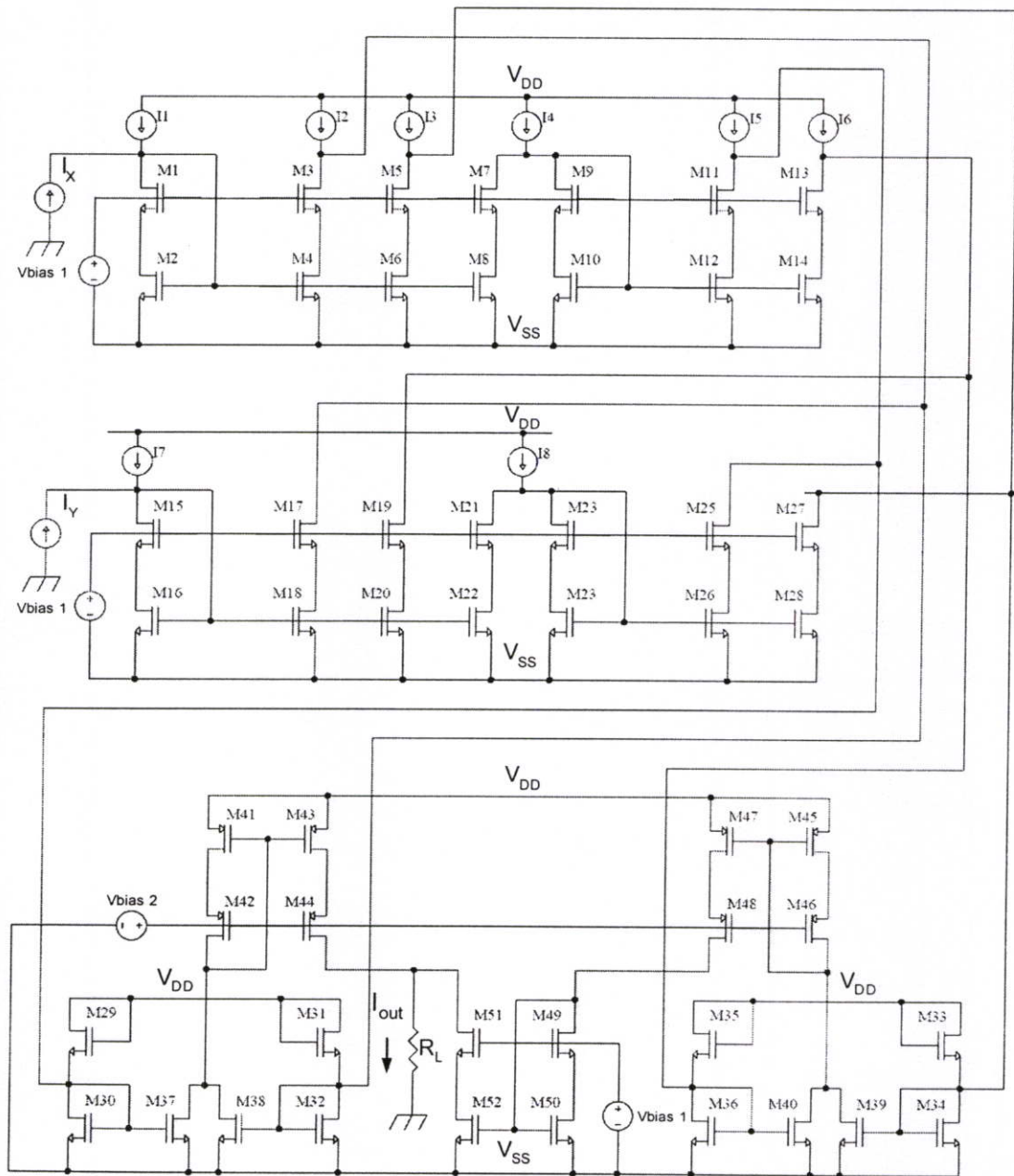
$$I_{D37} + I_{D38} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{2I_X^2}{a^2} + \frac{2I_Y^2}{a^2} + 2b^2 + \frac{4I_X I_Y}{a^2} \right) \quad (3.29)$$

$$I_{D39} + I_{D40} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{2I_X^2}{a^2} + \frac{2I_Y^2}{a^2} + 2b^2 - \frac{4I_X I_Y}{a^2} \right) \quad (3.30)$$

$$I_{out} = (I_{D37} + I_{D38}) - (I_{D39} + I_{D40}) \quad (3.31)$$

$$I_{out} = \frac{4K_2 I_X I_Y}{a^2} \quad (3.32)$$

$$I_{out} = \frac{K_2 I_X I_Y}{K_1^2 (V_{DD} - V_T)^2} \quad (3.33)$$



รูปที่ 3.8 วงจรคูณสัญญาณกระแส

### 3.4 ผลการจำลองการทำงาน

ในการจำลองการทำงาน ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมครอน เบอร์ t46u\_lo\_epi ของ TSMC ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญแสดงดังในตารางที่ 3.1 และจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม HSPICE level 49 โดยใช้ค่าความกว้างต่อความยาว (W/L) ดังแสดงในตารางที่ 3.2 และขนาดของกระแสไบอัสดังแสดงในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ ของ TSMC เบอร์ t46u\_lo\_epi

Parameter	NMOS	PMOS	Unit
$V_T$	0.51	-0.53	V
$K'(\mu_0 C_{ox}/2)$	168.8	-35.6	$\mu A/V^2$
$W/L_{min}$	0.27/0.18		-

ตารางที่ 3.2 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรรูณที่นำเสนอ

มอสทรานซิสเตอร์	W/L	มอสทรานซิสเตอร์	W/L
M1-M28	1.2/0.2	M43-M44	3.5/0.2
M29-M40	0.3/0.6	M49-M50	0.9/0.2
M41-M42,M45-M48	1.4/0.2	M51-M52	2.4/0.2

ตารางที่ 3.3 แสดงขนาดของกระแสและแรงดันไบอัสของวงจรรูณที่นำเสนอ

แหล่งจ่ายแรงดัน	ขนาดแรงดัน
$V_{bias1}$	1.3V
$V_{bias2}$	0.5V
แหล่งจ่ายกระแส	ขนาดกระแส
I1, I7	$85\mu A$
I2-I6, I8	$170\mu A$

ผลการจำลองมีดังนี้ รูปที่ 3.9 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรร โดยทดลองป้อนกระแสอินพุตเข้าที่  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่า  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดย  $I_X$  ค่อยๆเพิ่มค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  ส่วน  $I_Y$  ทำการกวาด หรือ SWEEP ค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดยแบ่งเป็น 7 ส่วนเท่าๆ กันดังรูปที่ 3.9 ปรากฏว่ามีกระแส Offset  $2.9\mu A$  ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยเพิ่มแหล่งจ่ายกระแสที่เอาต์พุตของวงจรร และวัดค่า linearity Error เมื่อ  $I_Y = 30\mu A$  และ  $-30\mu A \leq I_X \leq 30\mu A$  เท่ากับ 1.89% ซึ่งสิ่งสำคัญที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนไปเนื่องมาจากสาเหตุหลักคือการ Mismatch ของ Current Mirror และ Channel Length ที่แคบลงนั่นเอง และจากรูปที่ 3.9 จะเห็นได้ว่าวงจรรูณที่นำเสนอนี้มีอัตราขยายเท่ากับ  $\frac{1}{15 \times 10^{-6}}$  เท่า หรือมีค่าประมาณ 66,666.66 เท่า

รูปที่ 3.10 เป็นรูปแสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรร โดยค่าความถี่ค่อยๆ เพิ่มขึ้นไปจาก 100 kHz ไปจนกระทั่งถึง 10GHz และจากการทดลอง วัดค่า -3dB ได้ที่ความถี่ 1.64 GHz ดังรูป

รูปที่ 3.11 –รูปที่ 3.13 เป็นรูปแสดงผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม โดยป้อนกระแส  $I_Y$  ซึ่งเป็นสัญญาณกระแสตรง 4 ค่า คือ  $-30\mu A$ ,  $-15\mu A$ ,  $15\mu A$  และ  $30\mu A$  ส่วน  $I_X$  เป็นสัญญาณซายน์โดยป้อนกระแส 3 ค่าคือขนาด  $\pm 10\mu A$ ,  $\pm 20\mu A$  และ  $\pm 30\mu A$  โดยแปรความถี่ตั้งแต่ 10 kHz จนกระทั่ง 10 GHz ช่วงคาบทั้งหมดที่ใช้ในการพิจารณาความถี่แต่ละค่า คือ

$$T_{STOP} = \frac{2}{f} \quad (3.34)$$

และช่วงคาบแต่ละขั้นที่พิจารณาแต่ละความถี่คือ

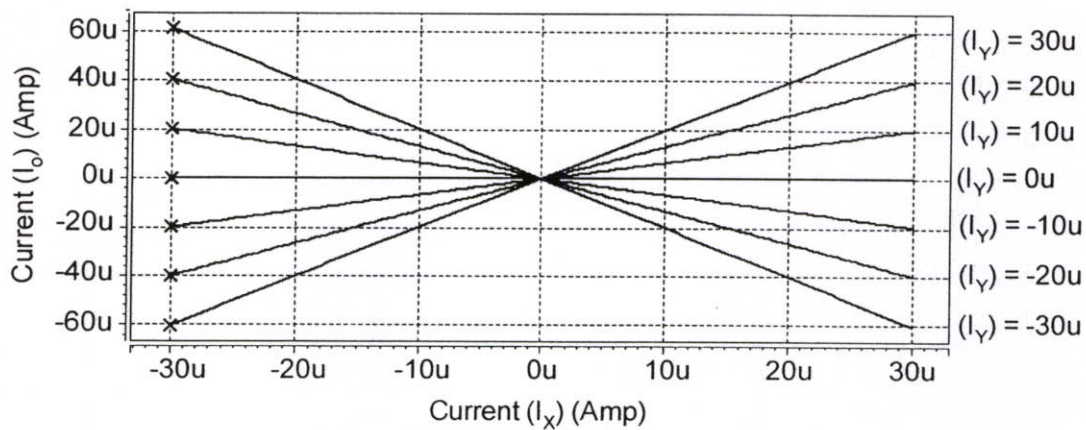
$$T_{STEP} = \frac{2}{100f} \quad (3.35)$$

### 3.5 สรุป

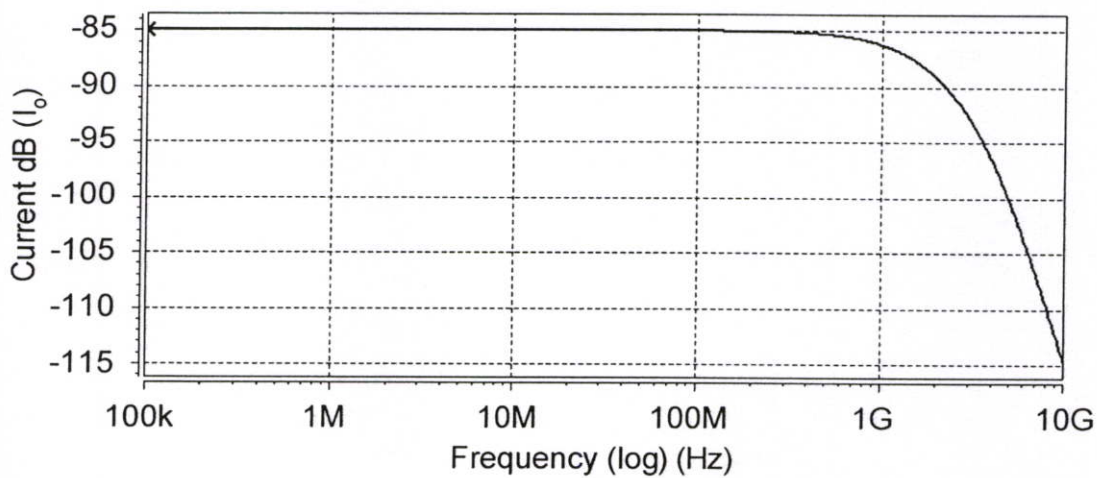
วงจรถูกกระแสที่นำเสนอบนเป็นวงจรถ่ายไฟมีค่า  $\pm 1V$  มีช่วงการทำงานทางความถี่ที่กว้างถึง 1.87 GHz ค่าอื่นๆ ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานแสดงดังในตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ค่าที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน และผลการจำลองการทำงาน

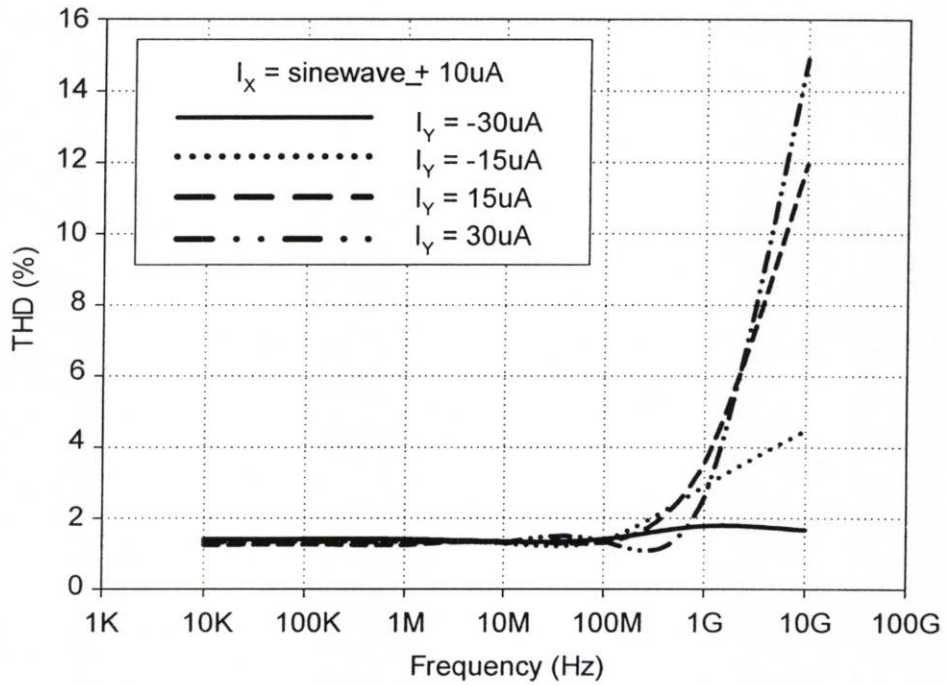
Parameter	Value
Technology	0.18 $\mu m$ CMOS
Supply Voltage	$\pm 1V$
CMOS Transistor	52
Current Source	8
Voltage Source	2
Input Range	$\pm 30\mu A$
Output Range	$\pm 60\mu A$
linearity error	1.89%
Circuit's Current Gain	$\frac{1}{15 \times 10^{-6}}$
Bandwidth (-3 dB)	1.64 GHz
Power dissipation	4.2736m watts



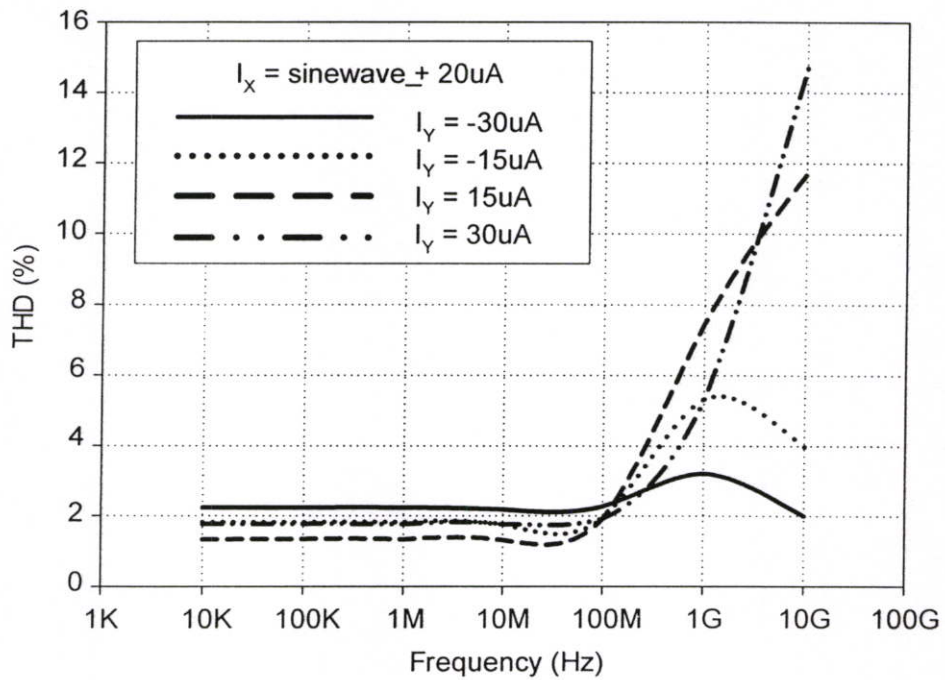
รูปที่ 3.9 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจร



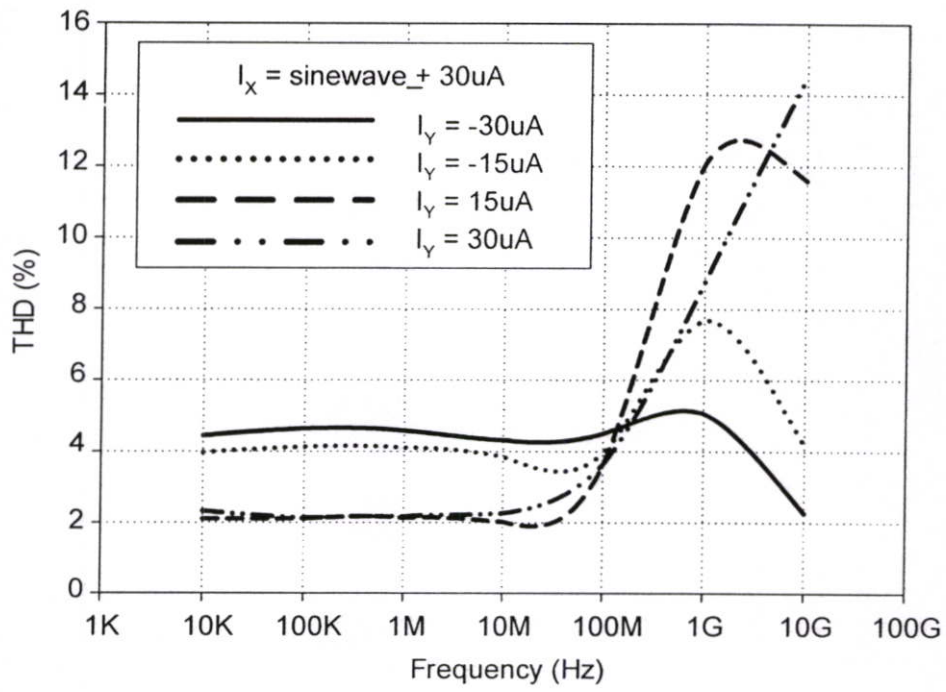
รูปที่ 3.10 ผลการตอบสนองทางความถี่



รูปที่ 3.11 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่  $I_x$  เป็นสัญญาณไซน์  $\pm 10\mu\text{A}$



รูปที่ 3.12 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่  $I_x$  เป็นสัญญาณไซน์  $\pm 20\mu\text{A}$



รูปที่ 3.13 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่  $I_X$  เป็นสัญญาณไซน์  $\pm 30\mu\text{A}$

## บทที่ 4

# การประยุกต์ใช้งานวงจรคุณสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์

### 4.1 บทนำ

บทที่ 4 นี้จะกล่าวถึงการนำวงจรคุณสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ไปประยุกต์ใช้งาน โดยจะนำไปเป็นวงจรมอดูเลททางขนาด (Amplitude Modulation: AM), วงจรกำลังสอง (Squaring Circuit), วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ (Vector Summation Circuit), วงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier) และ วงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ (Two Quadrant Current Divider Circuit) ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นวงจรที่มีความสำคัญในการสื่อสารทั้งสิ้น

### 4.2 วงจรมอดูเลททางขนาด (Amplitude Modulation: AM)

ในการสื่อสารถ้าสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับโดยไม่ผ่านการมอดูเลท กล่าวคือไม่มีการย้ายย่านความถี่ของข้อมูลไปจากเดิมเลย การสื่อสารในลักษณะนี้จะมีชื่อว่าการสื่อสารในแบนด์มูลฐาน (Baseband Communication) ทั้งนี้เพราะว่าแบนด์หมายถึงช่วงความถี่ ดังนั้นการสื่อสารในแบนด์มูลฐาน จึงหมายถึงการสื่อสารที่มีย่านความถี่อยู่ในช่วงความถี่ของสัญญาณตามเดิม แต่ถ้าสัญญาณนั้นผ่านการมอดูเลทสัญญาณแล้ว เราจะเรียกการสื่อสารชนิดนี้ว่าการสื่อสารแบบคลื่นพาห์ (Carrier Communication)

ในการสื่อสารโดยคลื่นพาห์นั้น สัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณโดยตรง หรือสัญญาณในแบนด์มูลฐาน (Baseband Signal) ขาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านช่องการสื่อสารไปยังเครื่องรับด้วยสาเหตุสำคัญ คือ สัญญาณมีสเปกตรัมของความถี่อยู่ในย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ที่ช่องการสื่อสารนั้นมีอยู่ ก็ย่อมจำเป็นที่จะต้องมีการย้ายย่านความถี่ของสัญญาณแบนด์มูลฐาน ไปให้อยู่ในช่วงความถี่ของช่องการสื่อสาร เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณนั้นผ่านช่องการสื่อสารไปได้ ในกระบวนการนี้ต้องอาศัยสัญญาณหนึ่งซึ่งเรียกว่าคลื่นพาห์ (Carrier) ซึ่งปกติสร้างขึ้นจากวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นสื่อช่วยย้ายสเปกตรัมสัญญาณ ซึ่งกระบวนการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณนั้นเรียกว่า การมอดูเลท หรืออาจจะกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่า การมอดูเลท คือ การฝากสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปยังคลื่นพาห์

การมอดูเลทโดยทั่วไปนั้น จะใช้สัญญาณชาซันเป็นคลื่นพาห์ โดยจะใช้ระดับขนาดของสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปบังคับ หรือควบคุมให้พารามิเตอร์ต่างๆของคลื่นพาห์เปลี่ยนค่าไป ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ว่านี้อาจจะเป็นแอมพลิจูด ความถี่หรือเฟส อย่างไรก็ตามหนึ่งก็ได้ ในการมอดูเลทที่

ใช้ขนาดของสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปทำให้แอมพลิจูดของคลื่นพาห์เปลี่ยนตามไปนั้น มีชื่อว่าการมอดูเลททางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation) หรือที่เรียกกันย่อๆว่า เอเอ็ม (AM) แต่ถ้าการมอดูเลทที่ใช้ขนาดของสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปทำให้ความถี่ และเฟสของคลื่นพาห์เปลี่ยนไปนั้น มีชื่อว่าการมอดูเลททางความถี่ (Frequency Modulation) หรือที่เรียกกันย่อๆว่า เอฟเอ็ม (FM) และ การมอดูเลททางเฟส (Phase Modulation) หรือที่เรียกกันย่อๆว่า พีเอ็ม (PM)

#### 4.2.1 หลักการ

สัญญาณกระแสชาชนัน์บริสุทธิ์ (Pure Sine) มีสมการคือ

$$I = I_p \sin(2\pi ft) \quad (4.1)$$

โดยที่  $I_p$  คือ ยอดสูงสุดของกระแส (Peak Current)  $f$  คือ ความถี่ และ  $t$  คือ เวลา ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณกระแสชาชนัน์ของสัญญาณที่จะนำไปมอดูเลท (Modulating Signal) คือ  $I_m$  และสัญญาณที่เป็นคลื่นพาห์ (Carrier Signal) คือ  $I_c$  เราจะได้สมการของสัญญาณกระแส  $I_m$  และ  $I_c$  ดังนี้

$$I_m = I_{m(p)} \sin(2\pi f_m t) \quad (4.2)$$

$$I_c = I_{c(p)} \sin(2\pi f_c t) \quad (4.3)$$

เมื่อนำเอาสัญญาณทั้งสองมาคูณกันจะได้

$$I_m I_c = (I_{m(p)} \sin(2\pi f_m t))(I_{c(p)} \sin(2\pi f_c t)) \quad (4.4)$$

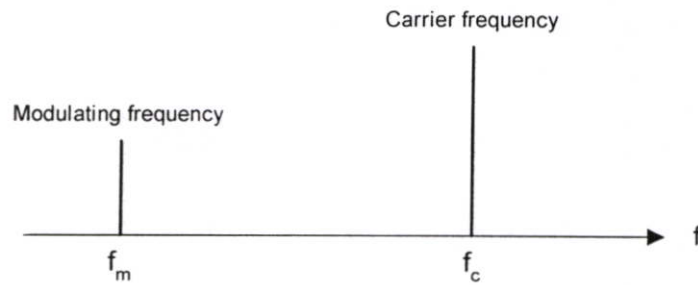
$$I_m I_c = I_{m(p)} I_{c(p)} \sin(2\pi f_m t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4.5)$$

จาก  $(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$  (4.6)

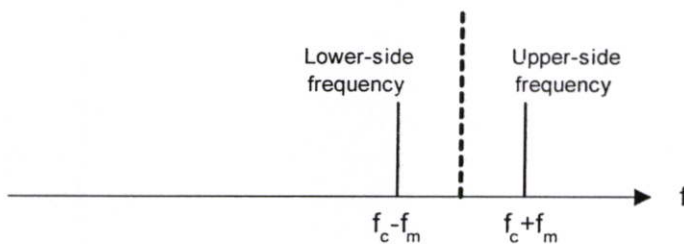
จะได้  $I_m I_c = \frac{I_{m(p)} I_{c(p)}}{2} \cos 2\pi(f_c - f_m)t - \frac{I_{m(p)} I_{c(p)}}{2} \cos 2\pi(f_c + f_m)t$  (4.7)

จากสมการด้านบนจะเห็นได้ว่าความถี่ที่ปรากฏทางเอาท์พุทนั้น มีความไม่มีความถี่ของคลื่นพาห์ปรากฏที่ทางด้านเอาท์พุทเลย จะมีเพียงสองความถี่เท่านั้นคือความถี่  $(f_c - f_m)$  และ

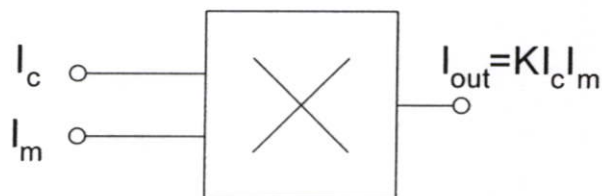
$(f_c + f_m)$  ดังนั้นจึงเรียกการมอดูเลตสัญญาณซายน์ทั้งสองนี้ว่า บาลานซ์มอดูเลชัน (Balance Modulation)



รูปที่ 4.1 สเปกตรัมความถี่อินพุตที่ป้อนให้กับวงจรมอดูเลตทางขนาด



รูปที่ 4.2 สเปกตรัมความถี่เอาต์พุตที่ได้จากวงจรมอดูเลตทางขนาด

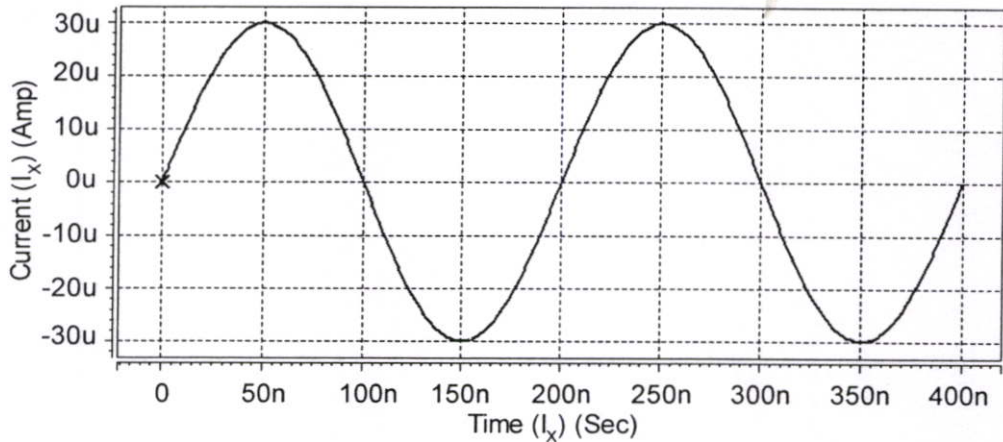


รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรมอดูเลตทางขนาด

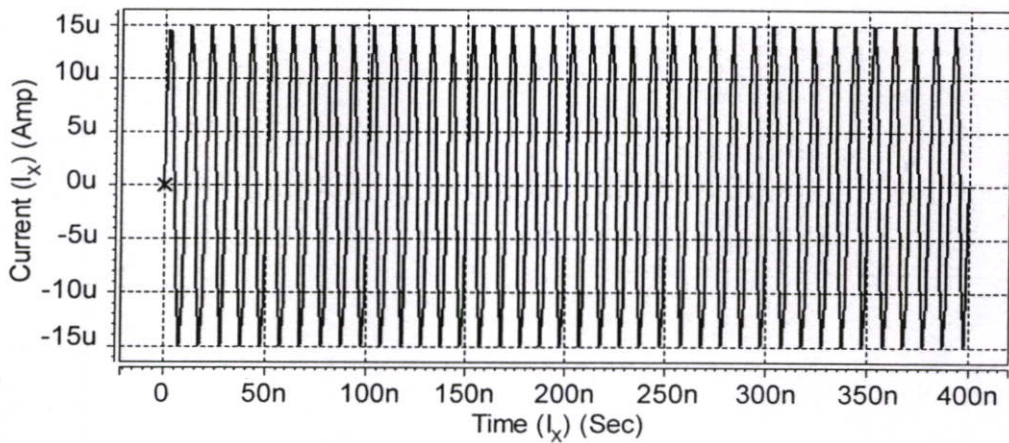
#### 4.2.2 ผลการจำลองการทำงาน

ต่อมาเป็นตัวอย่างการนำวงจรคูณกระแสไปใช้งานเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ โดยป้อน  $I_x$  ที่เป็นสัญญาณข่าวสารความถี่ 5 MHz ขนาด  $30\mu A_{p-p}$  ดังรูปที่ 4.4 กับ  $I_y$  ที่เป็นสัญญาณพาหะความถี่ 100 MHz ขนาด  $15\mu A_{p-p}$  ดังรูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในรูปการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ดังรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 - 4.9 แสดงถึงการมอดูเลตในย่านความถี่ที่สูงขึ้นโดย โดยป้อน  $I_x$  ที่เป็นสัญญาณข่าวสารความถี่ 50 MHz ขนาด  $30\mu A_{p-p}$  ดังรูปที่ 4.7 กับ  $I_y$  ที่เป็นสัญญาณพาหะความถี่ 1.6 GHz ขนาด  $15\mu A_{p-p}$  ดังรูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในรูปการมอดูเลตทาง

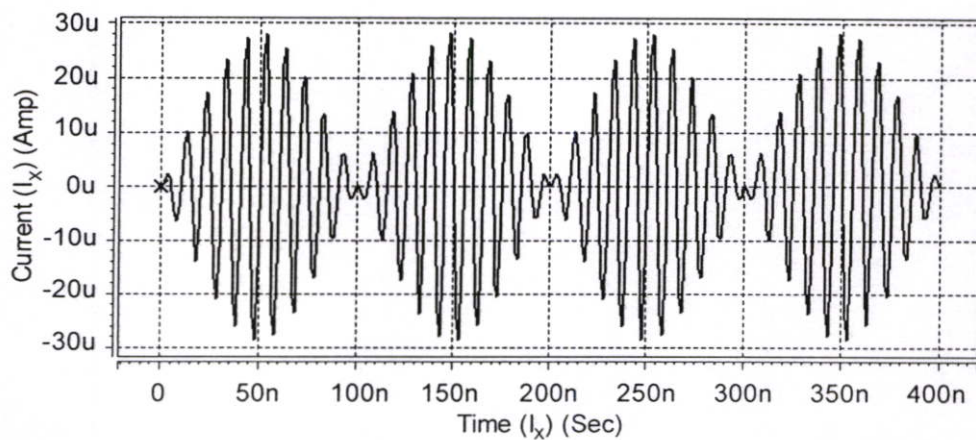
แอมพลิฟายด์ ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตแล้วมีขนาดที่ไม่เท่ากัน เนื่องมาจากความเพี้ยนเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมเมื่อใช้ความถี่ที่สูงขึ้น ดังรูปที่ 3.11 ถึง 3.13



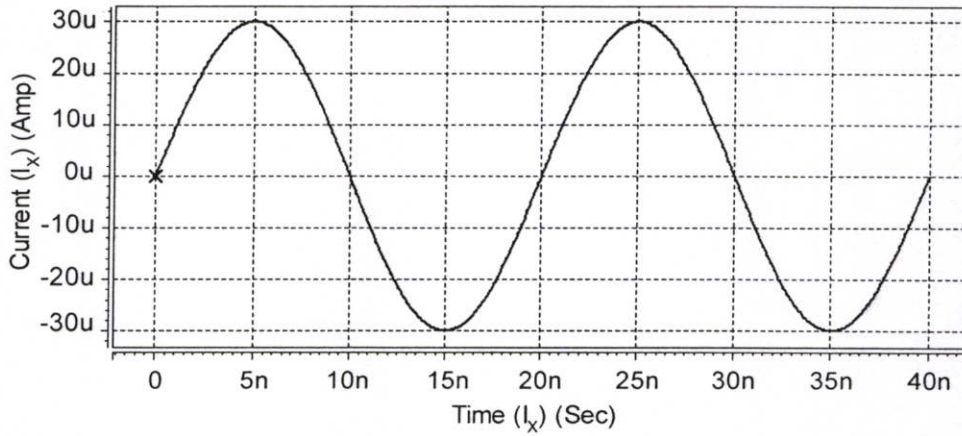
รูปที่ 4.4 สัญญาณข่าวสารความถี่ 5 MHz ขนาด  $30\mu A_{p-p}$



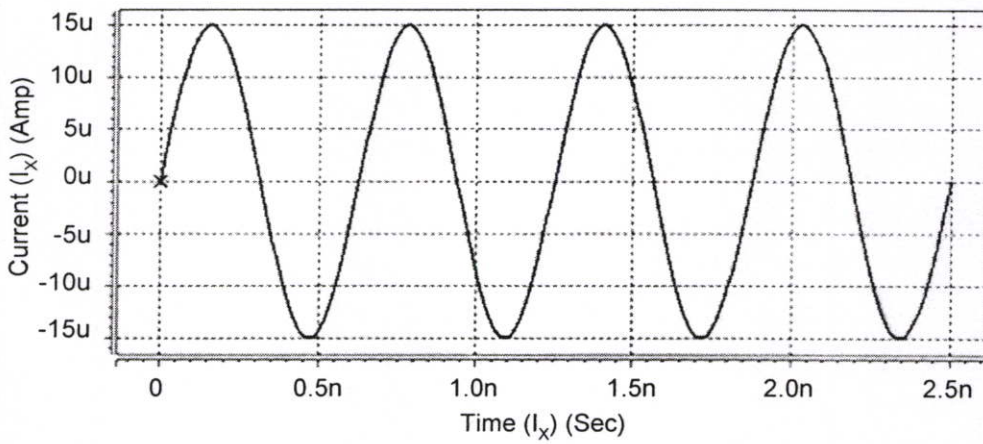
รูปที่ 4.5 สัญญาณพาหะความถี่ 100 MHz ขนาด  $15\mu A_{p-p}$



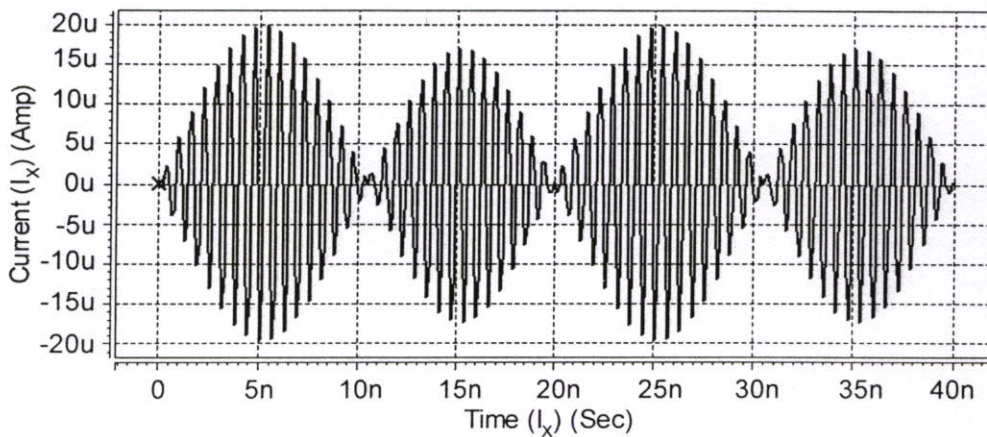
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลต



รูปที่ 4.7 สัญญาณข่าวสารความถี่ 50 MHz ขนาด  $30\mu A_{p-p}$

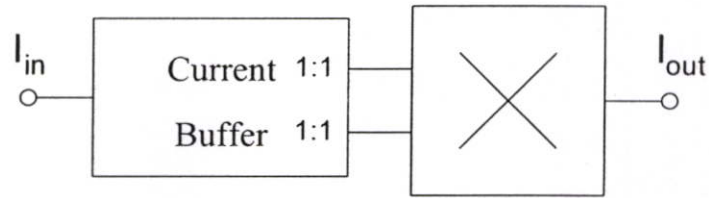


รูปที่ 4.8 สัญญาณพาหะความถี่ 1.6 GHz ขนาด  $15\mu A_{p-p}$



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลต

### 4.3 วงจรกำลังสอง (Squaring Circuit)



รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมวงจรกำลังสอง

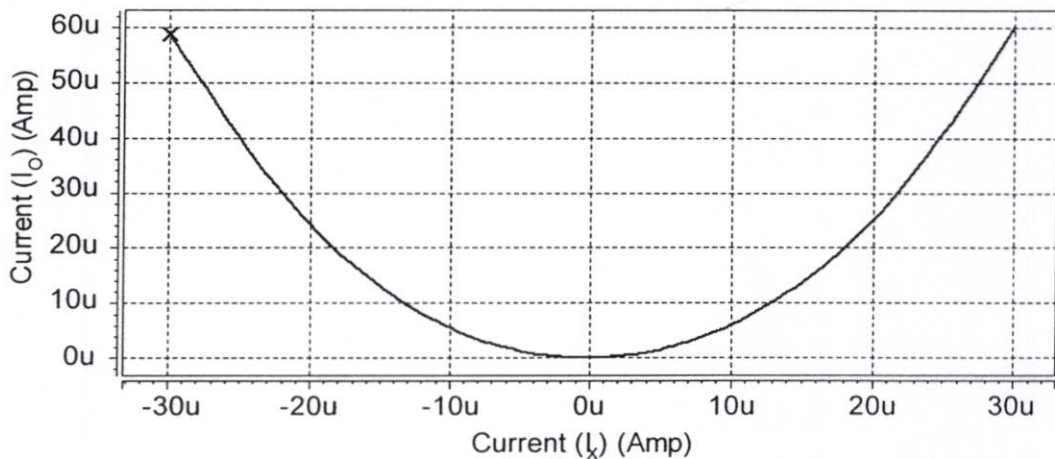
#### 4.3.1 หลักการ

จากรูปที่ 4.7 จะใช้วงจรคัตลอกกระแส (Current Buffer) ที่มีอัตราขยาย 1:1 คัตลอกกระแสแล้วป้อนให้กับวงจรคูณกระแส ซึ่งจะได้เอาต์พุตออกมาในรูปกำลังสอง นอกจากนี้ จากสมการที่ 4.7 ถ้าเราป้อนอินพุตเป็นสัญญาณชายนั่นก็เปรียบได้ว่า  $I_m = I_c$  และ  $f_m = f_c$  แล้ว ความถี่ของสัญญาณชายนี้ออกทางเอาต์พุตจะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่อินพุต ดังนั้น เราจึงกล่าวได้ว่า วงจรกำลังสองนั้นเป็นวงจรทวีความถี่สองเท่า (Doubler Frequency Circuit)

$$(I_p \sin 2\pi ft)^2 = I_p^2 \left( \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\pi(2f)t}{2} \right) \quad (4.8)$$

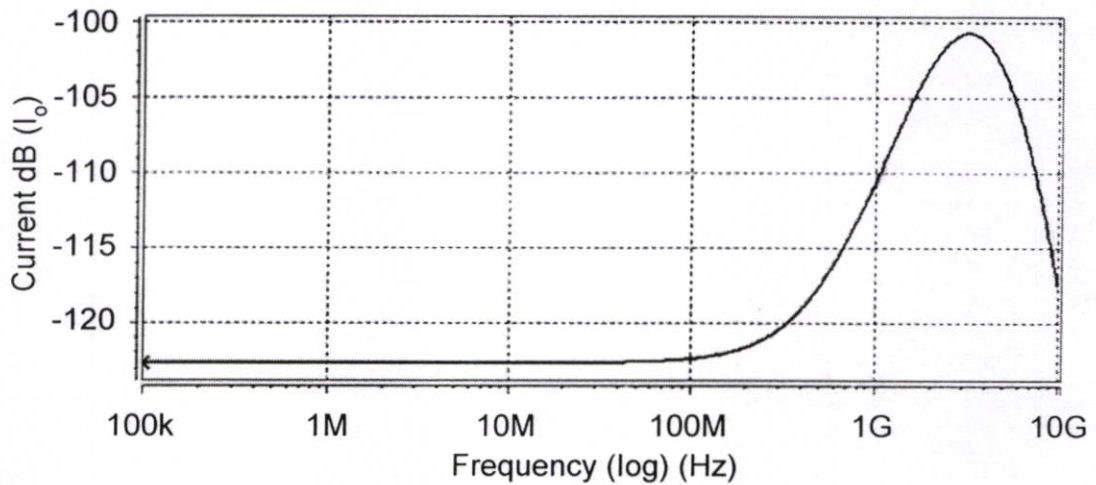
#### 4.3.2 ผลการจำลองการทำงาน

ผลการจำลองมีดังนี้ รูปที่ 4.11 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรกกำลังสอง โดยทดลองป้อนกระแสอินพุตเข้าที่  $I_x$  มีค่า  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดย  $I_x$  ค่อยๆ เพิ่มค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  ซึ่งจากกราฟจะเห็นได้ว่าเอาต์พุตที่ออกมาจะเป็นรูปพาราโบลา



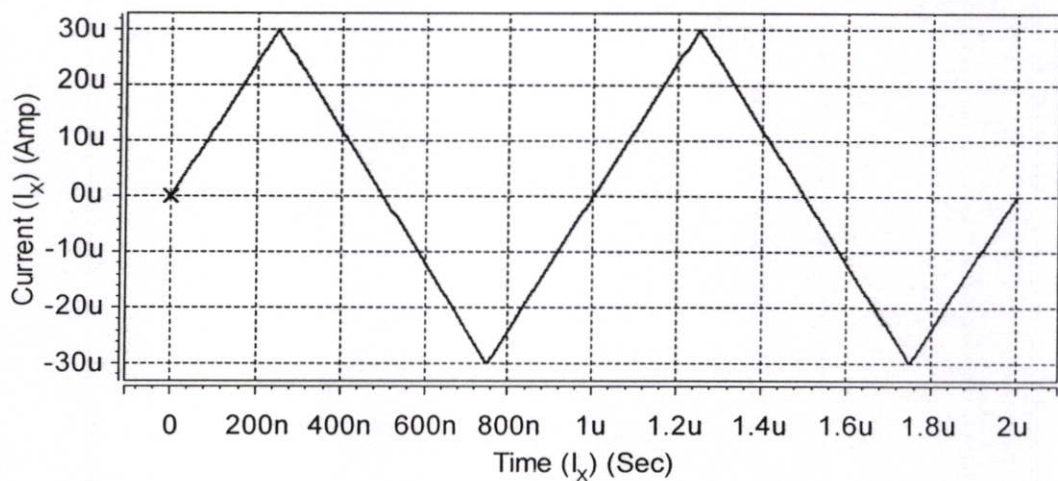
รูปที่ 4.11 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรกกำลังสอง

รูปที่ 4.12 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรถักกำลังสอง โดยค่าความถี่ค่อยๆ เพิ่มขึ้นไปจาก 100 kHz ไปจนกระทั่งถึง 1GHz และจากการทดลอง วัดค่า  $\pm 3\text{dB}$  ได้ที่ความถี่ 357 MHz ดังรูป

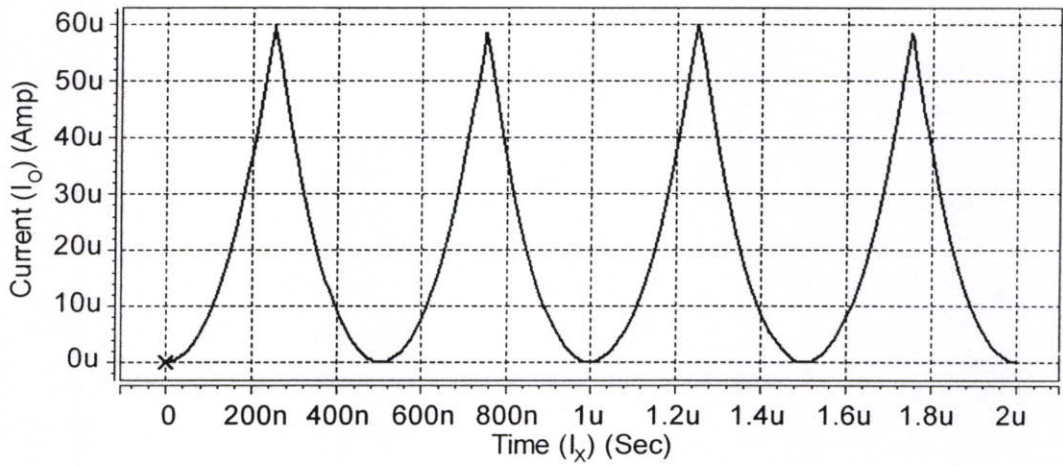


รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรถักกำลังสอง

รูปที่ 4.13 และ 4.14 แสดงสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด  $\pm 30\mu\text{A}$  ความถี่ 1MHz และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาวงจรถักกำลังสอง

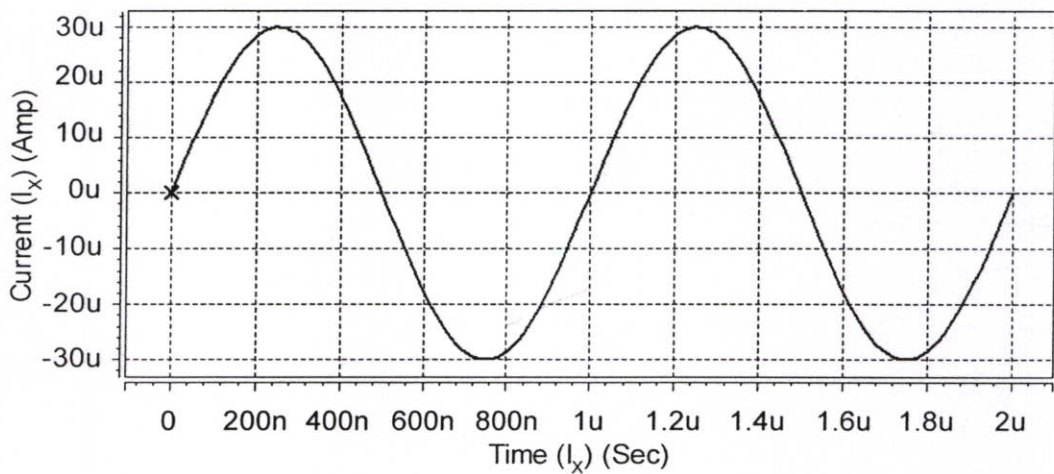


รูปที่ 4.13 สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด  $\pm 30\mu\text{A}$  ความถี่ 1MHz

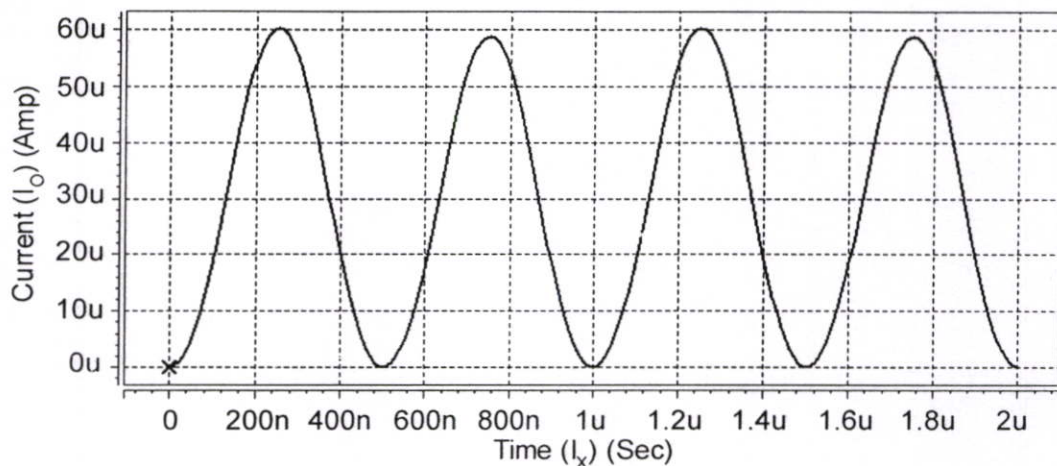


รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรยกกำลังสองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยม ขนาด  $\pm 30\mu A$  ความถี่ 1MHz

รูปที่ 4.15 และ 4.16 แสดงสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณชายน้ขนาด  $\pm 30\mu A$  ความถี่ 1MHz และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรยกกำลังสองซึ่งทวีความถี่เป็นสองเท่า คือ 2 MHz

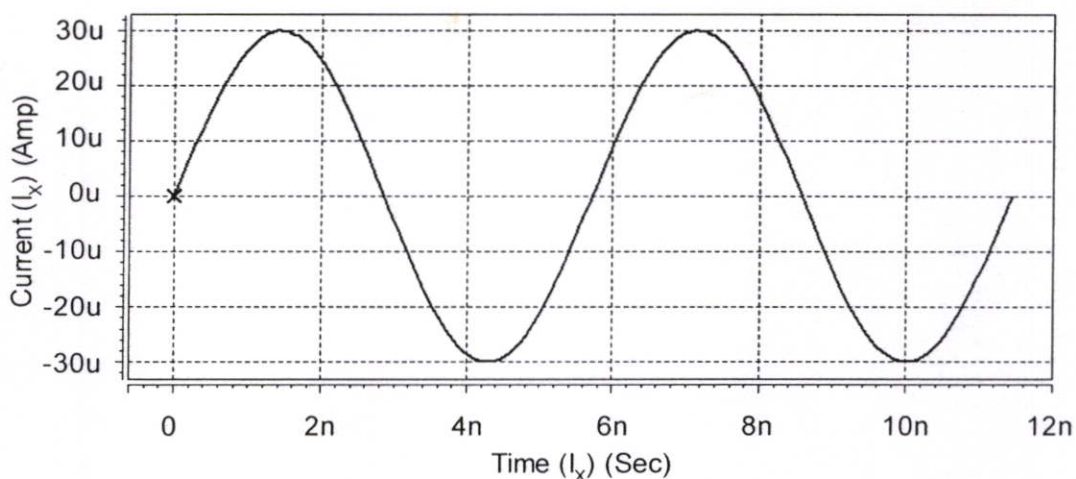


รูปที่ 4.15 สัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณชายน้ขนาด  $\pm 30\mu A$  ความถี่ 1MHz

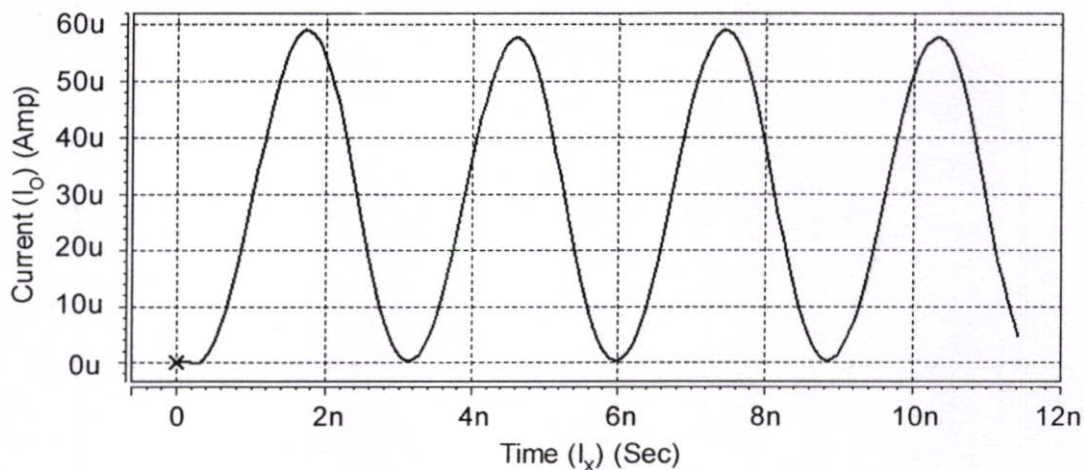


รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรยกกำลังสองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด  $\pm 30\mu A$  ความถี่ 1MHz

เนื่องจากวงจรกำลังสองสัญญาณกระแสที่ออกแบบนี้ มีผลตอบสนองทางความถี่ที่ 357 MHz ดังนั้น รูปที่ 4.17 และ 4.18 แสดงสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ขนาด  $\pm 30\mu A$  ความถี่ 175 MHz และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรยกกำลังสองซึ่งทวีความถี่เป็นสองเท่า คือ 350 MHz ซึ่งในรูปที่ 4.18 นั้นจะเห็นได้ผลกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรมีการหน่วงเวลาเล็กน้อย เนื่องมาจากความถี่ที่ใช้มีค่าสูงขึ้นกว่าในรูปที่ 4.15

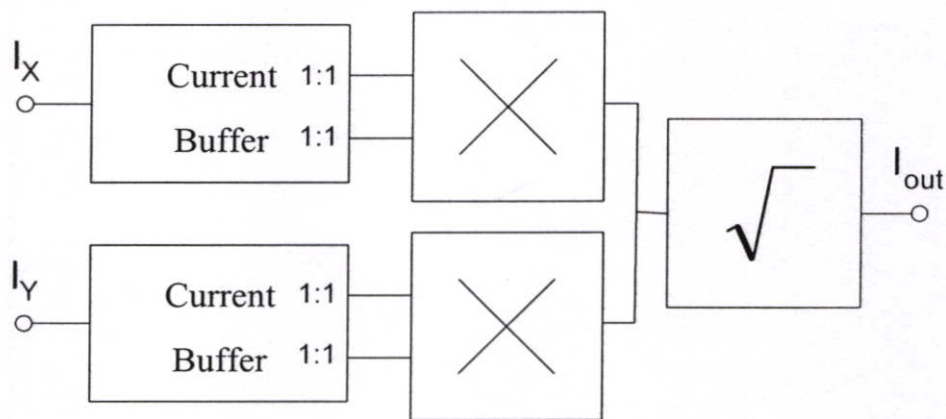


รูปที่ 4.17 สัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ขนาด  $\pm 30\mu A$  ความถี่ 175 MHz



รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรยกกำลังสองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด  $\pm 30\mu A$  ความถี่ 175 MHz

#### 4.4 วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ (Vector Summation Circuit)



รูปที่ 4.19 บล็อกไดอะแกรมวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์

##### 4.4.1 หลักการ

วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์สามารถเขียนแทนได้ด้วยสมการคณิตศาสตร์ คือ

$$I_{out} = \sqrt{I_x^2 + I_y^2} \quad (4.9)$$

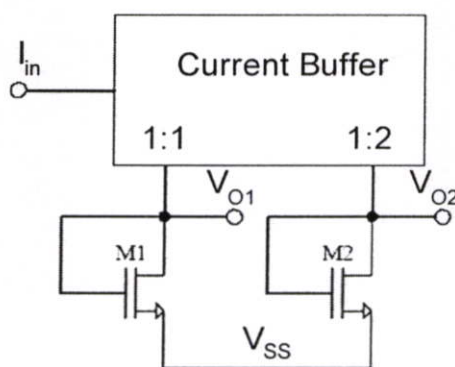
วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์สามารถสร้างขึ้นได้จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 4.19 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ต้องใช้วงจรอครากที่สองเพิ่มเข้าไป จึงจะขอกว่าในส่วนของวงจรอครากที่สองข้างล่างนี้

#### 4.4.2 วงจรถอดรากโหมดกระแส (Current Mode Square Rooting Circuit)

วงจรถอดรากที่สองโหมดกระแสนั้นประกอบด้วยวงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณกระแส เป็นสัญญาณผลต่างแรงดันที่อยู่ในรูปรากที่สอง และวงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณผลต่างแรงดัน ให้กลับมายู่ในรูปกระแส จึงจะได้สัญญาณกระแสที่อยู่ในรูปของรากที่สอง

##### 4.4.2.1 วงจรแปลงสัญญาณกระแส เป็นสัญญาณผลต่างแรงดันที่อยู่ในรูปรากที่สอง

วงจรวจรแปลงสัญญาณกระแส เป็นสัญญาณผลต่างแรงดันที่อยู่ในรูปรากที่สอง [5] นั้นประกอบด้วยวงจรถอดกระแส (Current Buffer) ที่มีสองเอาต์พุต โดยที่ อัตราขยายของ เอาต์พุตทั้งสองนั้น มีค่าที่ไม่เท่ากันคือ อัตราส่วน 1:1 และ 1:2 จากนั้นนำมาป้อนให้กับมอสที่ต่อ อยู่ในรูป Diode Connected ซึ่งอัตราส่วน W/L ของมอสทั้งสองนั้น จะเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้ ซึ่ง ในการออกแบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กำหนดให้มีขนาดที่เท่ากัน แรงดันผลต่างที่เอาต์พุตทั้งสอง นั้น จะอยู่ในรูปรากที่สองของสัญญาณกระแสอินพุต ดังสมการข้างล่างนี้



รูปที่ 4.20 วงจรแปลงสัญญาณกระแส เป็นสัญญาณผลต่างแรงดันที่อยู่ในรูปรากที่สอง

กำหนด มอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 มีค่า  $K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$  เท่ากับ  $K_1$

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{in}}{K_1}} + V_T \quad (4.10)$$

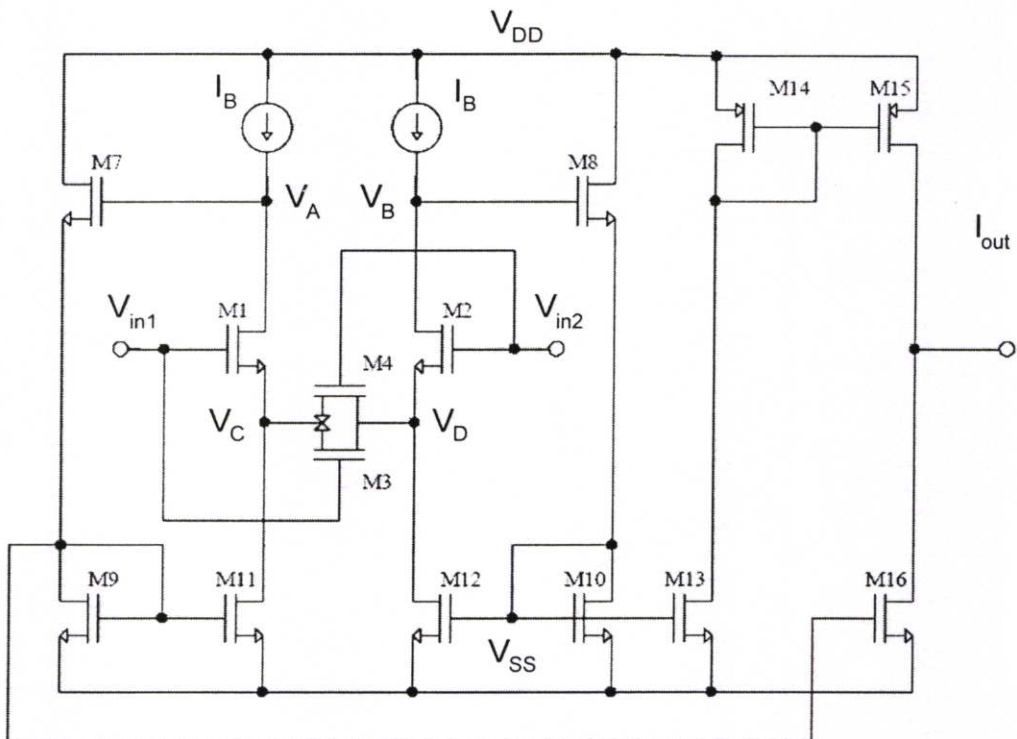
$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{4I_{in}}{K_1}} + V_T \quad (4.11)$$

$$V_{O2} - V_{O1} = V_{GS2} - V_{GS1} \quad (4.12)$$

$$V_{O2} - V_{O1} = \left( \frac{2 - \sqrt{2}}{\sqrt{K_1}} \right) \sqrt{I_m} \quad (4.13)$$

#### 4.4.2.2 วงจรแปลงสัญญาณผลต่างแรงดันเป็นสัญญาณกระแส

วงจรแปลงสัญญาณผลต่างแรงดันเป็นสัญญาณกระแสนี้เป็นวงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง เนื่องจากวงจรมีใช้หลักการ Source Degeneration [15], [17], [27] โดยใช้มอสที่ทำงานในย่านเชิงเส้นมาต่อ และ Adaptive Biasing ซึ่งรูปของวงจรแปลงสัญญาณผลต่างแรงดันเป็นสัญญาณกระแสแสดงดังในรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 วงจรแปลงสัญญาณผลต่างแรงดันเป็นสัญญาณกระแส

กำหนดค่า  $K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$  ของมอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 มีค่าเท่ากับ  $K_2$  และมอสทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 มีค่าเท่ากับ  $K_3$  ซึ่งในวงจรมอสทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 ทำงานในย่านเชิงเส้น ส่วนมอสที่เหลือทั้งหมดทำงานในย่านอิ่มตัว จะได้สมการกระแสทางเอาต์พุตดังนี้

$$I_{D1} = I_{D2} = I_B \quad (4.14)$$

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS3} = \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} + V_T \quad (4.15)$$

$$V_m = V_{in1} - V_{in2} \quad (4.16)$$

$$V_{GS4} = V_{GS1} - V_m \quad (4.17)$$

$$V_{DS3} = V_{DS4} = -V_m \quad (4.18)$$

$$I_{D3} = K_3 \left[ \left( \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} + V_T - V_T \right) (-V_m) - \frac{(-V_m)^2}{2} \right] \quad (4.19)$$

$$I_{D3} = -K_3 V_m \left( \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} + \frac{V_m}{2} \right) \quad (4.20)$$

$$I_{D4} = K_3 \left[ \left( \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} + V_T - V_m - V_T \right) (-V_m) - \frac{(-V_m)^2}{2} \right] \quad (4.21)$$

$$I_{D4} = -K_3 V_m \left( \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} - \frac{V_m}{2} \right) \quad (4.22)$$

$$I_{D3} + I_{D4} = -2K_3 V_m \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} \quad (4.23)$$

$$I_{D5} = I_B + I_{D3} + I_{D4} \quad (4.24)$$

$$I_{D5} = I_B - 2K_3 V_m \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} \quad (4.25)$$

$$I_{D6} = I_B - (I_{D3} + I_{D4}) \quad (4.26)$$

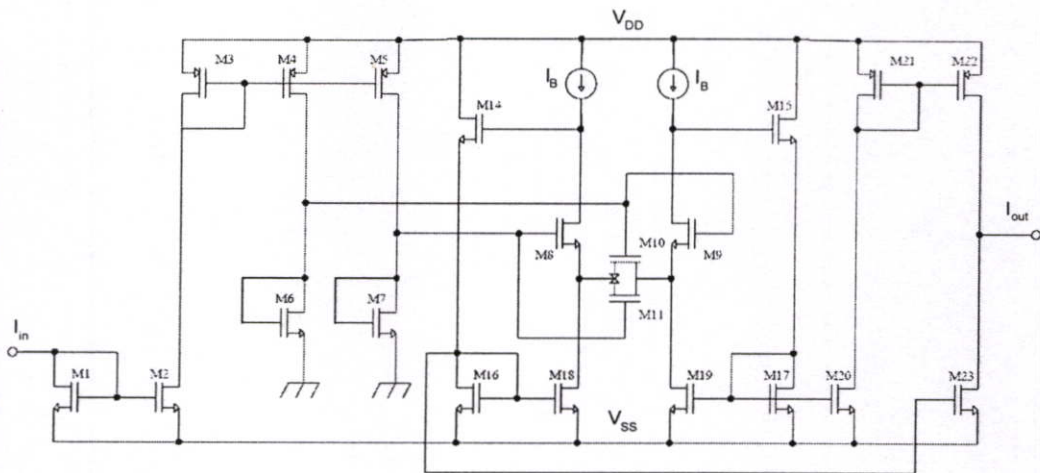
$$I_{D6} = I_B + 2K_3 V_m \sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} \quad (4.27)$$

M11–M14 ทำหน้าที่นำกระแส  $I_{D6} - I_{D5}$  ซึ่งเป็นกระแสเอาต์พุต

$$I_{D6} - I_{D5} = 4K_3V_{in}\sqrt{\frac{2I_B}{K_2}} \quad (4.28)$$

เมื่อนำวงจรแปลงสัญญาณกระแส เป็นสัญญาณผลต่างแรงดันที่อยู่ในรูปกราฟที่สอง และวงจรแปลงสัญญาณผลต่างแรงดันให้กลับมายู่ในรูปกระแส มาต่อกันจะได้วงจรอครากที่สองโหมคกระแส ดังรูปที่ 4.22 ซึ่งสมการความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตและอินพุตแสดงดังในสมการที่ 4.29

$$I_{out} = 3.314K_3\sqrt{\frac{I_B}{K_1K_2}}\sqrt{I_{in}} \quad (4.29)$$



รูปที่ 4.22 วงจรอครากที่สองโหมคกระแส

#### 4.4.3 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรอครากที่สองโหมคกระแส ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 21 ตัว และแหล่งจ่ายกระแส 2 ตัว ซึ่งค่า W/L และขนาดของแหล่งจ่ายกระแส แสดงดังในตารางที่ 4.1 และ 4.2

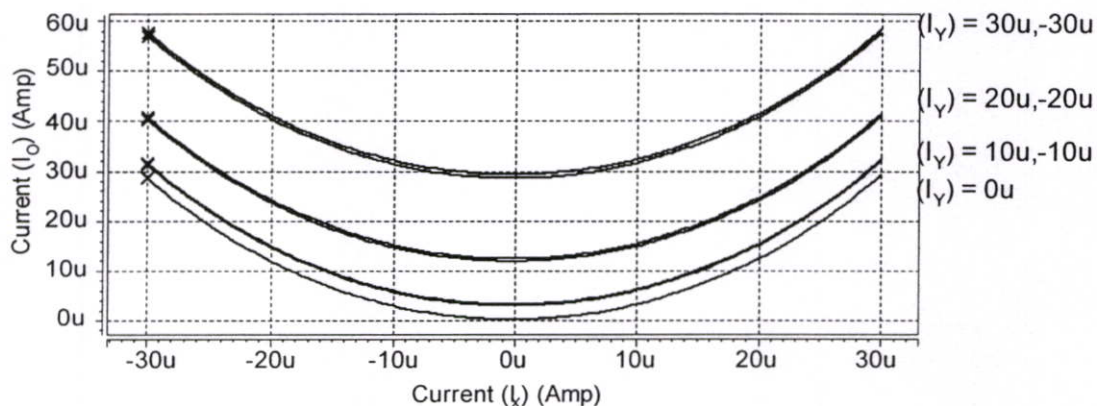
ตารางที่ 4.1 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรอครากที่สองโหมคกระแส

ในรูปที่ 4.22

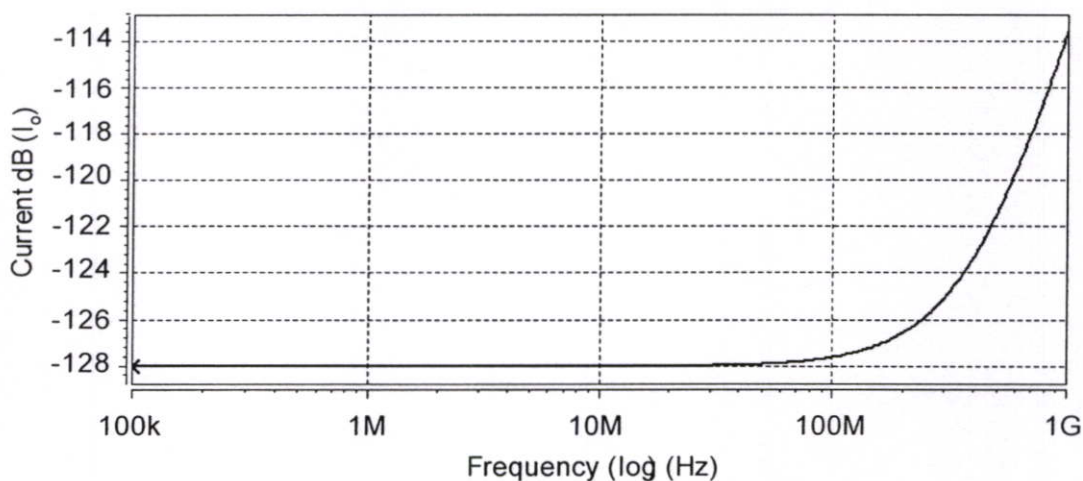
มอสทรานซิสเตอร์	W/L	มอสทรานซิสเตอร์	W/L
M1-M4, M6-M7	1.2/0.2	M8-M9, M12-M21	1.6/0.2
M5	2.4/0.2	M10-M11	0.4/0.2

ตารางที่ 4.2 แสดงขนาดของกระแสไบอัสของวงจรถอดราก็ที่สองโหมดกระแส

แหล่งจ่ายกระแส	ขนาดกระแส
$I_B$	$50\mu A$



รูปที่ 4.23 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์

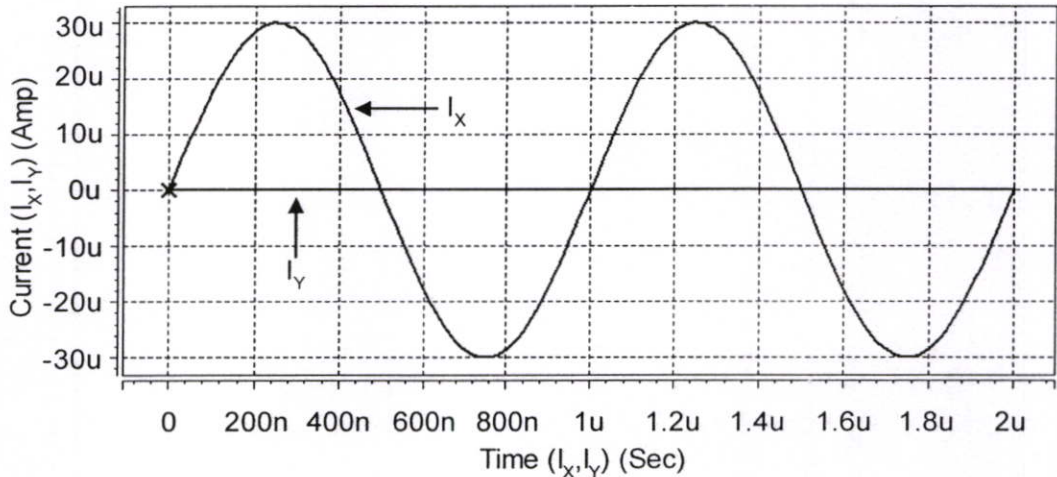


รูปที่ 4.24 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์

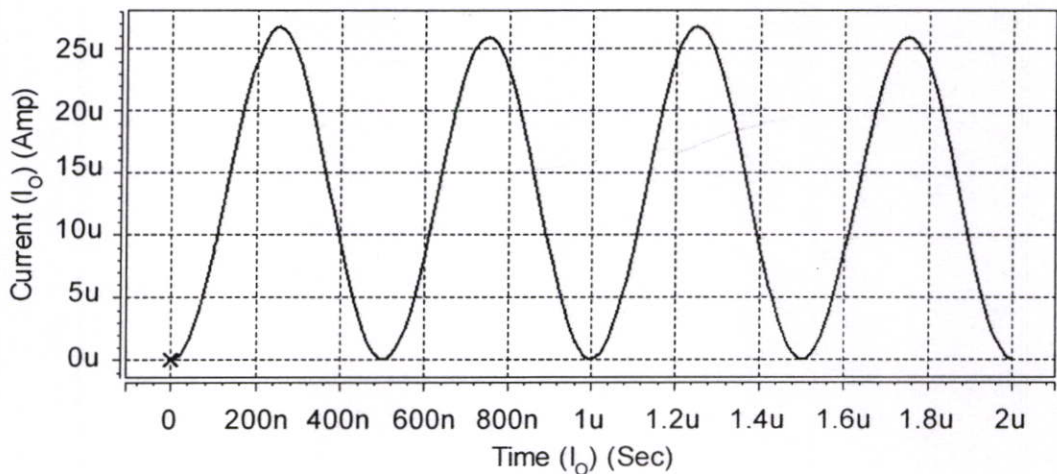
รูปที่ 4.23 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยทดลองป้อนกระแสอินพุตเข้าที่  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่า  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดย  $I_X$  ค่อยๆ เพิ่มค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  ส่วน  $I_Y$  ทำการกวาด หรือ SWEEP ค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดยแบ่งเป็น 7 ส่วนเท่าๆ กันดังรูปที่ 4.23 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อป้อน  $I_Y$  ค่า  $-30\mu A$  และ  $+30\mu A$  ผลที่ได้ขึ้นกราฟไม่ทับกันสนิท ซึ่งสิ่งสำคัญที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนไปเนื่องมาจากสาเหตุหลักคือการ Mismatch ของ Current Mirror และ Channel Length ที่แคบลงนั่นเอง ส่วนรูปที่ 4.24 แสดงผล

การตอบสนองทางความถี่ของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยค่าความถี่ค่อยๆ เพิ่มขึ้นไปจาก 100 kHz ไปจนกระทั่งถึง 1GHz และจากการทดลอง วัดค่า  $\pm 3\text{dB}$  ได้ที่ความถี่ 303 MHz ดังรูป

รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยเป็นสัญญาณอินพุตไซน์ ความถี่ 1 MHz  $\pm 30\mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0\mu\text{A}$  และรูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ ความถี่ 1 MHz  $\pm 30\mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0\mu\text{A}$



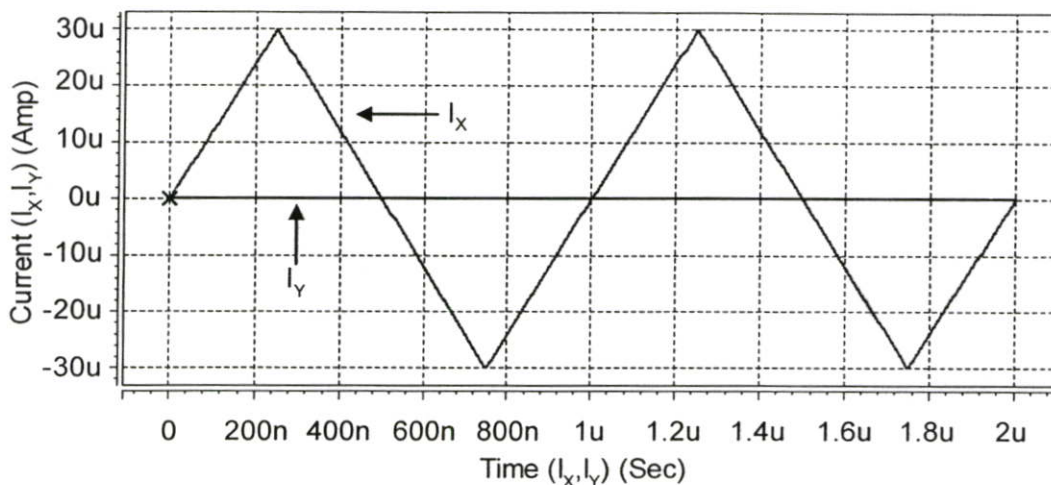
รูปที่ 4.25 สัญญาณอินพุตไซน์ ความถี่ 1 MHz  $\pm 30\mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0\mu\text{A}$



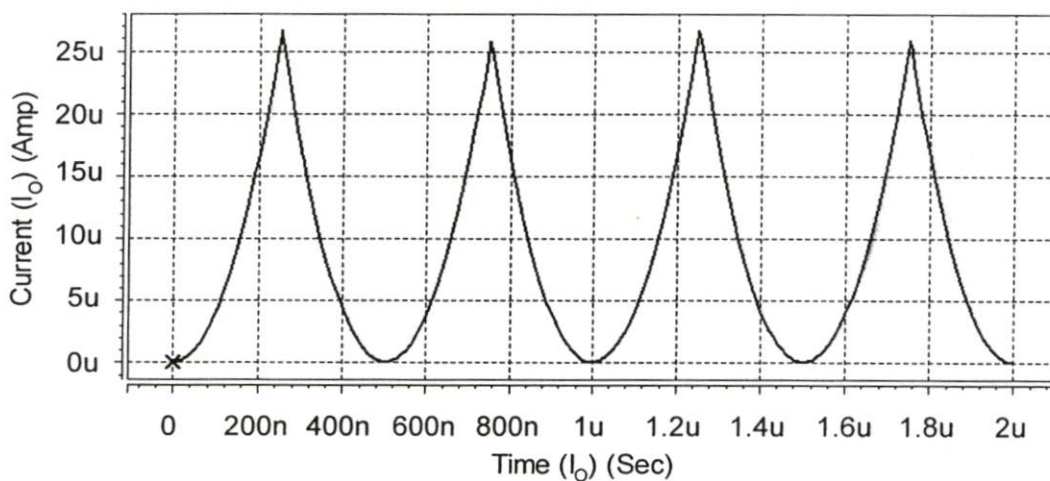
รูปที่ 4.26 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ ความถี่ 1 MHz  $\pm 30\mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0\mu\text{A}$

รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยเป็นสัญญาณอินพุตสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz  $\pm 30\mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0\mu\text{A}$  และรูปที่ 4.28 แสดง

สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตสามเหลี่ยม ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0 \mu\text{A}$

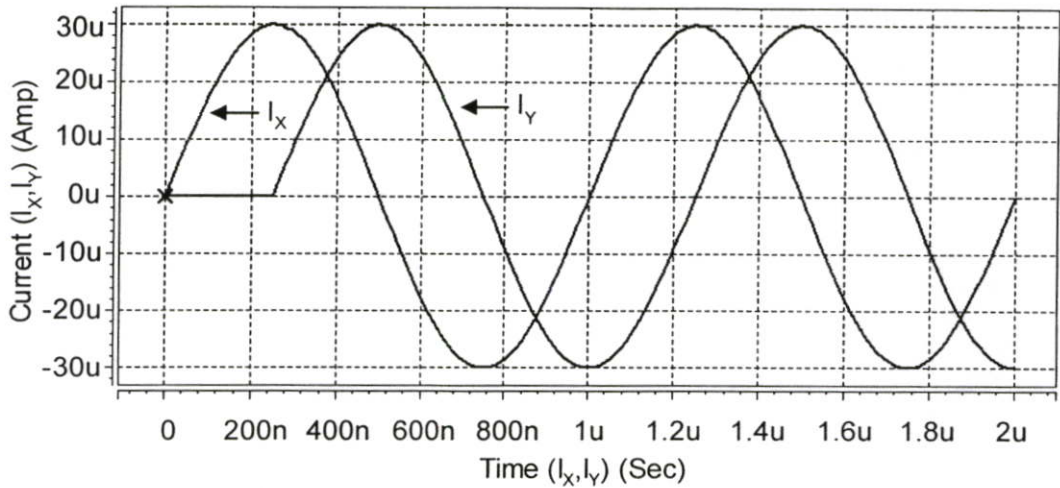


รูปที่ 4.27 สัญญาณอินพุตสามเหลี่ยม ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0 \mu\text{A}$

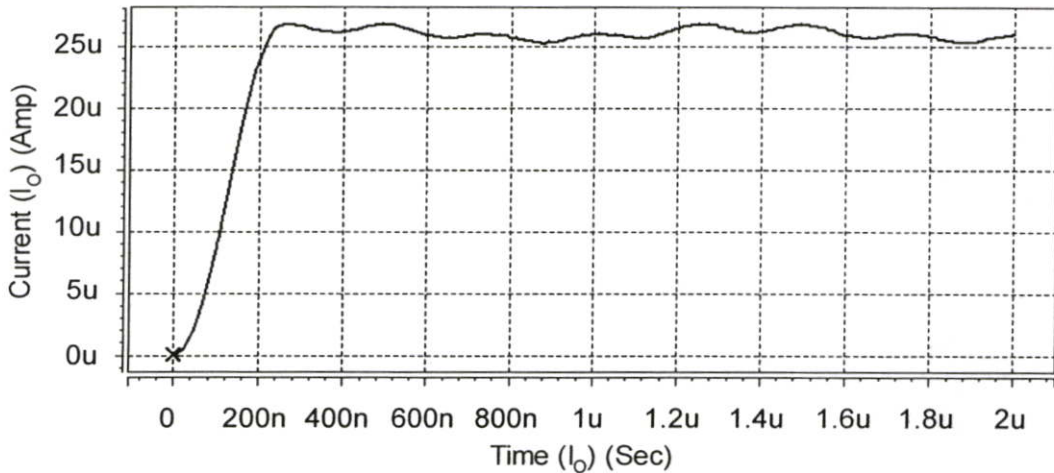


รูปที่ 4.28 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  และสัญญาณไฟตรง  $0 \mu\text{A}$

รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยเป็นสัญญาณอินพุตไซน์ ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  Delay Time = 0 และ  $0.25 \mu\text{sec}$  และรูปที่ 4.30 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตไซน์ ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  Delay Time = 0 และ  $0.25 \mu\text{sec}$



รูปที่ 4.29 สัญญาณอินพุตชานน์ ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  Delay Time = 0 และ  $0.25 \mu\text{sec}$



รูปที่ 4.30 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณชานน์ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  Delay Time = 0 และ  $0.25 \mu\text{sec}$

#### 4.5 วงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier)

[15], [16], [17], [18] ในระบบการสื่อสารข้อมูลต่างๆ นั้นจะต้องมีระบบควบคุมอัตราขยายของสัญญาณทั้งในภาครับและภาคส่งของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อให้ระดับสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดของสัญญาณเหมาะสมและคงที่ วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเป็นวงจรควบคุมอัตราขยายสัญญาณในภาคขยายของระบบการสื่อสารข้อมูล ซึ่งมีส่วนประกอบสำคัญที่สุดคือ วงจรขยายแบบปรับอัตราขยายได้ ซึ่งจะเป็นส่วนที่กำหนดอัตราขยายสูงสุดของวงจร ขนาดของสัญญาณอินพุต อีกทั้ง

เวลาการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต การออกแบบวงจรขยายแบบปรับอัตราขยายที่มีการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายไม่เป็นลักษณะการที่มจะทำให้เวลาการตอบสนองขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุตส่งผลให้ความผิดพลาดของข้อมูลเกิดขึ้น รูปแบบหนึ่งที่ได้มีการเสนอคือ การใช้วิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล โดยการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายจะเป็นเชิงเส้นในรูปแบบเดซิเบล ช่วยให้เวลาการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุตคงที่ และยังทำให้เพิ่มอัตราขยายสูงขึ้น โดยที่มีการสูญเสียกำลังงานน้อยลง

#### 4.5.1 หลักการ

เทคนิคการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลมีอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน ดังสมการที่ 4.30

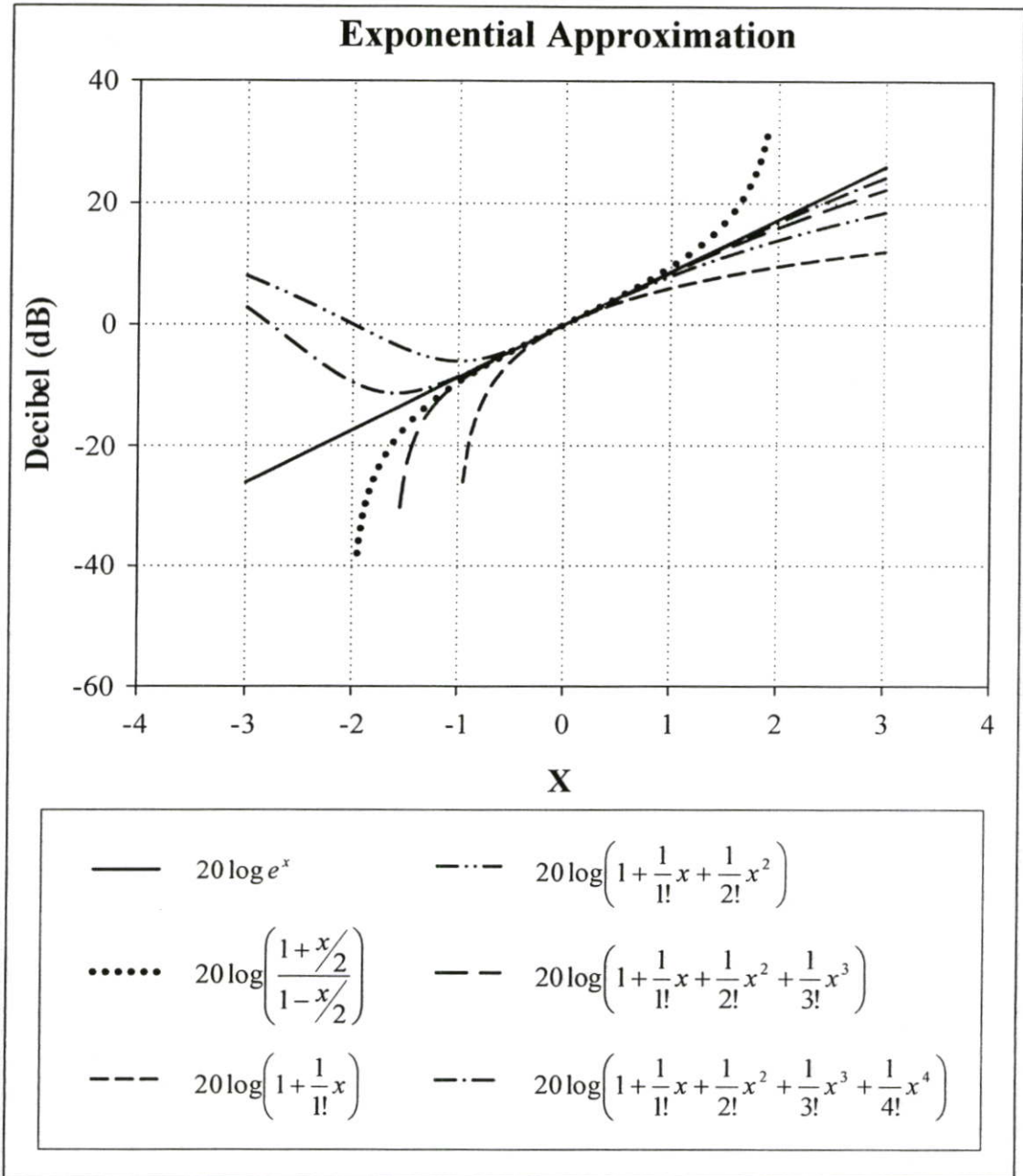
$$e^x = \left( \frac{1 + x/2}{1 - x/2} \right) \quad (4.30)$$

เทคนิคอีกรูปแบบหนึ่งที่ใช้กันมากในปัจจุบันคือ การประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบอนุกรมเทย์เลอร์ โดยมีการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์คือ

$$e^x \cong 1 + \frac{1}{1!}x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots + \frac{1}{n!}x^n + \dots \quad (4.31)$$

จากสมการที่ 4.31 พบว่า การเพิ่มจำนวนพจน์การกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ส่งผลให้การประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลมีความถูกต้องเพิ่มขึ้น จึงส่งผลให้ช่วงการประมาณของ  $x$  ที่ถูกต้องมีค่าสูงขึ้น นอกจากนั้น  $x$  ไม่ถูกกำหนดค่าสูงสุดด้วย

ในการออกแบบวงจรขยายแบบปรับอัตราขยาย ต้องการให้ได้อัตราขยายที่สูงและ มีการสูญเสียกำลังงานน้อย จึงต้องคำนึงถึงจำนวนพจน์ในการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ที่ใช้การประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล โดย กราฟล็อกการิทึมที่แสดงอัตราขยายโดยการขยายเป็นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล และการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลในแบบต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.31



**รูปที่ 4.31** กราฟลือกการที่มของการอัตราขยายโดยการขยายเป็นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล และวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลในแบบต่างๆ

จากรูปที่ 4.31 การกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ถึงพจน์ที่  $x^4$  มีความถูกต้องสูง และมีช่วง  $x$  กว้าง ในการออกแบบจะคำนึงถึงกำลังสูญเสียในวงจรขยายแบบปรับอัตราขยายที่แปรผันตามจำนวนพจน์ที่เพิ่มขึ้น เพราะฉะนั้นจึงเลือกการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลด้วยการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ถึงพจน์ที่  $x^4$

#### 4.5.2 การออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์แบบปรับอัตราขยายโหมดกระแส โดยวิธีประมาณฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่

จากการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์กำลังสี่มีค่าเป็น

$$e^x \cong 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} \quad (4.32)$$

กำหนดให้  $a$  เป็นค่าคงที่เพิ่มช่วงอัตราขยายของวงจรมอดูเลเตอร์ จากสมการที่ 4.32 จะได้ว่า

$$e^{ax} \cong 1 + ax + \frac{(ax)^2}{2} + \frac{(ax)^3}{6} + \frac{(ax)^4}{24} \quad (4.33)$$

วงจรมอดูเลเตอร์แบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสสามารถสร้างจากการคูณกระแสอินพุตกับฟังก์ชันการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลโดยมีสมการคือ

$$I_{out} = I_m \times e^{ax} \quad (4.34)$$

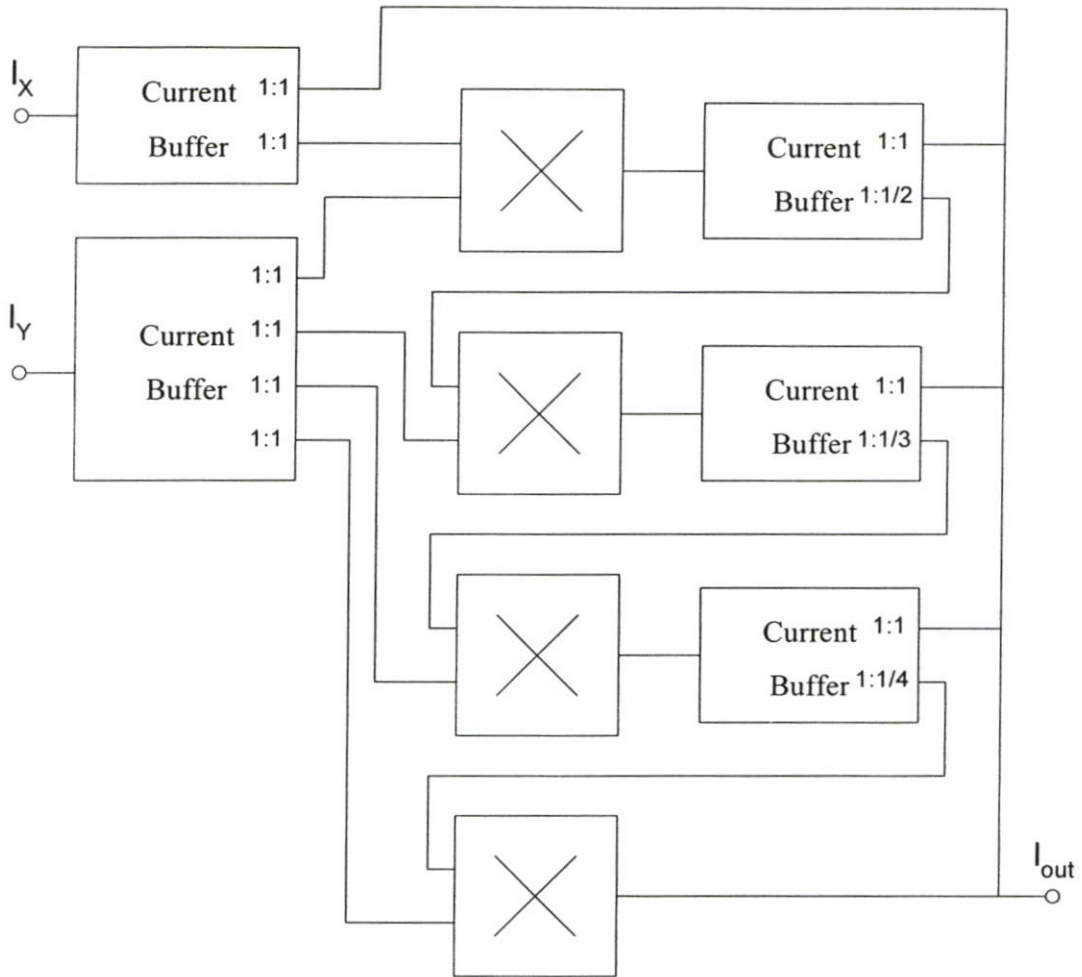
ดังนั้น เมื่อนำสมการที่ 4.33 มาแทนในสมการที่ 4.34 จะได้

$$I_{out} = I_m + aI_m x + \frac{I_m (ax)^2}{2} + \frac{I_m (ax)^3}{6} + \frac{I_m (ax)^4}{24} \quad (4.35)$$

ในการจำลองการทำงานของวงจรมอดูเลเตอร์ ค่า  $a$  ที่ป็นค่าคงที่เพิ่มช่วงอัตราขยายของวงจรมอดูเลเตอร์ก็คือ อัตราขยายของวงจรมอดูเลเตอร์ซึ่งมีค่าประมาณ 66,666.66 ส่วน  $I_m$  ก็คือ  $I_x$  และค่า  $x$  ที่แปรค่าเพื่อปรับอัตราขยายนั้นก็คื  $I_y$  ดังนั้น จึงเขียนความสัมพันธ์ของสมการที่ 4.35 ในรูป  $I_x$  และ  $I_y$  ได้ดังในสมการที่ 4.36

$$I_{out} = I_x + aI_x I_y + \frac{I_x (aI_y)^2}{2} + \frac{I_x (aI_y)^3}{6} + \frac{I_x (aI_y)^4}{24} \quad (4.36)$$

จากสมการที่ 4.36 สามารถทำให้เป็นจริงได้โดยการต่อวงจรดังบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่

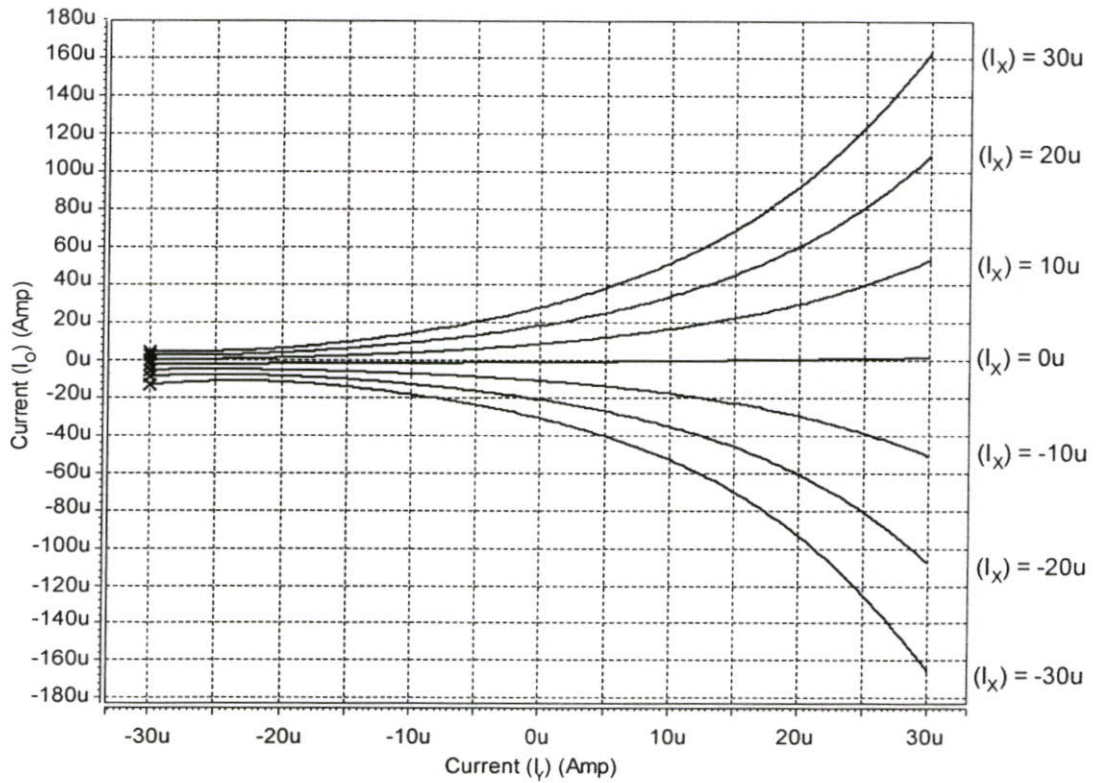


รูปที่ 4.32 บล็อกไดอะแกรมวงจรรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสโดยวิธีการประมาณ  
เอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier)

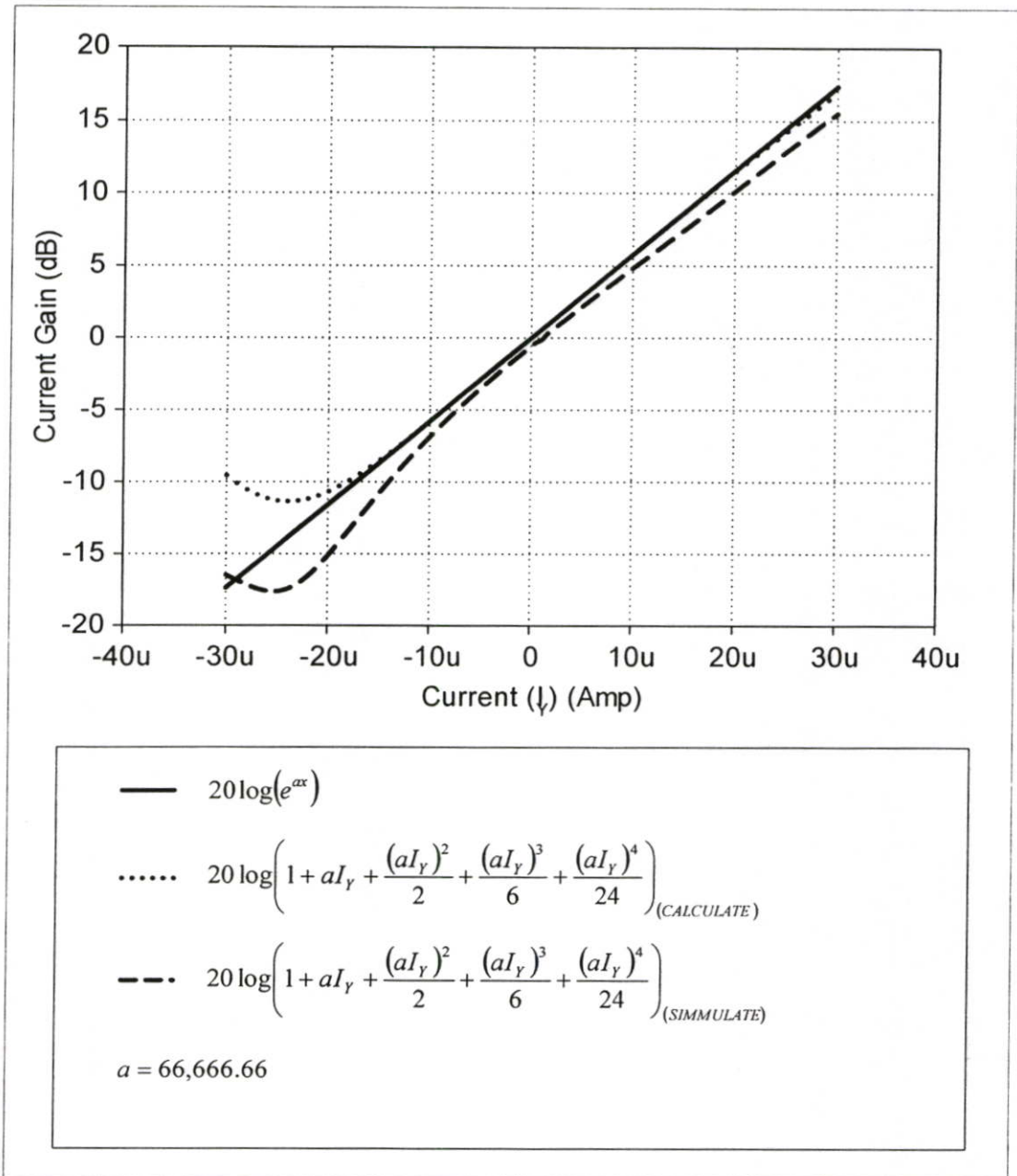
#### 4.5.3 ผลการจำลองการทำงาน

รูปที่ 4.33 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล โดยทดลองป้อนกระแสอินพุตเข้าที่  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่า  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดย  $I_Y$  ค่อยๆเพิ่มค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  ส่วน  $I_X$  ทำการกวาดหรือ SWEEP ค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดยแบ่งเป็น 7 ส่วนเท่าๆกันดังรูป ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า ในช่วงที่  $I_Y < 0\mu A$  นั้น กราฟค่อนข้างไม่เรียบโดยเฉพาะเมื่อ  $I_X = 0\mu A$  เนื่องจากว่าวงจรรขยายนี้เป็นวิธีการประมาณดังนั้นจึงทำให้มีการผิดพลาดไปบ้าง ส่วนรูปที่ 4.34 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายกระแสของวงจรในรูปแบบเดซิเบล ระหว่างฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียล กับอนุทแยงที่ได้จากการคำนวณและการจำลองวงจร ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลโดยใช้การขยายพจน์ถึงพจน์  $X^4$  ถือว่าค่อนข้างใกล้เคียงมากในช่วง  $I_Y > 0\mu A$  สาเหตุหลักที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนไปเนื่องมาจากการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแส

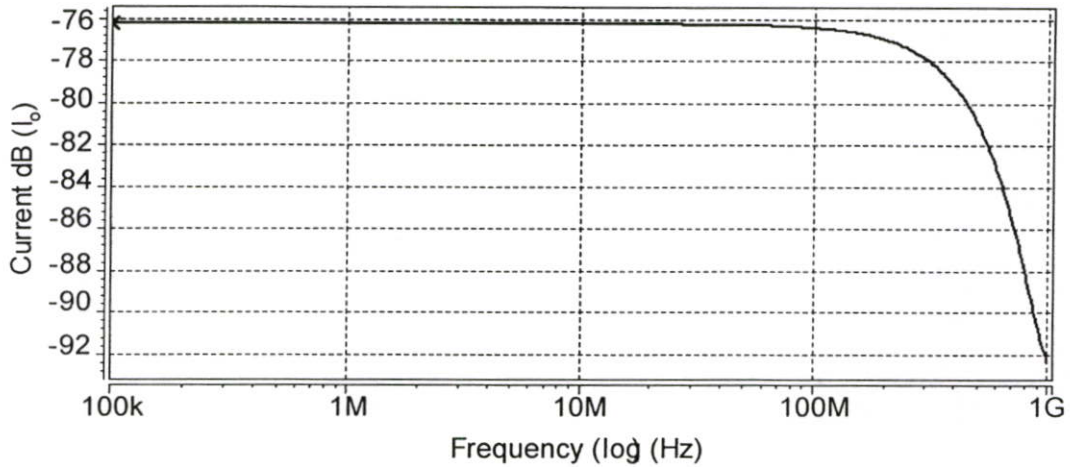
นั่นเอง รูปที่ 4.35 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่ายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล โดยค่าความถี่ค่อยๆ เพิ่มขึ้นไปจาก 100 kHz ไปจนกระทั่งถึง 1 GHz และจากการทดลอง วัดค่า  $-3\text{dB}$  ได้ที่ความถี่ 400 MHz



รูปที่ 4.33 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรถ่ายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแส โดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล



รูปที่ 4.34 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายกระแสของวงจรในรูปแบบเดซิเบลระหว่างฟังก์ชัน เอ็กซ์โพเนนเชียล กับอนุทแยงเลอร์ที่ได้จากการคำนวณและการจำลองวงจร

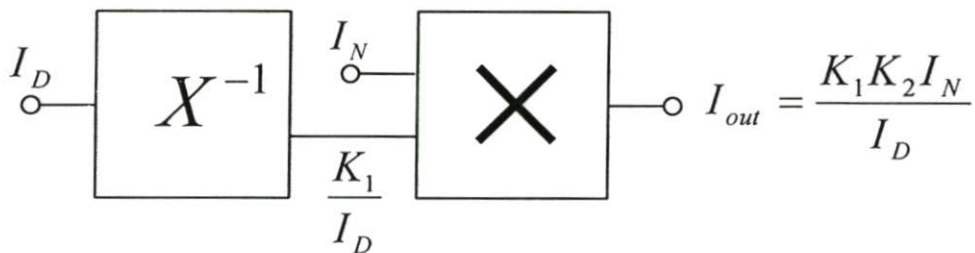


รูปที่ 4.35 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแส โดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล

#### 4.6 วงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ (Two Quadrant Current Divider Circuit)

##### 4.6.1 หลักการ

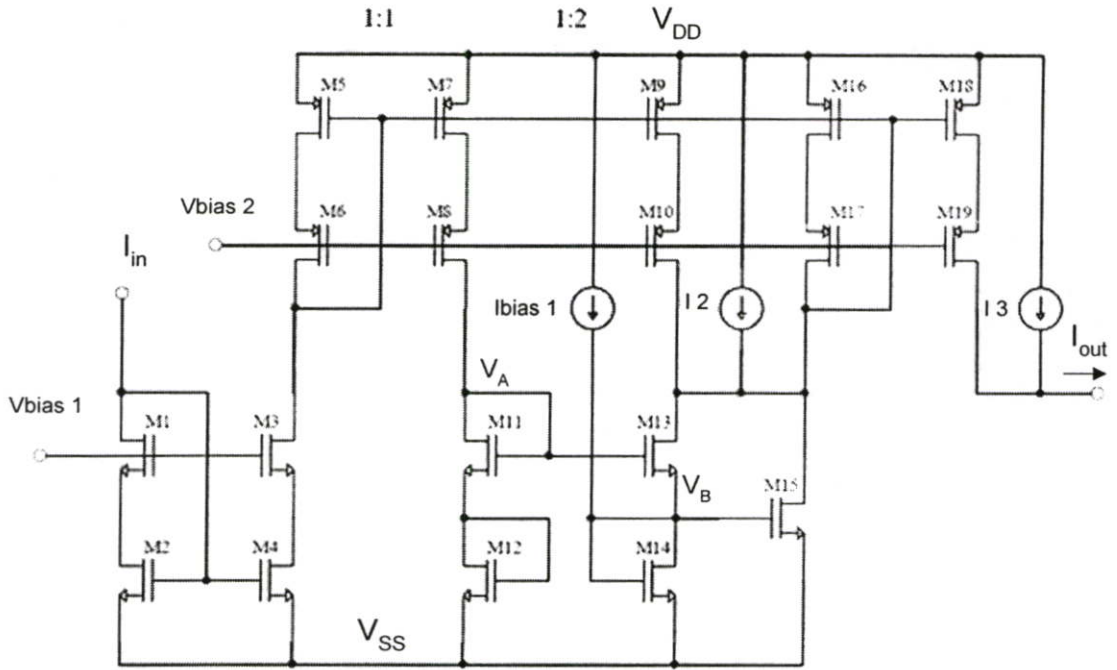
วงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ประกอบด้วยวงจรอินเวอร์ตสัญญาณกระแส และ วงจรคูณสัญญาณกระแส โดยเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์ตสัญญาณกระแสจะถูกป้อนให้กับวงจรคูณสัญญาณกระแส จึงทำให้ได้วงจรหารสัญญาณกระแสดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.36



รูปที่ 4.36 บล็อกไดอะแกรมของวงจรหารสัญญาณกระแส

##### 4.6.2 วงจรอินเวอร์ตสัญญาณกระแส (Current Inverse Circuit)

[19] มอสทรานซิสเตอร์ที่สำคัญในวงจร ที่ทำหน้าที่อินเวอร์ตค่าสัญญาณกระแสได้แก่ ทรานซิสเตอร์ M11 – M15 และแหล่งจ่ายกระแส I<sub>bias</sub> 1 ส่วนมอสทรานซิสเตอร์ที่เหลือทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรนี้ทำงานในย่านอิ่มตัวซึ่งมีหลักการดังนี้



รูปที่ 4.37 วงจรอินเวอร์ตสัญญาณกระแส

กำหนด มอสมทรานซิสเตอร์ M11 – M15 มีค่า  $K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$

เท่ากับ  $K_{11} = K_{12} = mK_{13} = mK_{14} = mK_{15} = mK$

$$V_{GS11} = V_{GS12} = \sqrt{\frac{2I_{in}}{mK}} + V_T \quad (4.37)$$

$$V_A = \sqrt{\frac{8I_{in}}{mK}} + 2V_T \quad (4.38)$$

$$V_B = \sqrt{\frac{2(I_{bias1} + I_{D13})}{K}} + V_T \quad (4.39)$$

$$V_{GS13} = V_A - V_B = \sqrt{\frac{8I_{in}}{mK}} - \sqrt{\frac{2(I_{bias1} + I_{D13})}{K}} + V_T \quad (4.40)$$

$$I_{D13} = \frac{K}{2} \left[ \sqrt{\frac{8I_{in}}{mK}} - \sqrt{\frac{2(I_{bias1} + I_{D13})}{K}} \right]^2 \quad (4.41)$$

$$I_{D13} = \frac{I_{in}}{m} + \frac{mI_{bias1}^2}{16I_{in}} - \frac{I_{bias1}}{2} \quad (4.42)$$

$$I_{D15} = I_{D13} + I_{bias1} = \frac{I_{in}}{m} + \frac{mI_{bias1}^2}{16I_{in}} + \frac{I_{bias1}}{2} \quad (4.43)$$

$$I_{D13} + I_{D15} = \frac{2I_{in}}{m} + \frac{mI_{bias1}^2}{8I_{in}} \quad (4.44)$$

กำหนดให้  $m = 1$  และ  $I_{D9} = I_{D10} = 2I_{in}$  ส่วน  $I_2$  และ  $I_3$  ทำหน้าที่ปรับ DC offset ดังนั้นจะได้

$$I_{out} = \frac{I_{bias1}^2}{8I_{in}} \quad (4.45)$$

ซึ่งเมื่อเรานำเอาสัญญาณกระแสที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมอนิเตอร์สัญญาณกระแส ป้อนให้กับวงจรมอนิเตอร์กระแสสี่ควอดแรนต์ ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.36 เราก็จะได้วงจรมอนิเตอร์กระแสสองควอดแรนต์ เนื่องจากอัตราขยายของวงจรมอนิเตอร์กระแสมีค่าประมาณเท่ากับ 66,666 เท่า ดังนั้น สมการของวงจรมอนิเตอร์กระแสสองควอดแรนต์ ที่ป้อนสัญญาณกระแสพิเศษเป็น  $I_Y$  และ ตัวส่วนเป็น  $I_X$  คือ

$$I_{out} = \frac{8333.25 \times I_{bias1}^2 \times I_Y}{I_X} \quad (4.46)$$

#### 4.6.3 ผลการจำลองการทำงาน

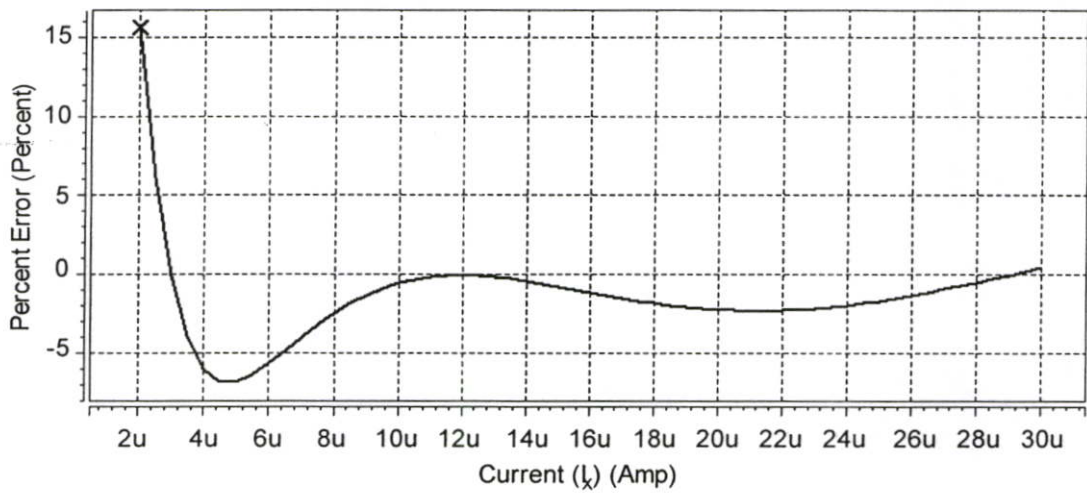
วงจรมอนิเตอร์กระแสสองควอดแรนต์ประกอบด้วยวงจรมอนิเตอร์สัญญาณกระแส และวงจรมอนิเตอร์กระแสสี่ควอดแรนต์ ซึ่งวงจรมอนิเตอร์สัญญาณกระแสประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 19 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 2 ตัว และแรงดัน 2 ตัว ซึ่งค่า W/L และขนาดของแหล่งจ่ายกระแสแสดงดังในตารางที่ 4.3 และ 4.4

ตารางที่ 4.3 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรมอนิเตอร์สัญญาณกระแสในรูปที่ 4.37

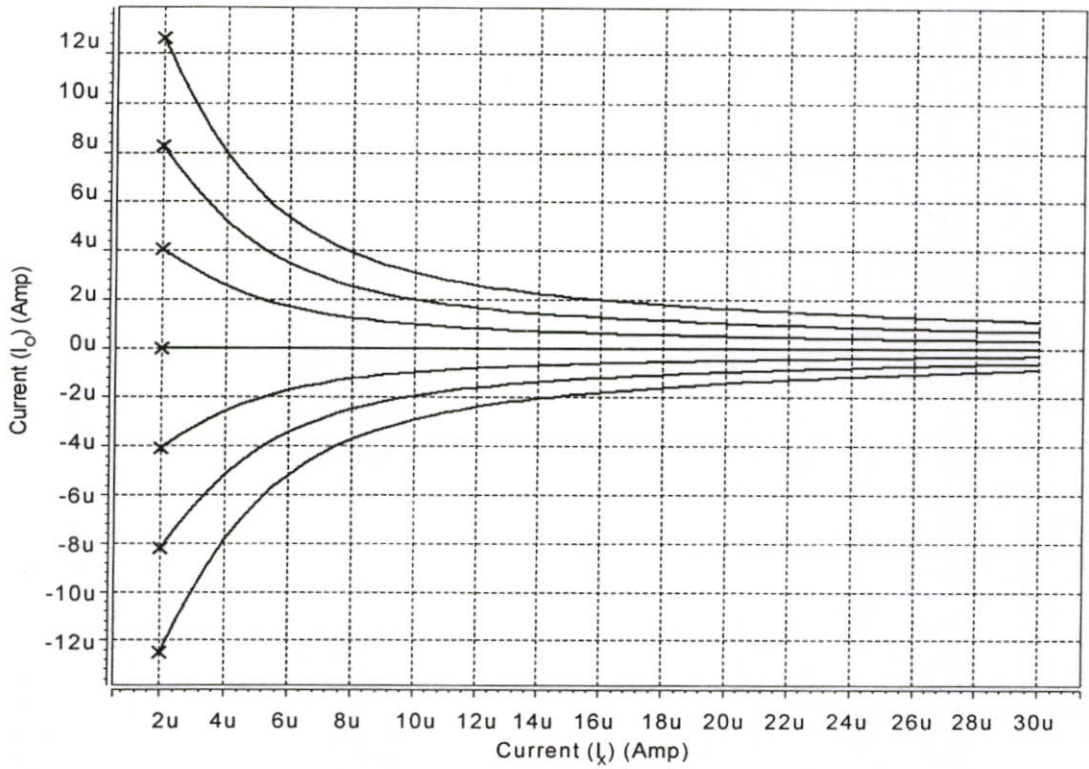
มอสทรานซิสเตอร์	W/L
M1-M4	1.2/0.2
M5-M8, M11-M19	0.5/0.2
M9-M10	1.0/0.2

ตารางที่ 4.4 แสดงขนาดของกระแสและแรงดันไบอัสของวงจรมินิเวร์ตัสสัญญาณกระแส

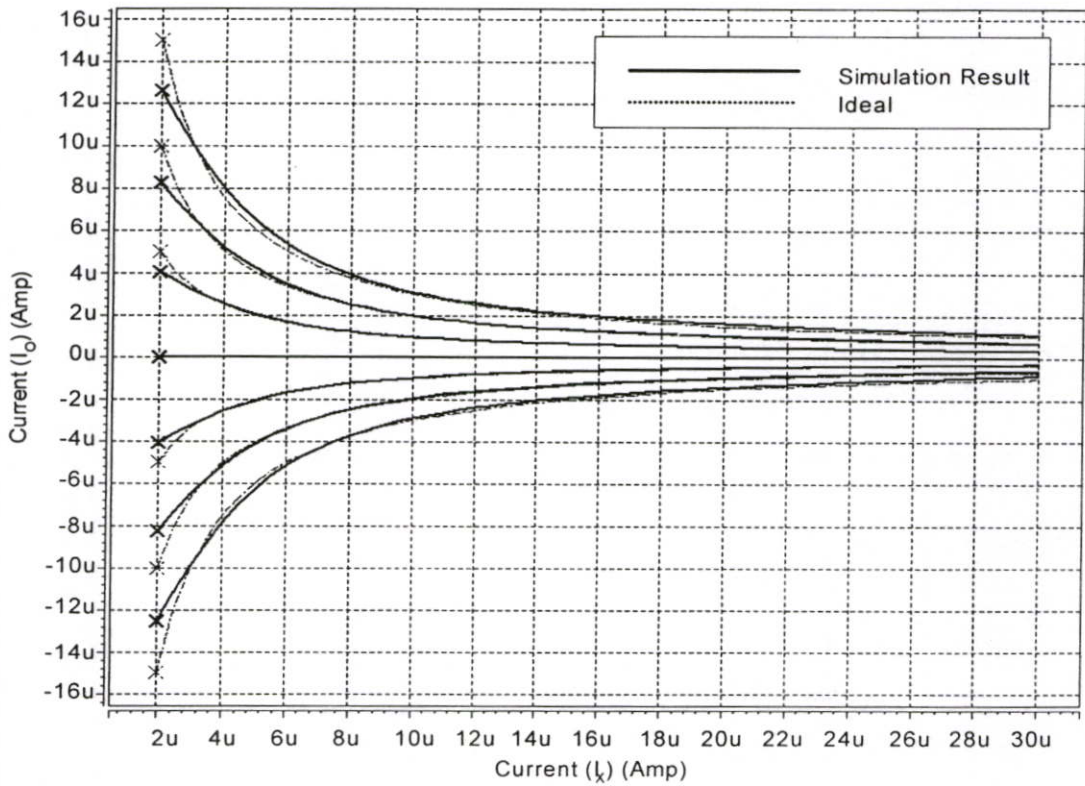
แหล่งจ่ายกระแส	ขนาดกระแส
$I_{bias1}$	$10.95\mu A$
$I_2$	$3.5\mu A$
$I_3$	$0.29\mu A$
แหล่งจ่ายแรงดัน	ขนาดกระแส
$V_{bias1}$	$1.3V$
$V_{bias2}$	$0.5V$



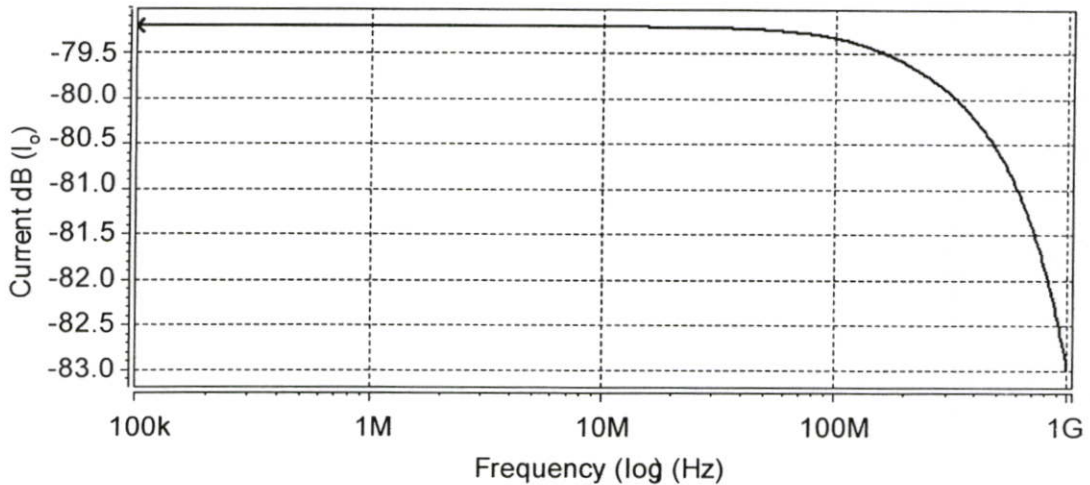
รูปที่ 4.38 เปรูเซ็นความความผิดพลาดของวงจรมินิเวร์ตัสสัญญาณกระแส



รูปที่ 4.39 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์



รูปที่ 4.40 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์เทียบค่ากับค่าทางอุดมคติ

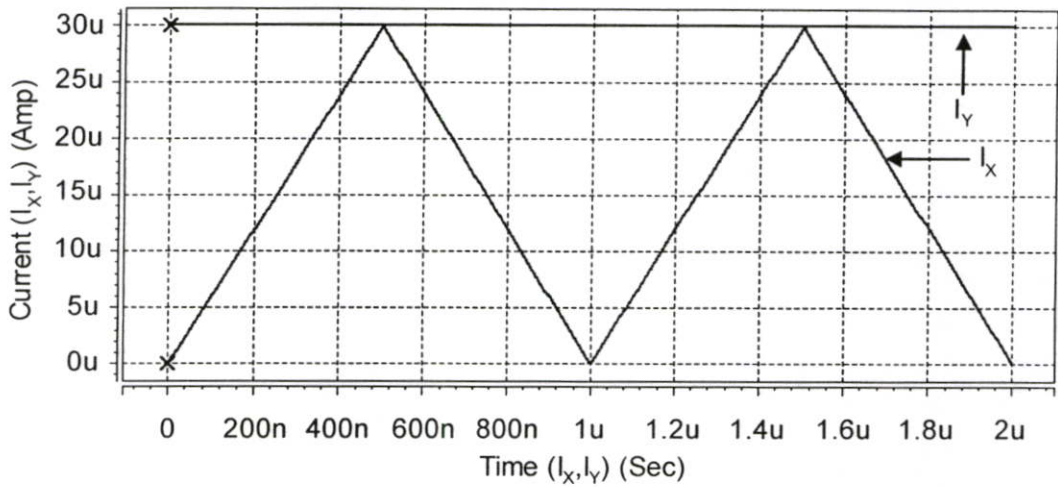


รูปที่ 4.41 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์

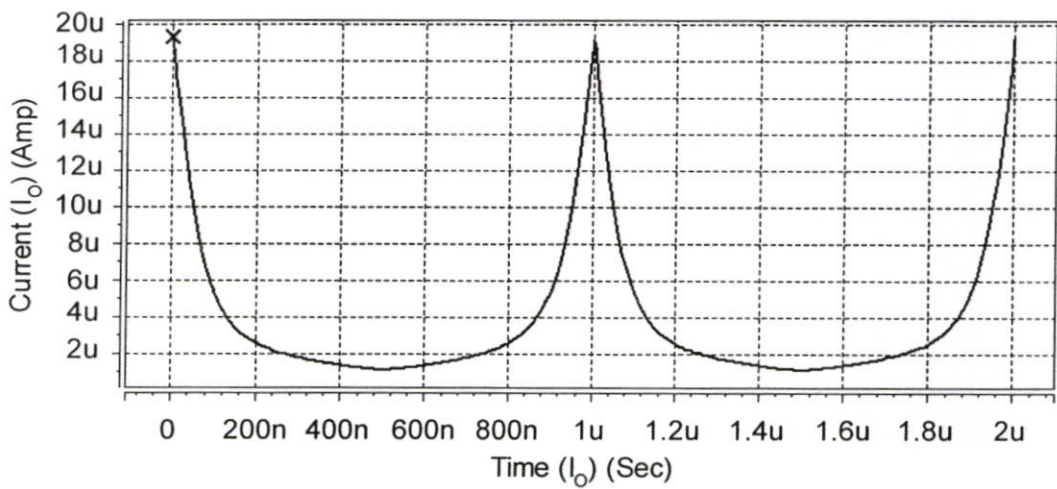
รูปที่ 4.38 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของวงจรอินเวอร์สสัญญาณกระแส ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อกระแสของส่วนที่เป็นตัวหารนั้น เข้าใกล้ศูนย์ค่ากระแสเอาต์พุตจะมีค่าสูงมาก ซึ่งถ้าตามอุดมคติแล้วนั้นถ้าตัวหามีค่าเท่ากับศูนย์นั้น จะต้องได้เอาต์พุตเป็นอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วเป็นไปไม่ได้ จึงได้ทำการจำลองการทำงานตัวต่อช่วงอินพุต  $2\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  รูปที่ 4.39 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ โดยทดลองป้อนกระแสอินพุต  $I_x$  ซึ่งเป็นตัวส่วนและ  $I_y$  ซึ่งเป็นตัวเศษ  $I_x$  ค่อยๆเพิ่มค่าจาก  $2\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  ส่วน  $I_y$  ทำการกวาด หรือ SWEEP ค่าจาก  $-30\mu A$  ถึง  $+30\mu A$  โดยแบ่งเป็น 7 ส่วนเท่าๆกันดังรูปรูปที่ 4.41 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ที่เทียบค่ากับค่าทางอุดมคติ ส่วนรูปที่ 4.41 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ โดยค่าความถี่ค่อยๆ เพิ่มขึ้นไปจาก 100 kHz ไปจนกระทั่งถึง 1GHz และจากการทดลอง วัดค่า -3dB ได้ที่ความถี่ 857 MHz ดังรูป

รูปที่ 4.42 แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ โดยสัญญาณอินพุตเป็นไฟตรง  $30\mu A$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz  $\pm 15\mu A$  Offset  $15\mu A$  และรูปที่ 4.43 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นไฟตรง  $30\mu A$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz  $\pm 15\mu A$  Offset  $15\mu A$

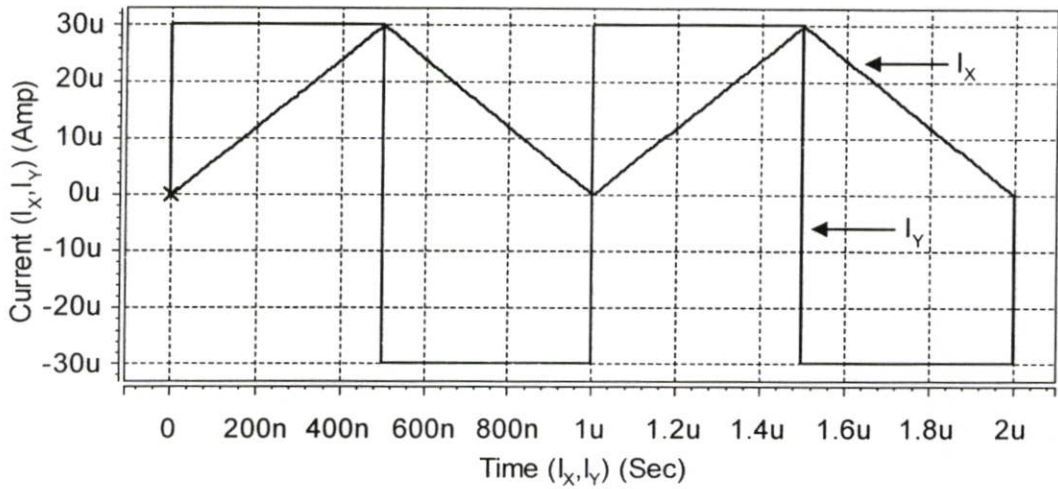
รูปที่ 4.44 แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ โดยสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณพัลส์ ความถี่ 1 MHz  $\pm 30\mu A$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz  $\pm 15\mu A$  Offset  $15\mu A$  และรูปที่ 4.45 แสดงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณพัลส์ ความถี่ 1 MHz  $\pm 30\mu A$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz  $\pm 15\mu A$  Offset  $15\mu A$



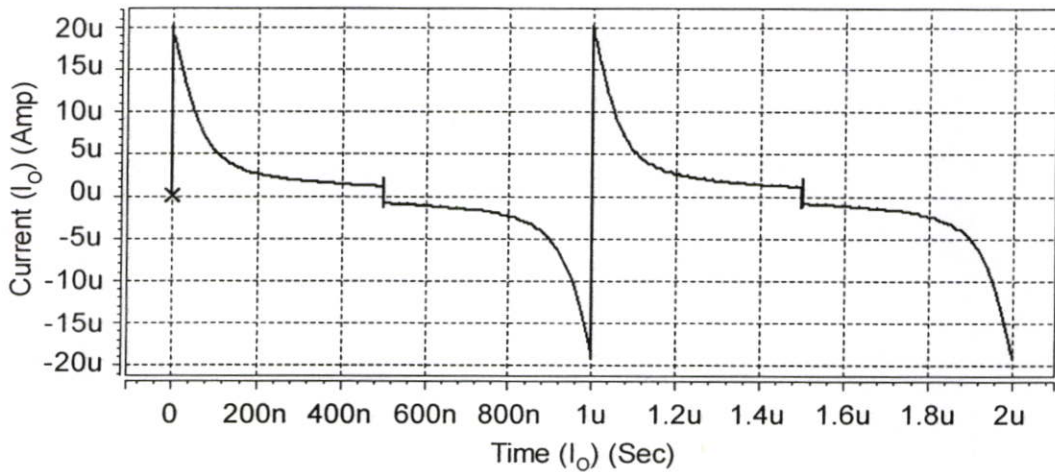
รูปที่ 4.42 สัญญาณอินพุตเป็นไฟตรง  $30\mu\text{A}$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz  $\pm 15\mu\text{A}$  Offset  $15\mu\text{A}$



รูปที่ 4.43 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นไฟตรง  $30\mu\text{A}$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 1 MHz  $\pm 15\mu\text{A}$  Offset  $15\mu\text{A}$



รูปที่ 4.44 สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณพัลส์ ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 15 \mu\text{A}$  Offset  $15 \mu\text{A}$



รูปที่ 4.45 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณพัลส์ ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 30 \mu\text{A}$  และสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่  $1 \text{ MHz} \pm 15 \mu\text{A}$  Offset  $15 \mu\text{A}$

#### 4.7 สรุป

วงจรคุณสัญญาณกระแสสี่ควอดแรนท์นั้น เป็นวงจรที่มีความสำคัญอย่างมากในการสื่อสาร และมีการประยุกต์ใช้งานมากวงจรหนึ่ง ซึ่งในบทนี้ได้นำวงจรคุณสัญญาณกระแสสี่ควอดแรนท์มาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมอดูเลททางขนาด (Amplitude Modulation: AM), วงจรกำลังสอง (Squaring Circuit), วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ (Vector Summation Circuit), วงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมดกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier) และวงจรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ (Two Quadrant Current Divider Circuit) และทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSpice

## บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

## 5.1 บทนำ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรคุณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ ในรูปกระแส ทำงานที่ศักย์ต่ำ และทำงานในย่านความถี่สูง พร้อมการประยุกต์ใช้งาน ซึ่งวงจรคุณสัญญาณกระแสนั้นอาศัยกฎของสมการกำลังสองจากสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านอิ่มตัว ภายในวงจรคุณนั้นประกอบด้วยวงจรร้อยได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบสองทิศทาง ที่ประยุกต์เป็นวงจรวกกระแส และลบกระแส วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันซึ่งนำมาประยุกต์เป็นวงจรถ่ายกำลังสอง แล้วนำกระแสมาบวกและลบกัน เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณกระแสคุณกัน

วงจรคุณที่นำเสนอใช้นั้นใช้เทคโนโลยี CMOS ขนาด  $0.18 \mu m$  ของ TSMC เบอร์ t46u\_lo\_epi

ในการออกแบบ โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงต่ำเพียง  $\pm 1V$  ภายในวงจรประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์จำนวน 52 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 8 ตัว และแหล่งจ่ายแรงดัน 2 ตัว ช่วงปฏิบัติการทางอินพุตกว้างถึง  $\pm 30 \mu A$  และช่วงปฏิบัติการทางเอาต์พุตกว้างถึง  $\pm 60 \mu A$  จึงทำให้อัตราการขยายกระแสของวงจรมีค่าประมาณ 66,666.66 เท่า การวัดและทดสอบวงจรพบว่าวงจรคุณที่เสนอนั้นมีค่า Nonlinearity error เท่ากับ 1.89% ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรวัดค่า -3 dB ได้ที่ 1.87 GHz และวงจรคุณที่นำเสนอใช้นั้นใช้พลังงานเท่ากับ 2.1041mW

การประยุกต์การใช้งานของวงจรคุณที่นำเสนอได้นำมาประยุกต์เป็นวงจรมอดูเลททางขนาด (Amplitude Modulation: AM), วงจรถ่ายกำลังสอง (Squaring Circuit), วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ (Vector Summation Circuit), วงจรขยายแบบปรับอัตราขยายโหมคกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล (Pseudo-Exponential Current Mode Variable Gain Amplifier) และวงจรรหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท์ (Two-Quadrant Current Divider Circuit)

การประยุกต์การใช้งานของวงจรคุณที่นำเสนอเป็นวงจรมอดูเลททางขนาดนั้น ไม่จำเป็นที่ต้องเพิ่มวงอื่นๆ เข้าไป เนื่องจากว่าการมอดูเลทนั้นเป็นการคูณกันระหว่างสัญญาณสองสัญญาณซึ่งจะทำให้ขนาดของสัญญาณคลื่นพหุนั้นเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร

วงจรถ่ายกำลังสองสัญญาณกระแสนั้น ต้องเพิ่มวงจรรัดลอคกระแสสองเอาต์พุตเข้าไปเพื่อป้อนให้กับอินพุตทั้งสองของวงจรถ่ายกำลังสอง ซึ่งทำให้กราฟคุณลักษณะทางไฟตรงมีความสมมาตรและผลตอบสนองทางความถี่มีค่าสูงกว่าการป้อนสัญญาณอินพุตให้กับขั้วทั้งสองของวงจรถ่ายกำลังสองโดยตรงจากการทดสอบวงจรถ่ายกำลังสองเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์แล้ว พบว่าความถี่ของสัญญาณ

ชายน์ทางเอาท์พุทนั้นเพิ่มเป็นสองเท่า ดังนั้น เราจึงกล่าวได้ว่าวงจรกำลังสองสัญญาณกระแสนั้น เป็นวงจรที่มีความถี่สัญญาณชายน์

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ นั้นต้องเพิ่มวงจรถงไปอีกสามวงจรถือวงจรถัดลอก สัญญาณกระแสแบบ 1:1 จำนวน 2 วงจรถง และวงจรถอดราก็สองโหมคกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงอีกหนึ่งวงจรถง การที่วงจรถอดราก็สองโหมคกระแสมีความเป็นเชิงเส้นสูงนั้น เนื่องมาจาก การใช้เทคนิค Source Degeneration โดยใช้มอสที่ทำงานในย่านเชิงเส้นมาต่อ และเทคนิค Adaptive Biasing เพื่อปรับอัตราส่วนของแรงดันให้คงที่เสมอ

วงจรถายแบบปรับอัตราขยายโหมคกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล ก็เป็นอีกวงจรถงหนึ่งซึ่งน่าสนใจมากเนื่องจากการออกแบบวงจรถายแบบปรับอัตราขยายที่มีการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายไม่เป็นลักษณะที่ม จะทำให้เวลาการตอบสนองขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต ส่งผลให้ความผิดพลาดของข้อมูลเกิดขึ้น รูปแบบหนึ่งที่ได้มีการเสนอคือ การใช้วิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล โดยการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายจะเป็นเชิงเส้นในรูปแบบเคซิเบล ช่วยให้เวลาการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุตคงที่ และยังทำให้เพิ่มอัตราขยายสูงขึ้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้วิธีการของอนุกรมเทย์เลอร์ที่กระจายถึงพจน์  $x^4$  ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับการขยายแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ประโยชน์ที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของวงจรถายแบบปรับอัตราขยายโหมคกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียลคือ การหลีกเลี่ยงการใช้มอสทรานซิสเตอร์หรือเทคโนโลยี BiCMOS ซึ่งทำให้ต้นทุนการผลิตวงจรถวม (IC) สูงกว่าการผลิตโดยเทคโนโลยี CMOS

วงจรถหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนทนั้นต้องเพิ่มวงจรถงเข้าไปอีก 1 วงจรถือ วงจรถอินเวอร์สสัญญาณกระแส แล้วนำเอาท์พุทที่ได้จากวงจรถอินเวอร์สสัญญาณกระแส ไปป้อนให้กับวงจรถคูณสัญญาณกระแส 4 ควอดแรนท จึงทำให้ได้วงจรถหารสัญญาณกระแสสองควอดแรนท ซึ่งวงจรถหารสัญญาณกระแสนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรถ Demod ทางขนาด หรือ Amplitude Demodulation โดยต้องใช้วงจรถรองความถี่ต่ำผ่านเพิ่มเข้าไปด้วย

## 5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

ในการจำลองการทำงานนั้นผลที่ได้จะไม่เท่ากับผลที่ได้จากการคำนวณ สาเหตุหลักเนื่องมาจากสมการที่เราใช้ในการคำนวณด้วยมือนั้นเป็นสมการอย่างง่าย ซึ่งเมื่อเราจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมั้น สมการของมอสทรานซิสเตอร์ขึ้นอยู่กับตัวแปรมากมาย ผลที่ได้ทั้งสองจึงไม่ตรงกันแต่ก็ถือว่าไม่แตกต่างกันมากนัก ดังนั้น วิธีการแก้ไขคือ ทดลองปรับค่าต่างๆ เช่น  $w/L$  แรงดันไบอัส หรือกระแสไบอัสดู เพื่อให้ได้ผลตามที่เราร้องการมากที่สุด

## บรรณานุกรม

- [1] สมเกียรติ สุภเดช. 2542. **เซมิคอนดักเตอร์ฟิสิกส์**. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : แผนกตำรา คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [2] สมเกียรติ สุภเดช. 2547. **เซมิคอนดักเตอร์ดีไวซ์**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : แผนกตำรา คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [3] วัลลภ เทียมวรทัต, นุฎล สุวรรณชาติ และ กอบชัย เดชหาญ. “วงจรมัลติเพลกซ์ที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ.” **วิศวกรรมลาดกระบัง**, ปีที่ 17, ฉบับที่ 3. กันยายน 2543. หน้า 5-9.
- [4] ชัยวัฒน์ สากุล, วิชัย แซ่ลี และ กอบชัย เดชหาญ. “วงจรมัลติเพลกซ์และวงจรถอดรอกที่สองโดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ.” **วิศวกรรมลาดกระบัง**, ปีที่ 19, ฉบับที่ 1. มีนาคม 2545. หน้า 13-18.
- [5] อธิพงษ์ ชัยสาวัฒน์, ชนิดา จันทร์ตรี และ สมเกียรติ เพ็ญพรานทอง. “วงจรถอดรอกที่สองโหมดกระแส.” **วิศวกรรมลาดกระบัง**, ปีที่ 20, ฉบับที่ 4. ธันวาคม 2546. หน้า 19-22.
- [6] สิริชัย สุเมธวรกุล, กอบชัย เดชหาญ และ กฤษณ์ อ่างแก้ว. “วงจรมัลติเพลกซ์แบบเต็มคลื่นและวงจรมัลติเพลกซ์ใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส” **วิศวกรรมลาดกระบัง**, ปีที่ 21, ฉบับที่ 2. มิถุนายน 2547. หน้า 72-75.
- [7] นุฎล สุวรรณชาติ. 2545. “การออกแบบวงจรมัลติเพลกซ์ทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรมัลติเพลกซ์.” **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.**
- [8] เอกสิทธิ์ คำสง. 2546. “วงจรมัลติเพลกซ์ที่ผลิตทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยใช้ขาบอดีของมอส.” **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.**
- [9] พัฒน์ บุญยาภรณ์. 2548. “วงจรมัลติเพลกซ์แบบซีมอสที่มีช่วงปฏิบัติงานกว้างและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมัลติเพลกซ์แบบโหมดกระแส.” **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.**
- [10] Allen, P.E. and Holberg D.R. **CMOS analog circuit design**. 2<sup>nd</sup> ED. New York : Oxford University Press. 2002.
- [11] Razavi, B. **Design of Integrated Circuits for Optical Communications**. 1<sup>st</sup> ED. Boston : McGraw Hill. 2001.
- [12] Gray, P.R. Hurst, P. J. Lewis, S.H. and Meyer R.G. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. 4<sup>th</sup> ED. New York : John Wiley & Sons, Inc. 2001.

- [13] Koli, K. and Halonen, K. **CMOS Current Amplifiers Speed versus Nonlinearity**.  
Boston : Kluwer Academic Publisher. 2002.
- [14] Floyd, T.L. and Buchla D. **Basic Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits**. 2<sup>nd</sup> ED. Upper Saddle River : Prentice-Hall, Inc. 1999.
- [15] Duong, Q.H. and Lee, S.G. 2004. "A 35 dB-Linear Exponential Function Generator for VGA and AGC Applications." 304-309 in Design Automation Conference, 2004. Proceedings of the ASP-DAC 2004. Asia and South Pacific. n.p.
- [16] Duong, Q.H. Duong, H.N. Nguyen, T.K. and Lee, S.G. 2004. "All CMOS Current-Mode Exponential Function Generator." 528-531 in Advanced Communication Technology, 2004. The 6th International Conference on. n.p.
- [17] Duong, Q.H. Nguyen, T.K. and Lee, S.G. 2004. "Ultra Low-Voltage Low-Power Exponential Voltage-Mode Circuit With Tunable Output Range." 729-732 in Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on. n.p.
- [18] Duong, Q.H. and Lee, S.G. "A Low-Voltage Low-Power High dB-Linear and All CMOS Exponential V-I Conversion Circuit." **IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symposium.**, vol. 47, no. 5, May 2005. pp. 683-686.
- [19] Tanno, K. Ishizuka, O. and Tang, Z. "Four-Quadrant CMOS Current-Mode Multiplier Independent of Device Parameters." **IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing.**, vol. 47, no. 5, May 2000. pp. 473-477.
- [20] Oliaei, O. and Loumeau, P. "Four-quadrant class AB CMOS current multiplie." **Electron. Letts.**, vol. 32, no. 25, December 1996. pp. 2328-2329.
- [21] Seng, Y.K. and Rofail, S.S. "Design and analysis of a  $\pm 1$  V CMOS four-quadrant analogue multiplier." **IEE Proc-Circuits Devices Syst.**, vol. 45, no. 3, June 1998. pp. 148-154.
- [22] Ravindran, A. Ramarao, K. Vidal E. and Ismail, M. "Compact low voltage four quadrant CMOS current multiplier." **Electron. Letts.**, vol. 37, no. 24, November 2001. pp. 1428-1429.
- [23] Pena-Finol, J.S. and Connelly, J.A. "A Mos Four-Quadrant Analog Multiplier Using the Quarter-Square Technique." **IEEE J. Solid-State Circuits.**, vol. sc-22, no. 6, December 1987. pp. 1064-1073.
- [24] Bult, K. and Wallinga, H. "A CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier." **IEEE J. Solid-State Circuits.**, vol. sc-21, no. 3, June 1986. pp. 430-435.

- [25] Kim, Y.H. and Park, S.B. "Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier." **Electron. Letts.**, vol. 28, no. 7, March 1992. pp. 649-650.
- [26] Wang, Z. "2-Mosfet Transistor with Extremely Low Distortion for Output Reaching Supply Voltages." **Electron. Letts.**, vol. 26, no. 13, June 1990. pp. 951-952.
- [27] Kuo, K.C. and Leuciuc, A. "A Linear MOS Transconductor Using Source Degeneration and Adaptive Biasing." **IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing.**, vol. 48, no. 10, October 2000. pp. 937-943
- [28] Filanovsky, I.M. and Baltes, H.P. "Simple CMOS Analog Square-Rooting and Squaring Circuits." **IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications.**, vol. 39, no. 4, April 1992. pp. 312-315
- [29] Liu, W. Liu, S. I. and Wei S.K. "CMOS Current-Mode Divider and Its Applications." **IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Express Briefs.**, vol. 52, no. 3, March 2005. pp. 145-148
- [30] W. Liu, S.I. Liu and S.K. Wei "CMOS Current-Mode Divider and Its Applications," **IEEE Transactions On Circuits And Systems-II: Express Briefs.**, Vol. 52, No. 3, pp. 145-148, March 2005

ภาคผนวก

**ภาคผนวก ก.**

**มอสพารามิเตอร์ ของ MOSIS เบอร์ T46U (LO\_EPI)**

## MOSIS PARAMETRIC TEST RESULTS

RUN: T46U (LO\_EPI)

VENDOR: TSMC

TECHNOLOGY: SCN018

FEATURE SIZE: 0.18 microns

INTRODUCTION: This report contains the lot average results obtained by MOSIS from measurements of MOSIS test structures on each wafer of this fabrication lot. SPICE parameters obtained from similar measurements on a selected wafer are also attached.

COMMENTS: DSCN6M018\_TSMC

TRANSISTOR PARAMETERS	W/L	N-CHANNEL	P-CHANNEL	UNITS
MINIMUM	0.27/0.18			
Vth		0.51	-0.53	volts
SHORT	20.0/0.18			
Idss		554	-254	uA/um
Vth		0.52	-0.54	volts
Vpt		4.7	-5.5	volts
WIDE	20.0/0.18			
Ids0		15.9	-4.2	pA/um
LARGE	50/50			
Vth		0.44	-0.42	volts
Vjbkd		3.1	-4.1	volts
Ijlk		<50.0	<50.0	pA
K' (Uo*Cox/2)		168.8	-35.6	uA/V^2
Low-field Mobility		400.85	84.54	cm^2/V*s

COMMENTS: Poly bias varies with design technology. To account for mask bias use the appropriate value for the parameters XL and XW in your SPICE model card.

Design Technology	XL (um)	XW (um)
-----	-----	-----
SCN6M_DEEP (lambda=0.09)	0.00	-0.01
thick oxide	0.00	-0.01
SCN6M_SUBM (lambda=0.10)	-0.02	0.00
thick oxide	-0.02	0.00

FOX TRANSISTORS	GATE	N+ACTIVE	P+ACTIVE	UNITS
Vth	Poly	>6.6	<-6.6	volts

PROCESS PARAMETERS	N+	P+	POLY	N+BLK	PLY+BLK	M1	M2	UNITS
Sheet Resistance	6.6	7.6	7.8	61.1	321.9	0.07	0.07	ohms/sq
Contact Resistance	11.0	11.3	10.0				4.33	ohms
Gate Oxide Thickness	41							

angstrom

PROCESS PARAMETERS	M3	POLY_HRI	M4	M5	M6	N_W	UNITS
Sheet Resistance	0.07		0.07	0.07	0.04	961	ohms/sq
Contact Resistance	8.85		13.56	17.96	21.13		ohms



CIRCUIT PARAMETERS			UNITS
Inverters	K		
Vinv	1.0	0.75	volts
Vinv	1.5	0.79	volts
Vol (100 uA)	2.0	0.09	volts
Voh (100 uA)	2.0	1.62	volts
Vinv	2.0	0.83	volts
Gain	2.0	-25.15	
Ring Oscillator Freq.			
D1024_THK (31-stg,3.3V)		309.31	MHz
DIV1024 (31-stg,1.8V)		372.74	MHz
Ring Oscillator Power			
D1024_THK (31-stg,3.3V)		0.07	uW/MHz/gate
DIV1024 (31-stg,1.8V)		0.02	uW/MHz/gate

COMMENTS: DEEP\_SUBMICRON

&#12; T46U SPICE BSIM3 VERSION 3.1 PARAMETERS

SPICE 3f5 Level 8, Star-HSPICE Level 49, UTMOST Level 8

\* DATE: Sep 9/04

\* LOT: T46U            WAF: 8104

\* Temperature\_parameters=Default

```
.MODEL CMOSN NMOS (
LEVEL = 49
+VERSION = 3.1            TNOM = 27            TOX = 4.1E-9
+XJ = 1E-7                NCH = 2.3549E17        VTH0 = 0.3754706
+K1 = 0.5941992           K2 = 2.048704E-3       K3 = 0.0192054
+K3B = 0.3408912           W0 = 1E-7              NLX = 1.816224E-7
+DVT0W = 0                DVT1W = 0              DVT2W = 0
+DVT0 = 1.3850009        DVT1 = 0.3645576       DVT2 = 0.0621888
+U0 = 266.1291966        UA = -1.356247E-9       UB = 2.231985E-18
+UC = 5.468928E-11       VSAT = 9.703287E4       A0 = 1.859261
+AGS = 0.4126271        B0 = 2.506213E-8       B1 = 6.754871E-7
+KETA = -3.766177E-3      A1 = 5.0869E-4         A2 = 0.9214319
```

+RDSW = 116.5113241	PRWG = 0.4967582	PRWB = -0.2
+WR = 1	WINT = 9.397562E-9	LINT = 1.531763E-8
+XL = 0	XW = -1E-8	DWG = -1.674029E-9
+DWB = 4.44597E-10	VOFF = -0.0931719	NFACTOR = 2.4235383
+CIT = 0	CDSC = 2.4E-4	CDSCD = 0
+CDSCB = 0	ETA0 = 3.145588E-3	ETAB = 1.120566E-5
+DSUB = 0.0229336	PCLM = 0.7425366	PDIBLC1 = 0.1472043
+PDIBLC2 = 1.756834E-3	PDIBLCB = -0.1	DROUT = 0.6947261
+PSCBE1 = 8E10	PSCBE2 = 1.253711E-9	PVAG = 0
+DELTA = 0.01	RSH = 6.6	MOBMOD = 1
+PRT = 0	UTE = -1.5	KT1 = -0.11
+KT1L = 0	KT2 = 0.022	UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18	UC1 = -5.6E-11	AT = 3.3E4
+WL = 0	WLN = 1	WW = 0
+WWN = 1	WWL = 0	LL = 0
+LLN = 1	LW = 0	LWN = 1
+LWL = 0	CAPMOD = 2	XPART = 0.5
+CGDO = 8.26E-10	CGSO = 8.26E-10	CGBO = 1E-12
+CJ = 9.584077E-4	PB = 0.8	MJ = 0.3819806
+CJSW = 2.669508E-10	PBSW = 0.8	MJSW = 0.1005317
+CJSWG = 3.3E-10	PBSWG = 0.8	MJSWG = 0.1005317
+CF = 0	PVTH0 = -9.494741E-4	PRDSW = -1.5229747
+PK2 = 6.858304E-5	WKETA = -2.60198E-3	LKETA = -8.583932E-3
+PU0 = 3.2278292	PUA = -6.17711E-12	PUB = 0
+PVSAT = 1.570462E3	PETA0 = 1.003159E-4	PKETA = 2.450057E-3)
*		
.MODEL CMOS PMOS (		LEVEL = 49
+VERSION = 3.1	TNOM = 27	TOX = 4.1E-9
+XJ = 1E-7	NCH = 4.1589E17	VTH0 = -0.3384693
+K1 = 0.2251545	K2 = 0.1	K3 = 41.8270177
+K3B = -5	W0 = 1.701148E-6	NLX = 1E-6
+DVT0W = 0	DVT1W = 0	DVT2W = 0
+DVT0 = 1.280261	DVT1 = 0.2668678	DVT2 = 0.1

+U0 = 100	UA = 9.148443E-10	UB = 1.614444E-21
+UC = -7.91168E-12	VSAT = 2E5	A0 = 2
+AGS = 0	B0 = 9.502227E-6	B1 = 5E-6
+KETA = 0.050158	A1 = 6.309766E-4	A2 = 1
+RDSW = 1.456576E3	PRWG = -0.5	PRWB = 0.5
+WR = 1	WINT = 0	LINT = 2.705244E-8
+XL = 0	XW = -1E-8	DWG = -1.272015E-8
+DWB = 5.838953E-8	VOFF = -0.0265316	NFACTOR = 2
+CIT = 0	CDSC = 2.4E-4	CDSCD = 0
+CDSCB = 0	ETA0 = 0.0153851	ETAB = -3.892199E-3
+DSUB = 0.0755845	PCLM = 0.4050659	PDIBLC1 = 8.229015E-4
+PDIBLC2 = -1.695483E-7	PDIBLCB = -1E-3	DROUT = 4.204465E-3
+PSCBE1 = 1.307706E10	PSCBE2 = 9.667988E-10	PVAG = 0.0289651
+DELTA = 0.01	RSH = 7.6	MOBMOD = 1
+PRT = 0	UTE = -1.5	KT1 = -0.11
+KT1L = 0	KT2 = 0.022	UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18	UC1 = -5.6E-11	AT = 3.3E4
+WL = 0	WLN = 1	WW = 0
+WWN = 1	WWL = 0	LL = 0
+LLN = 1	LW = 0	LWN = 1
+LWL = 0	CAPMOD = 2	XPART = 0.5
+CGDO = 6.19E-10	CGSO = 6.19E-10	CGBO = 1E-12
+CJ = 1.163276E-3	PB = 0.8430454	MJ = 0.4070122
+CJSW = 2.088081E-10	PBSW = 0.8693838	MJSW = 0.3561921
+CJSWG = 4.22E-10	PBSWG = 0.8693838	MJSWG = 0.3561921
+CF = 0	PVTH0 = 5.545486E-3	PRDSW = -5
+PK2 = 1.575496E-3	WKETA = 0.050158	LKETA = 0.0184848
+PU0 = -0.2942895	PUA = -3.15833E-11	PUB = 3.405863E-25
+PVSAT = -50	PETA0 = -9.593594E-5	PKETA = -0.016754 )

\*

ภาคผนวก ข.

โปรแกรม HSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

## ส่วนของโปรแกรมวงจรย่อยที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิชานิพนธ์

\*\*\*\*\* <Current Mirror 1 O/P and Current Buffer 1 O/P> \*\*\*\*\*

```
.subckt CM1CB1Vdd Vss Iin IMR1 IBF1
+ W1='0' W2='0' W3='0' W4='0' W5='0'
+ L1='0' L2='0' L3='0' L4='0' L5='0'
+ IB1='0' IB2='0' IB3='0' IB4='0' IB5='0'
+ VB='0'
Vbias Vbias Vss DC 'VB'
I1 Vdd Iin DC 'IB1' *** IB ***
I2 Vdd IMR1 DC 'IB2' *** IB ***
I3 Vdd 4 DC 'IB3' *** IB ***
I4 Vdd 4 DC 'IB4' *** IB ***
I5 Vdd IBF1 DC 'IB5' *** IB ***
M1 Iin Vbias 1 1 CMOSN W='W1' L='L1'
M2 1 Iin Vss Vss CMOSN W='W1' L='L1'
M3 IMR1 Vbias 2 2 CMOSN W='W2' L='L2'
M4 2 Iin Vss Vss CMOSN W='W2' L='L2'
M5 4 Vbias 3 3 CMOSN W='W3' L='L3'
M6 3 Iin Vss Vss CMOSN W='W3' L='L3'
M7 4 Vbias 5 5 CMOSN W='W4' L='L4'
M8 5 4 Vss Vss CMOSN W='W4' L='L4'
M9 IBF1 Vbias 6 6 CMOSN W='W5' L='L5'
M10 6 4 Vss Vss CMOSN W='W5' L='L5'
.ends CM1CB1
```

\*\*\*\*\* <Current Mirror 1 O/P and Current Buffer 1 O/P> \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* <Current Mirror 2 O/P and Current Buffer 2 O/P> \*\*\*\*\*

```
.subckt CM2CB2 Vdd Vss Iin IMR1 IMR2 IBF1 IBF2 W=0
L=0
+ IB=0 VB=0
Vbias Vbias Vss DC 'VB'
I1 Vdd Iin DC 'IB'
I2 Vdd IMR1 DC 'IB'
I3 Vdd IMR2 DC 'IB'
I4 Vdd 5 DC 'IB'
I5 Vdd 5 DC 'IB'
```

```

16    Vdd    IBF1    DC    '1B'
17    Vdd    IBF2    DC    '1B'
M1    Iin    Vbias    1     1     CMOSN W='W' L='L'
M2    1     Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W' L='L'
M3    IMR1   Vbias    2     2     CMOSN W='W' L='L'
M4    2     Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W' L='L'
M5    IMR2   Vbias    3     3     CMOSN W='W' L='L'
M6    3     Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W' L='L'
M7    5     Vbias    4     4     CMOSN W='W' L='L'
M8    4     Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W' L='L'
M9    5     Vbias    6     6     CMOSN W='W' L='L'
M10   6     5     Vss    Vss    CMOSN W='W' L='L'
M11   IBF1   Vbias    7     7     CMOSN W='W' L='L'
M12   7     5     Vss    Vss    CMOSN W='W' L='L'
M13   IBF2   Vbias    8     8     CMOSN W='W' L='L'
M14   8     5     Vss    Vss    CMOSN W='W' L='L'
.ends    CM2CB2

***** <Current Mirror 2 O/P and Current Buffer 2 O/P> *****

***** <Current Squarer> *****

.subckt CSQ    Vdd    Vss    Iin    Isq    W1=0    L1=0    W2=0    L2=0
M1    Vdd    Vdd    Iin    Iin    CMOSN W='W1' L='L1'
M2    Iin    Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W1' L='L1'
M3    Isq    Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W2' L='L2'
.ends    CSQ

***** <Current Squarer> *****

***** <Current Squarer> *****

.subckt CSQ-2    Vdd    Vss    Iin    Isq    W1=0    L1=0    W2=0    L2=0
M1    Vdd    Vdd    Iin    Iin    CMOSN W='W1' L='L1'
M2    Iin    Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W1' L='L1'
M3-1  Isq    Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W2' L='L2'
M3-2  Isq    Iin    Vss    Vss    CMOSN W='W2' L='L2'
.ends    CSQ-2

***** <Current Squarer> *****

***** <Source Current Mirror > *****

.subckt SOCM    Vdd    Vss    Iin    Iout    W1='0'    L1='0'    W2='0'    L2='0'    VB='0'

```

```

M1   Iin   Vbias  1     Vdd   CMOSP W='W1' L='L1'
M2   1     Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W1' L='L1'
M3   Iout  Vbias  2     Vdd   CMOSP W='W2' L='L2'
M4   2     Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W2' L='L2'
Vbias Vbias Vss   DC   'VB'
.ends  SOCM

```

\*\*\*\*\* < Source Current Mirror > \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* < Source Current Mirror 6 O/P > \*\*\*\*\*

```

.subckt SOCM2 Vdd Vss Iin Iout
+   W1='0' W2='0' W3='0' *W4='0' W5='0' W6='0' W7='0'
+   L1='0' L2='0' L3='0' *L4='0' L5='0' L6='0' L7='0'
+   VB='0'
M1   Iin   Vbias  1     Vdd   CMOSP W='W1' L='L1'
M2   1     Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W1' L='L1'
M3-1 Iout1  Vbias  2-1   Vdd   CMOSP W='W2' L='L2'
M4-1 2-1   Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W2' L='L2'
M3-2 Iout2  Vbias  2-2   Vdd   CMOSP W='W3' L='L3'
M4-2 2-2   Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W3' L='L3'
* M3-3 Iout3  Vbias  2-3   Vdd   CMOSP W='W4' L='L4'
* M4-3 2-3   Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W4' L='L4'
* M3-4 Iout4  Vbias  2-4   Vdd   CMOSP W='W5' L='L5'
* M4-4 2-4   Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W5' L='L5'
* M3-5 Iout5  Vbias  2-5   Vdd   CMOSP W='W6' L='L6'
* M4-5 2-5   Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W6' L='L6'
* M3-6 Iout6  Vbias  2-6   Vdd   CMOSP W='W7' L='L7'
* M4-6 2-6   Iin   Vdd   Vdd   CMOSP W='W7' L='L7'
Vbias Vbias Vss   DC   'VB'
.ends  SOCM2

```

\*\*\*\*\* < Source Current Mirror 6 O/P > \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* < Sink Current Mirror > \*\*\*\*\*

```

.subckt SKCM Vdd Vss Iin Iout W1='0' L1='0' W2='0' L2='0' VB='0'
M1   Iin   Vbias  1     1     CMOSN W='W1' L='L1'
M2   1     Iin   Vss   Vss   CMOSN W='W1' L='L1'
M3   Iout  Vbias  2     2     CMOSN W='W2' L='L2'
M4   2     Iin   Vss   Vss   CMOSN W='W2' L='L2'
Vbias Vbias Vss   DC   'VB'

```

```
.ends SKCM
```

```
***** <Sink Current Mirror> *****
```

```
***** <Sink Current Mirror 2 O/P > *****
```

```
.subckt SKCM2 Vdd Vss Iin Iout
+ W1='0' W2='0' W3='0' *W4='0' W5='0' W6='0' W7='0'
+ L1='0' L2='0' L3='0' *L4='0' L5='0' L6='0' L7='0'
+ VB='0'
M1 Iin Vbias 1 1 CMOSN W='W1' L='L1'
M2 1 Iin Vss Vss CMOSN W='W1' L='L1'
M3-1 Iout1 Vbias 2-1 2-1 CMOSN W='W2' L='L2'
M4-1 2-1 Iin Vss Vss CMOSN W='W2' L='L2'
M3-2 Iout2 Vbias 2-2 2-2 CMOSN W='W3' L='L3'
M4-2 2-2 Iin Vss Vss CMOSN W='W3' L='L3'
* M3-3 Iout3 Vbias 2-3 2-3 CMOSN W='W4' L='L4'
* M4-3 2-3 Iin Vss Vss CMOSN W='W4' L='L4'
* M3-4 Iout4 Vbias 2-4 2-4 CMOSN W='W5' L='L5'
* M4-4 2-4 Iin Vss Vss CMOSN W='W5' L='L5'
* M3-5 Iout5 Vbias 2-5 2-5 CMOSN W='W6' L='L6'
* M4-5 2-5 Iin Vss Vss CMOSN W='W6' L='L6'
* M3-6 Iout6 Vbias 2-6 2-6 CMOSN W='W7' L='L7'
* M4-6 2-6 Iin Vss Vss CMOSN W='W7' L='L7'
Vbias Vbias Vss DC 'VB'
.ends SKCM2
```

```
***** <Sink Current Mirror 2 O/P > *****
```

```
***** <Current Mirror> *****
```

```
.subckt BDCM Vdd Vss Iin Iout W1='0' L1='0' W2='0' L2='0' IB1='0'
IB2='0' VB='0'
*** Test @ 30uA +W1=0.7u L1=0.2u W2=0.7u L2=0.2u IB1=35uA IB2=35uA VB=1.2V
*** Test @ 30uA +W1=0.4u L1=0.2u W2=0.4u L2=0.2u IB1=35uA IB2=35uA VB=1.3V
*** Test @ 80uA +W1=1.2u L1=0.2u W2=1.2u L2=0.2u IB1=80uA IB2=80uA VB=1.2V
*** Test @ 80uA +W1=1.2u L1=0.2u W2=1.2u L2=0.2u IB1=85uA IB2=85uA VB=1.3V
*** Test @ 100uA +W1=1.4u L1=0.2u W2=1.4u L2=0.2u IB1=105uA IB2=105uA VB=1.2V
*** Test @ 100uA +W1=1.1u L1=0.2u W2=1.1u L2=0.2u IB1=105uA IB2=105uA VB=1.3V
*** Test @ 150uA +W1=2.2u L1=0.2u W2=2.2u L2=0.2u IB1=155uA IB2=155uA VB=1.2V
*** Test @ 150uA +W1=1.4u L1=0.2u W2=1.4u L2=0.2u IB1=155uA IB2=155uA VB=1.5V
M1 Iin Vbias 1 1 CMOSN W='W1' L='L1'
```

```

M2    1    lin    Vss    Vss    CMOSN W='W1' L='L1'
M3    Iout  Vbias  2      2      CMOSN W='W2' L='L2'
M4    2     lin    Vss    Vss    CMOSN W='W2' L='L2'
Vbias Vbias  Vss    DC     'VB'
I1    Vdd   lin    DC     'IB1'
I2    Vdd   Iout   DC     'IB2'
.ends  BDCM

***** <Current Mirror> *****

***** <Current Mirror 1 input 2 outputs > *****

.subckt BDCM2 Vdd    Vss    lin    Iout1  Iout2
+    W1='0' W2='0' W3='0'
+    L1='0' L2='0' L3='0'
+    IB1='0' IB2='0' IB3='0'
+    VB='0'
Vbias Vbias  Vss    DC     'VB'
I1    Vdd   lin    DC     'IB1'
I2    Vdd   Iout1  DC     'IB2'
I3    Vdd   Iout2  DC     'IB3'
M1    lin   Vbias  1      1      CMOSN W='W1' L='L1'
M2    1     lin   Vss    Vss    CMOSN W='W1' L='L1'
M3    Iout1 Vbias  2      2      CMOSN W='W2' L='L2'
M4    2     lin   Vss    Vss    CMOSN W='W2' L='L2'
M5    Iout2 Vbias  3      3      CMOSN W='W3' L='L3'
M6    3     lin   Vss    Vss    CMOSN W='W3' L='L3'
.ends  BDCM2

***** <Current Mirror 1 input 2 outputs > *****

***** <Current Buffer 1 input 1 output > *****

.subckt BDCB  Vdd    Vss    lin    Iout1
+    W1='0' W2='0'
+    L1='0' L2='0'
+    IB1='0' IB2='0'
+    VB='0'
Vbias Vbias  Vss    DC     'VB'
I1    Vdd   lin    DC     'IB1'          *** IB ***
I2    Vdd   I1     DC     'IB1'          *** IB ***
I3    Vdd   I1     DC     'IB1'          *** IB ***
I4    Vdd   Iout1  DC     'IB2'          *** IB ***

```

```

M1  lin  Vbias  1    1    CMOSN W='W1' L='L1'
M2  1    lin  Vss  Vss  CMOSN W='W1' L='L1'
M3  I1   Vbias  2    2    CMOSN W='W1' L='L1'
M4  2    lin  Vss  Vss  CMOSN W='W1' L='L1'
M5  I1   Vbias  3    3    CMOSN W='W1' L='L1'
M6  3    I1   Vss  Vss  CMOSN W='W1' L='L1'
M7  Iout1 Vbias  4    4    CMOSN W='W2' L='L2'
M8  4    I1   Vss  Vss  CMOSN W='W2' L='L2'
.ends  BDCB

***** <Current Buffer 1 input 1 output > *****

***** <Current Buffer 1 input 2 outputs > *****

.subckt BDCB2 Vdd  Vss  lin  Iout1  Iout2
+  W1='0' W2='0' W3='0'
+  L1='0' L2='0' L3='0'
+  IB1='0' IB2='0' IB3='0'
+  VB='0'
Vbias  Vbias  Vss  DC  'VB'
I1     Vdd   lin  DC  'IB1'      *** IB1 ***
I2     Vdd   I1   DC  'IB1'      *** IB1 ***
I3     Vdd   I1   DC  'IB1'      *** IB1 ***
I4     Vdd   Iout1 DC  'IB2'      *** IB2 ***
I5     Vdd   Iout2 DC  'IB3'      *** IB3 ***
M1     lin  Vbias  1    1    CMOSN W='W1' L='L1'
M2     1    lin  Vss  Vss  CMOSN W='W1' L='L1'
M3     I1   Vbias  2    2    CMOSN W='W1' L='L1'
M4     2    lin  Vss  Vss  CMOSN W='W1' L='L1'
M5     I1   Vbias  3    3    CMOSN W='W1' L='L1'
M6     3    I1   Vss  Vss  CMOSN W='W1' L='L1'
M7     Iout1 Vbias  4    4    CMOSN W='W2' L='L2'
M8     4    I1   Vss  Vss  CMOSN W='W2' L='L2'
M9     Iout2 Vbias  5    5    CMOSN W='W3' L='L3'
M10    5    I1   Vss  Vss  CMOSN W='W3' L='L3'
.ends  BDCB2

***** <Current Buffer 1 input 2 outputs > *****

***** <Current Buffer 1 input 3 outputs > *****

.subckt BDCB3 Vdd  Vss  lin  Iout1  Iout2  Iout3

```

```

+      W1='0'  W2='0'  W3='0'  W4='0'
+      L1='0'  L2='0'  L3='0'  L4='0'
+      IB1='0' IB2='0'  IB3='0'  IB4='0'
+      VB='0'
Vbias  Vbias  Vss    DC    'VB'
I1     Vdd    Iin    DC    'IB1'      *** IB ***
I2     Vdd    I1     DC    'IB1'      *** IB ***
I3     Vdd    I1     DC    'IB1'      *** IB ***
I4     Vdd    Iout1  DC    'IB2'      *** IB ***
I5     Vdd    Iout2  DC    'IB3'      *** IB ***
I6     Vdd    Iout3  DC    'IB4'      *** IB ***
M1     Iin    Vbias  1     1     CMOSN W='W1' L='L1'
M2     1     Iin    Vss   Vss   CMOSN W='W1' L='L1'
M3     I1    Vbias  2     2     CMOSN W='W1' L='L1'
M4     2     Iin    Vss   Vss   CMOSN W='W1' L='L1'
M5     I1    Vbias  3     3     CMOSN W='W1' L='L1'
M6     3     I1    Vss   Vss   CMOSN W='W1' L='L1'
M7     Iout1 Vbias  4     4     CMOSN W='W2' L='L2'
M8     4     I1    Vss   Vss   CMOSN W='W2' L='L2'
M9     Iout2 Vbias  5     5     CMOSN W='W3' L='L3'
M10    5     I1    Vss   Vss   CMOSN W='W3' L='L3'
M11    Iout3 Vbias  6     6     CMOSN W='W4' L='L4'
M12    6     I1    Vss   Vss   CMOSN W='W4' L='L4'
.ends  BDCB3
***** <Current Buffer 1 input 3 outputs > *****

***** <Current Buffer 1 input 4 outputs > *****

.subckt BDCB4 Vdd  Vss  Iin  Iout1  Iout2  Iout3  Iout4
+      W1='0'  W2='0'  W3='0'  W4='0'  W5='0'
+      L1='0'  L2='0'  L3='0'  L4='0'  L5='0'
+      IB1='0' IB2='0'  IB3='0'  IB4='0'  IB5='0'
+      VB='0'
Vbias  Vbias  Vss    DC    'VB'
I1     Vdd    Iin    DC    'IB1'      *** IB ***
I2     Vdd    I1     DC    'IB1'      *** IB ***
I3     Vdd    I1     DC    'IB1'      *** IB ***
I4     Vdd    Iout1  DC    'IB2'      *** IB ***
I5     Vdd    Iout2  DC    'IB3'      *** IB ***

```

```

I6    Vdd    Iout3   DC    'IB4'          *** IB ***
I7    Vdd    Iout4   DC    'IB5'          *** IB ***
M1    Iin    Vbias   1     1     CMOSN W='W1' L='L1'
M2    1     Iin     Vss   Vss   CMOSN W='W1' L='L1'
M3    I1     Vbias   2     2     CMOSN W='W1' L='L1'
M4    2     Iin     Vss   Vss   CMOSN W='W1' L='L1'
M5    I1     Vbias   3     3     CMOSN W='W1' L='L1'
M6    3     I1     Vss   Vss   CMOSN W='W1' L='L1'
M7    Iout1  Vbias   4     4     CMOSN W='W2' L='L2'
M8    4     I1     Vss   Vss   CMOSN W='W2' L='L2'
M9    Iout2  Vbias   5     5     CMOSN W='W3' L='L3'
M10   5     I1     Vss   Vss   CMOSN W='W3' L='L3'
M11   Iout3  Vbias   6     6     CMOSN W='W4' L='L4'
M12   6     I1     Vss   Vss   CMOSN W='W4' L='L4'
M13   Iout4  Vbias   7     7     CMOSN W='W5' L='L5'
M14   7     I1     Vss   Vss   CMOSN W='W5' L='L5'
.ends  BDCB4

***** <Current Buffer 1 input 4 outputs > *****

***** < Multiplier > *****

*** O/P +- 60uA 1.63 GHz ***
.subckt MTP    Vdd    Vss    Iin1    Iin2    Iout
X1    Vdd    Vss    Iin1    Vb      Vd      Va      Vc      CM2CB2W=1.2u L=0.2u
+     IB=85uA VB=1.3V
X2    Vdd    Vss    Iin2    Vb      Vc      Va      Vd      CM2CB2W=1.2u L=0.2u
+     IB=85uA VB=1.3V
X3    Vdd    Vss    Va      Isq1    CSQ     W1=0.3u L1=0.6u W2=0.3u L2=0.6u
X4    Vdd    Vss    Vb      Isq1    CSQ     W1=0.3u L1=0.6u W2=0.3u L2=0.6u
X5    Vdd    Vss    Vc      Isq2    CSQ     W1=0.3u L1=0.6u W2=0.3u L2=0.6u
X6    Vdd    Vss    Vd      Isq2    CSQ     W1=0.3u L1=0.6u W2=0.3u L2=0.6u
X7    Vdd    Vss    Isq1    Iout    SOCM    W1=1.4u L1=0.2u W2=3.5u L2=0.2u VB=0.5V
X8    Vdd    Vss    Isq2    Ibfout  SOCM    W1=1.4u L1=0.2u W2=1.4u L2=0.2u VB=0.5V
X9    Vdd    Vss    Ibfout  Iout    SKCM    W1=0.9u L1=0.2u W2=2.4u L2=0.2u VB=1.3V
Ioy   0     Iout   DC     -2.9uA
.ends  MTP

***** < Multiplier > *****

***** <I to V Square Rooting By Using Current Buffer > *****

```

```

.subckt ItoV_Sqr Vdd Vss Iin Vout1 Vout2
X1 Vdd Vss Iin Vout1 Vout2 Vout2 BDCB3
+ W1=1.2u L1=0.2u IB1=85uA
+ W2=1.2u L2=0.2u IB2=90uA
+ W3=1.2u L3=0.2u IB3=90uA
+ W4=1.2u L4=0.2u IB4=85uA VB=1.3V
M1-1 Vout1 Vout1 0 0 CMOSN W=2.0u L=0.2u
M2-1 Vout2 Vout2 0 0 CMOSN W=2.0u L=0.2u
.ends ItoV_Sqr

```

\*\*\*\*\* <I to V Square Rooting By Using Current Buffer > \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* <V to I Converter> \*\*\*\*\*

```

.subckt V-I Vdd Vss Vin1 Vin2 Iout
IB1 Vdd Va DC 50uA
IB2 Vdd Vb DC 50uA
M1 Va Vin1 Vc Vc CMOSN W=1.6u L=0.2u
M2 Vb Vin2 Vd Vd CMOSN W=1.6u L=0.2u
M3 Vd Vin2 Vc Vc CMOSN W=0.4u L=0.2u
M4 Vd Vin1 Vc Vc CMOSN W=0.4u L=0.2u
M5 Vc 1 Vss Vss CMOSN W=1.6u L=0.2u
M6 Vd 2 Vss Vss CMOSN W=1.6u L=0.2u
M7 Vdd Va 1 1 CMOSN W=1.6u L=0.2u
M8 Vdd Vb 2 2 CMOSN W=1.6u L=0.2u
M9 1 1 Vss Vss CMOSN W=1.6u L=0.2u
M10 2 2 Vss Vss CMOSN W=1.6u L=0.2u
M11 Iout 1 Vss Vss CMOSN W=1.6u L=0.2u
M12 3 2 Vss Vss CMOSN W=1.6u L=0.2u
M13 3 3 Vdd Vdd CMOSN W=1.6u L=0.2u
M14 Iout 3 Vdd Vdd CMOSN W=1.6u L=0.2u
.ends V-I

```

\*\*\*\*\* <V to I Converter> \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* <I to I Square Rooting > \*\*\*\*\*

```

.subckt ItoI_Sqr Vdd Vss Iin Iout
X1 Vdd Vss Iin 1 2 ItoV_Sqr
X2 Vdd Vss 2 1 Iout V-I

```

```

Ioy    Vss    Iout    DC    3.1uA
.ends  ItoI_Sqr

***** <I to I Square Rooting > *****

***** < Divider > *****

.subckt DV    Vdd    Vss    Iin    Iout
*** This circuit use input range from 2uA to 30uA ***
X1     Vdd    Vss    Iin    1    3    BDCB2
      + W1=1.2u          L1=0.2u    IB1=85uA          VB=1.3V
      + W2=1.22u        L2=0.2u    IB2=86.524uA
      + W3=2.5u          L3=0.2u    IB3=170.78uA    *** 2X
***   + W3=1.22u        L3=0.2u    IB3=86.524uA    *** 1X
***   + W3=0.58u        L3=0.2u    IB3=44.65uA     *** 0.5X
M1     1     1     2     2     CMOSN W=0.5u L=0.2u
M2     2     2     Vss   Vss   CMOSN W=0.5u L=0.2u
M3     3     1     4     4     CMOSN W=0.5u L=0.2u
M4     4     4     Vss   Vss   CMOSN W=0.5u L=0.2u
M5     3     4     Vss   Vss   CMOSN W=0.5u L=0.2u
I1     0     4     DC    10.9545uA
X2     Vdd    Vss    3     Iout  SOCM  W1=0.5u L1=0.2u W2=0.5u L2=0.2u VB=0.5V
I2     0     3     DC    3.5uA
Ioffset 0     Iout  DC    0.29uA
.ends  DV

***** < Divider > *****

```

## ส่วนของโปรแกรมวงจรคุณลักษณะกระแสที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิชานิพนธ์

```

Current_Multiplier_018u
.protect
.inc 'E:\Thesis_Kittipat\Hspice_work\46u_lo_epi-params.MD' *** 0.18 microns Minimum W/L =0.27/0.18
***

.option post=2
.unprotect
.op all 0 100n 300n

*** SUBCIRCUIT ***
*** (ส่วนของโปรแกรมวงจรย่อยที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิชานิพนธ์) ***

*****
*MnameND      NG      NS      NB      ModName      W=      L=
*****
Vdd  Vdd  0      DC      1.0V
VSS  0    Vss   DC      1.0V
X1   Vdd  Vss   Vx      Vy      Vout   MTP
RL   Vout  0     250
*****

***** DC Sweep<finding bias point> *****
***      .DC      v/i_Part_Name      start      stop      step
*      .DC      Ix              -30uA      30uA      0.5uA
*      + sweep Iy          LIN        7          -30uA      30uA
*      Ix      0          Vx         DC         0uA
*      Iy      0          Vy         DC         0uA
*      .PROBE DC      I(Ix)      I(Iy)      I(RL)
*      .PRINT I(RL)
*****

***** AC Sweep<finding -3dB frequency, phase etc.> *****
***      .AC      decade  step      start      stop
*      .AC      DEC      100      100K      10G
*      Ix      0          Vx         AC         30uA
*      Iy      0          Vy         DC         30uA
***
amplitude      phase      dB      custom parameter

```

```

* .probe AC I(RL) IdB(RL)
* .print
*****

***** Find Out %THD (See Output File) *****

* .PARAM Funda_F = 1E4
*** .FOUR fundamental freq Analysis_node
* .FOUR 1E4 V(Vout)
*** 2/100F or 2T/100 2/F or 2T
* .TRAN '2/(100*Funda_F)' '2/Funda_F'
*
* Ix Vx 0 SIN 0 10uA 'Funda_F'
* Ix Vx 0 SIN 0 20uA 'Funda_F'
* Ix Vx 0 SIN 0 30uA 'Funda_F'
*
* Iy Vy 0 DC -30uA
* Iy Vy 0 DC -15uA
* Iy Vy 0 DC 15uA
* Iy Vy 0 DC 30uA
* .PROBE TRAN I(RL)
*****

```

ส่วนของโปรแกรมวงจรคุณลักษณะที่ประยุกต์ใช้เป็นวงจรมอดูเลททางขนาด ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

Current\_Multiplier\_018u

.protect

.inc 'E:\Thesis\_Kittipat\Hspice\_work\t46u\_lo\_epi-params.MD' \*\*\* 0.18 microns Minimum W/L =0.27/0.18

\*\*\*

.option post=2

.unprotect

.op all 0 100n 300n

\*\*\* SUBCIRCUIT \*\*\*

\*\*\* (ส่วนของโปรแกรมวงจรมอดูเลทที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์) \*\*\*

\*\*\*\*\*

*MnameND	NG	NS	NB	ModName	W=	L=
----------	----	----	----	---------	----	----

\*\*\*\*\*

Vdd	Vdd	0	DC	1.0V		
-----	-----	---	----	------	--	--

VSS	0	Vss	DC	1.0V		
-----	---	-----	----	------	--	--

X1	Vdd	Vss	Vx	Vy	Vout	MTP
----	-----	-----	----	----	------	-----

RL	Vout	0	250			
----	------	---	-----	--	--	--

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* Transient Analysis<finding delay time, view waveform> \*\*\*\*\*

\*\*\* .TRAN step stop (default start=0)

\*\*\* Modulation

\* .TRAN 40E-9 40E-6

* Ix	0	Vx	SIN	0	30uA	5MEG
------	---	----	-----	---	------	------

* Iy	0	Vy	SIN	0	15uA	100MEG
------	---	----	-----	---	------	--------

\* .TRAN 20E-12 20E-9

* Ix	0	Vx	SIN	0	30uA	50MEG
------	---	----	-----	---	------	-------

* Iy	0	Vy	SIN	0	15uA	1.6G
------	---	----	-----	---	------	------

\* .PROBE TRAN I(RL) I(Ix) I(Iy)

\*\*\*\*\*

ส่วนของโปรแกรมวงจรถูกตั้งค่ากระแสที่ประยุกต์ใช้เป็นวงจรถูกกำลังสอง ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

```

Current_Multiplier_018u
.protect
.inc 'E:\Thesis_Kittipat\Hspice_work\46u_lo_epi-params.MD' *** 0.18 microns Minimum W/L =0.27/0.18
***
.option post=2
.unprotect
.op all 0 100n 300n

*** SUBCIRCUIT ***
*** (ส่วนของโปรแกรมวงจรถูกตั้งค่าที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์) ***

*****
*MnameND      NG      NS      NB      ModName      W=      L=
*****
Vdd  Vdd  0      DC      1.0V
VSS  0      Vss  DC      1.0V
X1   Vdd  Vss  Vx      Vo1  Vo2  BDCB2
X2   Vdd  Vss  Vo1     Vo2  Vout MTP
RL   Vout  0      250

***** DC Sweep<finding bias point> *****
*** .DC      v/i_Part_Name      start      stop      step
* .DC      Ix                      -30uA     30uA     0.5uA
* Ix      Vx      0      DC      0uA
* .PROBE DC      I(Ix)      I(Iy)      I(RL)
* .PRINT I(RL)

*****
***** AC Sweep<finding -3dB frequency, phase etc.> *****
*** .AC      decade      step      start      stop
* .AC      DEC      100      100K      200MEG
* Ix      Vx      0      AC      30uA
***
amplitude      phase      dB      custom parameter
* .probe AC      I(RL)      Ip(RL)      IdB(RL)      par('20*log10(i(RL))')

```

```

*      .print      I(RL)      Ip(RL)      IdB(RL)      par('20*log10(i(RL))')
*****

***** Transient Analysis<finding delay time, view waveform> *****

*      .PARAMFreq1 = 100MEG      Amp1 = 30u      Offset1 = 0u      T1 = '1/Freq'
*      .PARAMFreq2 = 100MEG      Amp2 = 30u      Offset2 = 0u      T2 = '1/Freq2'
*      .TRAN      '2*T/1000'      '2*T'

***      Vxx/Ixx      n+      n-      SIN      (offset      Amplitude      Frequency
TimeDelay(Df=0)      Dampingfactor(Df=0)      Phase delay(Df=0))***

*      Ix      0      Vx      SIN      Offset1      Amp1      Freq1
*      Iy      0      Vy      SIN      Offset2      Amp2      Freq2
*
*      Ix      0      Vx      PWL      0ms      'Offset1', 'T1*0.25' 'Offset1+Amp1',
+ 'T1*0.75'      'Offset1-Amp1', 'T1'      'Offset1', R      0ms
*      Iy      0      Vy      PWL      0ms      'Offset2', 'T2*0.25' 'Offset2+Amp2',
+ 'T2*0.75'      'Offset2-Amp2', 'T2'      'Offset2', R      0ms
*
*      Ix      0      Vx      PWL      0ms      'Offset1', 'T1*0.0001'      'Offset1+Amp1',
+ 'T1*0.4999'      'Offset1+Amp1', 'T1*0.5001'      'Offset1-Amp1',
+ 'T1*0.9999'      'Offset1-Amp1', 'T1'      'Offset1', R      0ms
*      Iy      0      Vy      PWL      0ms      'Offset2', 'T2*0.0001'      'Offset2+Amp2',
+ 'T2*0.4999'      'Offset2+Amp2', 'T2*0.5001'      'Offset2-Amp2',
+ 'T2*0.9999'      'Offset2-Amp2', 'T2'      'Offset2', R      0ms
*
*      Ix      0      Vx      DC      30uA
*      Iy      0      Vy      DC      30uA
*      .PROBE TRAN      I(RL)      I(Ix)      I(Iy)

*****

.end

```

ส่วนของโปรแกรมวงจรมอดูลสัญญาณกระแสที่ประยุกต์ใช้เป็นวงจรมอดูลสัญญาณทางเวกเตอร์ ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

```

Current_Multiplier_018u
.protect
.inc 'E:\Thesis_Kittipat\Hspice_work\t46u_lo_epi-params.MD' *** 0.18 microns Minimum W/L =0.27/0.18
***
.option post=2
.unprotect
.op all 0 100n 300n

*** SUBCIRCUIT ***
*** (ส่วนของโปรแกรมวงจรมอดูลที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์) ***

*****
*MnameND   NG   NS   NB   ModName   W=   L=
*****
Vdd  Vdd  0   DC   1.0V
VSS  0   Vss DC   1.0V
X1   Vdd  Vss  Vx   1     2     BDCB2 *** (1:1 and 1:1/2) ***
      + W1=1.2u   L1=0.2u   IB1=85uA   VB=1.3V
      + W2=1.22u  L2=0.2u   IB2=86.524uA
      + W3=0.58u  L3=0.2u   IB3=44.65uA
X2   Vdd  Vss  Vy   3     4     BDCB2 *** (1:1 and 1:1/2) ***
      + W1=1.2u   L1=0.2u   IB1=85uA   VB=1.3V
      + W2=1.22u  L2=0.2u   IB2=86.524uA
      + W3=0.58u  L3=0.2u   IB3=44.65uA
X3   Vdd  Vss  1     2     Vout  MTP
X4   Vdd  Vss  3     4     Vout  MTP
X5   Vdd  Vss  5     Vout  ItoI_Sqr
RL   Vout  0     250

*****

***** DC Sweep<finding bias point> *****
*** .DC v/i_Part_Name start stop step
* .DC Ix -30uA 30uA 0.5uA
* + sweep Iy LIN 7 -30uA 30uA

```

```

*      Ix      0      Vx      DC      0uA
*      Iy      0      Vy      DC      0uA
*      .PROBE DC      I(Ix)      I(Iy)      I(RL)
*      .PRINT I(RL)
*****

***** AC Sweep<finding -3dB frequency, phase etc.> *****
***      .AC      decade      step      start      stop
*      .AC      DEC      100      100K      1G
*      Ix      0      Vx      AC      30uA
*      Iy      0      Vy      DC      30uA
***
          amplitude      phase      dB      custom parameter
*      .probe AC      I(RL)      Ip(RL)      IdB(RL)      par('20*log10(i(RL))')
*      .print
*****

***** Transient Analysis<finding delay time, view waveform> *****
*      .PARAM Freq1 = 100MEG      Amp1 = 30u      Offset1 = 0u      T1 = '1/Freq1'
*      .PARAM Freq2 = 100MEG      Amp2 = 30u      Offset2 = 0u      T2 = '1/Freq2'
*      .TRAN '2*T/1000'      '2*T'
***      Vxx/Ixx      n+      n-      SIN      (offset      Amplitude      Frequency
          TimeDelay(Df=0)      Dampingfactor(Df=0)      Phase delay(Df=0))***
*      Ix      0      Vx      SIN      Offset1      Amp1      Freq1
*      Iy      0      Vy      SIN      Offset2      Amp2      Freq2
*
*      Ix      0      Vx      PWL      0ms      'Offset1', 'T1*0.25' 'Offset1+Amp1',
          + 'T1*0.75'      'Offset1-Amp1',      'T1'      'Offset1', R      0ms
*      Iy      0      Vy      PWL      0ms      'Offset2', 'T2*0.25' 'Offset2+Amp2',
          + 'T2*0.75'      'Offset2-Amp2',      'T2'      'Offset2', R      0ms
*
*      Ix      0      Vx      PWL      0ms      'Offset1', 'T1*0.0001'      'Offset1+Amp1',
          + 'T1*0.4999'      'Offset1+Amp1',      'T1*0.5001'      'Offset1-Amp1',
          + 'T1*0.9999'      'Offset1-Amp1',      'T1'      'Offset1', R      0ms
*      Iy      0      Vy      PWL      0ms      'Offset2', 'T2*0.0001'      'Offset2+Amp2',
          + 'T2*0.4999'      'Offset2+Amp2',      'T2*0.5001'      'Offset2-Amp2',
          + 'T2*0.9999'      'Offset2-Amp2',      'T2'      'Offset2', R      0ms
*
*      Ix      0      Vx      DC      30uA

```

```
*      Iy      0      Vy      DC      30uA
```

```
*      .PROBE TRAN I(RL) I(Ix) I(Iy)
```

```
*****
```

```
.end
```

ส่วนของโปรแกรมวงจรคุณลักษณะที่ประยุกต์ใช้เป็นวงจรถายแบบปรับอัตราขยาย  
โหมดกระแสโดยวิธีการประมาณเอ็กซ์โพเนนเชียล ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

Current\_Multiplier\_018u

.protect

.inc 'E:\Thesis\_Kittipat\Hspice\_work\t46u\_lo\_epi-params.MD' \*\*\* 0.18 microns Minimun W/L =0.27/0.18

\*\*\*

.option post=2

.unprotect

.op all 0 100n 300n

\*\*\* SUBCIRCUIT \*\*\*

\*\*\* (ส่วนของโปรแกรมวงจรถายที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์) \*\*\*

\*\*\*\*\*

*MnameND	NG	NS	NB	ModName	W=	L=
----------	----	----	----	---------	----	----

\*\*\*\*\*

Vdd	Vdd	0	DC	1.0V		
VSS	0	Vss	DC	1.0V		
X1	Vdd	Vss	Vx	Vx-1	Vout	BDCB2 *** (1:1 and 1:1) ***
	+ W1=1.2u			L1=0.2u		IB1=85uA
	+ W2=1.2u			L2=0.2u		IB2=85.21uA
	+ W3=1.2u			L3=0.2u		IB3=85.21uA VB=1.3V
X2	Vdd	Vss	Vy	Vy-1	Vy-2	Vy-3 Vy-4 BDCB4
	+ W1=1.2u			L1=0.2u		IB1=85uA
	+ W2=1.2u			L2=0.2u		IB2=85.21uA
	+ W3=1.2u			L3=0.2u		IB3=85.21uA
	+ W4=1.2u			L4=0.2u		IB4=85.21uA
	+ W5=1.2u			L5=0.2u		IB5=85.21uA VB=1.3V
X3	Vdd	Vss	Vx-1	Vy-1	1	MTP
X4	Vdd	Vss	1	Vout	2	BDCB2 *** (1:1 and 1:1/2) ***
	+ W1=1.2u			L1=0.2u		IB1=85uA
	+ W2=1.2u			L2=0.2u		IB2=85.21uA
	+ W3=0.56u		L3=0.2u			IB3=43.4uA VB=1.3V
X5	Vdd	Vss	2	Vy-2	3	MTP
X6	Vdd	Vss	3	Vout	4	BDCB2 *** (1:1 and 1:1/3) ***
	+ W1=1.4u			L1=0.2u		IB1=85uA

```

+ W2=1.4u          L2=0.2u          IB2=85.21uA
+ W3=0.4u          L3=0.2u          IB3=29uA          VB=1.5V
X7  Vdd  Vss  4    Vy-3  5    MTP
X8  Vdd  Vss  5    Vout  6    BDCB2 *** (1:1 and 1:1/4) ***
+ W1=1.8u          L1=0.2u          IB1=85uA
+ W2=1.8u          L2=0.2u          IB2=85.21uA
+ W3=0.4u          L3=0.2u          IB3=23.5uA       VB=1.5V
X9  Vdd  Vss  6    Vy-4  Vout  MTP
RL  Vout  0    250

*****

***** DC Sweep<finding bias point> *****
***  .DC    v/i_Part_Name  start  stop  step
      .DC    Iy              -30uA  30uA  0.5uA
+ sweep Ix      LIN      7      -30uA  30uA
Ix     0      Vx      DC      30uA
Iy     0      Vy      DC      0uA
.PROBE DC      I(Ix)  I(Iy)  I(RL)  par('20*log10(I(RL)/I(Ix))')
*      .PRINT I(RL)  par('20*log10(I(RL)/I(Ix))')

*****

***** AC Sweep<finding -3dB frequency, phase etc.> *****
***  .AC    decade  step  start  stop
*      .AC    DEC    100   100K   1G
*      Ix     0      Vx     AC     30uA
*      Iy     0      Vy     DC     30uA
***
          amplitude  phase  dB      custom parameter
*      .probe AC      I(RL)  Ip(RL)  Idb(RL)  par('20*log10(i(RL))')
*      .print

*****

.end

```

ส่วนของโปรแกรมวงจรคุณลักษณะที่ประยุกต์ใช้เป็นวงจรรหารสัญญาณกระแสสองค  
 อดแรงแนที่ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

Current\_Multiplier\_018u

.protect

.inc 'E:\Thesis\_Kittipat\Hspice\_work\t46u\_lo\_epi-params.MD' \*\*\* 0.18 microns Minimun W/L =0.27/0.18

\*\*\*

.option post=2

.unprotect

.op all 0 100n 300n

\*\*\* SUBCIRCUIT \*\*\*

\*\*\* (ส่วนของโปรแกรมวงจรร้อยที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์) \*\*\*

\*\*\*\*\*

*MnameND	NG	NS	NB	ModName	W=	L=
----------	----	----	----	---------	----	----

\*\*\*\*\*

Vdd	Vdd	0	DC	1.0V		
-----	-----	---	----	------	--	--

VSS	0	Vss	DC	1.0V		
-----	---	-----	----	------	--	--

X1	Vdd	Vss	Ix	1/Ix	DV	
----	-----	-----	----	------	----	--

X2	Vdd	Vss	1/Ix	Iy	Vout	MTP
----	-----	-----	------	----	------	-----

RL	Vout	0	250			
----	------	---	-----	--	--	--

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* DC Sweep<finding bias point> \*\*\*\*\*

***	.DC	v/i_Part_Name	start	stop	step
-----	-----	---------------	-------	------	------

*	.DC	Ix	2.0uA	30uA	0.5uA
---	-----	----	-------	------	-------

*	+ sweep	Iy	LIN	7	-30uA 30uA
---	---------	----	-----	---	------------

*	Ix	0	Ix	DC	0uA
---	----	---	----	----	-----

*	Iy	0	Iy	DC	0uA
---	----	---	----	----	-----

*	.PROBE DC	I(RL)	par('I(RL)')	par('((1*I(X1.I1))*I(X1.I1))/(8*I(Ix))')
---	-----------	-------	--------------	--

*	+ par('((1*I(X1.I1))*I(X1.I1))*I(Iy)*66666.666)/(8*I(Ix))')
---	---

*	+ par('(((1*I(X1.I1))*I(X1.I1))/(8*I(Ix))-I(RL))*100/((1*I(X1.I1))*I(X1.I1))/(8*I(Ix))')
---	--

*	.PRINT I(RL)	par('((1*I(X1.I1))*I(X1.I1))*I(Iy)*66666.666)/(8*I(Ix))')
---	--------------	---

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* AC Sweep<finding -3dB frequency, phase etc.> \*\*\*\*\*

```

*** .AC decade step start stop
* .AC DEC 100 100K 1G
* Ix 0 Ix AC 30uA
* Iy 0 Iy DC 30uA
*** amplitude phase dB custom: parameter
* .probe AC I(RL) Ip(RL) IdB(RL) par('20*log10(i(RL))')
* .print

*****

***** Transient Analysis<finding delay time, view waveform> *****

*** .TRAN step stop (default start=0)
* .PARAMF1 = 1MEG A1 = 15uO1 = 15uT1 = '1/F1'
* .PARAMF2 = 1MEG A2 = 30uO2 = 0u T2 = '1/F2'
* .TRAN '2*T1/1000' '2*T1'
* .TRAN '2*T2/1000' '2*T2'
*** Vxx/Ixx n+ n- SIN (offset Amplitude Frequency
TimeDelay(Df=0)
*** Dampingfactor(Df=0) Phase delay(Df=0))***
* Ix 0 Ix SIN 'O1' 'A1' 'F1'
* Iy 0 Iy SIN 'O2' 'A2' 'F2'
* Ix 0 Ix PWL 0ms 'O1-A1', 'T1*0.5' 'O1+A1', 'T1' 'O1-A1', R
0ms
* Ix 0 Ix PWL 0ms, 'O1', 'T1*0.25' 'O1+A1', 'T1*0.75' 'O1-A1',
* + 'T1' 'O1', R 0ms
* Iy 0 Iy PWL 0ms 'O2', 'T2*0.25' 'O2+A2', 'T2*0.75' 'O2-A2',
* + 'T2' 'O2', R 0ms
* Ix 0 Ix PWL 0ms 'O1', 'T1*0.0001' 'O1+A1', 'T1*0.4999'
* + 'O1+A1', 'T1*0.5001' 'O1-A1', 'T1*0.9999' 'O1-A1', 'T1' 'O1', R
0ms
* Iy 0 Iy PWL 0ms 'O2', 'T2*0.0001' 'O2+A2', 'T2*0.4999'
* + 'O2+A2', 'T2*0.5001' 'O2-A2', 'T2*0.9999' 'O2-A2', 'T2' 'O2', R
0ms
* Ix 0 Ix DC 30uA
* Iy 0 Iy DC 30uA
* .PROBE TRAN I(RL) I(Ix) I(Iy)

*****

.end

```

### ภาคผนวก ค.

#### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. กิตติภัทร์ ภูระหงษ์, พิพัฒน์ พรหมมี และ กอบชัย เศรษฐาญ, “วงจรถูกส่งสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ ความถี่สูง ที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ,” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 22 ฉบับที่ 2 หน้า 43-48 มิถุนายน 2548



ปีที่ 22 ฉบับที่ 2

มิถุนายน 2548

1.	การศึกษาเทคนิคการผลิตก๊าซไฮโดรเจนจากไฮโดรเจนแก๊สจากไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงความถี่สูง แบบแรงดันกระแสที่อมสูง ศศิโรตม์ เกตุแก้ว	1
2.	การศึกษาการสร้างเครื่องกำจัดควีนตัมด้วยการนำวิธีไฟฟ้าสถิตแรงดันสูงความถี่สูง เพื่อลดการเกิดระเบิด ศศิโรตม์ เกตุแก้ว วีระศักดิ์ วงศ์วิจิตร	7
3.	การจำลองสภาวะชั่วคราวของหม้อแปลงกระแสโดยใช้โปรแกรม ATP อรอรวิวัฒน์ นารีภาวศาร มณฑล สีลาจินดาไกรฤกษ์	13
4.	การหาค่าช่วงเวลาตัดกระแสแก๊สของระบบไฟฟ้ากำลังไฮโดรเจนระบบบริการคำนวณ พิเชฐ มานะบรรณ สมชาติ จีรวีภากร	19
5.	การชำระและคำนวณค่าไฟฟ้าด้วยสมการการตัดและตัดจุดต่อไอโวลต์-ซีวโมเมนต์ 1-เฟส วุฒิพันธ์ ศิปปวรรณวิวัฒน์ มณฑล สีลาจินดาไกรฤกษ์	25
6.	การออกแบบอิเล็กทรอนิกส์สำหรับข้อกำหนดสำหรับใช้ในการควบคุมฮาร์ดแวร์ในงานอุตสาหกรรมและระบบธุรกิจด้วย EMPT สันติ นุ่นเขมน์ กอบชัย เศรษฐาญ	31
7.	การประเมินความเชื่อถือได้ของระบบผลิตกำลังไฟฟ้า โดยการวิเคราะห์สายประสาทเทียม ฉัตรชัย สานติสุขวิวัฒน์ สมชาติ จีรวีภากร	37
8.	วงจรมอดูลสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ ความถี่สูงที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ กิตติภัทร์ ภูระหงษ์ พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เศรษฐาญ	43
9.	วงจรมอดูลจ่ายกำลังสูงสุดใช้แรงดันต่ำโลกใช้เทคโนโลยีซิลิคอน สุรัชย์ จันทร์ฉาย พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เศรษฐาญ กฤษณ์ อ่างแก้ว มนตรี สมดุลยกนก	49
10.	วงจรมอดูลความต้านทานชนิดลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบซีมอสที่มีการชดเชยอุณหภูมิ มนตรี สมดุลยกนก พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เศรษฐาญ กฤษณ์ อ่างแก้ว	54
11.	การเพิ่มประสิทธิภาพของการรู้จำสระเสียงเดียวในภาษาไทยโดยใช้การลคมีติของความเข้มแถบความถี่วิกฤตของฟังก์ชันถ่ายโอน สเกลบาร์ค อรอรวิวัฒน์ วงศ์อนันต์ชัย ไกรอิน สวัสดิ์นา	60

# วงจรมคูณสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ ความถี่สูง ที่ใช้ แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

## Low Voltage, High Frequency Four-Quadrant CMOS Current Multiplier Circuit

กิตติภัทร์ ภูระหงษ์ พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรมคูณสัญญาณกระแสแบบสี่ควอดแรนท์ ความถี่สูง ที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ โดยอาศัยหลักการพีชคณิตกำลังสอง ซึ่งใช้การยกกำลังสองจากสมการกระแสของมอส โดยวงจรมคูณที่ประกอบด้วยวงจรมคูณกระแส วงจรแปลงค่ากระแสเป็นแรงดัน วงจรกลับค่าแรงดัน วงจรกำลังสองและวงจรมคูณกระแส การทำงานของวงจรมคูณสามารถยืนยันได้ด้วยโปรแกรม HSPICE ซึ่งพบว่าวงจรมคูณมีผลตอบสนองทางความถี่ 2.5 GHz และมีช่วงกระแสอินพุตปฏิบัติงาน  $\pm 10\mu A$  วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 1V$

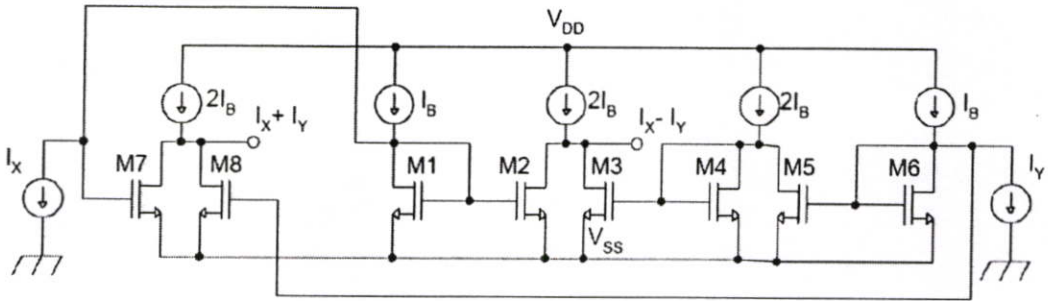
### Abstract

This paper proposes a low voltage, high frequency four-quadrant CMOS current multiplier circuit based on square-law algebraic identity, is presented by using square function from MOS's current equation. The multiplier consists of current copier, current-to-voltage converter, voltage inverter, squarer circuit and current subtractor. The simulation results have been carried out by using HSPICE simulator program. The input operating range and frequency response are  $\pm 10\mu A$  and 2.5 GHz, respectively. The proposed circuit uses  $\pm 1V$  supply voltages.

### 1. บทนำ

วงจรมคูณสัญญาณอนาล็อกเป็นวงจรพื้นฐานสำหรับประยุกต์ใช้งาน เพื่อสร้างวงจรอื่นๆ เช่น วงจรมอดูเลต วงจรคูณความถี่ วงจรหารความถี่ เป็นต้น ปัจจุบันการออกแบบวงจรส่วนใหญ่จะเน้นให้ทำงานในโหมดกระแสเนื่องจาก การสวิงในโหมดแรงดันนั้นจะถูกจำกัดโดยแหล่งจ่าย ส่วนข้อดีของวงจรในโหมดกระแสก็คือ ใช้แหล่งจ่ายไฟที่ต่ำกว่า วงจรมีขนาดเล็กลง มีการ

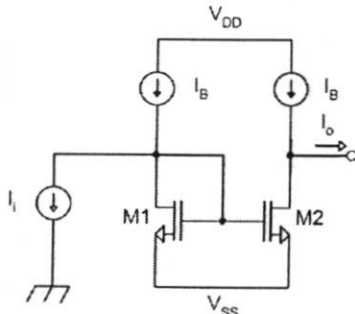
ตอบสนองความถี่ที่ดีขึ้น สัญญาณรบกวนต่ำ และใช้กำลังงานต่ำอีกด้วย ซึ่งวงจรมคูณที่นำเสนอนั้น เป็นวงจรมคูณที่ทำงานในโหมดกระแส โดยอาศัยหลักการพีชคณิตกำลังสองส่วนสี่ [4], [5], [6] ซึ่งใช้การยกกำลังสองจากสมการกระแสของมอส วงจรมคูณที่นำเสนอนั้น มีโครงสร้างการทำงานที่ง่าย การกำหนดค่า Aspect Ratio ก็ทำได้ง่าย ไม่ต้องการปรับแต่งมากนัก จุดเด่นของวงจรมคูณที่นำเสนอก็คือ มอสที่ใช้ในวงจรเป็นเอ็นมอสทุกตัว



รูปที่ 1 วงจรสร้างสัญญาณกระแส  $I_X + I_Y$  และ  $I_X - I_Y$

ซึ่งในการผลิตนั้น การที่จะทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของเอ็นมอส และพีมอสนั้นมีค่าที่เท่ากันในการผลิตนั้นเป็นเรื่องที่ทำได้ยาก

2. หลักการและวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 2 วงจรคัลลอกกระแส

กำหนดให้

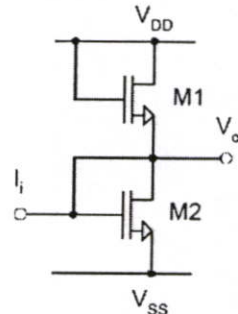
$$A = (a + b + c)^2, B = (-a - b + c)^2$$

$$C = (a - b + d)^2, D = (-a + b + d)^2$$

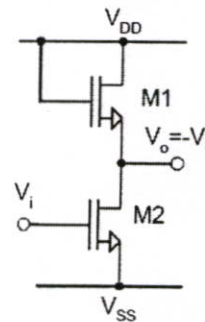
จะได้  $(A + B) - (C + D) = 8abd$

วงจรคู่อสัญญาณกระแสที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรถักลอกกระแส [1] ที่ประยุกต์เป็นวงจรวกกระแส และลบกระแส วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน วงจรกลับค่าแรงดัน และวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแล้วนำกระแสมาบวกและลบกัน เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณกระแสคู่อกัน ซึ่งมอสทุกตัวในวงจรมีทำงานในย่านอิ่มตัว

จากรูปที่ 2 เป็นวงจรถักลอกกระแสโดยที่ทิศทางกระแสอินพุตและเอาต์พุต จะมีทิศทางที่ตรงกันข้ามกัน โดยในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสรับกระแสขนาด  $I_i$  วงจรก็จะจ่ายกระแสขนาด  $I_i$  หรือในขณะที่แหล่งจ่ายกระแสจ่ายกระแสขนาด  $I_i$  วงจรก็จะรับกระแสขนาด  $I_i$  ด้วย



รูปที่ 3 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน



รูปที่ 4 วงจรกลับค่าแรงดัน

$$I_B - I_i = I_B - I_o \tag{1}$$

แต่เนื่องจากทิศทางกระแสตรงข้ามกันจะได้

$$I_o = -I_i \tag{2}$$

ช่วงอินพุตสูงสุดของวงจรคัลลอกกระแส คือ  $\pm I_B$  และเมื่อเรานำเอาวงจรคัลลอกกระแสมาต่อกันแบบในรูปที่ 1 ก็จะได้วงจรสร้างสัญญาณกระแส  $I_X + I_Y$  และ  $I_X - I_Y$  รูปที่ 3 เป็นวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน [2] ประกอบด้วยเอ็นมอส 2 ตัว โดยมีค่า  $W/L$  ที่เท่ากัน และทำงานในย่านอิมิตัว

$$\text{กำหนด } K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = K_1$$

$$I_{D1} = \frac{K_1}{2} (V_{DD} - V_o - V_T)^2 \quad (3)$$

$$I_{D2} = \frac{K_1}{2} (V_o - V_{SS} - V_T)^2 \quad (4)$$

$$V_o = \frac{I_i}{2K_1(V_{DD} - V_T)} \quad (5)$$

รูปที่ 4 เป็นวงจรกลับค่าแรงดัน [1] ประกอบด้วยเอ็นมอส 2 ตัว โดยมีค่า  $W/L$  ที่เท่ากัน และทำงานในย่านอิมิตัว

$$\text{โดยที่ } I_{D1} = \frac{K_1}{2} (V_{DD} - V_o - V_T)^2 \quad (6)$$

$$I_{D2} = \frac{K_1}{2} (V_o - V_{SS} - V_T)^2 \quad (7)$$

$$V_o = -V_i \quad (8)$$

ดังนั้น ถ้าเอาสัญญาณ  $I_X + I_Y$  และ  $I_X - I_Y$  ไปป้อนให้กับวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน แล้วนำค่าแรงดันที่ได้ไปป้อนให้กับวงจรกลับค่าแรงดันอีกครั้งหนึ่งดังรูปที่ 5 และ รูปที่ 6 พร้อมกับกำหนดชื่อ โนคแรงดันตามลำดับ คือ  $V_A, V_B, V_C$  และ  $V_D$  ตามลำดับ จะได้

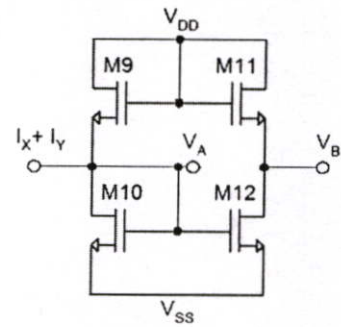
$$V_A = \frac{I_X + I_Y}{2K_1(V_{DD} - V_T)} \quad (9)$$

$$V_B = \frac{-I_X - I_Y}{2K_1(V_{DD} - V_T)} \quad (10)$$

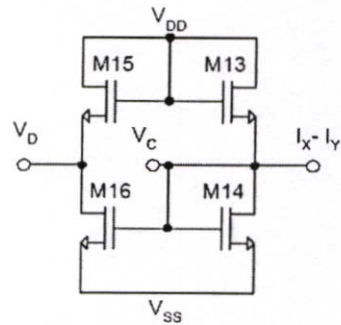
$$V_C = \frac{I_X - I_Y}{2K_1(V_{DD} - V_T)} \quad (11)$$

$$V_D = \frac{-I_X + I_Y}{2K_1(V_{DD} - V_T)} \quad (12)$$

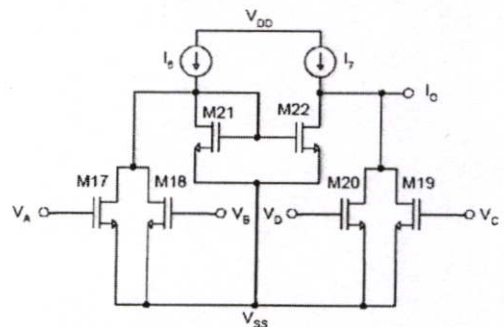
เมื่อนำ  $V_A, V_B, V_C$  และ  $V_D$  ป้อนให้กับ  $M_{17}, M_{18}, M_{19}$  และ  $M_{20}$  ซึ่งมอสทั้ง 4 ตัวนี้ทำหน้าที่



รูปที่ 5 วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันและกลับค่าแรงดัน เมื่อป้อน  $I_X + I_Y$



รูปที่ 6 วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันและกลับค่าแรงดัน เมื่อป้อน  $I_X - I_Y$



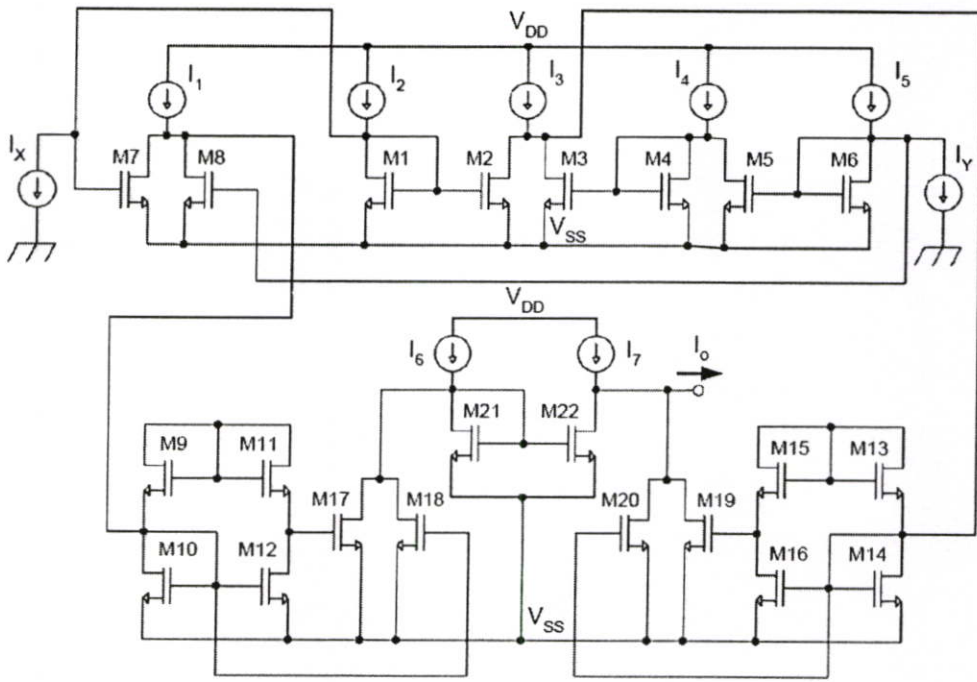
รูปที่ 7 วงจรคัลลอกกระแสที่ทำหน้าที่ลบกระแส

กำลังสองแรงดันที่ขาเกต ดังรูปที่ 7 โดยมีมอสทั้งสี่ตัวนี้มีค่า  $W/L$  ที่เท่ากัน และทำงานในย่านอิมิตัว

$$\text{กำหนด } K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = K_2$$

$$a = 2K_1(V_{DD} - V_T)$$

$$b = -(V_{SS} + V_T)$$



รูปที่ 8 วงจรออสซิลเลชันกระแส

จะได้กระแสเดรนของมอสแต่ละตัว ดังนี้

$$I_{D17} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{I_X}{a} + \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (13)$$

$$I_{D18} = \frac{K_2}{2} \left( -\frac{I_X}{a} - \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (14)$$

$$I_{D19} = \frac{K_2}{2} \left( \frac{I_X}{a} - \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (15)$$

$$I_{D20} = \frac{K_2}{2} \left( -\frac{I_X}{a} + \frac{I_Y}{a} + b \right)^2 \quad (16)$$

จากรูปที่ 7  $M_{21}$ ,  $M_{22}$ ,  $I_6$  และ  $I_7$  เป็นวงจรคัตลอค  
กระแสที่ทำหน้าที่ลบกระแส โดยนำ

$$(I_{D17} + I_{D18}) - (I_{D19} + I_{D20})$$

$$I_o = (I_{D17} + I_{D18}) - (I_{D19} + I_{D20}) \quad (17)$$

$$I_o = \frac{K_2 I_X I_Y}{K_1^2 (V_{DD} - V_T)^2} \quad (18)$$

### 3. ผลการจำลองการทำงาน

ในการจำลองการทำงาน ออกแบบโดยใช้  
เทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.5 ไมครอนของ IBM

T54F\_5HP ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆของมอสทรานซิสเตอร์  
แสดงในตารางที่ 1 และจำลองการทำงานของวงจรรวม  
โปรแกรม HSPICE level 49 โดยใช้ค่าความกว้างต่อ  
ความยาว (W/L) ดังแสดงในตารางที่ 2 และขนาดของ  
กระแสไบอัสดังแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ IBM  
T54F\_5HP

Parameter	NMOS	PMOS	Unit
$V_T$	0.65	-0.45	V
$K'(\mu_0 C_{ox}/2)$	76.7	-20.9	$\mu A/V^2$
$W/L_{min}$	0.65/0.5		-

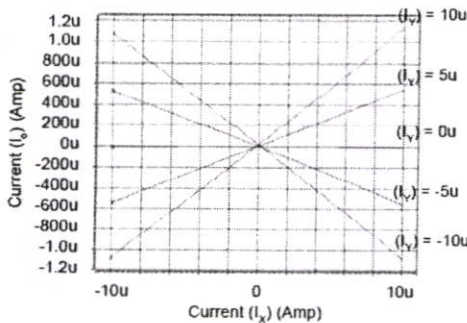
ตารางที่ 2 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	W/L
M1-M16, M21-M22	0.65/0.5
M17-M20	0.65/1.3

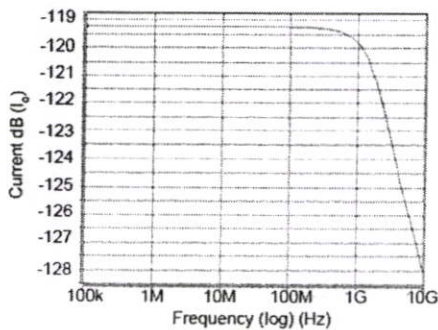
ตารางที่ 3 แสดงขนาดของกระแสไบอัส

แหล่งจ่ายกระแส	ขนาดกระแส
$I_1, I_3, I_4$	$30\mu A$
$I_2, I_5$	$15\mu A$
$I_6, I_7$	$20\mu A$

ผลการจำลองมีดังนี้ รูปที่ 9 แสดงคุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรถบายโดยพลองป้อนกระแสอินพุตเข้าที่  $I_X$  และ  $I_Y$  มีค่า  $-10\mu A$  ถึง  $+10\mu A$  โดย  $I_X$  ค่อยๆเพิ่มค่าจาก  $-10\mu A$  ถึง  $+10\mu A$  ส่วน  $I_Y$  ทำการกวาด หรือ Sweep ค่าจาก  $-10\mu A$  ถึง  $+10\mu A$  โดยแบ่งเป็น 5 ส่วนเท่าๆกันดังรูปที่ 9 ปรากฏว่ามีกระแส Offset  $0.14\mu A$  ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยเพิ่มแหล่งจ่ายกระแสที่เอาท์พุทของวงจรถบายและวัดค่า Nonlinearity Error เมื่อ  $I_X = 10\mu A$  และ  $-10\mu A \leq I_X \leq 10\mu A$  เท่ากับ 1.26% ซึ่งสิ่งสำคัญที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนไปเนื่องมาจากสาเหตุหลักคือการ Mismatch ของ Current Mirror และ Channel Length ที่แคบลงนั่นเอง



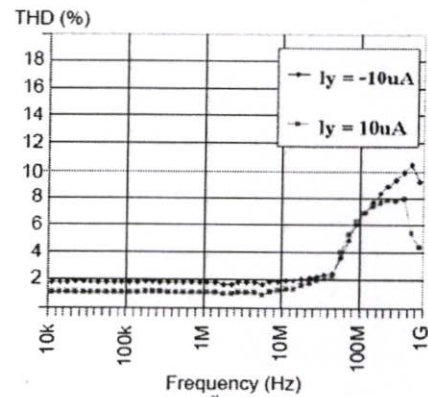
รูปที่ 9 คุณสมบัติทางด้านไฟตรงของวงจรถบาย



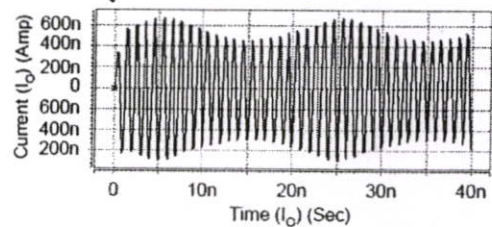
รูปที่ 10 ผลการตอบสนองทางความถี่

รูปที่ 10 เป็นรูปแสดงผลตอบสนองของความถี่ของวงจรถบาย โดยค่าความถี่ค่อยๆเพิ่มขึ้นไปจาก 100 kHz ไปจนกระทั่งถึง 10GHz และจากการทดลอง วัดค่า  $-3dB$  ได้ที่ความถี่ 2.5 GHz ดังรูป

รูปที่ 11 เป็นรูปแสดงผลของความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมโดยป้อนกระแส  $I_Y$  2 ค่าคือ  $-10\mu A$  และ  $10\mu A$  ส่วน  $I_X$  เป็นสัญญาณไซน์ขนาด  $10\mu A$  โดยแปรความถี่ตั้งแต่ 10 kHz จนกระทั่ง 2.5 GHz ช่วงคาบทั้งหมดที่ใช้ในการพิจารณาความถี่แต่ละค่าคือ  $T_{STOP} = \frac{2}{f}$  และช่วงคาบแต่ละขั้นที่พิจารณาแต่ละความถี่คือ  $T_{STEP} = \frac{2}{100f}$  ซึ่งจากกราฟจะเห็นว่า ค่า THD เมื่อ  $I_Y = -10\mu A$  มีค่าประมาณ 1.5% และมีค่าประมาณ 1.3% เมื่อ  $I_Y = 10\mu A$  จนกระทั่งความถี่ 100 MHz ค่า THD จะมีค่าสูงขึ้น มีค่าสูงสุดเท่ากับ 11.2367% ที่ความถี่ 2 GHz,  $I_Y = -10\mu A$  และ THD เท่ากับ 6.3371% ที่ความถี่ 1 GHz,  $I_Y = 10\mu A$



รูปที่ 11 ความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม



รูปที่ 12 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลท

ต่อมาเป็นตัวอย่งการนำวงจรถูกกระแสไปใช้งานเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ โดยป้อน  $I_X$  ที่เป็นสัญญาณข่าวสารความถี่ 50 MHz ขนาด  $10\mu A_{p-p}$  กับ  $I_Y$  ที่เป็นสัญญาณพาหะความถี่ 1 GHz ขนาด  $5\mu A_{p-p}$  สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะอยู่ในรูปการมอดูเลททางขนาด ดังรูปที่ 12

เมื่อทำการเปรียบเทียบผลการทดลองของวงจรถูกที่นำเสนอ กับวงจรถูกที่เคยถูกเสนอมาแล้ว ดังในตารางที่ 4 พบว่า วงจรถูกที่นำเสนอมีช่วงที่ล้นพลวัตที่สูงกว่า และใช้แหล่งจ่ายไฟที่ต่ำกว่า ซึ่งเป็นเพราะ  $V_T$  ของมอสที่ใช้มีค่าต่ำ จึงทำให้ไฟเลี้ยงเพียง  $\pm 1V$  ก็เพียงพอที่จะทำให้ออสทราวนซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมตัว ( $V_{GS} - V_T) \leq V_{DS}$

ตารางที่ 4 เปรียบเทียบผลการทดลองของวงจรถูกที่นำเสนอ กับวงจรถูกที่เคยถูกเสนอมาแล้ว

วงจรถูก	จำนวนอุปกรณ์	แหล่งจ่าย	ช่วงที่ล้นพลวัต
[3]**	NMOS=6 PMOS=2	$\pm 3V$	10.7 MHz
[4]	NMOS=14 PMOS=8 CS. = 1	+5V	22.4 MHz
[5]**	NMOS=14 PMOS=12	$\pm 1V$	4.3MHz
วงจรถูกที่นำเสนอ	NMOS=22 CS. = 7	$\pm 1V$	2.5 GHz

หมายเหตุ CS. คือ แหล่งจ่ายกระแส (Current Source) และ \*\* คือวงจรถูกที่นำเสนอโดยอินพุทที่ป้อนเป็นกระแสผลบวกผลต่างเลข จึงทำให้อุปกรณ์มีจำนวนน้อย

#### 4. สรุป

วงจรถูกกระแสที่นำเสนอเป็นวงจรถูกที่ใช้แหล่งจ่ายไฟมีค่า  $\pm 1V$  มีช่วงการทำงานทางความถี่ที่กว้างถึง 2.5 GHz ค่าอื่นๆ ที่ใช้ในการเขียนแบบการทำงานแสดงดังในตารางที่ 5

ตารางที่ 5 ค่าที่ใช้ในการเขียนแบบการทำงาน และผลการจำลองการทำงาน

Parameters	Value
Technology	0.5 $\mu m$ CMOS
Supply Voltage	$\pm 1V$
CMOS Transistor	22
Current Source	7
Input Range	$\pm 10\mu A$
Nonlinearity error	1.26%
Bandwidth (-3 dB)	2.5 GHz
Power dissipation	0.605mW

#### 5. เอกสารอ้างอิง

- [1] P. E. Allen and D. R. Holberg, "CMOS Analog Circuit Design," 2<sup>nd</sup> Ed., McGraw Hill, 2002.
- [2] Z. Wang, "2-Mosfet transistor with extremely low distortion for output reaching supply voltages," Electronics Letters, vol.26, pp. 951-952, June 1990.
- [3] M.A.Abou El-Atta, M.A.Abou El-Ela and M.K.El Said, "Four-quadrant current multiplier and its application as a phase-detector," 19<sup>th</sup> National Radio Science Conference, pp. 502-508, 2002.
- [4] K. Tanno, O. Ishizuka, and Z. Tang, "Four-quadrant CMOS current-mode multiplier independent of device parameters," IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 47, No. 5, pp. 473-477, 2000.
- [5] Y.K. Seng and S.S. Rofail, "Design and analysis of a  $\pm 1$  V CMOS four-quadrant analogue multiplier," IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Vol. 45, No. 3, pp. 148-154, 1998.

## ประวัติผู้เขียน

นายกิตติภักดิ์ ภูระหงษ์ เกิดเมื่อวันที่ 8 สิงหาคม พ.ศ. 2522 ที่จังหวัดกาญจนบุรี สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 4 จากโรงเรียนวิสุทธิรังษี จ.กาญจนบุรี ในปี พ.ศ. 2538 ต่อจากนั้นได้เข้าศึกษาต่อที่สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตพระนครเหนือ ในหลักสูตร ปวส. 4 ปี และสำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาอิเล็กทรอนิกส์ ในปี พ.ศ. 2542 ต่อจากนั้นในปีเดียวกันก็ได้ศึกษาต่อระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ในปี พ.ศ. 2546 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547