

การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

VECTOR SUMMATION CIRCUIT DESIGN-BASED  
MULTIPLIER CIRCUIT



เลขหมู่..... 542  
เลขทะเบียน..... 44060  
จัน, เดือน, ปี 25 ต.ค. 2545

b. 11255๑12  
i. 12๖๒๕๖๖

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2545

# VECTOR SUMMATION CIRCUIT DESIGN-BASED MULTIPLIER CIRCUIT



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

**2002**

**ISBN : 974 – 324 – 018 - 7**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ
นักศึกษา	นายอนุต สุวรรณชาติ
รหัสประจำตัว	42061412
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรที่ทำงาน 2 หน้าที คือ คูณสัญญาณ และบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ วงจรที่นำเสนอนี้ประกอบด้วย วงจรแบ่งแรงดัน 4 วงจร วงจรบวกสัญญาณ 2 วงจร วงจรกำลังสอง 3 วงจร และวงจรถอดรอกที่สอง 1 วงจร ผลการเลียนแบบการทำงานใช้โปรแกรม PSpice พบว่า การคูณสัญญาณมีความผิดพลาดทางฮาร์โมนิครวมน้อยกว่า 0.6 % การบวกสัญญาณทางเวกเตอร์มีความผิดพลาด 0.5 % ที่แรงดันอินพุตมีขนาด  $2V_{p-p}$  และแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ  $\pm 2.5 V_{DC}$

<b>Thesis Title</b>	Vector Summation Circuit Design-Based Multiplier Circuit
<b>Student</b>	Mr. Nukul Suwanchartree
<b>Student ID.</b>	42061412
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2002
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

## ABSTRACT

This thesis proposes two functions circuit that is multiplier and vector summation. The proposed circuit consists of four voltage divider circuits, two additional circuits, three squaring circuits, and a square-root circuit. Simulation results are demonstrated by PSpice, it finds that total harmonics distortion (THD) of multiplier is less than 0.6 % , the error of vector summation is about 0.5 % whereas the input voltage is  $2 V_{p,p}$  and the power supply is  $\pm 2.5 V_{DC}$ .

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้ความรู้ คำปรึกษาและคำชี้แนะ แนวทาง ทางด้านการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ตลอดจนท่วงวิธีต่างๆ ในการทำงานวิจัย และเป็นผู้ตรวจแก้ไขงานวิจัยของผู้เขียนทุกชิ้น อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอขอบพระคุณอาจารย์อิทธิพงศ์ ชัยสายัณห์ ที่ให้ความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ คำชี้แนะแนวทาง และเทคนิคต่างๆ ในการออกแบบวงจร ตลอดจนจนความรู้ วิชาการต่างๆ ที่ถ่ายทอดให้ กระผมเป็นอย่างดี ทำให้งานวิจัยนี้สำเร็จบริบูรณ์

ขอขอบพระคุณ คุณวราภรณ์ ชัยสายัณห์ ผู้ที่ชี้เป้าหมายชีวิตให้แก่กระผม ตลอดจนแนวทางในการฝึกสมาธิ เพื่อทำให้เกิดปัญญาในการคิดงานวิจัยออกมาได้จนสำเร็จสมบูรณ์

ขอกราบนมัสการ หลวงพ่อวัดปากน้ำภาษีเจริญ พระมงคลเทพมุนี (สด จนฺทสโร) ผู้ที่ให้เป้าหมายชีวิตแก่กระผม และวิธีการฝึกสมาธิที่ถูกต้อง ตามแนวทางขององค์สมเด็จพระสัมมาสัมพุทธเจ้า

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ เพื่อนและน้อง ๆ กลุ่มใจแก้ว นครปฐม ทุกคน ที่ช่วยเหลืองานจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์ และให้กำลังใจโดยดีมาตลอด

นุญต สุวรรณชาติรี

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 เทคโนโลยีมอสและทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรถิสตกรีท.....	3
2.3 เทคโนโลยีของมอส.....	4
2.3.1 ข้อดีของมอสเฟต เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	5
2.3.2 ข้อเสียของมอสเฟต เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	7
2.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	7
2.4.1 โครงสร้างของมอสเฟต.....	7
2.4.2 สัญญลักษณ์ของมอสเฟต.....	9
2.4.3 ชนิดของมอสเฟต.....	10
2.4.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต.....	12
2.5 สรุป.....	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรถูกสัญญาณที่ นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	15
3.1 กล่าวนำ.....	15
3.2 หลักการเบื้องต้นของการออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรถูกสัญญาณ.....	15
3.2.1 วงจรแบ่งแรงดัน.....	17
3.2.2 วงจรบวกสัญญาณ.....	20
3.2.3 วงจรกำลังสอง.....	22
3.2.4 วงจรสะท้อนกระแส.....	25
3.2.5 วงจรถอดรอกที่สอง.....	26
3.3 วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรถูกสัญญาณ ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	28
3.4 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร.....	29
3.4.1 Mobility Reduction.....	29
3.4.1.1 วงจรกำลังสอง.....	30
3.4.1.2 วงจรถอดรอกที่สอง.....	30
3.4.1.3 วงจรลบสัญญาณ.....	31
3.4.2 Component Mismatch.....	31
3.4.2.1 วงจรเลื่อนระดับสัญญาณ.....	31
3.4.2.2 วงจรลบสัญญาณ.....	31
3.4.2.3 วงจรกำลังสอง.....	32
3.5 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานความถี่.....	32
3.6 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานอินพุท.....	40
3.7 สรุป.....	41

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การทดสอบและการประยุกต์ใช้งาน.....	42
4.1 บทนำ.....	42
4.2 ผลการทดสอบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ.....	42
4.2.1 การเขียนแบบการทำงาน โดยใช้ PSpice.....	42
4.2.2 การนำวงจรมาต่อวงจรลงบอร์ดจริง.....	49
4.3 คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ.....	52
4.4 วงจรประยุกต์ใช้งาน.....	53
4.4.1 นำวงจรที่ได้ออกแบบมาทำเป็นวงจรมอดูเลตทางขนาด.....	53
4.4.2 นำวงจรที่ได้ออกแบบมาทำเป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันที สำหรับสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	55
4.4.3 ผลการทดสอบ โดยนำวงจรมาทดสอบ โดยโปรแกรม PSpice.....	59
4.5 คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของ สัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	64
4.6 สรุป.....	65
บทที่ 5 บทสรุป.....	66
5.1 บทสรุป.....	66
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข.....	68
เอกสารอ้างอิง.....	69
ภาคผนวก.....	71
ภาคผนวก ก.....	72
ภาคผนวก ข.....	98
ภาคผนวก ค.....	106
ประวัติผู้เขียน.....	119

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	แสดงแผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม.....	5
2.2	โครงสร้างของเอ็นชานเมนท์มอสเฟตชนิด NMOS.....	7
2.3	โครงสร้างของเอ็นชานเมนท์มอสเฟตชนิด PMOS.....	8
2.4	แสดงการไบอัส.....	8
2.5	แสดงสัญลักษณ์ต่างๆของมอสเฟต.....	9
2.6	โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น-แซนแนล.....	10
2.7	กราฟแสดงคุณสมบัติของมอสเฟตชนิดเอ็น-แซนแนล.....	11
2.8	แสดงคุณสมบัติของมอสเฟต.....	13
2.9	แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D$ กับ $V_{GS}$ .....	14
3.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรมุขสัญญาณ.....	16
3.2	วงจรมุ่งแรงดัน.....	17
3.3	วงจรวกสัญญาณ.....	20
3.4	วงจรมุ่งสอง.....	23
3.5	วงจรมุ่งกระแสอย่างง่าย.....	25
3.6	วงจรมุขสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	26
3.7	วงจรมุขสัญญาณที่สองที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	26
3.8	วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมุขสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	29
3.9	วงจรมุขของมอสเฟต.....	32
3.10	แสดงการปรับปรุงวงจรมุขในรูปที่ 3.8 เพื่อการวิเคราะห์ความถี่.....	33
3.11	แสดงวงจรมุขของวงจรมุขในรูปที่ 3.10.....	33
4.1	แสดงคุณสมบัติทาง DC transfer ของการคูณสัญญาณ.....	44
4.2	แสดงผลการทดสอบความถี่ตอบสนองของวงจรมุข.....	45
4.3	แสดงผลการทดสอบความถี่ตอบสนองของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรมุขสัญญาณ.....	45
4.4	แสดงเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมุขสัญญาณ.....	46

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.5	แสดงการวัดเอาต์พุตเทียบกับอินพุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรถูกสัญญาณ.....	49
4.6	แสดงคุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรถูกสัญญาณ.....	52
4.7	แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรมอดูเลต.....	53
4.8	แสดงผลเอาต์พุตของการมอดูเลตทางขนาดเมื่อนำวงจร ที่ออกแบบเป็นวงจรมอดูเลต โดยใช้โปรแกรม PSpice.....	54
4.9	แสดงผลทดสอบต่อวงจรจริงของวงจรในรูปที่ 4.8.....	54
4.10	แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุด แบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	56
4.11	แสดงวงจorkำลังสองและวงจรสะท้อนกระแสที่เพิ่มเข้าไปในวงจรในรูปที่ 3.8.....	56
4.12	แสดงวงจรประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันที ของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส.....	58
4.13	แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันที ของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสเมื่ออินพุตเป็น $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ , $V_Y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$ และ $V_Z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$ ที่ความถี่ 500 Hz.....	60
4.14	แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันที ของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสเมื่ออินพุตเป็น $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ , $V_Y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$ และ $V_Z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$ ที่ความถี่เปลี่ยนจาก 50 Hz เป็น 500 .....	63
4.15	แสดงลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของ สัญญาณรูปไซน์ หลายเฟส ที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุต.....	64
5.1	แสดงช่วงปฏิบัติงานอินพุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้ วงจรถูกสัญญาณ.....	68

# สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
4.1	แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแกนแนลของมอสทรานซิสเตอร์.....	43
4.2	แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นของวงจรถักนำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	52
4.3	แสดงผลการทดสอบเอาท์พุทของวงจรมีการเปลี่ยนค่าความถี่และแรงดันอินพุท.....	59



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันอุตสาหกรรมทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการพัฒนาให้เจริญก้าวหน้าไปเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะชิ้นส่วนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ต่างๆ หลายชนิดได้ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณต่าง ๆ มากมาย โดยเริ่มจากระบบสุญญากาศมาเป็นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ที่มีลักษณะเป็นดิสครีท (Discrete) และมาเป็นรูปแบบวงจรรวม (Integrated Circuit) หรือที่เรียกว่าไอซี (IC) ในการออกแบบวงจรก็เช่นกันได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจร โดยใช้หลักการใหม่ๆ ขึ้นมาอย่างมากมาย เพื่อให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย หรือออกแบบปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีคุณสมบัติและมีประสิทธิภาพในการทำงานตลอดจนให้ค่าความละเอียดความแม่นยำในการทำงานที่ดียิ่งขึ้น และมีผลตอบสนองต่อความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูงตามไปด้วย อีกทั้งต้องพยายามออกแบบให้วงจรมีความยุ่งยากน้อย และใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย และมีราคาต่อวงจรต่ำ

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์และวงจรรคูณสัญญาณแบบอนาลอก เป็นวงจรที่มีประโยชน์มาก เพราะสามารถนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวางทั้งในระบบโทรคมนาคม เครื่องมือวัด และประมวลผลสัญญาณทางอนาลอก เช่น วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ สามารถนำไปใช้งานในการคำนวณโครงข่ายประสาท การคำนวณในด้านการสื่อสาร รวมทั้งเครื่องมือวัด และวงจรรคูณสัญญาณนำไปใช้เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ วงจรทวีความถี่ เป็นต้น ในการออกแบบวงจรที่ผ่านมา นั้นใช้อุปกรณ์จำพวก ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ และ CCH พบว่าโครงสร้างของวงจรยังมีขนาดใหญ่ การออกแบบวงจรีเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่นิยมใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต เนื่องจากมอสเฟตมีข้อดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก และการออกแบบวงจร 1 วงจร การทำงานสามารถทำงานได้เพียงหน้าที่เดียวเท่านั้น [1]-[5] และใช้จำนวนมอสเฟตจำนวนมาก ใช้ไฟเลี้ยงวงจรที่สูง [2] และ [8]

ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์อีกวิธีหนึ่งโดยใช้วงจรรคูณสัญญาณ (Multiplier Circuit) วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ที่นำเสนอนี้สามารถทำงานได้ 2 หน้าที่ คือ การคูณสัญญาณและการบวกกันทางเวกเตอร์ และใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำ

## 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่อง "การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ" มีวัตถุประสงค์ ดังนี้

1. ใช้มอสเฟทรานซิสเตอร์ทั้งหมดในการออกแบบ
2. ออกแบบวงจรให้มีขนาดเล็ก ใช้จำนวนมอสเฟทรานซิสเตอร์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด
3. วงจรที่ออกแบบสามารถนำไปใช้งานได้ง่าย และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ อย่างกว้างขวาง
4. ออกแบบวงจรให้สามารถทำงานได้หลายหน้าที่ ทำให้อุปกรณ์ที่ออกแบบมีประสิทธิภาพในการทำงานสูงขึ้น
5. วงจรที่ออกแบบสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้

## 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

จากการค้นคว้าในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่อง "การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ" มีแนวคิดใหม่ แตกต่างจากหลักการของผู้ออกแบบเดิมที่เคยเสนอไว้ดังนี้

1. ในส่วนของวงจรคูณนั้นได้อาศัยหลักการของ Square Difference Technique คือ 
$$v_o = (v_x + v_y)^2 - (v_x)^2 - (v_y)^2 = 2v_x v_y$$
 ซึ่งจากหลักการของเอกสารอ้างอิง [1] คือ 
$$v_o = \frac{1}{4} [(v_x + v_y)^2 - (v_x - v_y)^2] = v_x v_y$$
 ยังใช้จำนวนมอสเฟทที่มาก
2. วงจรที่ออกแบบขึ้นนั้นสามารถทำงานได้ 2 หน้าที่ จากเอกสารอ้างอิง [1]-[5] ที่ผ่านมานั้นวงจรทำหน้าที่ได้เพียง 1 วงจรเท่านั้น

## บทที่ 2

# เทคโนโลยีมอสและทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

### 2.1 กล่าวนำ

วงจรรวม (Integrated Circuit: IC) ที่จะกล่าวถึงในที่นี้จะมีลักษณะที่เป็นโมโนลิทิก (Monolithic) กล่าวคือ วงจรทั้งหมด ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบ (Component) ต่างๆ ทั้งแบบ แอคทีฟและพาสซีฟ อยู่บนสารกึ่งตัวนำเดียวกัน วงจรรวมนี้โดยทั่วไปแล้วจะสามารถแบ่งเป็น 2 พวกใหญ่ๆ คือ พวกลิเนียร์และดิจิตอล ในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปในด้านการออกแบบวงจรลิเนียร์ คือการออกแบบวงจรควบคุมสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมอสเฟตชนิด เอนฮานซ์โหมด (Enhancement-Mode) ที่มีการทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) เป็นหลัก ดังนั้นเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบ ซึ่งจะนำไปสู่ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้น และการใช้เป็นข้ออ้างอิง กับผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice และการทดลองต่อวงจรจริง ซึ่งจะใช้เป็นข้อแสดงถึงสมรรถนะของวงจรที่เกิดขึ้นว่า มีคุณสมบัติเป็นไปตามหลักการที่ได้ ออกแบบและนำเสนอมาอย่างน้อยเพียงใด

### 2.2 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรดิสครีท

การลงทุนเกี่ยวกับอุปกรณ์ด้านสารกึ่งตัวนำในปัจจุบันนี้ส่วนใหญ่จะเน้นหนักไปทาง ด้านการผลิตไอซี (Integrated Circuit : IC) มากกว่าการผลิตส่วนประกอบแบบดิสครีท ทั้งนี้เพราะ ไอซีมีคุณลักษณะที่ดีกว่า วงจรด้านดิสครีท กล่าวคือ

1. วงจรรวมนั้น สามารถผลิตวงจรต่างๆ ได้ครั้งละหลายๆ วงจรต่อการผลิต 1 ครั้ง ดังนั้นจึง ทำให้ต้นทุนในการผลิตวงจรรวมต่ำ ทำให้ไอซีมีราคาถูก
2. เนื่องจากส่วนประกอบภายในไอซี เช่น ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะถูกผลิตมาพร้อมๆ กันใน กระบวนการผลิต ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของส่วนประกอบต่างๆ จึงมีค่าใกล้เคียงกัน และ คุณสมบัติ (Characteristic) ของส่วนประกอบเหล่านั้นมีความสมพ้องกัน (Match) นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติต่อสภาวะแวดล้อมต่างๆ เช่น การเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิเหมือนกันด้วย (Thermal Tracking) ซึ่งข้อดีดังกล่าว ทำให้มีขีดความสามารถ และความเชื่อมั่น ในการใช้งานสูง (High Performance and High Reliability) โดยอาจจะสร้างวงจรที่มีความยุ่งยาก และซับซ้อนมากขึ้นได้ซึ่งสำหรับวงจรดิสครีทอาจจะเป็นไปได้เลย

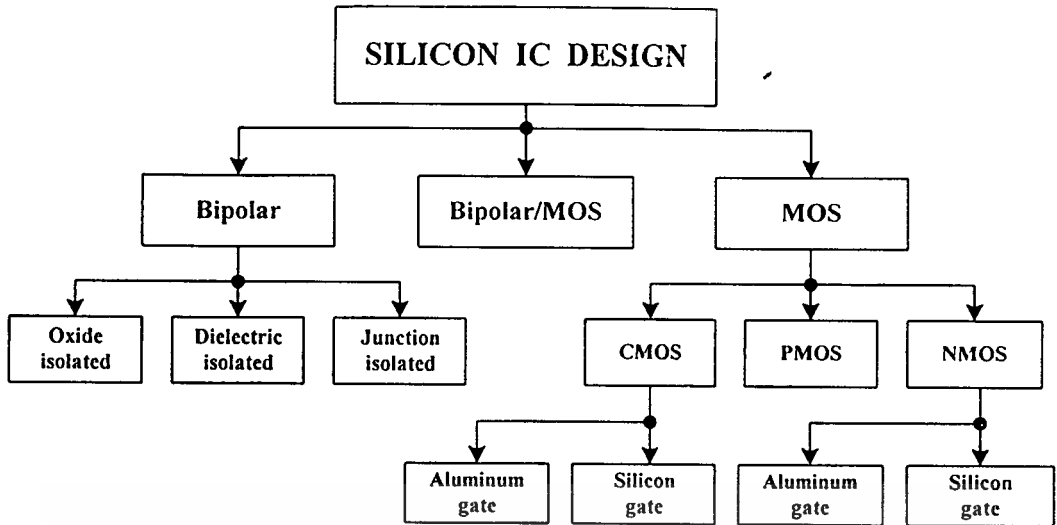
3. เนื่องจากภายในไอซีจะไม่มีรอยบัดกรี จึงสามารถลดผลต่างๆอันจะเกิดขึ้นเนื่องจากสิ่ง  
ที่แอบแฝงอยู่ในรอยบัดกรีนั่นลงไปโดยสิ้นเชิง ทำให้วงจรในไอซีสามารถทำงานได้ดี  
กว่าวงจรดิสคริตทั่วไป
4. ไอซีแต่ละตัว อาจจะทำงนได้เท่ากับบล็อกแต่ละบล็อกของระบบ (system) ทั่วๆไป  
ในการศึกษา หรือการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบันจึงมักจะเน้นหนักไปทาง  
ด้านบล็อกไดอะแกรมเสียเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งช่วยให้เกิดความสะดวกขึ้นอีกมาก เพราะ  
สามารถใช้ไอซีแทนลงในบล็อกไดอะแกรมนั้นได้เลย โดยไม่จำเป็นต้องสร้างวงจร  
ในแต่ละบล็อกนั้นอีก ทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรทั้งหมดลงไปได้มากทีเดียว
5. ไอซีมีขนาดเล็กกว่าและเบากว่า

ในขณะที่เดียวกันนั้น ไอซีก็มีข้อเสียเหมือนกันคือ ไม่สามารถปรับแต่งค่าต่างๆ ได้ เช่น ค่า  
ความต้านทานในไอซีได้โดยง่ายเหมือนกับในวงจรดิสคริต แต่ถ้าจำเป็นจริงๆ ก็จะสามารถปรับ  
แต่งได้โดยใช้แสงเลเซอร์ แต่จะทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้นมาก และข้อเสียอีกข้อหนึ่งก็คือการ  
ออกแบบวงจรจะยุ่งยากสลับซับซ้อนและใช้เวลามากกว่าการออกแบบวงจรดิสคริต ซึ่งทำงานอย่าง  
เดียวกัน แต่ข้อเสียดังกล่าวจะไม่มีผลมากนัก เมื่อจะผลิตไอซีเหล่านั้นจำนวนมากๆ

## 2.3 เทคโนโลยีของมอส

ปัจจุบันนี้ เทคโนโลยี VLSI (Very Large Scale Integration) เป็นการผลิตวงจรรวมที่เป็นที่  
นิยมมาก เพราะมีข้อดีกว่าเทคโนโลยีแบบอื่นๆหลายประการ เช่น การสูญเสียของพลังงานต่ำกว่า มี  
อินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก การออกแบบง่าย ฯลฯ ซึ่งมีความต้องการมากทางด้านการประมวลผล  
สัญญาณ (Signal Processing) แบบเป็นวงจรรอบบนชิปเดียว (Single Chip) การทำงานจะมีประสิทธิ  
ภาพมากที่สุด ซึ่งการออกแบบวงจรทางด้านอนาลอกก็เป็นบทบาทสำคัญในการผลิตไอซี โดยออก  
แบบเป็น VLSI ที่รู้จักกันส่วนใหญ่ของระบบที่เป็นอนาลอกคือ วงจรกรองสัญญาณ วงจรแปลง  
สัญญาณ อนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล และแปลงจากสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก วงจร  
เปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) วงจรควบคุมอัตราขยายโดยอัตโนมัติ (Automatic Gain  
Control) ฯลฯ

วิธีการออกแบบไอซี จะนิยมใช้เทคโนโลยีอยู่ 2 แบบคือ แบบไบโพลาร์ (BJT) และมอส  
โดยจะแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ดังรูปที่ 2.1 โดยทั้งหมดนั้นจะอยู่บนรากฐานของเทคโนโลยีวงจรรวม  
ซิลิกอน ซึ่งเดิมการออกแบบวงจรรวมนั้นจะใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ แต่ปัจจุบันนี้เทคโนโลยี  
ของมอสได้เจริญเติบโตขึ้นอย่างมาก เมื่อดูจากข้อได้เปรียบของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อเทียบกับ  
ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.1 แสดงแผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม

### 2.3.1 ข้อดีของมอสเฟต เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

1. ต้องการขั้นตอนการผลิตประมาณ 25% เมื่อเทียบกับกระบวนการสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ก็เนื่องจากการออกแบบสร้าง MOSFET มีโครงสร้างและกระบวนการที่ง่ายทำให้ใช้ต้นทุนในการผลิตต่ำ (Low Cost)
2. ถึงประดิษฐ์ถูกสร้างขึ้นได้มากกว่า และสามารถบรรจุหรือถูกใส่ไปในพื้นที่ที่จำกัดได้ในปริมาณมาก และปัจจุบันเหมาะสมที่จะทำเป็นวงจรรวม VLSI
3. ขาเดรน (Drain) และขาซอส (Source) ของ MOS สามารถสลับแทนที่กันได้ ซึ่งการทำงานยังคงไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก เพราะเนื่องจากว่า MOS มีความสมมาตรทั้งสองข้าง (Bilaterally Symmetric) ซึ่งแตกต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ไม่สามารถจะสลับระหว่างขาอิมิตเตอร์ (Emitter) กับขาคอลเลคเตอร์ (Collector) ได้
4. ปริมาณการได้ปัสตารกึ่งตัวนำที่อิมิตเตอร์กับคอลเลคเตอร์จะไม่เท่ากัน โดยสารกึ่งตัวนำที่อิมิตเตอร์จะมีปริมาณการได้ปัสตารกึ่งตัวนำที่สูงกว่า ซึ่งถ้าทำการสลับขาจะทำให้อัตราขยาย (Gain) ลดลงอย่างมาก
5. จำนวนชนิดพาหะในการนำกระแส โดยมอสเฟตจะใช้ในการนำกระแสเพียงชนิดเดียวคือ โฮล (hole) ใน PMOS หรืออิเล็กตรอน (electron) ใน NMOS ดังนั้นจึงเรียกสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดนี้ว่า ยูนิโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Unipolar Transistor) ซึ่งต่างจากกรณีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) จะใช้จำนวนพาหะในการนำกระแส 2 ชนิด แบ่งเป็นกระแสของพาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ซึ่งเป็น

อิเล็กตรอนสำหรับกรณี npn และโฮล สำหรับกรณี pnp และกระแสของพาหะส่วนน้อย (minority carrier) ซึ่งเป็นโฮลสำหรับ npn และเป็นอิเล็กตรอนสำหรับกรณี pnp

6. การทำงาน มอสทรานซิสเตอร์ทำงานโดยใช้แรงดันไปควบคุมกระแสที่ทางออกและค่าความต้านทานที่ทางเข้า (Input Impedance) ของมอสเฟทมีค่ามากๆ เนื่องจากที่อินพุทขาเกตต่ออยู่กับฉนวน (ซิลิกอนไดออกไซด์) ทำให้มีอัตราการใช้พลังงานต่ำมาก และสามารถนำไปขับมอสเฟทตัวอื่นๆ ได้จำนวนมาก ขณะที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทำงานโดยใช้กระแสทางเข้าควบคุมกระแสทางออก และความต้านทานที่ทางเข้าก็มีค่าน้อยกว่ากรณีของมอสเฟท ทำให้มีอัตราในการสูญเสียกำลังมากกว่า
7. เนื่องจากมอสเฟทมีการทำงาน โดยการให้แรงดันควบคุม จึงทำให้สามารถขับ (Drive) มอสเฟทตัวอื่นๆ ได้มีจำนวนมาก ซึ่งมีค่าแฟนเอาต์สูง (High Fan-out) และมีอัตราสูญเสียกำลังอินพุทที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำมาก
8. ผลกระทบของอุณหภูมิต่อกระแส (Thermal Runaway) ภายในมอสเฟท มีค่าน้อยมาก นั่นคือ ถ้าอุณหภูมิมีค่าเพิ่มขึ้นกระแสที่ไหลผ่านมอส จะมีค่าค่อนข้างคงที่ จึงไม่เกิดการเสียหาย เนื่องจากผลทางความร้อนต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นจะทำให้มีกระแสไหลเพิ่มขึ้น ผลอันนี้เองจะทำให้ลายทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานที่กระแสสูงๆ จึงต้องมีฟิวส์คอยป้องกันการไหลเกินของกระแส เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย ซึ่งในมอสไม่จำเป็นต้องมีวงจรป้องกัน
9. การใช้งานมอส ใช้กำลังต่ำ ซึ่งเป็นผลให้ถูกรบกวนทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นต่ำไปด้วย

### 2.3.2 ข้อเสียของมอสเฟท เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

1. ไม่สามารถทำงานโดยใช้กระแสควบคุมได้
2. มีความเร็วในการทำงานที่ต่ำกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากมีค่าของคาปาซิแตนซ์ทางด้านอินพุทที่สูง ซึ่งเป็นข้อจำกัดการใช้งานทางด้านความถี่สูง แต่ปัจจุบันได้มีการใช้โพลีซิลิกอนเกตเทคโนโลยี จึงช่วยลดค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกตทำให้มีการทำงานเร็วขึ้น
3. ค่าของทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) หรือ  $g_m$  มีค่าต่ำ
4. สมการที่ใช้วิเคราะห์การทำงานมอสเฟท มีความยุ่งยากมากกว่าสมการของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อีกทั้งการพิจารณาการทำงานของมอสเฟทยังมีหลายระดับ (LEVEL) อีกด้วย ดังเช่น ในโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice 2G.6 แบ่งการทำงานของมอสเฟทเป็น 3 ระดับ คือ LEVEL 1, LEVEL 2 และ LEVEL 3

จะเห็นว่าเทคโนโลยีมอส ทำให้สามารถบรรจุวงจรที่ถูกรออกแบบไว้มีความหนาแน่นมากขึ้น เช่น หน่วยความจำ (Memory) หน่วยประมวลผล (Microprocessor) จากรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

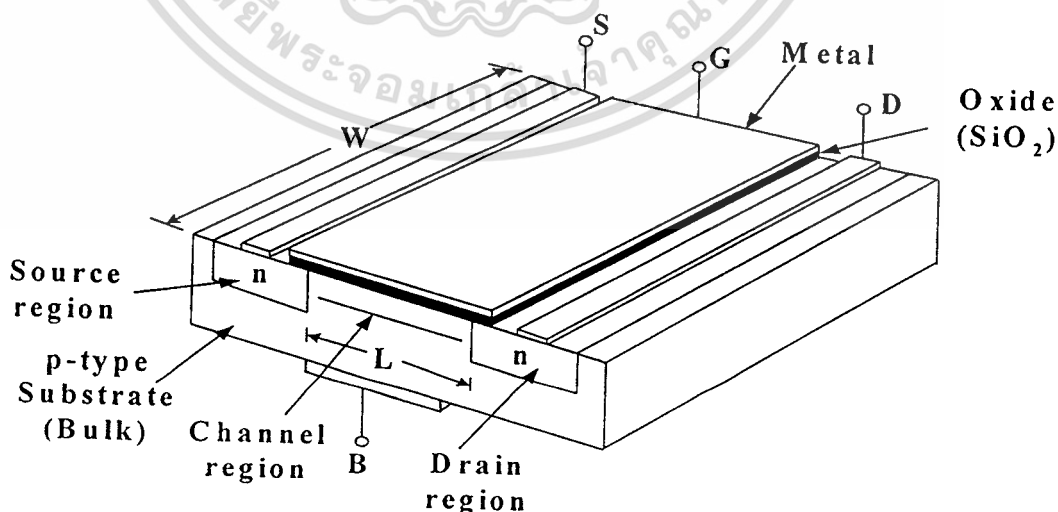
เทคโนโลยีวงจรรวมมีอุปกรณ์หลายชนิด สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้อุปกรณ์คือ มอสเฟตชนิด เอ็นฮานเมนต์เท่านั้นในการออกแบบ

## 2.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

มอสเฟต (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor มีชื่อเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า อินซูลेटเทตเททเฟต (Insulated Gate Field Effect Transistor) เขียนย่อว่า IGFET เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่ง ซึ่งใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส ในปัจจุบันนี้มอสเฟตได้เริ่มเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีโครงสร้างง่าย ขั้นตอนการผลิตน้อย มีขนาดเล็กทำให้ได้ปริมาณมาก ความต้านทานอินพุตสูง (High Input Impedance) สัญญาณรบกวนต่ำ แต่มอสเฟตก็ยังมีข้อเสียเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ การทำงานที่กำลั้งต่ำ อัตราขยายต่ำ ความเร็วในการทำงานต่ำ

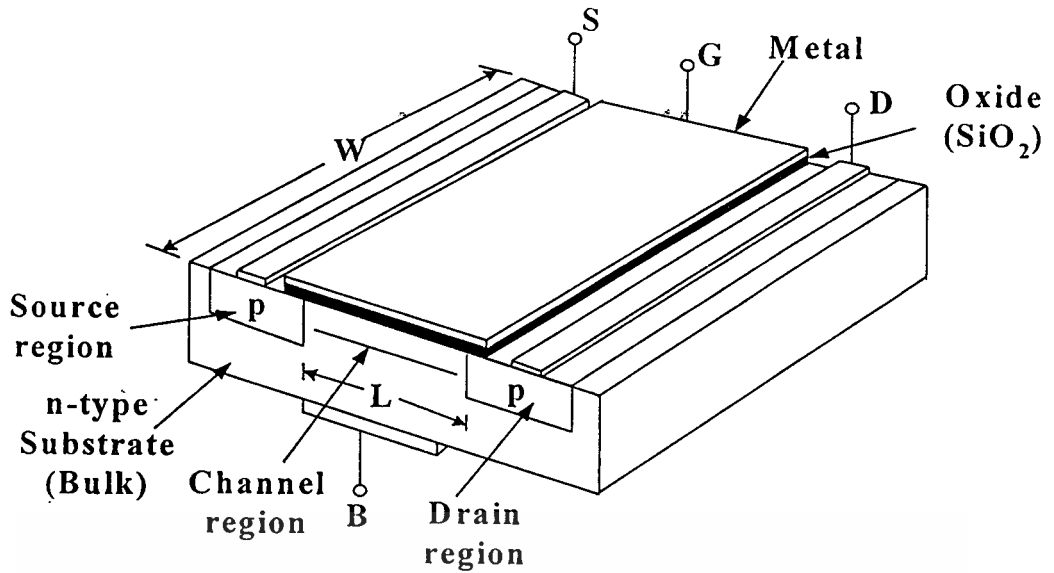
### 2.4.1 โครงสร้างของมอสเฟต

มอสเฟตแบ่งชนิดตามการทำงานได้ 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเมนต์มอสเฟต (Enhancement MOSFET) และดีเพทชันมอสเฟต (Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละชนิดนี้สามารถแบ่งออกได้อีก 2 ชนิด คือ P-Channel หรือเรียกว่า PMOS และ N-Channel หรือ เรียกว่า NMOS โครงสร้างของ PMOS และ NMOS มีโครงสร้างตรงข้ามกันในที่นี้จะขอแสดงโครงสร้างของมอสเฟตที่เป็น เอ็นฮานเมนต์เท่านั้น โครงสร้าง NMOS แสดงในรูปที่ 2.2 ส่วนโครงสร้างของ PMOS แสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของเอ็นฮานเมนต์มอสเฟตชนิด NMOS

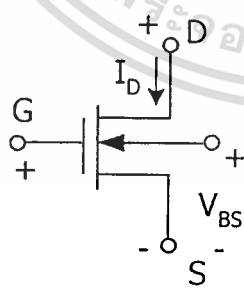
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



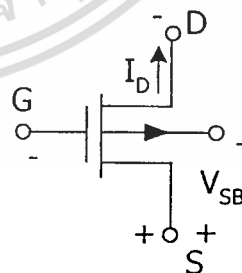
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของเอ็นชานเมนท์มอสเฟตชนิด PMOS

NMOS ประกอบด้วยส่วนฐานรองที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด พี (P-Type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 จุด ถูกแพร์ลงบนฐานรอง สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นนี้ถูกเรียกว่า ซอส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่าง ซอสกับเดรนจะมีแผ่นฟิล์มบางๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์ จะมีโลหะซึ่งทำจาก โพลีซิลิกอน ส่วนนี้ถูกเรียกว่า เกท (Gate) ถ้าส่วนของฐานรอง ทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-Type) และสารกึ่งตัวนำชนิด พี ถูกแพร์ลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้เรียกว่า PMOS

ระยะห่างระหว่างสารกึ่งตัวนำที่เป็นซอส และเดรน เรียกว่า Channel Length (L) และความกว้างของช่องระหว่างซอสและเดรน เรียกว่า Channel Width (W)



(ก) NMOS



(ข) PMOS

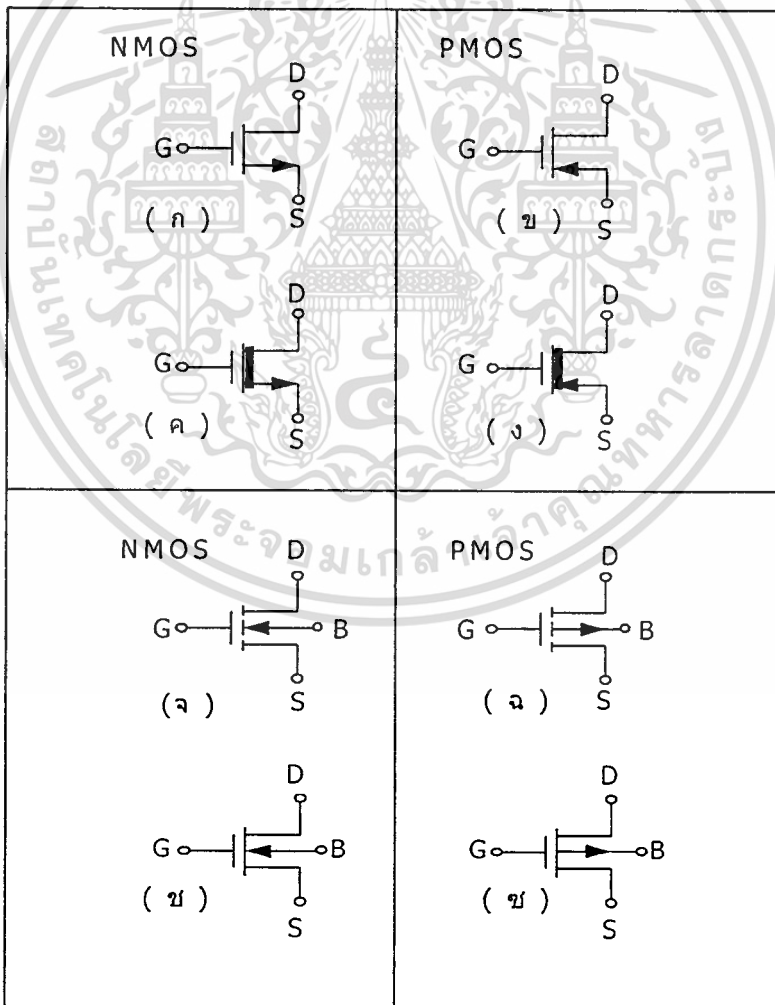
รูปที่ 2.4 แสดงการไบอัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงาน NMOS ขณะที่ไม่มีความดันไบอัสที่เกต สิ่งประดิษฐ์อยู่ในสภาวะ off ไม่นำกระแส ต่อเมื่อให้แรงดัน  $V_G$  ที่เกต จะเกิดการเหนี่ยวนำ อิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยในฐานรองชนิดพี (P-Type Substrate) เกิดเป็นแชนแนลขึ้น เมื่อให้ไบอัสที่ขั้วเดรนเป็นบวกเทียบกับขอสเกตอิเล็กตรอน ซึ่งเป็นพาหะส่วนมากของขอสและเดรนสามารถไหลได้

#### 2.4.2 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

สัญลักษณ์ของมอสเฟตสามารถบอกให้ทราบได้ว่า เป็นมอสเฟตชนิด N-Channel หรือ P-Channel โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาขอส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS ถ้าหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS ถ้าหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น PMOS สัญลักษณ์ของมอสเฟตยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสเฟตเป็นชนิดเอ็นฮานซ์โหมดมอสเฟต หรือ ดีเฟลทซ์มอสเฟต อีกด้วย ดังรูปที่ 2.5



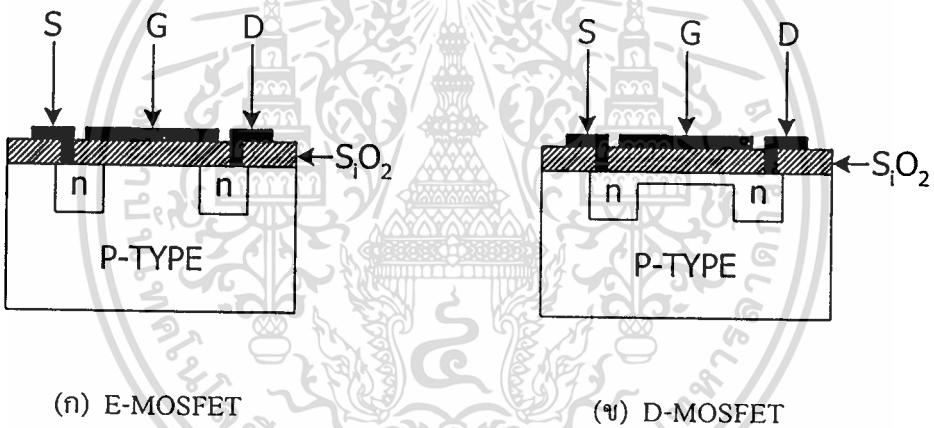
รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ต่างๆ ของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 (ก) คือ Enhancement NMOS เมื่อโวลต์เดรทระหว่างบอดีและซอส ( $V_{BS}$ ) เป็นศูนย์ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 (ข) คือ Enhancement PMOS เมื่อ  $V_{BS} = 0$  สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 (ค) คือ Depletion NMOS เมื่อ  $V_{BS} = 0$  สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 (ง) คือ Depletion PMOS เมื่อ  $V_{BS} = 0$  สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 (จ) – 2.5 (ซ) แสดงสัญลักษณ์ของ NMOS และ PMOS เหมือนรูปที่ 2.5 (ก) – 2.5 (ง) แต่แตกต่างกันตรงที่  $V_{BS} \neq 0$

### 2.4.3 ชนิดของมอสเฟต

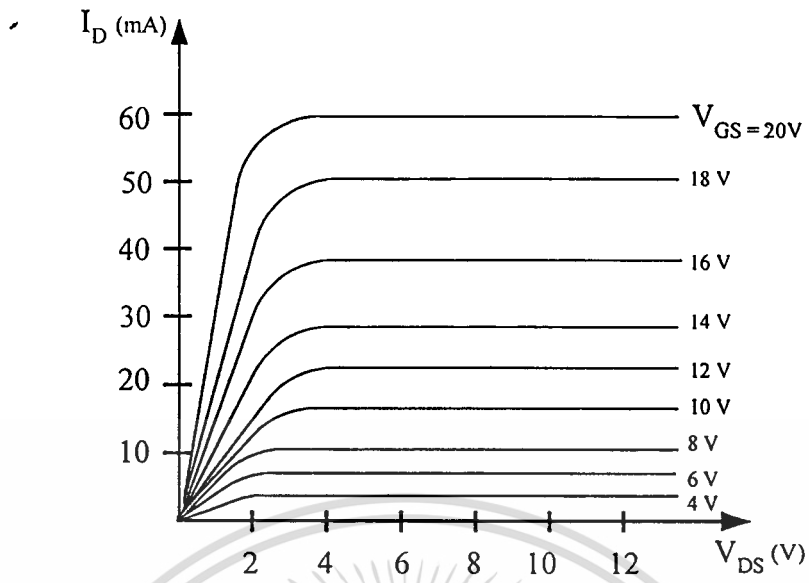
มอสเฟตแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเมนต์โหมดมอสเฟต หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า E-MOSFET และดีเพลทชันโหมดมอสเฟต หรือเรียกว่า D-MOSFET ดีเพลทชันโหมดบางครั้งเรียกสั้นๆว่า D-MOSFET รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น-แชนแนลทั้ง 2 แบบ



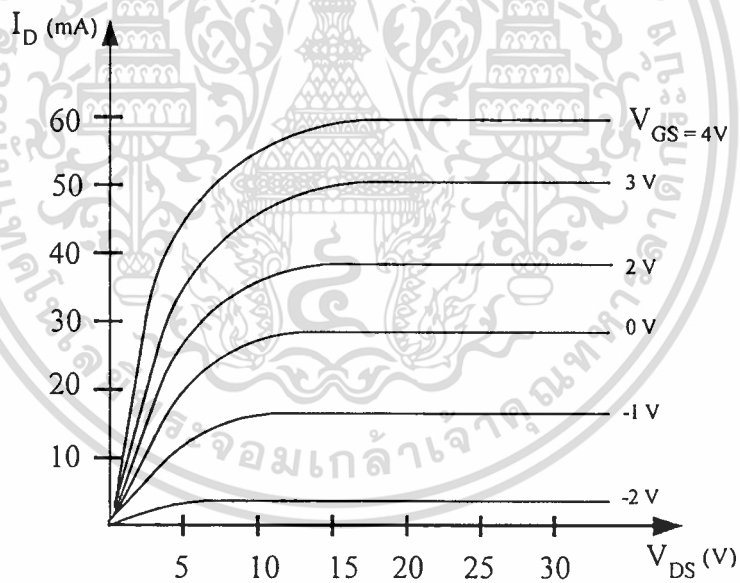
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น-แชนแนล

จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของ D-MOSFET จะคล้ายกับ E-MOSFET จะแตกต่างกันตรงที่ช่องระหว่าง ซอสกับเดรนของ D-MOSFET มีการแพร่สารเอ็นอยู่ ดังนั้น จึงมีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอส เมื่อความต่างศักย์ที่เดรนเป็นบวกเทียบกับซอส และความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอสเป็นศูนย์ ( $V_{GS} = 0$ ) เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบ กระแสเดรนจะลดลง แต่ถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวกกระแสเดรนจะไหลเพิ่มขึ้น ส่วนการทำงานของ E-MOSFET จะไม่มีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอสเมื่อความต่างศักย์ที่เดรนเป็นบวกเทียบกับซอส และความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอสเป็นศูนย์ ถ้าให้  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวก จะทำให้เกิดกระแสเดรนไหล ยิ่งให้  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวกมากขึ้น ก็จะทำให้กระแสเดรนไหลมากขึ้น รูปที่ 2.7 แสดงกราฟคุณสมบัติของ E-MOSFET และ D-MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) E-MOSFET



(ข) D-MOSFET

รูปที่ 2.7 กราฟแสดงคุณสมบัติของมอสเฟตชนิดเอ็น-แชนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

การทำงานของมอสเฟตเป็นลักษณะใช้ศักดาไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส สมการของมอสเฟตถูกคิดขึ้นโดย Sah [12] และ Shichman and D. Hodges [13] เมื่อปี 1964 ดังสมการที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right\} V_{DS}; V_{GS} \geq V_T \quad (2.1)$$

โดยที่  $K'$  คือ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ  $\mu_o C_{ox}$   
 $\mu_o$  คือ ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)  
 $C_{ox}$  คือ ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance Per Unit Area of The Gate Oxide)  
 $W$  คือ ความกว้างของช่องนำ (Channel Width)  
 $L$  คือ ความยาวของช่องนำ (Channel Length)  
 $V_{GS}$  คือ ความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอส  
 $V_T$  คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)  
 $V_{DS}$  คือ ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอส  
 $I_D$  คือ กระแสเดรน

มอสเฟตมีการทำงานแบ่งเป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงานขึ้นอยู่กับค่า  $V_{GS} - V_T$  และค่า  $|V_{GS}| - |V_T|$  เป็นศูนย์หรือเป็นค่าลบ มอสเฟตจะอยู่ในช่วงไม่นำกระแส (Cut off)

$$I_D = 0; |V_{GS}| - |V_T| < 0 \quad (2.2)$$

ในช่วงไม่นำกระแสนี้ ช่องนำกระแสจะทำตัวเหมือนวงจรเปิด (Open Circuit) ถ้า  $|V_{GS}| - |V_T| > 0$  และ  $0 < |V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_T|$  แล้วมอสเฟตจะอยู่ในช่วงของการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation)

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right\} V_{DS} \quad (2.3)$$

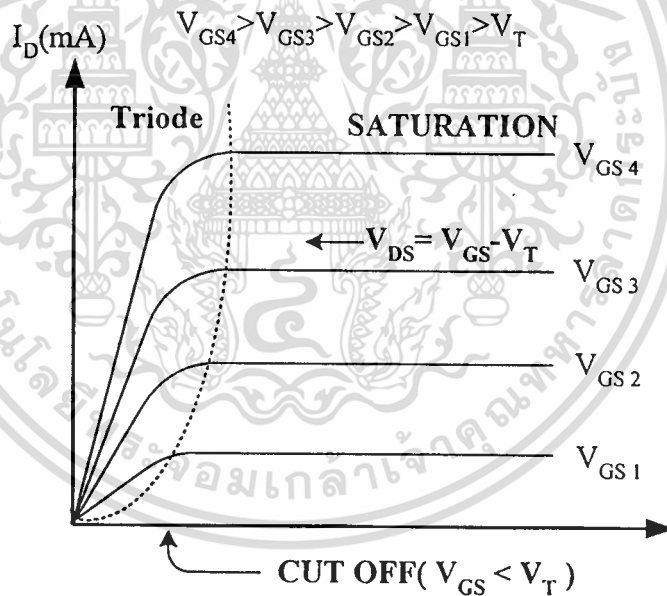
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า  $V_{GS} - V_T > 0$  และ  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$  แล้วมอสเฟต จะทำงานในช่วงของ การนำกระแสอิ่มตัว (Saturation)

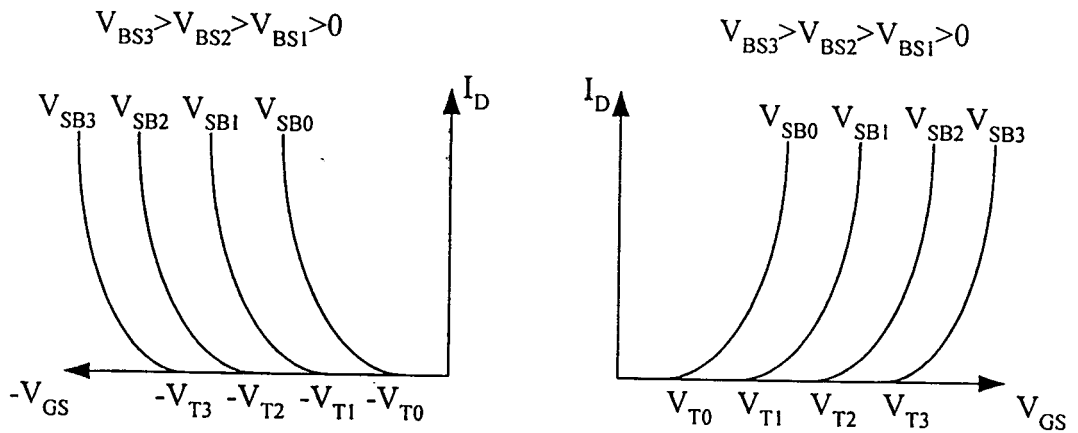
$$I_D = \frac{K'W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.4)$$

คุณสมบัติทางเอาท์พุทของมอสเฟต แสดงไว้ดังรูปที่ 2.8

คุณสมบัติของมอสเฟตที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  กับ  $V_{GS}$  โดยใช้สมการที่ 2.4 ดังรูปที่ 2.9 คุณสมบัติของมอสเฟตแบบนี้ถูกเรียกว่า ทรานซิสคอนดักแตนซ์ จากรูปที่ 2.9 เป็นการแสดงผลของศักดาระหว่างซอสกับบอดี้ ( $V_{SB}$ ) ขณะที่  $V_{SB}$  มีการเพิ่มขึ้น ค่าของแรงดันขีดเริ่ม ( $V_T$ ) สำหรับมอสเฟตแบบเอ็น-แชลแนล จะเพิ่มขึ้น แต่สำหรับมอสเฟตแบบ พี-แชลแนล จะมีค่าลดลงเมื่อมีการเพิ่มของศักดาระหว่างบอดี้กับซอส ( $V_{BS}$ )



รูปที่ 2.8 แสดงคุณสมบัติของมอสเฟต



รูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  กับ  $V_{GS}$

## 2.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการทำงานของมอสเฟต เทคโนโลยีซีมอส ข้อดีและข้อเสียของ มอสเฟตเมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต เพื่อที่จะเป็นพื้นฐานของการนำเอาคุณสมบัติของมอสเฟตไปใช้ในการออกแบบ เพื่อให้ได้วงจรที่ออกแบบมานั้นเป็นไปตามทฤษฎีที่ถูกต้อง ทั้งในการทำงานช่วงอิ่มตัวและช่วงไม่อิ่มตัว ทำให้สามารถนำมอสเฟตไปออกแบบวงจร ซึ่งจะได้กล่าวในบทที่ 3 ต่อไป

### บทที่ 3

## การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

### 3.1 กล่าวนำ

การออกแบบวงจรที่ผ่านมานั้นใช้อุปกรณ์จำพวก ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ และ CCII โดยจากเอกสารอ้างอิง [2] และ [8] ใช้อปแอมป์และ CCII ซึ่งเป็นวงจรที่มีลักษณะโครงสร้างที่ใหญ่ ในการออกแบบในปัจจุบันนี้ การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนใหญ่จะนิยมใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟตเนื่องจาก มอสเฟตมีข้อดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ ใช้คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ ที่ได้กล่าวมาในบทที่ 2 มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัวเป็นหลัก การออกแบบนั้นจะเน้นไปในเรื่องของวงจรที่ไม่ซับซ้อน และสามารถทำงานได้หลายหน้าที่ ภายในวงจรเดียว ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ เพื่อลดจำนวนของอุปกรณ์ให้เหลือน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เหมาะที่จะนำไปสร้างวงจรรวม

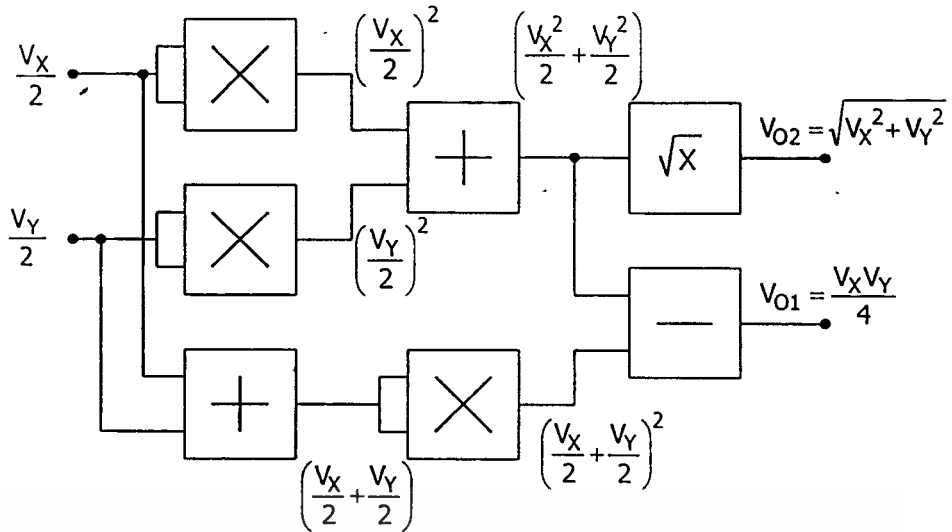
### 3.2 หลักการเบื้องต้นของการออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถเขียนแทนด้วยสมการคณิตศาสตร์คือ

$$V_0 = V_1^2 + V_2^2 \quad (3.1)$$

$$V_0 = \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \quad (3.2)$$

ซึ่งจากสมการดังกล่าวนี้สามารถที่จะทำให้เป็นจริงได้ดังรูปที่ 3.1 คือ



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรรวมสัญญาณ

วงจรถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิด CMOS ทำงานในช่วงอิมิตัว ซึ่งมีสมการกระแสเดรนคือ

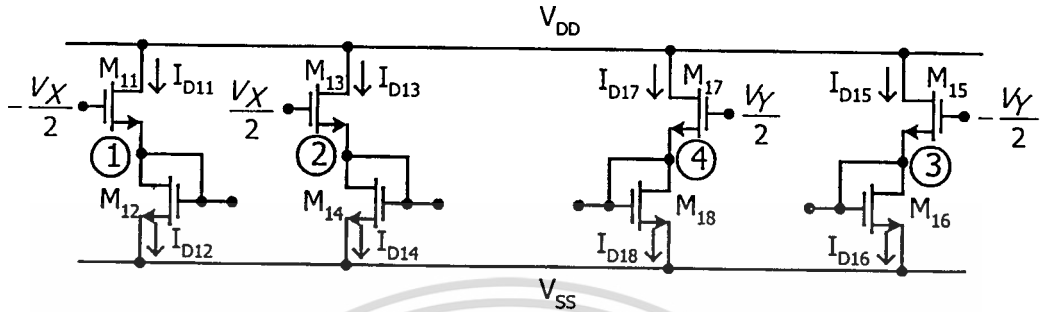
$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2; \quad 0 \leq V_{GS} - V_T \leq V_{DS} \quad (3.3)$$

$$\text{เมื่อ } K = \mu C_{ox} \frac{W}{2L}$$

ในการออกแบบนั้นจะแยกออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรรวม และส่วนของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ ในส่วนของวงจรรวมนั้นใช้หลักการของ Square Difference Technique มีสมการเป็นดังนี้คือ  $V_0 = (v_x + v_y)^2 - (v_x)^2 - (v_y)^2 = 2V_x V_y$  จากสมการดังกล่าวนี้ ต้องออกแบบวงจรถูกให้เป็นไปตามสมการ ดังนั้นในส่วนของวงจรรวมสัญญาณนั้นจะประกอบด้วยวงจรรวม 4 ส่วน ส่วนที่ 1 เป็นวงจรรวมแรงดัน ประกอบด้วย 4 วงจร ส่วนที่ 2 เป็นวงจรวกสัญญาณ ประกอบด้วย 2 วงจร ส่วนที่ 3 เป็นวงจรถ่วงสอง ประกอบด้วย 3 วงจร และในส่วนที่ 4 เป็นวงจรถ่วงกระแสอย่างง่าย 1 วงจร ในส่วนของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ออกแบบ โดยนำเอาสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่วงสองจากวงจรรวมสัญญาณ มาเข้าวงจรถ่วงที่สองจะได้เอาต์พุตออกมาเป็นการบวกกันทางเวกเตอร์

### 3.2.1 วงจรแบ่งแรงดัน

รูปที่ 3.2 เป็นวงจรแบ่งแรงดันมี 4 วงจรแต่ละวงจรประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $[(M_{11}, M_{12}), (M_{13}, M_{14}), (M_{15}, M_{16})$  และ  $(M_{17}, M_{18})]$  ของวงจรที่ 1-4 ตามลำดับ ซึ่งแต่ละวงจรมีหน้าที่ลดระดับและขนาดของสัญญาณอินพุต



รูปที่ 3.2 วงจรแบ่งแรงดัน

จากรูปที่ 3.2 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_{11} - M_{18}$  มีความสมพียงกัน ทำงานในช่วงอิมิตัว และกำหนดโหนดแรงดันต่างๆ ตั้งแต่ โหนด (1) ถึง โหนด (4) ไว้เพื่อง่ายต่อการอธิบายดังนั้นก็ สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_1$  ถึง  $V_4$  ที่โหนดต่างๆ ตามลำดับดังนี้

ใช้สมการ (3.3) จะได้สมการกระแสเดรนของ  $M_{11} - M_{18}$  ดังสมการ (3.4) ถึง (3.11)

$$I_{D11} = K \left( -\frac{V_X}{2} - V_1 - V_T \right)^2 \quad (3.4)$$

$$I_{D12} = K (V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.5)$$

$$I_{D13} = K \left( \frac{V_X}{2} - V_2 - V_T \right)^2 \quad (3.6)$$

$$I_{D14} = K (V_2 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.7)$$

$$I_{D15} = K \left( -\frac{V_Y}{2} - V_3 - V_T \right)^2 \quad (3.8)$$

$$I_{D16} = K(V_3 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.9)$$

$$I_{D17} = K\left(\frac{V_Y}{2} - V_4 - V_T\right)^2 \quad (3.10)$$

$$I_{D18} = K(V_4 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.11)$$

ที่โหนด (1) วงจรประกอบไปด้วยมอส  $M_{11}$  และ  $M_{12}$  ซึ่งทำหน้าที่ลดระดับและขนาดของแรงดันอินพุต  $\frac{V_X}{2}$  หาความสัมพันธ์ของ  $V_1$  กับแรงดันอินพุต  $V_X$  ได้ดังนี้

เมื่อ  $I_{D11} = I_{D12} \quad (3.12)$

แทนสมการ (3.4) และ (3.5) ลงในสมการ (3.12)

จะได้  $K\left(-\frac{V_X}{2} - V_1 - V_T\right)^2 = K(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.13)$

ดังนั้น  $V_1 = -\frac{V_X}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \quad (3.14)$

ที่โหนด (2) วงจรประกอบไปด้วยมอส  $M_{13}$  และ  $M_{14}$  ซึ่งทำหน้าที่ลดระดับและขนาดของแรงดันอินพุต  $\frac{V_X}{2}$  หาความสัมพันธ์ของ  $V_2$  กับแรงดันอินพุต  $V_X$  ได้ดังนี้

เมื่อ  $I_{D13} = I_{D14} \quad (3.15)$

แทนสมการ (3.6) และ (3.7) ลงในสมการ (3.15)

จะได้  $K\left(\frac{V_X}{2} - V_2 - V_T\right)^2 = K(V_2 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.16)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น 
$$V_2 = \frac{V_X}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \quad (3.17)$$

ที่โหนด (3) วงจรประกอบไปด้วยมอส  $M_{15}$  และ  $M_{16}$  ซึ่งทำหน้าที่ลดระดับและขนาดของแรงดันอินพุต  $-\frac{V_Y}{2}$  หากความสัมพันธ์ของ  $V_3$  กับแรงดันอินพุต  $V_Y$  ได้ดังนี้

เมื่อ 
$$I_{D15} = I_{D16} \quad (3.18)$$

แทนสมการ (3.8) และ (3.9) ลงในสมการ (3.18)

จะได้ 
$$K\left(-\frac{V_Y}{2} - V_3 - V_T\right)^2 = K(V_3 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.19)$$

ดังนั้น 
$$V_3 = -\frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \quad (3.20)$$

ที่โหนด (4) วงจรประกอบไปด้วยมอส  $M_{17}$  และ  $M_{18}$  ซึ่งทำหน้าที่ลดระดับและขนาดของแรงดันอินพุต  $\frac{V_Y}{2}$  หากความสัมพันธ์ของ  $V_4$  กับแรงดันอินพุต  $V_Y$  ได้ดังนี้

เมื่อ 
$$I_{D17} = I_{D18} \quad (3.21)$$

แทนสมการ (3.10) และ (3.11) ลงในสมการ (3.21)

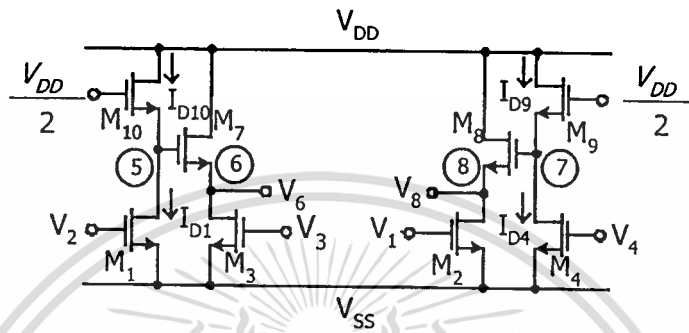
จะได้ 
$$K\left(\frac{V_Y}{2} - V_4 - V_T\right)^2 = K(V_4 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.22)$$

ดังนั้น 
$$V_4 = \frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \quad (3.23)$$

จากสมการ (3.14), (3.17), (3.20) และ (3.23) จะเห็นว่า แรงดันอินพุตที่เข้ามาจะถูกลดขนาดและระดับลงมาครึ่งหนึ่ง

### 3.2.2 วงจรบวกสัญญาณ

วงจรบวกสัญญาณมี 2 วงจรดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรบวกสัญญาณ

จากรูปที่ 3.3 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$ - $M_4$  และ  $M_7$ - $M_{10}$  มีความสมพียงกันทำงานในช่วงอิมิตัว และกำหนดโหนดแรงดันต่างๆ ตั้งแต่ โหนด (5) ถึง โหนด (8) ไว้เพื่อง่ายต่อการอธิบาย ดังนั้นสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_5$  ถึง  $V_8$  ที่โหนดต่างๆ ตามลำดับดังนี้

ใช้สมการ (3.3) จะได้สมการกระแสเดรนของ  $M_1$ - $M_4$  และ  $M_7$ - $M_{10}$  ดังสมการ (3.24) ถึง (3.31)

$$I_{D1} = (V_2 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.24)$$

$$I_{D2} = K(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.25)$$

$$I_{D3} = K(V_3 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.26)$$

$$I_{D4} = K(V_4 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.27)$$

$$I_{D7} = K(V_5 - V_6 - V_T)^2 \quad (3.28)$$

$$I_{D8} = K(V_7 - V_8 - V_T)^2 \quad (3.29)$$

$$I_{D9} = K\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_7 - V_T\right)^2 \quad (3.30)$$

$$I_{D10} = K\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_5 - V_T\right)^2 \quad (3.31)$$

วงจรที่ 1 ประกอบด้วย  $M_1$ ,  $M_3$ ,  $M_7$  และ  $M_{10}$  สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_5$  และ  $V_6$  กับแรงดันอินพุต  $V_X$  และ  $V_Y$  ที่โหนด (5) และ (6) ได้ดังนี้

ที่โหนด (5) เมื่อ  $I_{D1} = I_{D10}$  (3.32)

แทนสมการ (3.24) และ (3.31) ลงในสมการ (3.32)

จะได้  $K(V_2 - V_{SS} - V_T)^2 = K\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_5 - V_T\right)^2$  (3.33)

แทนสมการ (3.17) ลงในสมการ (3.33) จะได้  $V_5 = -\frac{V_X}{4}$  ;  $V_{DD} = -V_{SS}$  (3.34)

และที่โหนด (6) เมื่อ  $I_{D3} = I_{D7}$  (3.35)

แทนสมการ (3.26) และ (3.28) ลงในสมการ (3.35)

จะได้  $K(V_3 - V_{SS} - V_T)^2 = K(V_5 - V_6 - V_T)^2$  (3.36)

แทนสมการ (3.20) และ (3.34) ลงในสมการ (3.36)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ 
$$V_6 = -\frac{V_X}{4} + \frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \quad (3.37)$$

วงจรที่ 2 ประกอบด้วย  $M_2$ ,  $M_4$ ,  $M_8$  และ  $M_9$  สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_7$  และ  $V_8$  กับแรงดันอินพุต  $V_X$  และ  $V_Y$  ที่โหนด (7) และ (8) ได้ดังนี้

ที่โหนด (7) เมื่อ 
$$I_{D4} = I_{D9} \quad (3.38)$$

แทนสมการ (3.27) และ (3.30) ลงในสมการ (3.38)

จะได้ 
$$K(V_4 - V_{SS} - V_T)^2 = K\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_7 - V_T\right)^2 \quad (3.39)$$

แทนสมการ (3.23) ลงในสมการ (3.39) จะได้ 
$$V_7 = -\frac{V_Y}{4}; V_{DD} = -V_{SS} \quad (3.40)$$

และที่โหนด (8) 
$$I_{D2} = I_{D8} \quad (3.41)$$

แทนสมการ (3.25) และ (3.29) ลงในสมการ (3.41)

จะได้ 
$$K(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 = K(V_7 - V_8 - V_T)^2 \quad (3.42)$$

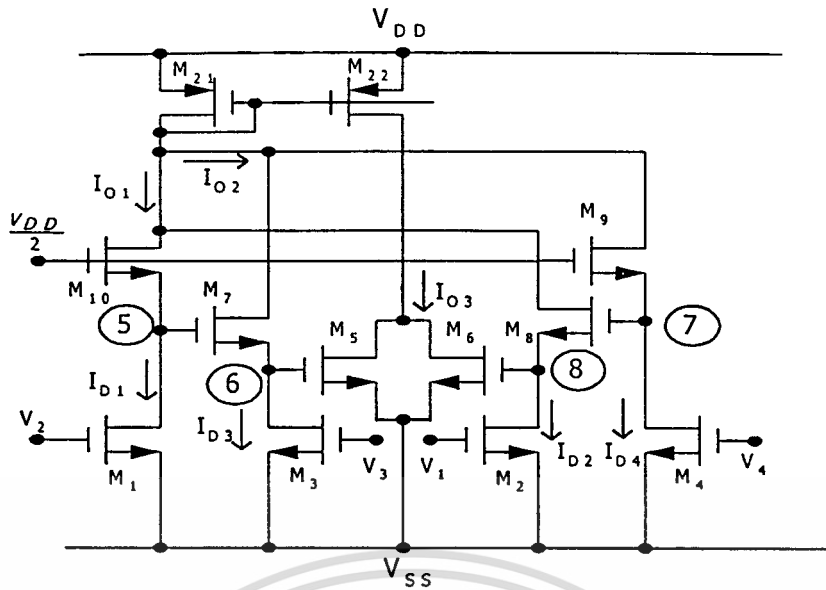
แทนสมการ (3.14) และ (3.40) ลงในสมการ (3.42) จะได้

$$V_8 = \frac{V_X}{4} - \frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \quad (3.43)$$

### 3.2.3 วงจรกำลังสอง

วงจรกำลังสอง ประกอบด้วย 3 วงจรดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรกำลังสอง

จากรูปที่ 3.4 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$ - $M_{10}$  และ  $M_{21}$ - $M_{22}$  มีความสมพียงกัน และทำงานในช่วงอิมิตัว สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $I_{O1}$ ,  $I_{O2}$  และ  $I_{O3}$  ได้ตามลำดับดังนี้ ใช้สมการ (3.3) จะได้สมการกระแสเดรนของ  $M_5$ - $M_6$  ดังสมการ (3.44) ถึง (3.45)

$$I_{D5} = K(V_6 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.44)$$

$$I_{D6} = K(V_8 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.45)$$

วงจรที่ 1 ประกอบไปด้วย  $M_1$  และ  $M_2$  ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{O1}$  ได้คือ

$$I_{O1} = I_{D1} + I_{D2} \quad (3.46)$$

แทนสมการ (3.24) และ (3.25) ลงในสมการ (3.46)

$$\text{จะได้ } I_{O1} = K(V_2 - V_{SS} - V_T)^2 + K(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.47)$$

แทนสมการ (3.14) และ (3.17) ลงในสมการ (3.47)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ 
$$I_{01} = \frac{KV_X^2}{8} + I_{DC} ; I_{DC} = 2 \left[ \frac{V_{SS}}{2} + V_T \right]^2 \quad (3.48)$$

วงจรที่ 2 ประกอบไปด้วย  $M_3$  และ  $M_4$  ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{02}$  ได้คือ

$$I_{02} = I_{D3} + I_{D4} \quad (3.49)$$

แทนสมการ (3.26) และ (3.27) ลงในสมการ (3.49)

$$I_{02} = K(V_3 - V_{SS} - V_T)^2 + K(V_4 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.50)$$

แทนสมการ (3.20) และ (3.23) ลงในสมการ (3.50)

จะได้ 
$$I_{02} = \frac{KV_Y^2}{8} + I_{DC} ; I_{DC} = 2 \left[ \frac{V_{SS}}{2} + V_T \right]^2 \quad (3.51)$$

วงจรที่ 3 ประกอบไปด้วย  $M_5$  และ  $M_6$  ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{03}$  ได้คือ

$$I_{03} = I_{D5} + I_{D6} \quad (3.52)$$

แทนสมการ (3.44) และ (3.45) ลงในสมการ (3.52)

จะได้ 
$$I_{03} = K(V_6 - V_{SS} - V_T)^2 + K(V_8 - V_{SS} - V_T)^2 \quad (3.53)$$

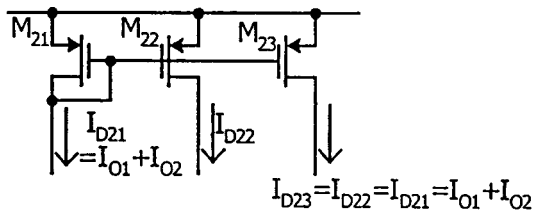
แทนสมการ (3.37) และ (3.43) ลงในสมการ (3.53)

จะได้ 
$$I_{03} = \frac{K(V_X - V_Y)^2}{8} + I_{DC} \quad (3.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.4 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย

จากรูปที่ 3.5 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย สามารถแสดงสมการได้คือ

$$I_{D21} = I_{D22} = I_{D23} = I_{O1} + I_{O2} = \frac{KV_X^2}{8} + \frac{KV_Y^2}{8} + 2I_{DC} \quad (3.55)$$

ดังนั้นเมื่อนำเอา รูปวงจรที่ 3.2-3.5 มารวมกันก็จะกลายเป็นรูปวงจรคุณสมบัติดังรูปที่ 3.6 ซึ่งจะเป็นวงจรพื้นฐานในการสร้างวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ต่อไป ดังนั้นถ้านำเอากระแส  $I_{D22}$  มาลบออกด้วย  $I_{O3}$  และ  $I_{B1}$  ( $I_{B1}$  เป็นค่าคงที่ ที่นำมาหักล้างกับค่ากระแสออฟเซ็ท) ให้หมดไป ดังนั้นจะได้ตามสมการ (3.56)

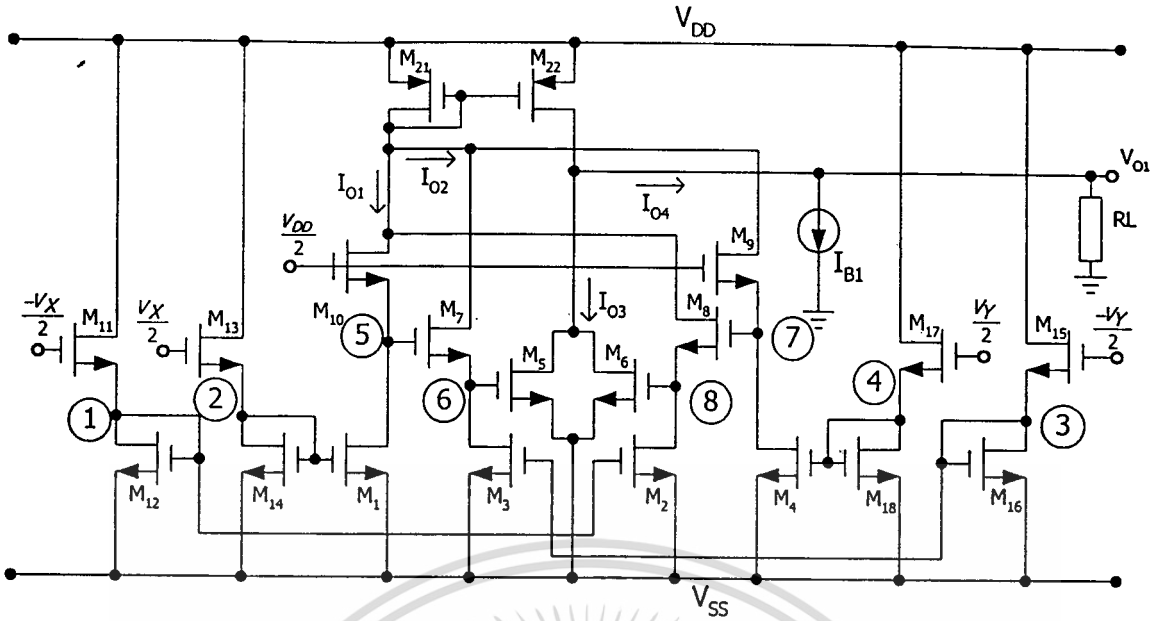
$$I_{O4} = I_{RL} = I_{D22} - I_{O3} - I_{B1} = (I_{D1} + I_{D2} + I_{D3} + I_{D4}) - (I_{D5} + I_{D6}) - I_B \quad (3.56)$$

แทนสมการ (3.54) และ (3.55) ลงในสมการ (3.56)

$$\text{จะได้} \quad V_{O1} = \frac{KV_X V_Y}{4} ; I_{DC} = I_{B1} \quad (3.57)$$

จากสมการ (3.57) แสดงว่าแรงดัน  $V_{O1}$  คือผลคูณของแรงดันอินพุต  $V_X$  และ  $V_Y$

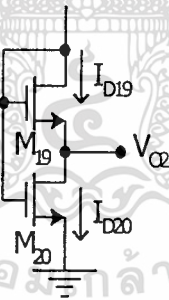
เมื่อ  $I_{B1}$  เป็นกระแสที่นำมาหักล้างกระแสออฟเซ็ท  $I_{DC}$  ให้หมดไป



รูปที่ 3.6 วงจรคุณลักษณะที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

3.2.5 วงจรถอดรหัสดิจิทัล

วงจรถอดรหัสดิจิทัลประกอบไปด้วย MOS  $M_{19}$  และ  $M_{20}$  แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรถอดรหัสดิจิทัลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

จากรูปที่ 3.7 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์  $M_{19}$  ทำงานในช่วงอิ่มตัว และทรานซิสเตอร์  $M_{20}$  ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว สามารถแสดงสมการกระแสเดรนของ  $M_{19}$  และ  $M_{20}$  ได้ดังสมการ (3.58) และ (3.59) ตามลำดับ

$$I_{D19} = K(V_{D19} - V_{O2} - V_T)^2 \tag{3.58}$$

$$I_{D20} = K[(V_{D19} - V_T)V_{O2} - \frac{V_{O2}^2}{2}] \quad (3.59)$$

จากรูปวงจรที่ 3.7 จะเห็นว่า  $I_{D19} = I_{D20}$  ดังนั้นเพื่อจะหาความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุต  $V_{O2}$  จึงสามารถพิจารณาตามลำดับดังนี้

จากสมการ (3.58) หาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_{19}$  ได้เป็น

$$V_{D19} = \sqrt{\frac{I_{D19}}{K}} + V_{O2} + V_T \quad (3.60)$$

นำสมการ (3.60) แทนลงในสมการ (3.59)

จะได้ 
$$I_{D19} = I_{D20} = K[(\sqrt{\frac{I_{D19}}{K}} + V_{O2} + V_T - V_T)V_{O2} - \frac{V_{O2}^2}{2}]$$

$$I_{D19} = K[(\sqrt{\frac{I_{D19}}{K}} + V_{O2} + V_T - V_T)V_{O2} - \frac{V_{O2}^2}{2}]$$

$$K \frac{V_{O2}^2}{2} + K \sqrt{\frac{I_{D19}}{K}} V_{O2} - I_{D19} = 0 \quad (3.61)$$

จากสมการ (3.61) กระทำการทางคณิตศาสตร์เพื่อหา  $V_{O2}$  จะได้สมการที่เป็นรากที่สองของกระแสเดรน  $I_{D19}$  ดังสมการ (3.62)

$$V_{O2} = \frac{0.732}{\sqrt{K}} \sqrt{I_{D19}} \quad (3.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

เมื่อนำรูปวงจรที่ 3.5 มารวมกับรูปที่ 3.7 จะเห็นว่า  $M_{23}$  นั้นถูกสะท้อนสัญญาณมาจาก  $M_{21}$  และ  $M_{22}$  จะทำให้กระแสตรงเป็นดังสมการ (3.63)

$$I_{D23} = I_{D19} + I_{B2} \quad (3.63)$$

เมื่อนำสมการ (3.55) แทนลงในสมการ (3.63) จะได้

$$I_{D19} = I_{D20} = K \frac{V_X^2}{8} + K \frac{V_Y^2}{8}; 2I_{DC} = I_{B2} \quad (3.64)$$

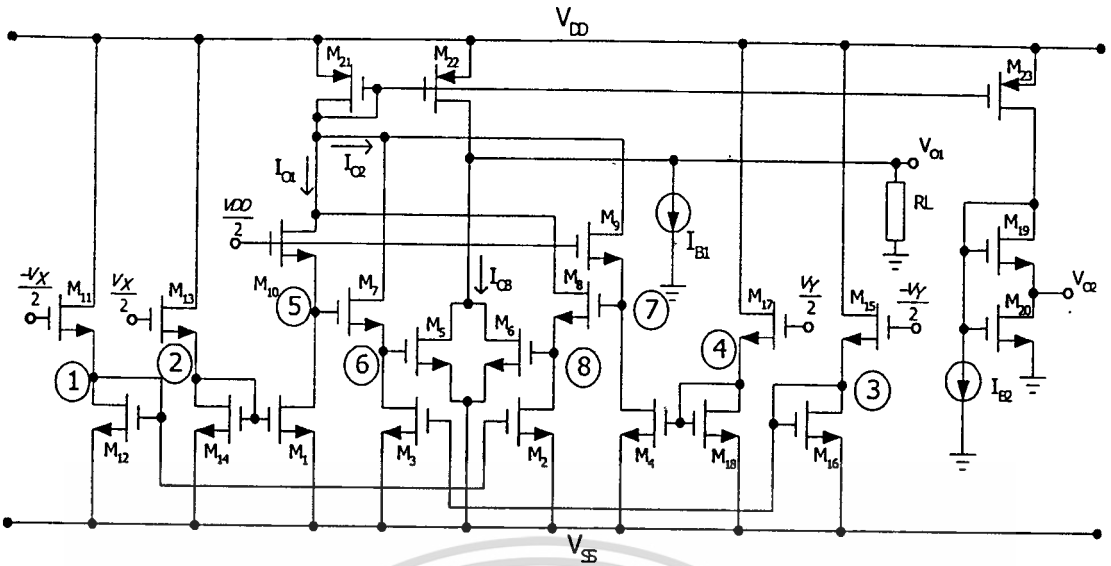
เมื่อ  $I_{B2}$  เป็นกระแสตรงที่นำมาหักล้างกระแสออฟเซ็ทให้หมดไป  
แทนสมการ (3.64) ในสมการ (3.62)

จะได้

$$V_{O2} = 0.732 \sqrt{\frac{1}{K} \left( K \frac{V_X^2}{8} + K \frac{V_Y^2}{8} \right)} \quad (3.65)$$

$$V_{O2} = 0.26 \sqrt{V_X^2 + V_Y^2} \quad (3.66)$$

จากสมการ (3.66) แสดงว่าแรงดัน  $V_{O2}$  เป็นผลรวมทางเวกเตอร์ของสัญญาณอินพุท  $V_X$  และ  $V_Y$  ซึ่งจะเห็นว่าเป็นวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณนั้น ได้นำเอาสัญญาณที่เป็นกำลังสองของวงจรคูณสัญญาณมาสร้างเป็นวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมวลสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

### 3.4 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

การวิเคราะห์วงจรในหัวข้อที่ผ่านมาใช้คุณสมบัติของมอสเฟต ในรูปกฎกำลังสองแต่ในความเป็นจริงจะมีค่า Second-order effect ต่างๆเกิดขึ้นเช่น body effect, channel-length modulation, mobility reduction, component mismatch เป็นต้น ซึ่งค่าต่างๆเหล่านี้จะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง โดยค่า body effect จะไม่เกิดขึ้น เนื่องจากมอสเฟตทุกตัวต่อขา Source กับขา Substrate เข้าด้วยกัน และผลของ channel-length modulation สามารถทำให้ดีขึ้นได้โดยการใช้ long-length ประมาณ 10  $\mu\text{m}$  ขึ้นไป ดังนั้นในหัวข้อนี้จะพิจารณา mobility reduction และ component mismatch ที่เกิดขึ้นในวงจร

#### 3.4.1 Mobility Reduction

ลักษณะสมบัติของกระแสและแรงดันของ CMOS ที่คิดการลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟตมีดังนี้

$$I_D = \frac{K(V_{GS} - V_T)^2}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)} \tag{3.67}$$

เมื่อค่า  $\theta$  เป็นค่า mobility reduction parameter ซึ่งมีค่าประมาณ  $0.001 \approx 0.1 \text{ V}^{-1}$  และใช้ Taylor Series เขียนสมการ (3.67) ได้ใหม่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 [1 - \theta(V_{GS} - V_T) + \theta^2(V_{GS} - V_T)^2 - \theta^3(V_{GS} - V_T)^3 + \dots] \quad (3.68)$$

### 3.4.1.1 วงจรกำลังสอง

พิจารณาการลดทอนความคล่องตัวในวงจรกำลังสองโดยแทนสมการ (3.68) ใน (3.56) โดยสมการ (3.68) นั้นใช้ถึง  $\theta^2$  เท่านั้น ส่วนที่มีกำลังสูงกว่านี้จะถูกละเลยไป

$$V_{O1} = KR_L \left[ \frac{V_X V_Y}{4} \left( 1 + \frac{3}{4} \theta V_b + \frac{1}{32} \theta^2 V_X^2 - \frac{3}{64} \theta^2 V_X V_Y + \frac{1}{32} \theta^2 V_Y^2 \right) (2V_b^2 + 2\theta V_b^3 + 2\theta^2 V_b^4) \right] \quad (3.69)$$

โดย 
$$I_{BI} = I_{DC}, V_b = \frac{V_{SS}}{2} + V_T \quad (3.70)$$

จากสมการ (3.69) จะเห็นได้ว่าค่าการผิดเพี้ยนที่สำคัญ อยู่ในเทอมของ  $\theta^2$  ซึ่งผลการลดทอนความคล่องตัวทำให้เกิดการผิดเพี้ยนในฮาร์โมนิกที่ 2, 3 ส่วนค่าการผิดเพี้ยนในเทอมของ  $\theta$  ส่งผลกับ offset voltage

### 3.4.1.2 วงจรถอดรอกที่สอง

พิจารณาการลดทอนความคล่องตัวในวงจรถอดรอกที่สองโดยแทนสมการ (3.68) ในสมการ (3.62) โดยสมการ (3.68) พิจารณาถึง  $\theta^2$  เท่านั้น ส่วนที่มีกำลังสูงกว่าจะถูกละเลยไป

$$V_{O2} = 0.732 \sqrt{2a^2 + 4b^2 + 6a^2b\theta + 6c^2b\theta + 4b^3\theta + 2b^4\theta^2 + 12a^2b^2\theta^2 + 12c^2b^2\theta^2} \quad (3.71)$$

เมื่อ 
$$a = \frac{V_X}{4}, b = \frac{V_{SS}}{2} + V_T \text{ และ } c = \frac{V_Y}{4}$$

จากสมการ (3.71) จะเห็นได้ว่า ค่าการผิดเพี้ยนที่สำคัญอยู่ในเทอม  $\theta$  ซึ่งผลการลดทอนความคล่องตัวทำให้เกิดการผิดเพี้ยนในฮาร์โมนิกที่ 2

### 3.4.1.3 วงจรลบลัทธิสัญญาณ

จากสมการ (3.32) จะเห็นว่า การลดทอนของความคล่องตัวของมอสเฟต ถูกควบคุมโดยค่า  $\theta$  และ  $(V_{GS} - V_T)$  ในมอสขนาดเดียวกัน สมมติว่ามี  $\theta$  เท่ากัน วงจรลบลัทธิสัญญาณในรูปที่ 3.3 (เป็นการนำเอาวงจรลบลัทธิสัญญาณระหว่างมอส  $M_1$  กับ  $M_{10}$  และ  $M_7$  กับ  $M_3$  วงจรมาทำเป็นวงจรบวกสัญญาณ) จะได้ว่า  $I_{D1} = I_{D10}$  หรือ  $V_{GS1} = V_{GS10}$  เมื่อพิจารณาการลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟตจะ

$$\frac{K(V_{GS1} - V_T)^2}{1 + \theta(V_{GS1} - V_T)} = \frac{K(V_{GS10} - V_T)^2}{1 + \theta(V_{GS10} - V_T)} \quad (3.72)$$

สมการที่ (3.72) เมื่อ  $V_{GS1} = V_{GS10}$  จะทำให้การลดทอนของ  $M_1, M_{10}$  มีขนาดเท่ากันทำให้สามารถตัดเทอมส่วนของสมการ (3.72) ได้ สรุปว่าการลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟต จะไม่มีผลต่อวงจรลบลัทธิสัญญาณ และเมื่อพิจารณาวงจรเลื่อนระดับสัญญาณ (วงจรแบ่งแรงดัน) ในรูปที่ 3.2 จะได้ทำนองเดียวกันกับวงจรลบลัทธิสัญญาณ คือการลดทอนของความคล่องตัว จะไม่มีผลต่อการทำงานของวงจร

## 3.4.2 Component Mismatch

### 3.4.2.1 วงจรเลื่อนระดับสัญญาณ

สมมติค่า Aspect Ratio ของ  $M_{11}, M_{12}$  คือ  $K - \frac{\Delta K}{2}, K + \frac{\Delta K}{2}$  ตามลำดับ แทนในสมการ.

(3.13) จะได้

$$V_1 = \frac{-\frac{V_x}{2} - V_T}{1 + \sqrt{\frac{1 + \frac{\Delta K}{2K}}{1 - \frac{\Delta K}{2K}}}} + \frac{V_{SS} + V_T}{1 + \sqrt{\frac{1 - \frac{\Delta K}{2K}}{1 + \frac{\Delta K}{2K}}}} \quad (3.73)$$

### 3.4.2.2 วงจรลบลัทธิสัญญาณ

สมมติค่า Aspect Ratio ของ  $M_1, M_{10}$  คือ  $K - \frac{\Delta K}{2}, K + \frac{\Delta K}{2}$  ตามลำดับ แทนในสมการ

(3.33) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_s = \frac{V_{DD}}{2} + \sqrt{\frac{1 + \Delta K / 2K}{1 - \Delta K / 2K}} \left( \frac{V_x}{4} - \frac{V_{SS}}{2} - V_T \right) - V_T \quad (3.74)$$

จากสมการ (3.73) - (3.74) คือผลของ Component Mismatch ทำให้เกิดการผิดพลาดที่ขนาดและระดับของสัญญาณอินพุท

### 3.4.2.3 วงจรกำลังสอง

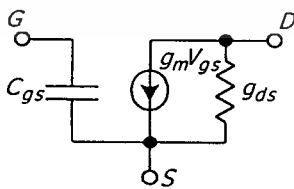
สมมติค่า Aspect Ratio ของ  $M_1, M_2, M_3, M_4$  คือ  $K - \frac{\Delta K}{2}$  และ  $M_5, M_6$  คือ  $K + \frac{\Delta K}{2}$  แทนในสมการ (3.54), (3.55) ตามลำดับ แล้วนำมาแทนลงในสมการ (3.56) จะได้สมการ (3.57) ซึ่งเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{oi} = 2KR_L \left( \frac{V_x V_y}{4} + \left( \frac{V_{SS} + V_T}{2} \right)^2 \right) + \Delta KR_L \left( \frac{V_x V_y}{4} - \left( \frac{V_x}{4} \right)^2 - \left( \frac{V_y}{4} \right)^2 - 3 \left( \frac{V_{SS} + V_T}{2} \right)^2 \right) \quad (3.75)$$

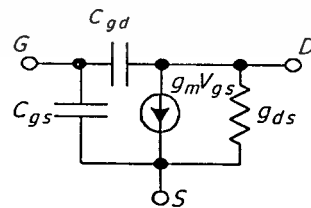
จากสมการ (3.75) ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนในฮาร์โมนิกส์ที่ 2 และแรงดัน off set

## 3.5 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานความถี่

การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณนั้น ต้องคำนึงถึงคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรเช่น ความถี่ตอบสนอง กำลังที่สูญเสีย ช่วงปฏิบัติงาน เพราะคุณสมบัติเหล่านี้จะเป็นตัวหนึ่งที่บอกได้ว่าวงจรดีหรือไม่คืออย่างไร ในการหาช่วงความถี่ตอบสนอง จะใช้แบบจำลองขนาดเล็ก (Small-signal model) ซึ่งประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายกระแสโดยขึ้นอยู่กับแรงดัน (Voltage Controlled Current Source :  $V_{CCS}$ ) และตัวเก็บประจุที่เสมือนกับว่ามีประจุสถิต (Stored-change) ต่อรวมอยู่ระหว่างขั้วต่อ (Junction) ของมอสเฟท ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.9



(ก)



(ข)

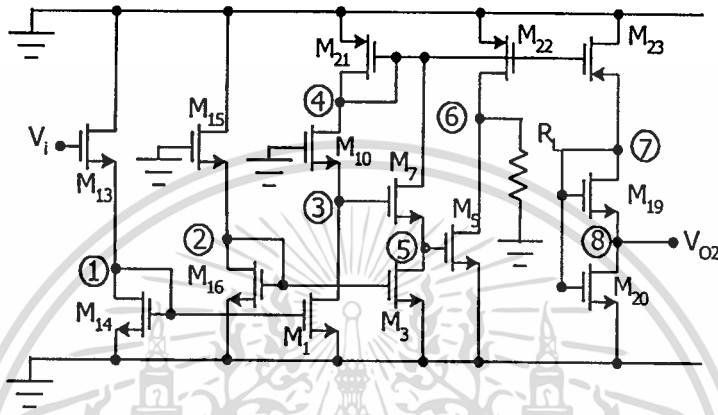
### รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลของมอสเฟท

ก) วงจรสมมูลของมอสเฟทที่ทำงานในช่วงอิมิตัวโดยประมาณ

ข) วงจรสมมูลของมอสเฟทที่ทำงานในช่วงไม่อิมิตัวโดยประมาณ

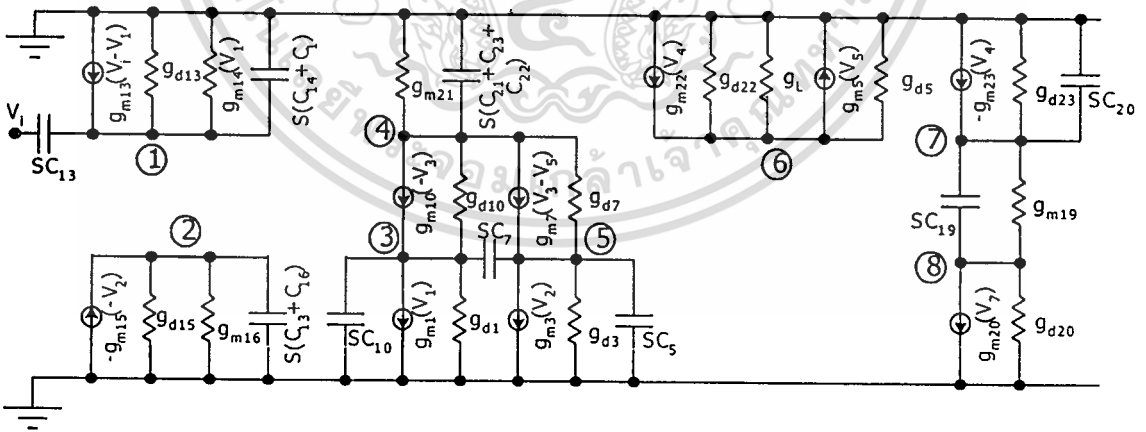
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้สะดวกในการวิเคราะห์ กำหนดให้ค่า  $g_m \gg g_d$  ดังนั้นประมาณค่า  $g_m + g_d = g_m$  ในวงจรที่มีลักษณะสมมาตรกันนั้นสามารถแบ่งวิเคราะห์ เพียงครึ่งเดียวในส่วนที่มีจุดรวมเดียวกัน ให้สมมติจุดนั้นเป็นจุดกราวด์ไป จากหลักการที่กล่าวมา สามารถนำวงจรในรูปที่ 3.8 มาวิเคราะห์ โดยให้  $\frac{V_x}{2}$  และ  $\frac{V_y}{2}$  มาต่อร่วมกันเป็น  $V_i$  และ  $-\frac{V_x}{2}$  กับ  $-\frac{V_y}{2}$  ต่อดงกราวด์ มาเขียนใหม่ ได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงการปรับปรุงวงจรในรูปที่ 3.8 เพื่อการวิเคราะห์ความถี่

จากรูปที่ 3.10 สามารถแทนด้วยวงจรสมมูลขนาดเล็กลงได้ ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรสมมูลของวงจรรูปที่ 3.10

จากวงจรรูปที่ 3.11 สามารถเขียนสมการได้จากกฎของ KCL ได้ดังนี้

ที่จุด 1  $-(g_{m13} + g_{m14} + g_{d13} + S(C_1 + C_2))V_1 = (g_{m13} + SC_1)V_2$  (3.76)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-(g_{m13} + g_{m14} + S(C_1 + C_{14}))V_1 = (g_{m13} + SC_{13})V_i \quad (3.77)$$

$$\text{ที่จุด 2} \quad (g_{m15} - g_{m16} - S(C_3 + C_{16}))V_2 = 0 \quad (3.78)$$

$$\text{ที่จุด 3} \quad -g_{m1}V_1 - (g_{m10} + S(C_7 + C_{10}))V_3 + g_{d10}V_4 + SC_7V_5 = 0 \quad (3.79)$$

$$\text{ที่จุด 4} \quad (g_{m7} - g_{m10})V_3 + (g_{m21} + S(C_{21} + C_{22} + C_{23}))V_4 - g_{m7}V_5 = 0 \quad (3.80)$$

$$\text{ที่จุด 5} \quad -g_{m3}V_2 + g_{m7}V_3 + g_{d7}V_4 - (g_{m7} + SC_5)V_5 = 0 \quad (3.81)$$

$$\text{ที่จุด 6} \quad -g_{m22}V_4 - g_{m5}V_5 - (2g_{d5} + g_L)V_6 = 0 \quad (3.82)$$

$$\text{ที่จุด 7} \quad -g_{m23}V_4 - (g_{m19} + g_{d23} + S(C_{19} + C_{20}))V_7 + (g_{m19} + SC_{19})V_8 = 0 \quad (3.83)$$

$$-g_{m23}V_4 - (g_{m19} + S(C_{19} + C_{20}))V_7 + (g_{m19} + SC_{19})V_8 = 0 \quad (3.84)$$

$$\text{ที่จุด 8} \quad (g_{m19} - g_{m20} + SC_{19})V_7 - (g_{m19} + g_{d20} + SC_{19})V_8 = 0 \quad (3.85)$$

$$(g_{m19} - g_{m20} + SC_{19})V_7 - (g_{m19} + SC_{19})V_8 = 0 \quad (3.86)$$

จากสมการ (3.76) ถึง (3.82) นำมาจัดอยู่ในรูปเมตริกซ์สามารถนำมาหาค่าของทรานสเฟอร์

ฟังก์ชัน  $\frac{V_{01}}{V_i}$  ของวงจรคุณสัญญาณ โดยวิธีการของ Gauss มีค่าเป็น

$$\frac{V_{01}}{V_i} = -\frac{A(B - C)}{D(EF + GH)} \quad (3.87)$$

$$\text{เมื่อ} \quad A = g_{m1}g_{m5}(g_{m13} + SC_{13})$$

$$B = (g_{m10} + 2SC_7)(g_{m7} - g_{m10})(g_{d10}g_{m7} + g_{d7}(g_{m10} + 2SC_7))$$

$$C = g_{m7}(g_{d10}(g_{m7} - g_{m10}) + (g_{m21} + 2SC_{21})(g_{m10} + 2SC_7))$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 D &= (g_{m13} + g_{m14} + 2SC_1)(2g_{d5} + g_L) \\
 E &= (g_{m7} - g_{m10})SC_7 - g_{m7}(g_{m10} + 2SC_7) \\
 F &= g_{m7}g_{d10} + g_{d7}(g_{m10} + 2SC_7) \\
 G &= g_{m7}SC_7 - (g_{m7} + SC_5)(g_{m10} + 2SC_7) \\
 H &= g_{d10}(g_{m7} - g_{m10}) + (g_{m21} + 2SC_{21})(g_{m10} + 2SC_7)
 \end{aligned}$$

จากสมการ (3.87) สามารถหาโพลที่ 1 ( $P_1$ : โพลเด่นโดยการประมาณค่า Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith [15]) ในการหาค่าความถี่สูง cut off ได้มีค่าเป็น

$$P_1 \cong \frac{2g_{d10}}{g_{m10}(C_{21} + C_{22})} \quad (3.88)$$

ค่า  $g_{m10}$ ,  $g_{d10}$ ,  $C_{21}$  และ  $C_{22}$  ใช้ค่าในโปรแกรม PSpice ในการวิเคราะห์ แทนค่า  $g_{m10}$ ,  $g_{d10}$ ,  $C_{21}$  และ  $C_{22}$  เพื่อหาความถี่ตอบสนองเป็น

$$\begin{aligned}
 f_{H-3dB} &= \frac{2g_{d10}}{2\pi g_{m10}(C_{21} + C_{22})} \\
 &= \frac{2(5.94 \times 10^{-8})}{2\pi(7.47 \times 10^{-5} \times 5.87 \times 10^{-13})} \\
 &\cong 216 \text{ MHz}
 \end{aligned} \quad (3.89)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าค่าความถี่ cut off ของวงจรคือ 216 MHz ซึ่งมีค่าที่จะพอร์บได้เมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการ Simulation คือ 269.8 MHz

การพิจารณาวิเคราะห์ความถี่ตอบสนองของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ ได้โดยการนำเอาสมการ (3.76) ถึง (3.86) นำมาจัดอยู่ในรูปเมตริกซ์สามารถหาหาราน

เฟอ์ฟังก์ชัน  $\frac{V_{O2}}{V_i}$  ของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ โดยวิธีการของ

Gauss ได้มีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{a[(bc' - d) + e(f - g)]}{hk(i - j)} \quad (3.90)$$

เมื่อ

$$a = g_{m1}g_{m23}(g_{m13} + SC_{13})(g_{m19} - g_{m20} + SC_{19})$$

$$b = (g_{m7} - g_{m10})SC_7 - g_{m7}(g_{m10} + 2SC_7)$$

$$c = g_{m7}g_{d10} + g_{d7}(g_{m10} + 2SC_7)(g_{m7} - g_{m10})$$

$$d = g_{m7}[g_{d10}(g_{m7} - g_{m10}) + (g_{m21} + 3SC_{21})(g_{m10} + 2SC_7)]$$

$$e = g_{m7} - g_{m10}$$

$$f = [g_{m7}SC_7 - (g_{m7} + SC_5)(g_{m10} + 2SC_7)][g_{d10}(g_{m7} - g_{m10}) + (g_{m21} + 3SC_{21})(g_{m10} + 2SC_7)]$$

$$g = [g_{m7}g_{d10} + g_{d7}(g_{m10} + 2SC_7)][(g_{m7} - g_{m10})SC_7 - g_{m7}(g_{m10} + 2SC_7)]$$

$$h = [g_{d10}(g_{m7} - g_{m10}) + (g_{m21} + 3SC_{21})(g_{m10} + 2SC_7)](g_{m7} - g_{m10})(g_{m13} + g_{m14} + 3SC_1)$$

$$i = [g_{m7}SC_7 - (g_{m7} + SC_5)(g_{m10} + 2SC_7)][g_{d10}(g_{m7} - g_{m10}) + (g_{m21} + 3SC_{21})(g_{m10} + 2SC_7)]$$

จากสมการ (3.90) สามารถหาโพลที่ 1 ( $P_1$ : โพลเด่นโดยการประมาณค่า Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith [15]) ในการหาค่าความถี่ cut off ได้มีค่าเป็น

$$P_1 \approx \frac{g_{m19}g_{m20}}{g_{m19}C_{20} + g_{m20}C_{19}} \approx \frac{g_{m20}}{C_{20}} \quad (3.91)$$

ค่า  $g_{m20}$  และ  $C_{20}$  ใช้ค่าในโปรแกรม PSpice ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่ cut off แสดงได้ดังนี้

NAME	m1	m2	m3	m4	m5
MODEL	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1
ID	2.34E-05	2.33E-05	8.10E-06	4.50E-05	4.47E-05
VGS	1.25E+00	1.25E+00	1.00E+00	1.50E+00	1.50E+00
VDS	2.50E+00	9.98E-01	1.50E+00	2.25E+00	2.50E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	7.08E-01	7.09E-01	7.09E-01	7.08E-01	7.08E-01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VDSAT	4.86E-01	4.85E-01	2.80E-01	6.88E-01	6.85E-01
GM	7.47E-05	7.46E-05	4.65E-05	9.85E-05	9.82E-05
GDS	5.94E-08	5.93E-08	3.15E-08	9.37E-08	9.31E-08
GMB	2.32E-05	2.31E-05	1.47E-05	3.00E-05	2.99E-05
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16
CGDOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16
CGBOV	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16
CGS	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

NAME	m6	m7	m8	m9	m10
MODEL	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1
ID	8.00E-06	8.10E-06	2.33E-05	4.50E-05	2.34E-05
VGS	9.98E-01	1.00E+00	1.25E+00	1.50E+00	1.25E+00
VDS	2.50E+00	1.86E+00	2.35E+00	1.10E+00	8.55E-01
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	7.08E-01	7.08E-01	7.08E-01	7.09E-01	7.09E-01
VDSAT	2.79E-01	2.80E-01	4.85E-01	6.88E-01	4.86E-01
GM	4.63E-05	4.65E-05	7.46E-05	9.84E-05	<u>7.47E-05</u>
GDS	3.13E-08	3.15E-08	5.93E-08	9.37E-08	<u>5.94E-08</u>
GMB	1.46E-05	1.47E-05	2.32E-05	2.99E-05	2.32E-05
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16
CGDOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16
CGBOV	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16
CGS	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NAME	m11	m12	m13	m14	m15
MODEL	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1
ID	2.33E-05	2.33E-05	2.33E-05	2.33E-05	8.09E-06
VGS	1.25E+00	1.25E+00	1.25E+00	1.25E+00	9.99E-01
VDS	3.75E+00	1.25E+00	3.75E+00	1.25E+00	4.00E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	7.07E-01	7.09E-01	7.07E-01	7.09E-01	7.07E-01
VDSAT	4.85E-01	4.85E-01	4.85E-01	4.85E-01	2.80E-01
GM	7.47E-05	7.46E-05	7.47E-05	7.46E-05	4.65E-05
GDS	5.94E-08	5.93E-08	5.94E-08	5.93E-08	3.15E-08
GMB	2.32E-05	2.32E-05	2.32E-05	2.32E-05	1.47E-05
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16
CGDOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16
CGBOV	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16
CGS	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

NAME	m16	m17	m18	m19	m20
MODEL	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1	nmos1
ID	8.09E-06	4.50E-05	4.50E-05	6.26E-06	6.26E-06
VGS	1.00E+00	1.50E+00	1.50E+00	9.59E-01	1.63E+00
VDS	1.00E+00	3.50E+00	1.50E+00	9.59E-01	6.71E-01
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	7.09E-01	7.08E-01	7.09E-01	7.09E-01	7.14E-01
VDSAT	2.80E-01	6.87E-01	6.87E-01	2.46E-01	8.22E-01
GM	4.65E-05	9.85E-05	9.84E-05	4.13E-05	<u>1.01E-05</u>
GDS	3.15E-08	9.36E-08	9.36E-08	2.74E-08	2.90E-06
GMB	1.47E-05	3.00E-05	2.99E-05	1.31E-05	3.17E-06
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	4.09E-15
CGDOV	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	8.18E-16	4.09E-15
CGBOV	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	7.24E-16	3.47E-14
CGS	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	9.19E-15	<u>1.84E-12</u>
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	1.10E-12
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

NAME	m21	m22	m23
MODEL	pmos1	pmos1	pmos1
ID	-9.98E-05	-9.99E-05	-9.98E-05
VGS	-1.65E+00	-1.65E+00	-1.65E+00
VDS	-1.65E+00	-2.50E+00	-8.69E-01
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	-9.68E-01	-9.68E-01	-9.68E-01
VDSAT	-6.32E-01	-6.32E-01	-6.32E-01
GM	2.71E-04	2.72E-04	2.71E-04
GDS	7.86E-08	7.87E-08	7.85E-08
GMB	6.45E-05	6.45E-05	6.44E-05
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.06E-14	1.06E-14	1.06E-14
CGDOV	1.06E-14	1.06E-14	1.06E-14
CGBOV	1.81E-15	1.81E-15	1.81E-15
CGS	<u>5.87E-13</u>	<u>5.87E-13</u>	5.87E-13
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

แทนค่า  $g_{m20}$  และ  $C_{20}$  จากโปรแกรม PSpice เพื่อหาความถี่ตอบสนองเป็น

$$f_{H-3dB} = \frac{g_{m20}}{2\pi C_{20}} \quad (3.92)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1.01 \times 10^{-5}}{2\pi(1.84 \times 10^{-12})}$$

$$= 0.87 \text{ MHz}$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าค่าความถี่ cut off ของวงจรคือ 0.87 MHz ซึ่งมีค่าที่จะพอรับได้เมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการ Simulation คือ 1.24 MHz

### 3.6 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานอินพุท

การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณที่คตินั้นต้องออกแบบให้วงจร มีคุณสมบัติต่างๆคือ วงจรต้องตอบสนองความถี่ได้สูง วงจรใช้จำนวนอุปกรณ์น้อย วงจรต้องกินกำลังสูญเสียต่ำ และวงจรต้องมีช่วงปฏิบัติงานกว้าง ดังนั้นจากวงจรในรูปที่ 3.8 สามารถหาช่วงปฏิบัติงานอินพุทได้โดยพิจารณาเงื่อนไขการทำงานของทรานซิสเตอร์  $M_1, M_2, M_3, M_4, M_5$  และ  $M_6$  ได้สมการดังนี้

$$V_1 - V_{SS} > V_T \quad (3.93)$$

$$V_2 - V_{SS} > V_T \quad (3.94)$$

$$V_3 - V_{SS} > V_T \quad (3.95)$$

$$V_4 - V_{SS} > V_T \quad (3.96)$$

$$V_6 - V_{SS} \geq V_T \quad (3.97)$$

และ 
$$V_8 - V_{SS} \geq V_T \quad (3.98)$$

แทนสมการ (3.14), (3.17), (3.20), (3.23), (3.34), (3.37), (3.40) และ (3.43) ในสมการ (3.93) - (3.98) ตามลำดับ จะได้ช่วงอินพุทปฏิบัติงานของวงจรจะเป็นไปตามสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-V_X > 4V_T + 2V_{SS} \quad (3.99)$$

$$V_X > 4V_T + 2V_{SS} \quad (3.100)$$

$$-V_Y > 4V_T + 2V_{SS} \quad (3.101)$$

$$V_Y > 4V_T + 2V_{SS} \quad (3.102)$$

$$-V_X + V_Y \geq 4V_T + 2V_{SS} \quad (3.103)$$

$$V_X - V_Y \geq 4V_T + 2V_{SS} \quad (3.104)$$

จากสมการ (3.99) - (3.104) จะเห็นได้ว่า วงจรที่ออกแบบนั้นจะทำงานได้ถูกต้องนั้นจำเป็นต้องขึ้นอยู่กับเงื่อนไขสมการ (3.99) - (3.104) นี้

### 3.7 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณประกอบไปด้วย หลักการของวงจรแบ่งแรงดัน วงจรบวกสัญญาณ วงจรกำลังสอง วงจรสะท้อนกระแส และวงจรถอดรอกที่สอง นอกจากนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร ซึ่งประกอบไปด้วยการวิเคราะห์ค่าของ Mobility Reduction ค่าของ Component Mismatch การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ได้ใช้แบบจำลองขนาดเล็ก (small signal model) ในการหาช่วงความถี่ตอบสนอง ซึ่งผลปรากฏคือจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice กับค่าจากการคำนวณนั้นมีค่าใกล้เคียงกัน การวิเคราะห์ช่วงอินพุตปฏิบัติงานของวงจร เพื่อหาว่าวงจรที่ได้ออกแบบนั้นมีช่วงปฏิบัติงานอินพุตเท่าไร ในบทต่อไปนี้จะได้กล่าวถึงผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ ทั้งการทดสอบโดยการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และการทดสอบโดยการต่อลงบอร์ดจริง เพื่อเป็นการยืนยันการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบนั้นว่าสามารถทำงานได้จริง และการประยุกต์ใช้งานของวงจร

## บทที่ 4

# การทดสอบและการประยุกต์ใช้งาน

### 4.1 บทนำ

ในบทที่ผ่านมา (บทที่ 3) ได้มีการกล่าวถึงรายละเอียดของการออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณว่ามีหลักการออกแบบอย่างไร ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการนำเอาวงจรที่ได้ออกแบบ มาทำการทดสอบโดยการทดสอบนั้นจะแบ่งเป็น 2 ลักษณะคือ 1. การเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSpice) 2. การนำวงจรมาต่อวงจรลงบอร์ดจริงเพื่อยืนยันผลการออกแบบว่าสามารถทำงานได้จริง ส่วนการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งาน ในที่นี้จะกล่าวถึงการนำเอาวงจรไปประยุกต์เป็นวงจรมอดูเลตทางขนาด (Amplitude Modulator) และวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (An Instantaneous Peak Detector for the Multiphase Sinusoidal Signals) ซึ่งเป็นเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ที่ให้เอาท์พุทเป็นแรงดันไฟตรงแปรผันตามขนาดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์และยืนยันผลการทำงานด้วยการเลียนแบบวงจรโดยโปรแกรม PSpice

### 4.2 ผลการทดสอบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

#### 4.2.1 การเลียนแบบการทำงานโดยใช้ PSpice

วงจรในรูปที่ 3.8 เมื่อมาทดสอบการทำงานด้วย โปรแกรม PSpice และใช้โมเดลของ CMOS เทคโนโลยี 0.5  $\mu\text{m}$  ของ MOSIS โดยกำหนดให้ เมื่อ  $V_{DD} = V_{SS} = \pm 2.5\text{V}$   
 $R_L = 1\text{k}\Omega$

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U

TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04 + UO=493.4

THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17

NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01

CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700

CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.990000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

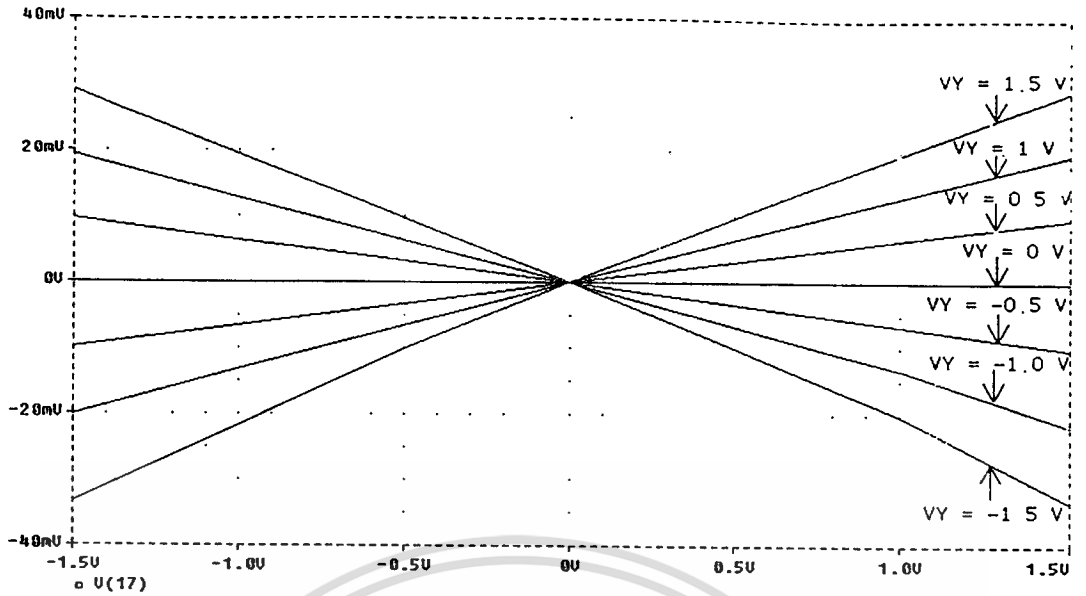
PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00 GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10 CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

และมีความกว้างต่อความยาวเซนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ ดังตารางที่ 4.1

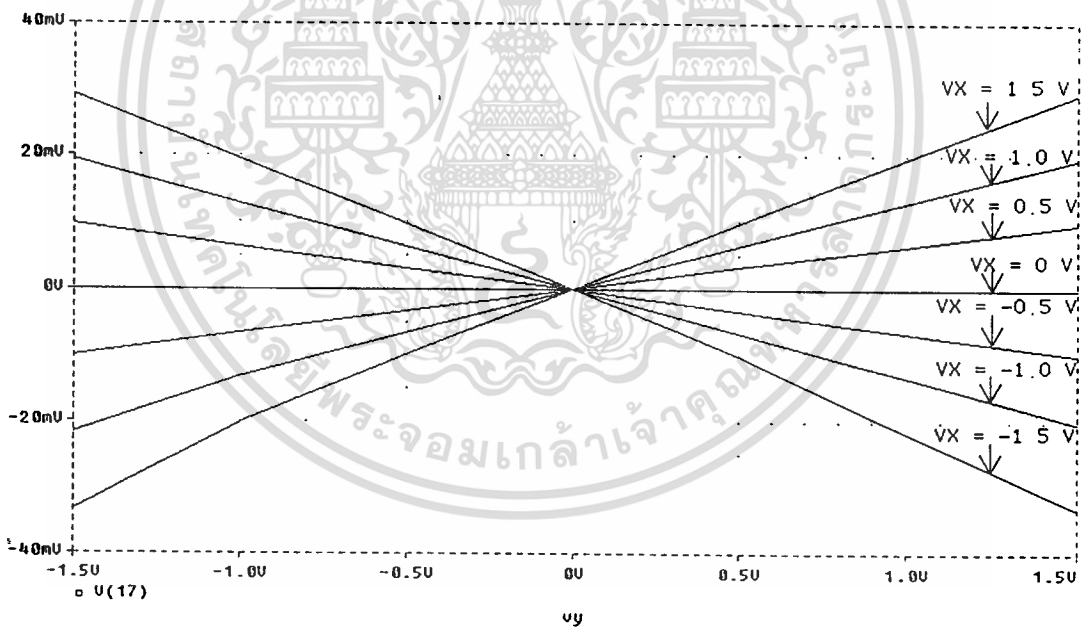
ทรานซิสเตอร์	$M_1 - M_6$	$M_7 - M_{12}$	$M_{13} - M_{20}$	$M_{21} - M_{23}$
W/L ( $\mu\text{m}$ )	2 / 2	2 / 2	2 / 2	50 / 5

ตารางที่ 4.1 แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวเซนแนลของมอสทรานซิสเตอร์

ผลการทำงานของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรถูกสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 4.1 ถึงรูปที่ 4.5 โดยรูปที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติทาง DC transfer ของการคูณสัญญาณ รูปที่ 4.1 (ก) เมื่อแปรค่า  $V_x$  จาก -1.5 V ถึง 1.5 V และ  $V_y$  แปรค่าจาก -1.5 V ถึง 1.5 V รูปที่ 4.1 (ข) เมื่อแปรค่า  $V_y$  จาก -1.5 V ถึง 1.5 V และ  $V_x$  แปรค่าจาก -1.5 V ถึง 1.5 V รูปที่ 4.2 แสดงผลการทดสอบความถี่ตอบสนองของวงจรถูก เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 1V_{DC}$  รูปที่ 4.3 แสดงผลทดสอบความถี่ตอบสนองของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรถูกสัญญาณ เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_x = 1V_{DC}$  รูปที่ 4.4 แสดงเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรถูกสัญญาณ รูปที่ 4.4 (ก) เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 0V_{DC}$  รูปที่ 4.4 (ข) เมื่อ  $V_y = \sin 2000\pi t$  และ  $V_x = 0V_{DC}$  รูปที่ 4.4 (ค) เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = \sin 2000\pi t$  รูปที่ 4.4 (ง) เมื่อ  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = 0V_{DC}$  รูปที่ 4.4 (จ) เมื่อ  $V_x = 0V_{DC}$  และ  $V_y = \text{triangle}$  รูปที่ 4.4 (ฉ) เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = \cos 2000\pi t$  จากผลการวัดความผิดเพี้ยนทางอาร์โมนิครวม ของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรถูกสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.5 % และค่าความผิดพลาดของวงจรถูกประมาณ 0.2 %



(ก)



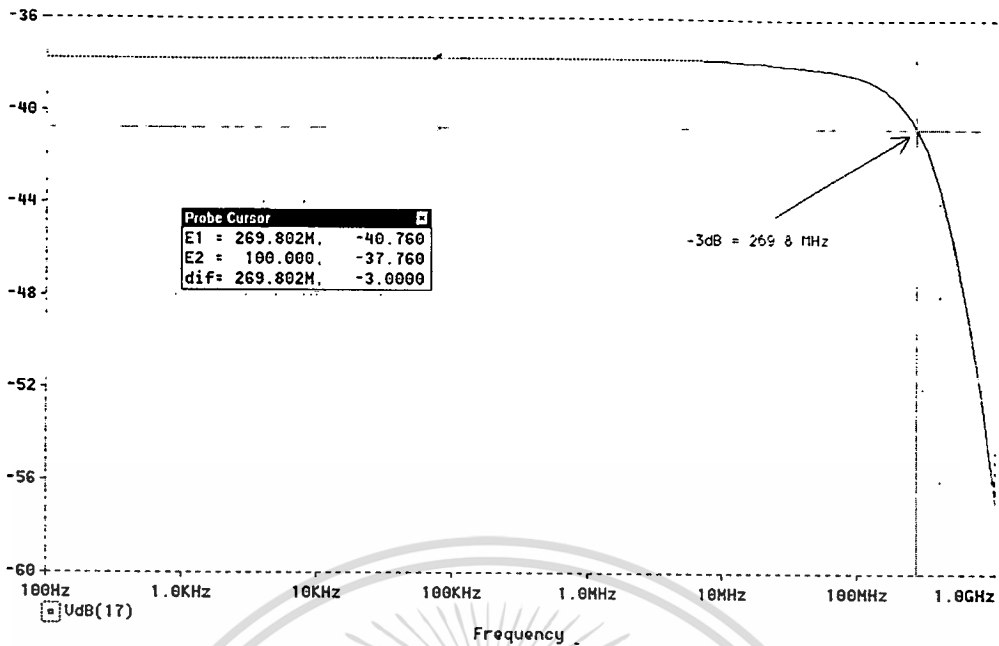
(ข)

รูปที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติทาง DC transfer ของการคูณสัญญาณ

(ก) เมื่อแปรค่า  $V_x$  จาก -1.5 V ถึง 1.5 V และ  $V_y$  แปรค่าจาก -1.5 V ถึง 1.5 V

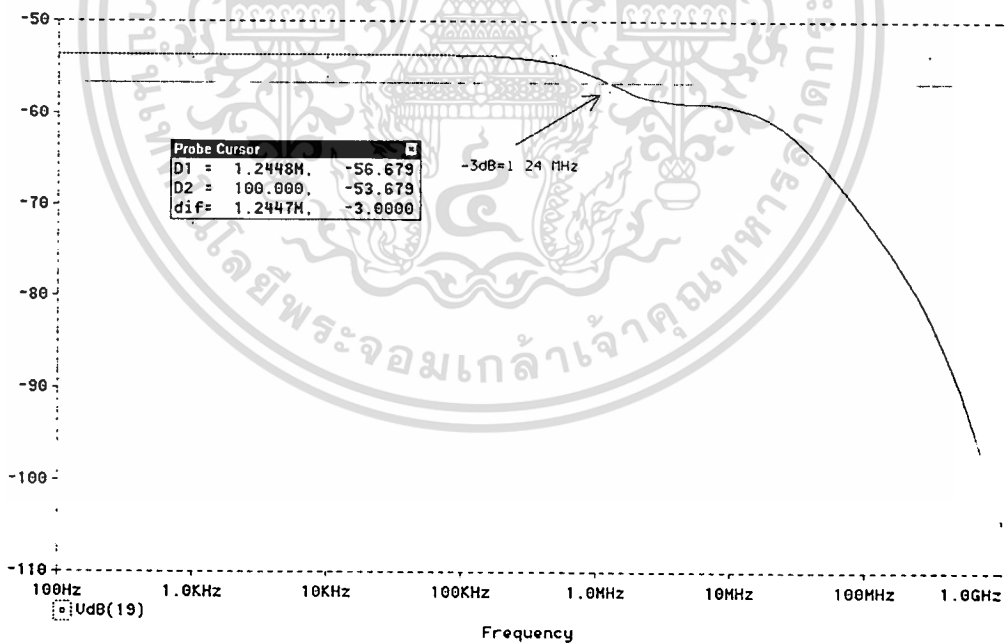
(ข) เมื่อแปรค่า  $V_y$  จาก -1.5 V ถึง 1.5 V และ  $V_x$  แปรค่าจาก -1.5 V ถึง 1.5 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงผลการทดสอบความถี่ตอบสนองของวงจรคูณ เมื่อ  $V_x = \sin 20007t$  และ

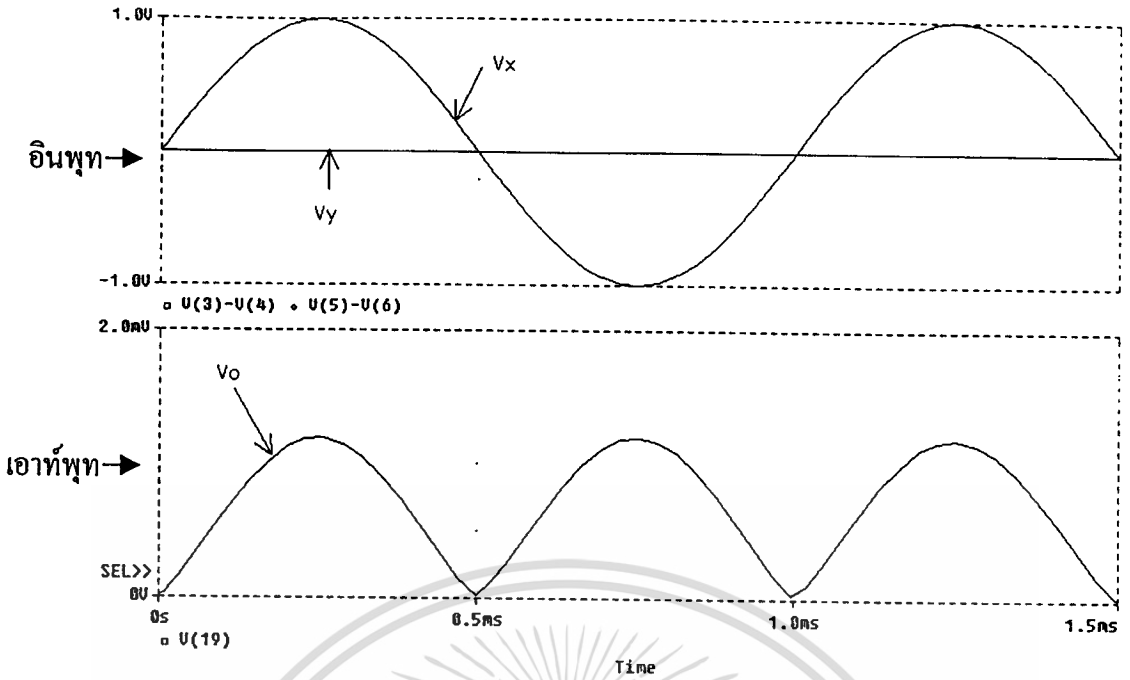
$$V_y = 1V_{DC}$$



รูปที่ 4.3 แสดงผลทดสอบความถี่ตอบสนอง ของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณ

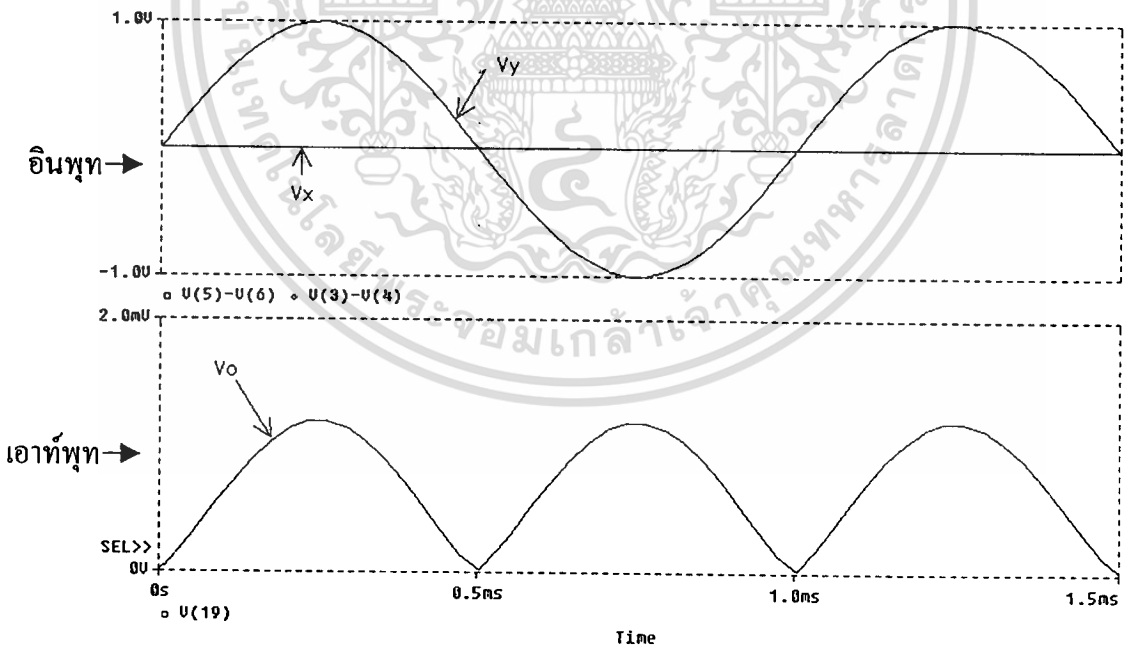
$$\text{สัญญาณ เมื่อ } V_x = \sin 20007t \text{ และ } V_y = 1V_{DC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



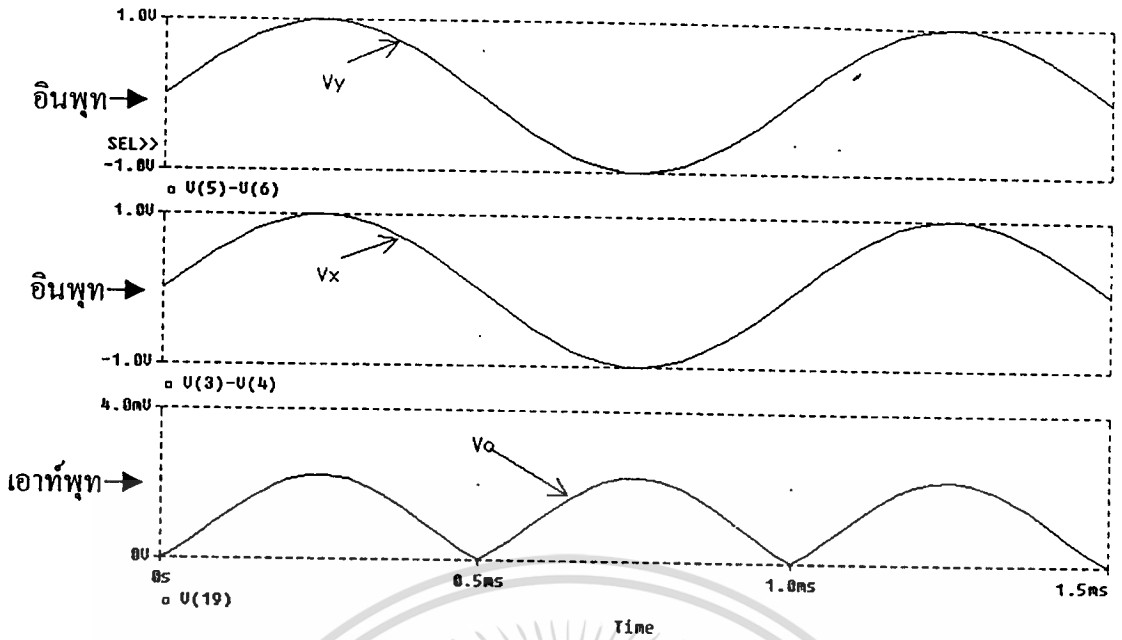
รูปที่ 4.4 (ก) แสดงเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_Y = 0 V_{DC}$



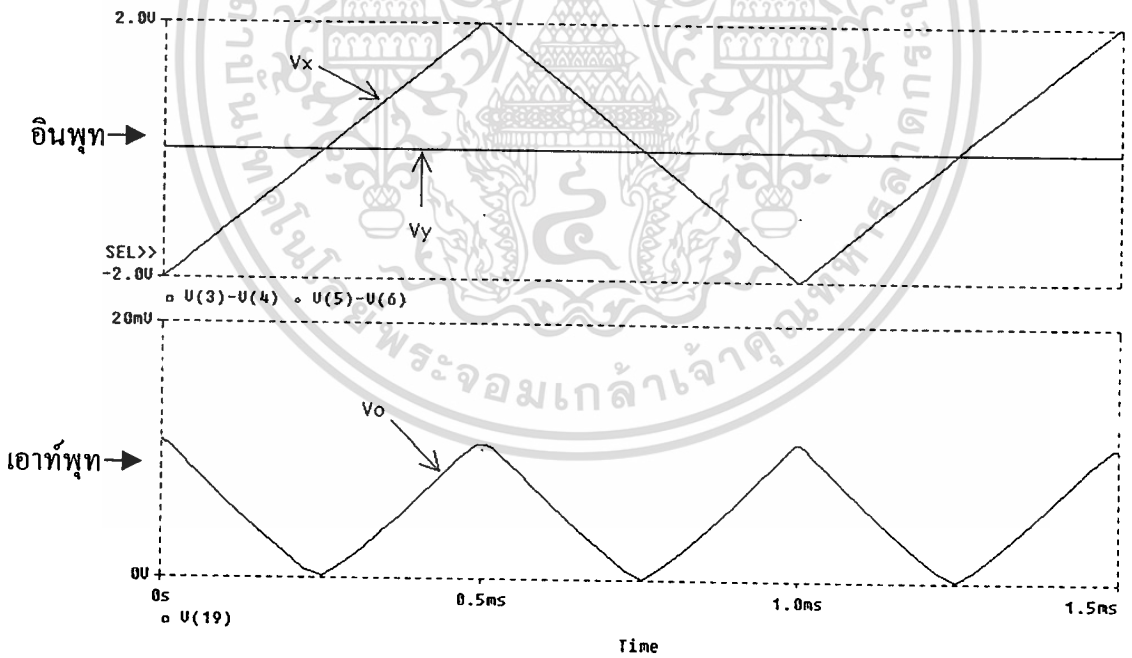
รูปที่ 4.4 (ข) แสดงเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

เมื่อ  $V_Y = \sin 2000\pi t$  และ  $V_x = 0 V_{DC}$



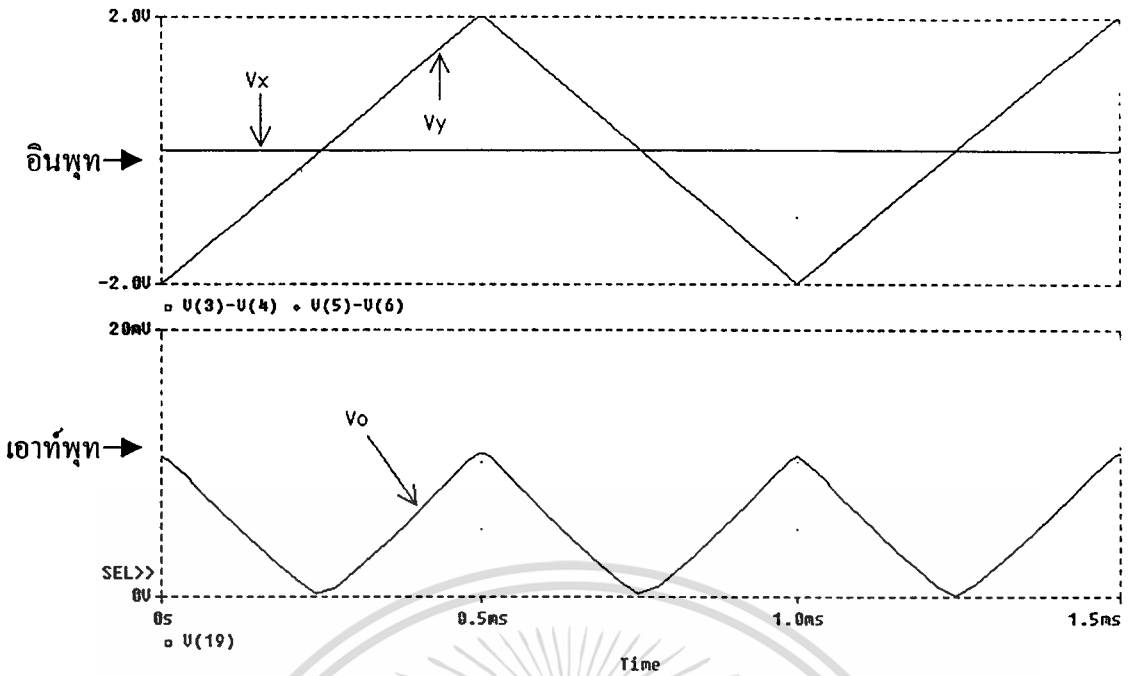
รูปที่ 4.4 (ค) แสดงเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 0 V_{DC}$



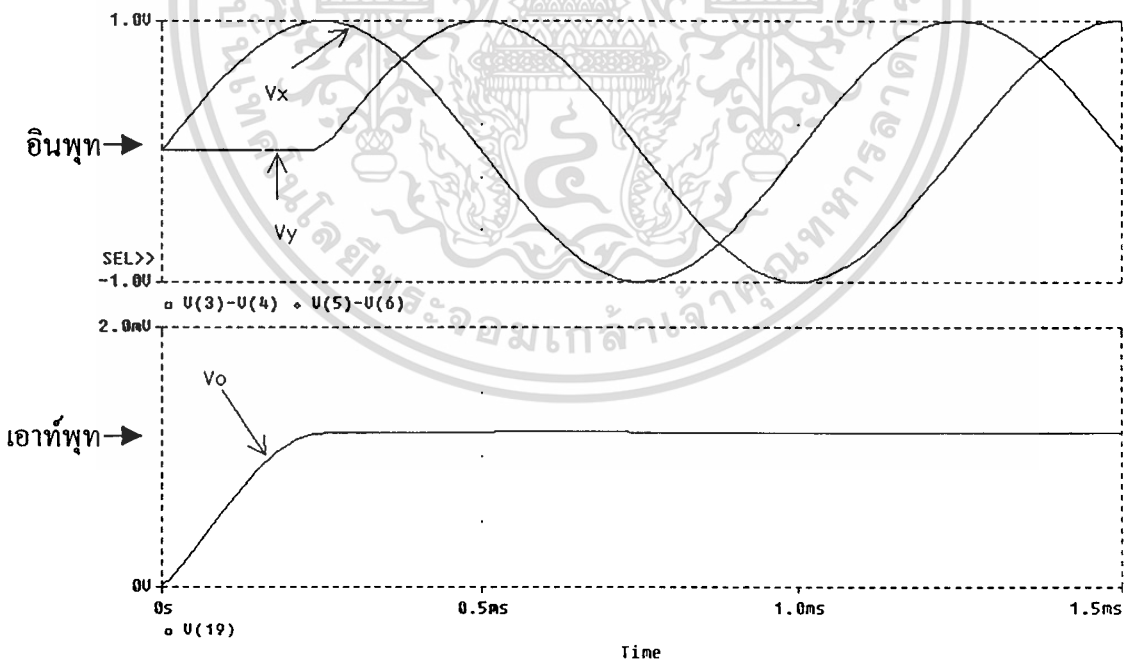
รูปที่ 4.4 (ง) แสดงเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

เมื่อ  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = 0 V_{DC}$



รูปที่ 4.4 (จ) แสดงเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

เมื่อ  $V_x = 0 V_{DC}$  และ  $V_y = \text{triangle}$



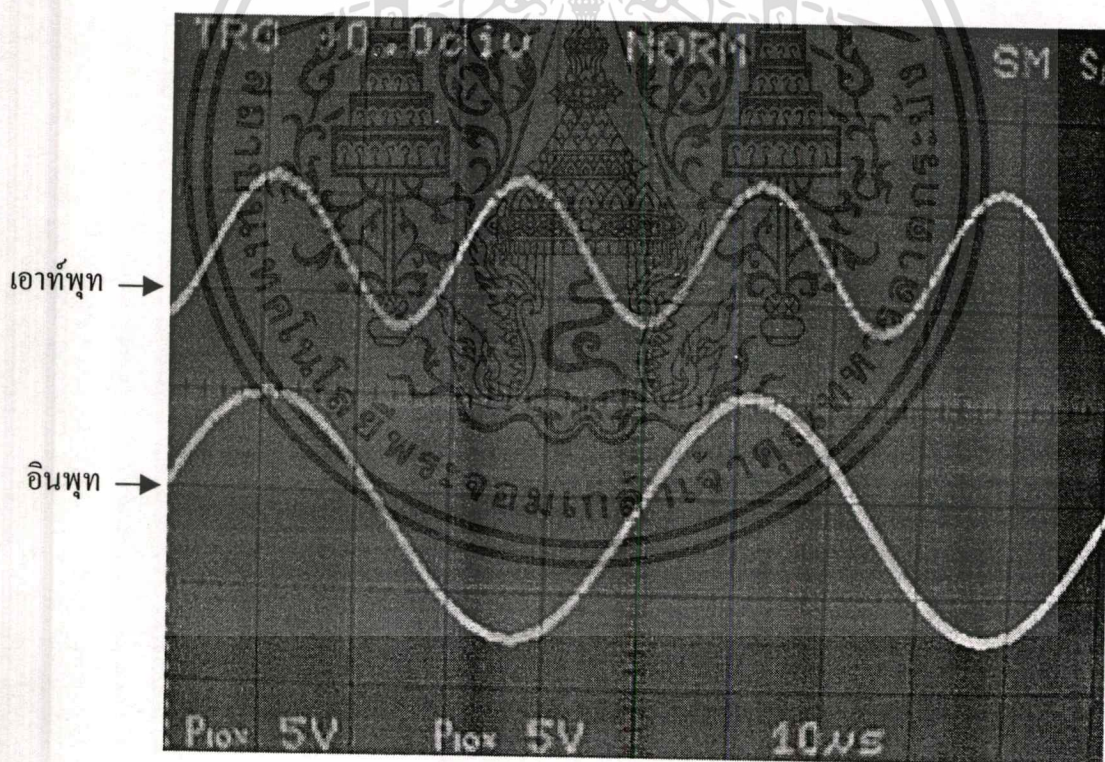
รูปที่ 4.4 (ข) แสดงเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = \cos 2000\pi t$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

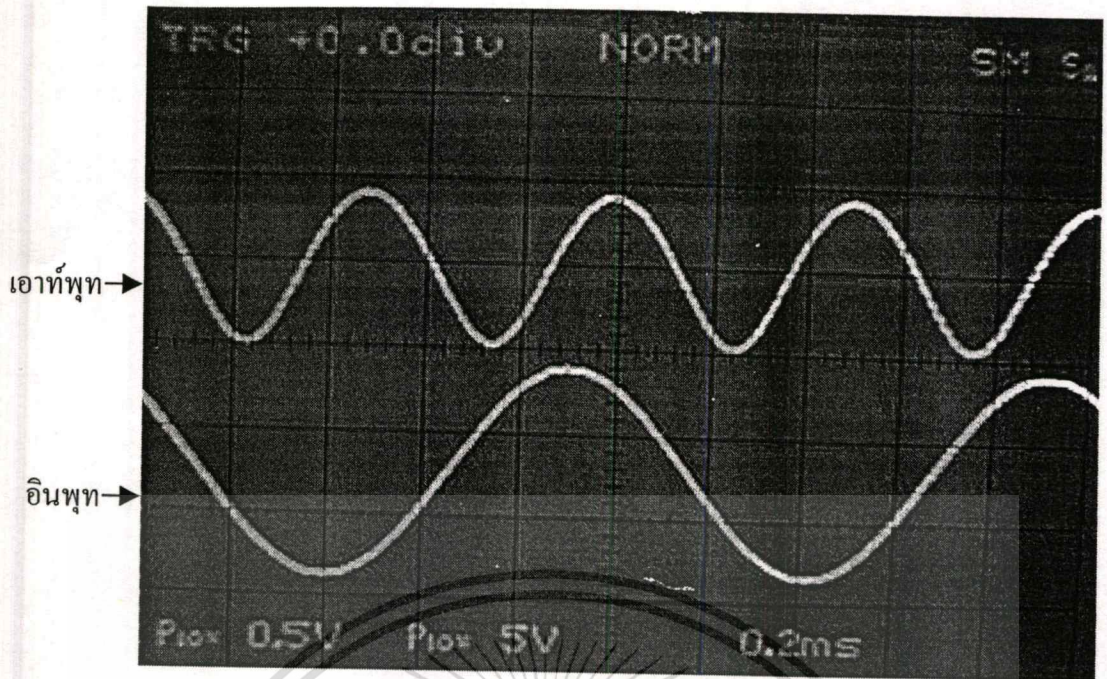
#### 4.2.2 การนำวงจรมาต่อวงจรลงบอร์ดจริง

วงจรดังรูปที่ 3.8 เมื่อมาทดลอง โดยการต่อวงจรจริงลง Protoboard แสดงดังรูปที่ 4.5 เมื่อใช้ไอซีเบอร์ MC14007  $V_{DD} = 6.5 \text{ V}$ ,  $V_{SS} = 4.7 \text{ V}$  และ  $R_L = 1\text{k}\Omega$  รูปที่ 4.5 (ก) แสดงเอาต์พุตเมื่อป้อน อินพุต  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 0 \text{ V}_{DC}$  มี  $T/D = 10 \mu\text{s}$  และ  $V/D = 5 \text{ V}$  รูปที่ 4.5 (ข) แสดงเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุต  $V_y = \sin 2000\pi t$  และ  $V_x = \sin 2000\pi t$  มี  $T/D = 0.2 \text{ mS}$  และ  $V/D = 0.5 \text{ V}$  รูปที่ 4.5 (ค) แสดงเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุต  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = 0 \text{ V}_{DC}$  มี  $T/D = 0.2 \text{ mS}$  และ  $V/D = 0.5 \text{ V}$  รูปที่ 4.5 (ง) แสดงเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุต  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = \text{triangle}$  มี  $T/D = 0.2 \text{ mS}$  และ  $V/D = 0.5 \text{ V}$  รูปที่ 4.5 (จ) แสดงเอาต์พุตเมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  มี  $T/D = 0.5 \text{ mS}$  และ  $V/D = 0.5 \text{ V}$  และ  $V_y = \cos 2000\pi t$  มี  $T/D = 10 \text{ mS}$  และ  $V/D = 5 \text{ V}$

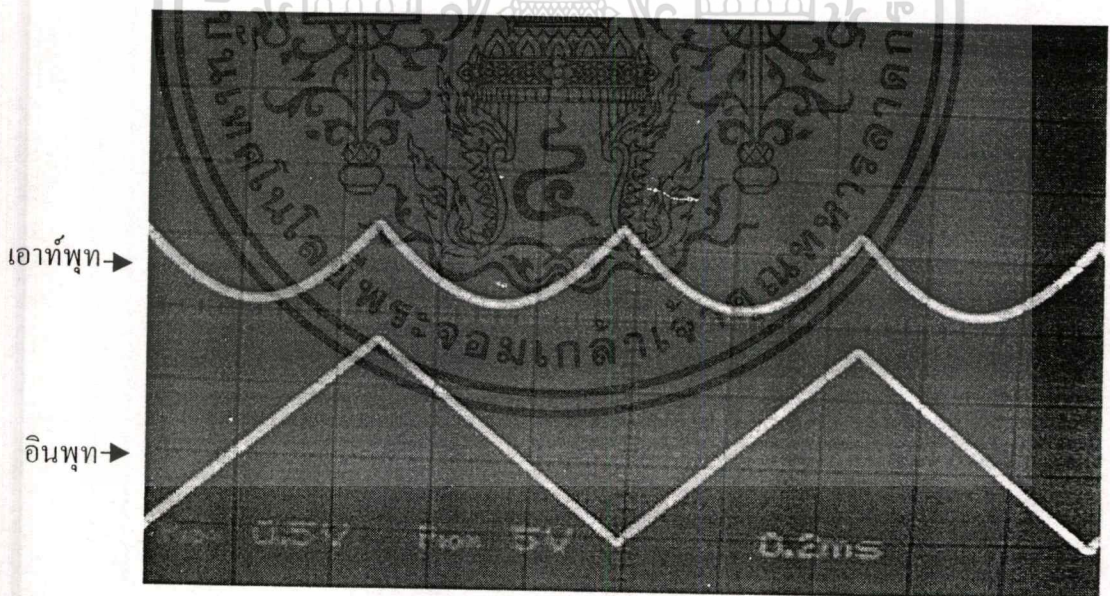


รูปที่ 4.5 (ก) แสดงการวัดอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้  
วงจรรูณสัญญาณ แสดงเอาต์พุตเมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 0 \text{ V}_{DC}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

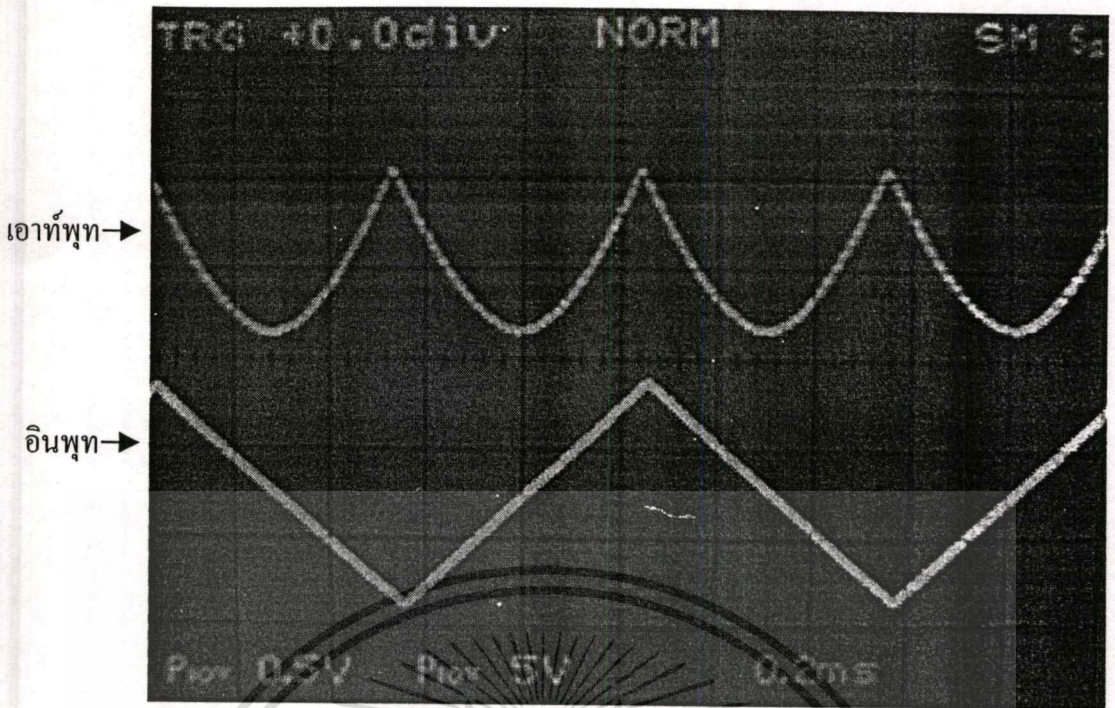


รูปที่ 4.5 (ข) แสดงการวัดอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้  
 วงจรคูณสัญญาณแสดงเอาต์พุตเมื่อ  $V_y = \sin 2000\pi t$  และ  $V_x = \sin 2000\pi t$

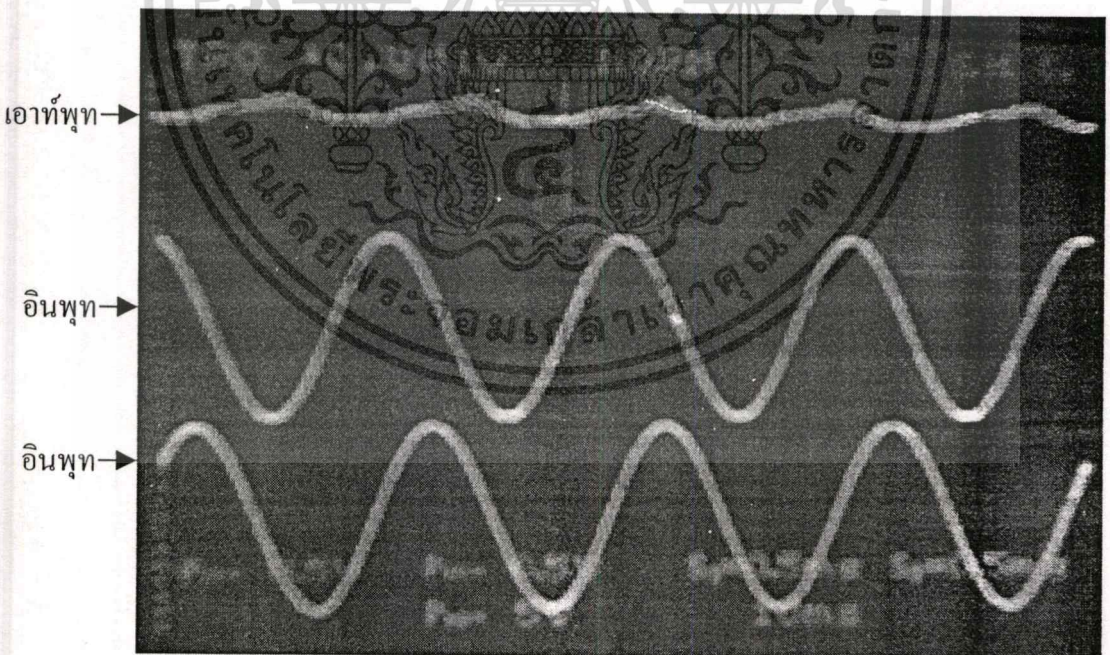


รูปที่ 4.5 (ค) แสดงการวัดอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้  
 วงจรคูณสัญญาณแสดงเอาต์พุตเมื่อ  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = 0 V_{DC}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 (ง) แสดงการวัดอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้  
วงจรถูกสัญญาณแสดงเอาต์พุตเมื่อ  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = \text{triangle}$



รูปที่ 4.5 (จ) แสดงการวัดอินพุตเทียบกับเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้

วงจรถูกสัญญาณแสดงเอาต์พุตเมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = \cos 2000\pi t$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

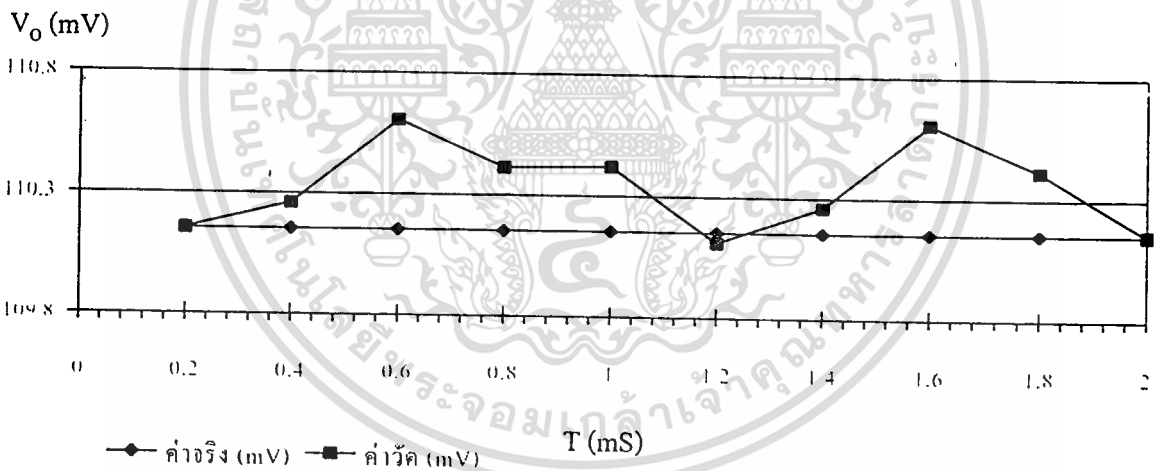
### 4.3 คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจร นั้นใช้วิธีการการกำหนดเส้นตรงขึ้นมา 1 เส้นจากรูปที่ 4.4 (ฉ) ให้เป็นค่าแรงดันคงที่ค่าหนึ่ง ( $X = 110.152 \text{ mV}$ ) เป็นค่าจริง แล้วทำการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับค่าจริงที่เวลาต่างๆ แสดงได้ดังตารางที่ 4.2

T(mS)	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0
ค่าจริง(mV)	110.152	110.152	110.152	110.152	110.152	110.152	110.152	110.152	110.152	110.152
ค่าวัด(mV)	110.152	110.261	110.604	110.412	110.419	110.110	110.261	110.604	110.412	110.152
% error	0	0.098	0.41	0.236	0.24	0.038	0.098	0.41	0.236	0

ตารางที่ 4.2 แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเชิงเส้นของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

จากตารางที่ 4.2 นั้นสามารถนำมาสร้างเป็นกราฟแสดงได้ดังรูปที่ 4.6



### รูปที่ 4.6 แสดงคุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

จากตารางที่ 4.2 นั้นสามารถหา % error เฉลี่ย ได้จาก

$$\%error \text{ เฉลี่ย} = \frac{\sum (\%error)}{\text{จำนวนครั้ง}} \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \%error \text{ เฉลี่ย} &= \frac{0 + 0.098 + 0.41 + 0.236 + 0.24 + 0.038 + 0.098 + 0.398 + 0.236 + 0}{10} \\ &= 0.175 \cong 0.2\% \end{aligned}$$

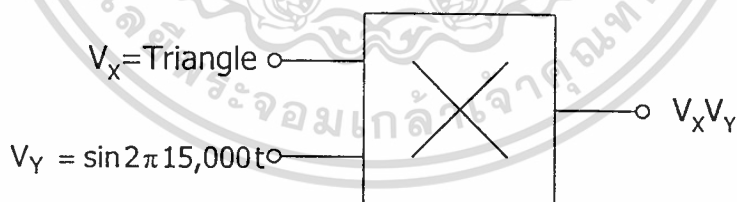
จากผลการหาค่าความผิดพลาดเฉลี่ยซึ่งมีประมาณเท่ากับ 0.2 % จะเห็นว่า วงจรที่ออกแบบนั้นมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน

#### 4.4 วงจรประยุกต์ใช้งาน

เนื่องจากวงจรที่ได้ออกแบบนั้น สามารถทำงานได้ 2 หน้าที่ คือ มีเอาต์พุตเป็นการคูณสัญญาณ และเอาต์พุตเป็นการบวกกันทางเวกเตอร์ ดังนั้นจึงขอกกล่าวถึงการนำเอาวงจรที่ออกแบบไปประยุกต์เป็นวงจรมอดูเลตทางขนาด และวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณ ไซน์หลายเฟส ซึ่งมีรายละเอียดคือ

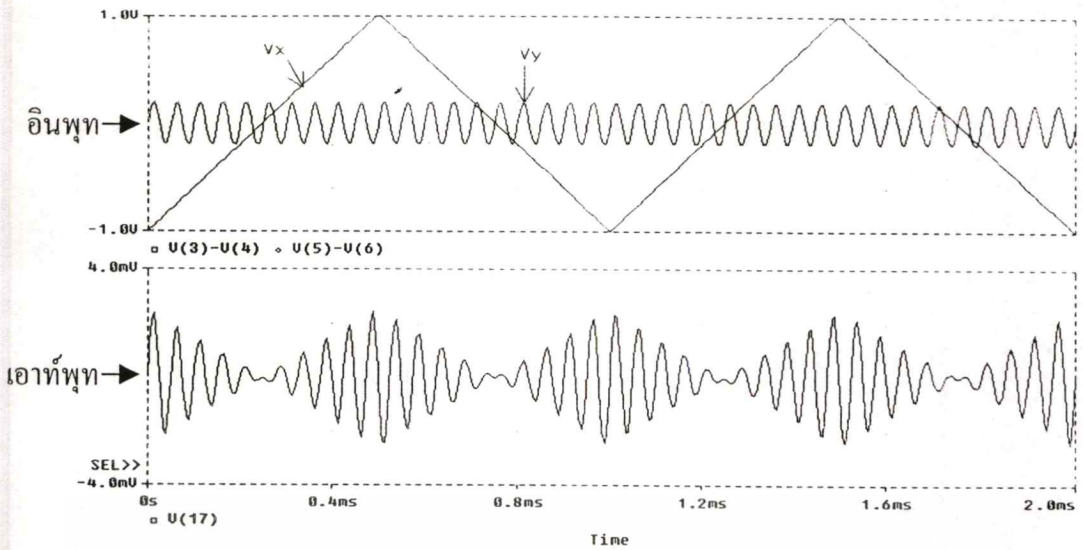
##### 4.4.1 นำวงจรที่ได้ออกแบบมาทำเป็นวงจรมอดูเลตทางขนาด (Amplitude Modulation)

เมื่อนำวงจรดังรูปที่ 3.8 มาต่อวงจรมอดูเลตทางขนาด ซึ่งวงจรมอดูเลตทางขนาดเป็นการผสมสัญญาณโดยเปลี่ยนแปลงเฉพาะขนาดตามสัญญาณอินพุตที่ต้องการส่ง ตัวอย่างเช่น สัญญาณวิทยุ AM สามารถนำวงจรมาต่อได้ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.7



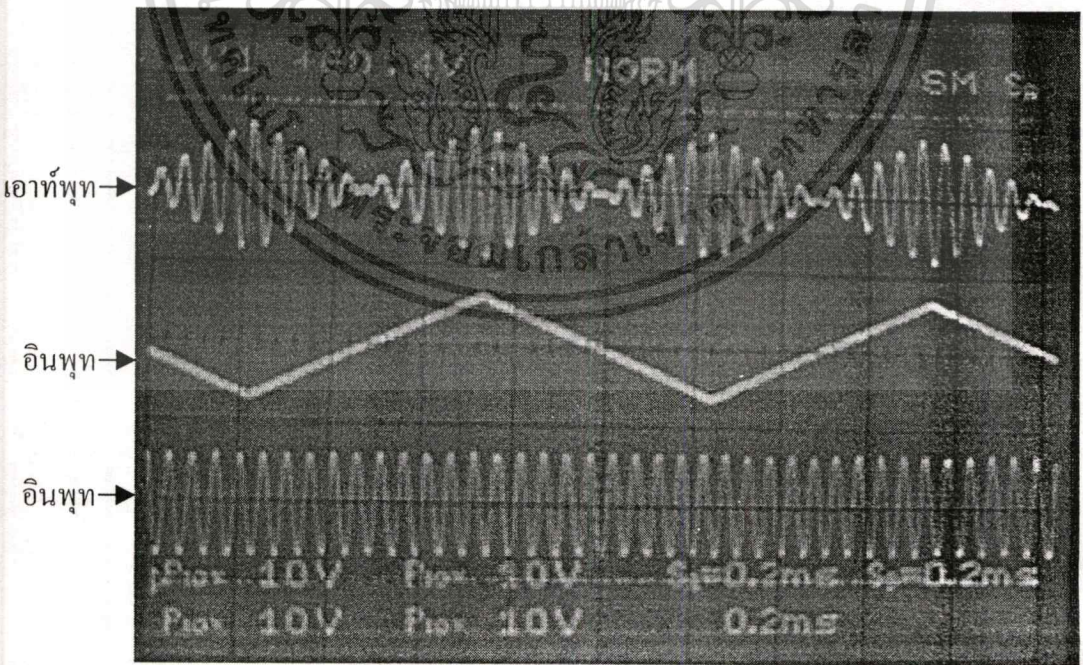
รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรมอดูเลต

วงจรดังรูปที่ 4.7 เมื่อนำไปทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้  $V_x = \text{Triangle}$  และ  $V_y = \sin 2\pi 15,000\pi t$  ซึ่งจะได้  $V_o$  ตามรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงผลเอาต์พุตการมอดูเลตสัญญาณทางขนาดเมื่อนำวงจรที่ออกแบบเป็นวงจรมอดูเลต โดยใช้โปรแกรม PSpice

วงจรในรูปที่ 4.7 เมื่อนำไปทดสอบต่อวงจรจริงลง Protoboard โดยใช้ไอซี เบอร์ MC 14007 กำหนดให้  $V_{DD} = 6.5V$ ,  $V_{SS} = 4.7V$  เมื่อ  $V_x = \text{Triangle}$ ,  $V_y = \sin 2\pi 20,000t$ ,  $V/D = 1V$  และ  $T/D = 0.2\text{ms}$  จะได้  $V_O$  ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงผลทดสอบต่อวงจรจริงของวงจรในรูปที่ 4.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.2 นาวงจรที่ได้ออกแบบมาทำเป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันที สำหรับ สัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (An Instantaneous Peak Detector for the Multiphase Sinusoidal Signals)

วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทำเป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส [14],[16] (ในที่นี้จะขอเสนอเพียงแค่ระบบ 4 เฟสเท่านั้น) ซึ่งจะให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นขนาดของสัญญาณสูงสุดดังสมการ (4.2)

$$V_o^2(t) = \frac{V_p^2}{\sin^2\theta} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) \quad (4.2)$$

เมื่อ  $\left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) = \sin^2\theta$  ดังนั้นจะได้

$$V_o^2(t) = V_p^2 \quad (4.3)$$

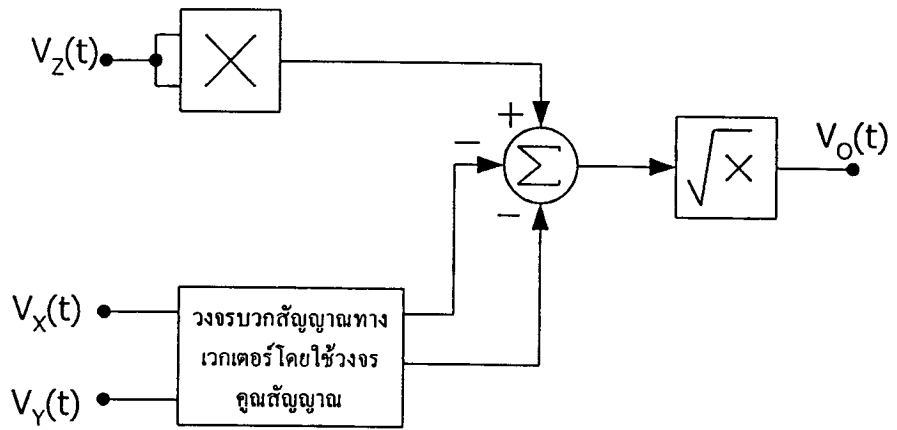
นั่นค่าของ  $V_o(t)$  และ จะมีค่าคงที่เท่ากับ  $V_p$  ดังนั้นค่าขนาดสูงสุดสามารถหาได้โดยการถอดรากที่สองของความสัมพันธ์ตามสมการ (4.4)

$$V_o(t) = \frac{1}{\sin\theta} \sqrt{V_{i+1}^2(t) - V_i V_{i-1}} \quad (4.4)$$

นั่นคือจะได้

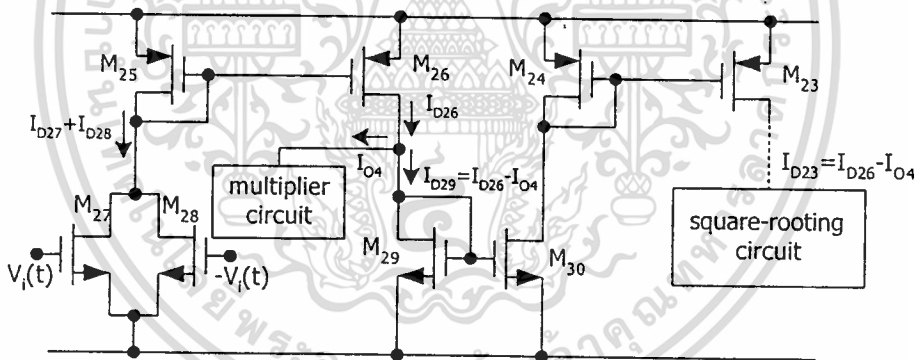
$$V_o(t) = V_p \quad (4.5)$$

จาก [14],[16] ดังกล่าวนั้น สามารถที่จะนำมาประยุกต์ได้ โดยนำวงจรในรูปที่ 3.8 ที่ได้ ออกแบบในวิทยานิพนธ์นั้น มาเพิ่มวงจรกำลังสองเข้าไปเพื่อจะเป็นการเพิ่มอินพุตเป็น 3 อินพุต และเพิ่มวงจรสะท้อนกระแส ( $M_{25}$ ,  $M_{26}$ ) มาทำการหักลบกับผลของวงจรคูณสัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้ จะถูกสะท้อนกระแสด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_{29}$ ,  $M_{30}$  จากมอสทรานซิสเตอร์  $M_{29}$ ,  $M_{30}$  จะสะท้อน กระแสมายัง  $M_{24}$  และ  $M_{23}$  เมื่อ  $I_{D23} = I_{D19}$  ดังนั้น กระแส  $I_{D19}$  เป็นอินพุตให้วงจรถอดรากที่สอง และออกเอาต์พุตออกมา โดยสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 4.10 บล็อกโคแอดแกรมแสดงการจกรประยุกต์ใช้เป็นวงจรถ่วงวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (ในที่นี้ใช้เฉพาะระบบ 4 เฟส)

จากวงจรในรูปที่ 4.10 สามารถนำมาสร้างวงจรถ่วงกำลังสอง และวงจรถ่วงยกกำลังสองเพิ่มเติมดังแสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรถ่วงกำลังสองและวงจรถ่วงยกกำลังสองที่เพิ่มเข้าไปในวงจรในรูปที่ 3.8

จากวงจรรูปที่ 4.11 ให้มอสทรานซิสเตอร์มีค่า  $K$  ดังนี้คือ  $K_{27} = K_{28} = K_{29} = K_{30} = 1$  และ  $K_{23} = K_{24} = K_{25} = K_{26} = 10$  และมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัว สามารถหาความสัมพันธ์ของสมการกำลังสองได้คือ

$$I_{D25} = I_{D26} = I_{D27} + I_{D28} = K(V_z - V_{SS} - V_T)^2 + K(-V_z - V_{SS} - V_T)^2 \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{D25} = I_{D26} = 2K(V_z^2 + (V_{SS} - V_T)^2) \quad (4.7)$$

จากสมการ (4.7) มาทำการหักลบกับ  $I_{O4}$  จะได้สมการออกมาเป็น

$$I_{D26} = I_{D29} + I_{O4} \quad (4.8)$$

$$I_{D29} = I_{D26} - I_{O4} \quad (4.9)$$

แทนสมการ (4.7) และสมการ (3.56) ในสมการ (4.9) จะได้

$$I_{D29} = 2K(V_z^2 + (V_{SS} + V_T)^2) - K \left( \frac{V_x V_y}{4} + 2 \left( \frac{V_{SS}}{2} + V_T \right)^2 \right) \quad (4.10)$$

$$I_{D29} = 2KV_z^2 - K \left( \frac{V_x V_y}{4} \right) ; (V_{SS} + V_T)^2 = 2 \left( \frac{V_{SS}}{2} + V_T \right)^2 \quad (4.11)$$

จากสมการ (4.11) จะเห็นได้ว่าจะทำการสะท้อนกระแสไปยัง  $M_{30}$  และ

$I_{D29} = I_{D30} = I_{D24} = I_{D23}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{D23} = 2KV_z^2 - K \left( \frac{V_x V_y}{4} \right) \quad (4.12)$$

เมื่อนำวงจรรูปที่ 4.11 มาต่อร่วมกับวงจรถอดรอกที่สองจะได้วงจรดังรูปที่ 4.12



#### 4.4.3 ผลการทดสอบโดยนำวงจรมาทดสอบโดยโปรแกรม PSpice

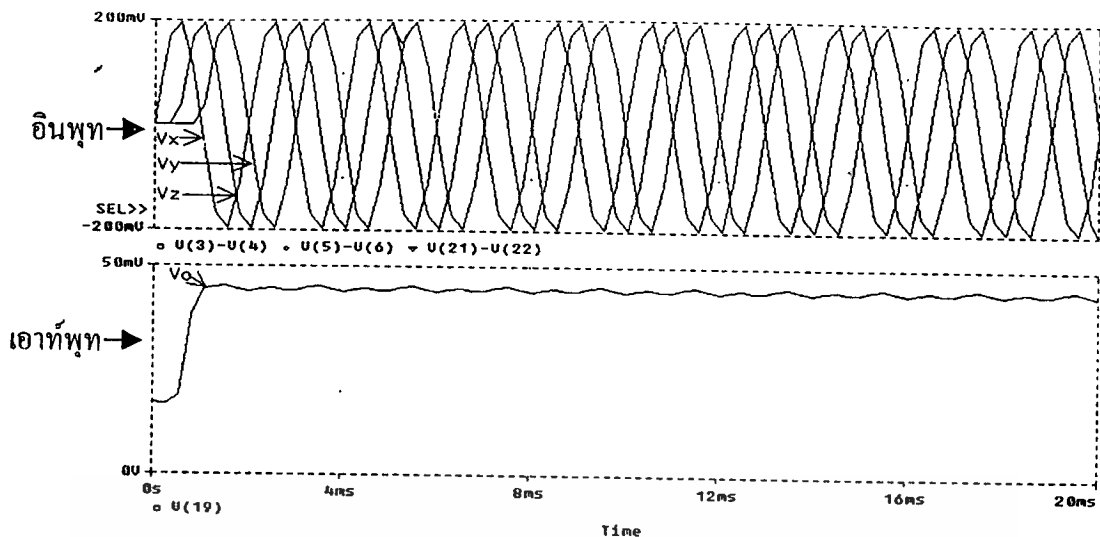
เมื่อนำวงจรรูปที่ 4.12 มาทำการทดสอบโดยโปรแกรม PSpice เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต เป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  เมื่อเปลี่ยนค่าขนาดแรงดันของ  $V_m$  จาก 0.1 V ถึง 1.0 V และเปลี่ยนค่าความถี่จาก 50 Hz, 100 Hz, 300 Hz, 500 Hz และ 1,000 Hz ผลการทดสอบปรากฏออกมาแสดงได้ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดสอบเอาท์พุทของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนค่าความถี่ และแรงดันอินพุต

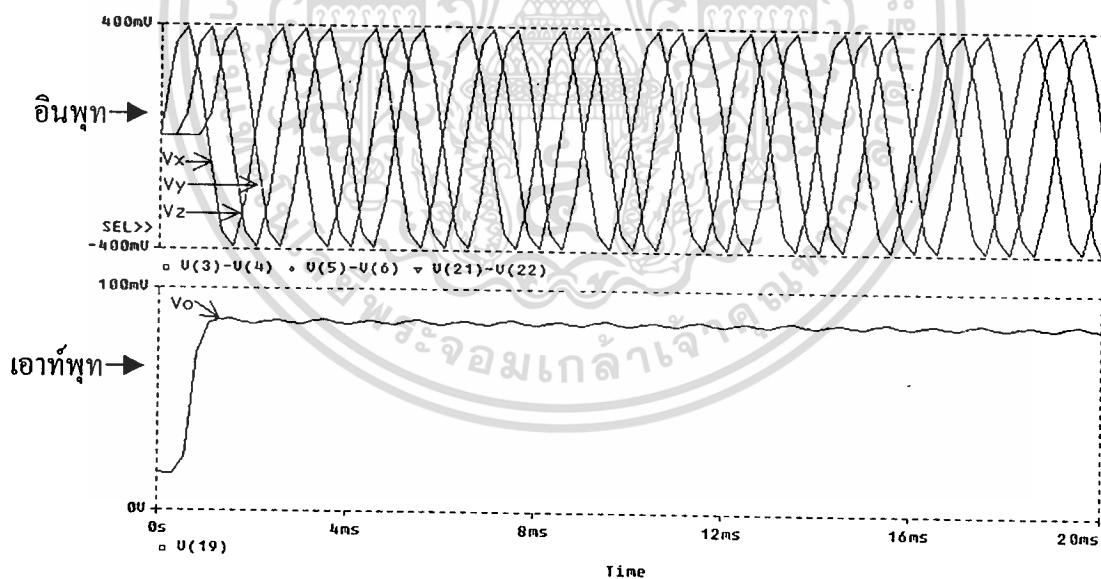
ความถี่ (Hz)	50	100	300	500	1000
$V_i$ (V)	$V_{O1}$ (mV)	$V_{O2}$ (mV)	$V_{O3}$ (mV)	$V_{O4}$ (mV)	$V_{O5}$ (mV)
0.1	27	27	27	27	27
0.2	45	45	45	45	45
0.3	65	65	65	65	65
0.4	85	85	85	85	85
0.5	105	105	105	105	105
0.6	127	127	127	127	127
0.7	150	150	150	150	150
0.8	170	170	170	170	170
0.9	195	195	195	195	195
1.0	210	210	210	215	215

จากตารางที่ 4.3 เป็นการแสดงผลการทดสอบโดยโปรแกรม PSpice เพื่อเป็นการยืนยันการทำงานของวงจร จากผลการทดสอบดังกล่าว จะขอแสดงผลออกมาเป็นรูปให้เห็นชัดเจนยิ่งขึ้น เฉพาะบางความถี่เท่านั้น ดังรูปที่ 4.13 (ก) ถึง (จ) แสดงผลตอบสนองเอาท์พุทของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (An Instantaneous Peak Detector for the Multiphase Sinusoidal Signals) (ในที่นี้ใช้เฉพาะระบบ 4 เฟส) เมื่อแปรค่า  $V_m$  แปรค่าจาก 0.2 V ถึง 1.0 V ที่ความถี่คงที่ที่ 500 Hz และในรูปที่ 4.14 แสดงผลตอบสนองเอาท์พุทของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่อมีอินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้น เป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  เมื่อความถี่เปลี่ยนจาก 50 Hz เป็น 500 Hz เมื่อ  $V_m = 1.0$  V (ความถี่ 50 Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

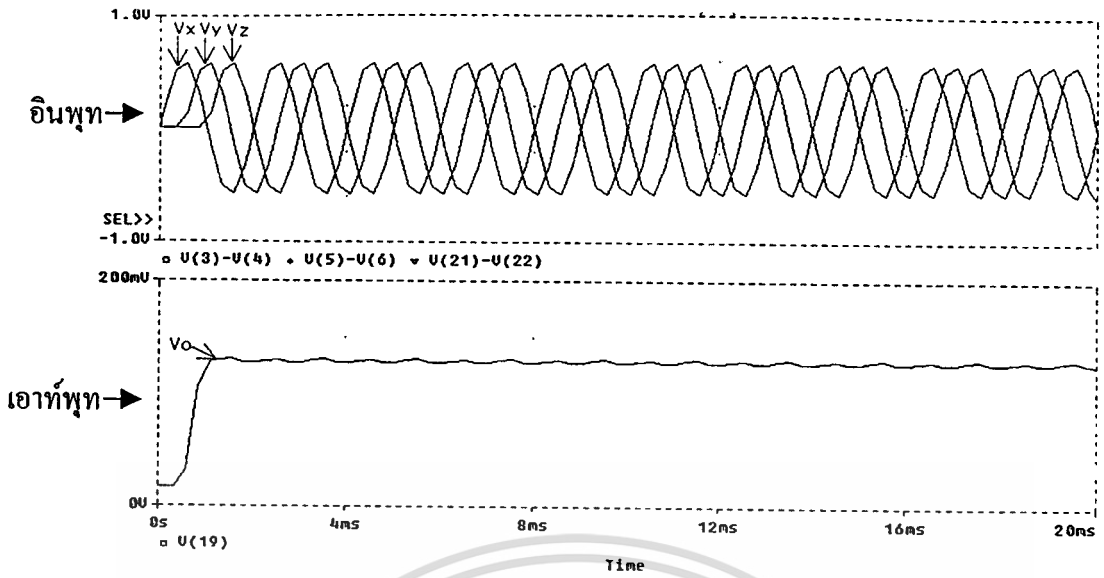


รูปที่ 4.13 (ก) แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส(ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่ออินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้นเป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  ที่ความถี่ 500 Hz เมื่อ  $V_m = 0.2$  V

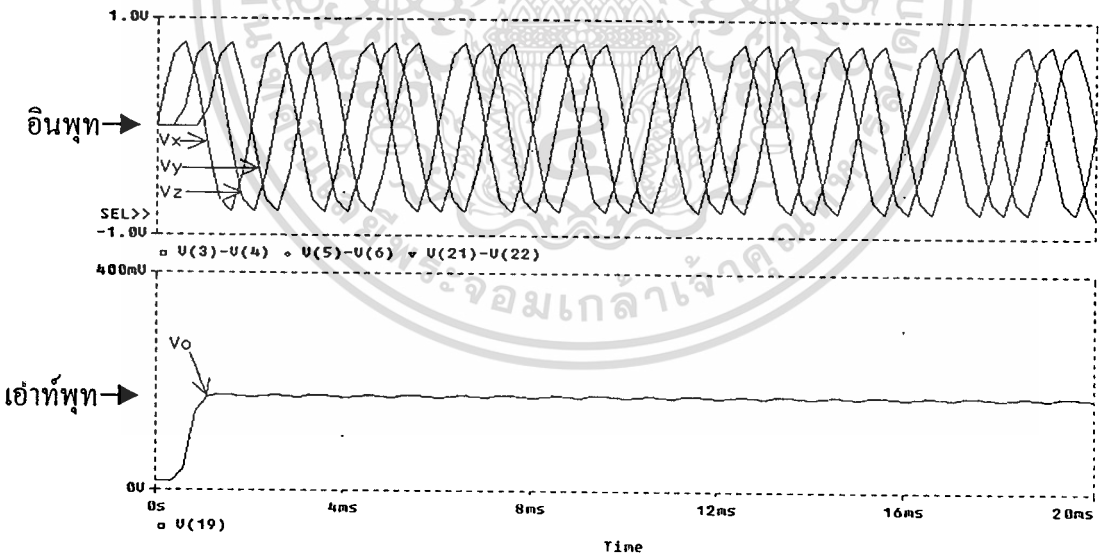


รูปที่ 4.13 (ข) แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส(ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่ออินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้นเป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  ที่ความถี่ 500 Hz เมื่อ  $V_m = 0.4$  V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

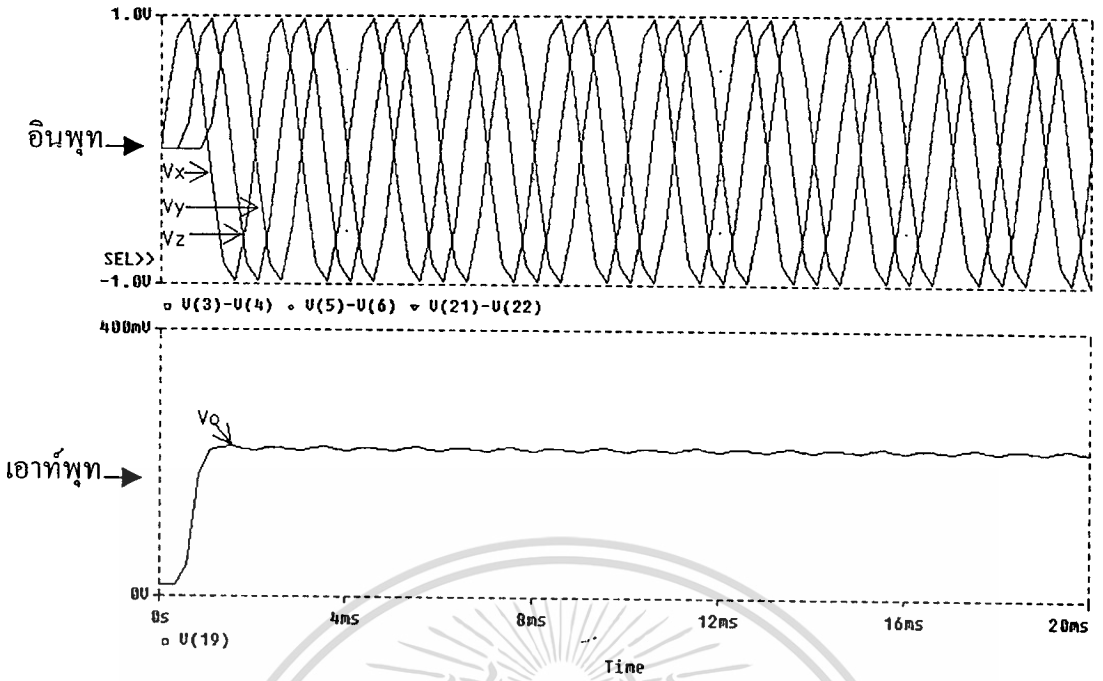


รูปที่ 4.13 (ค) แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส(ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่ออินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้นเป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  ที่ความถี่ 500 Hz เมื่อ  $V_m = 0.6 \text{ V}$



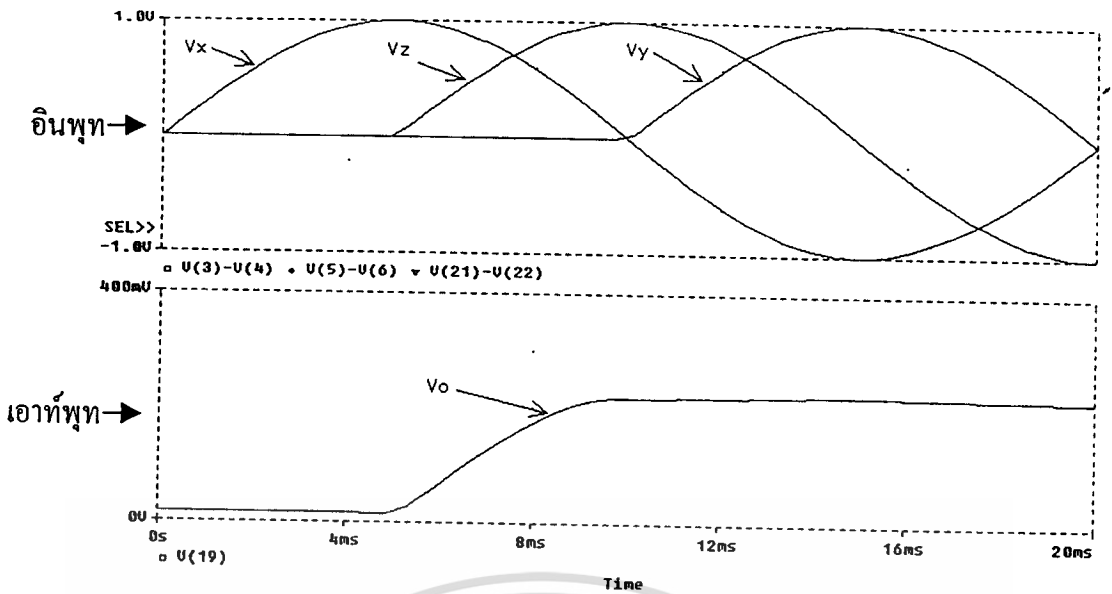
รูปที่ 4.13 (ง) แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส(ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่ออินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้นเป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  ที่ความถี่ 500 Hz เมื่อ  $V_m = 0.8 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

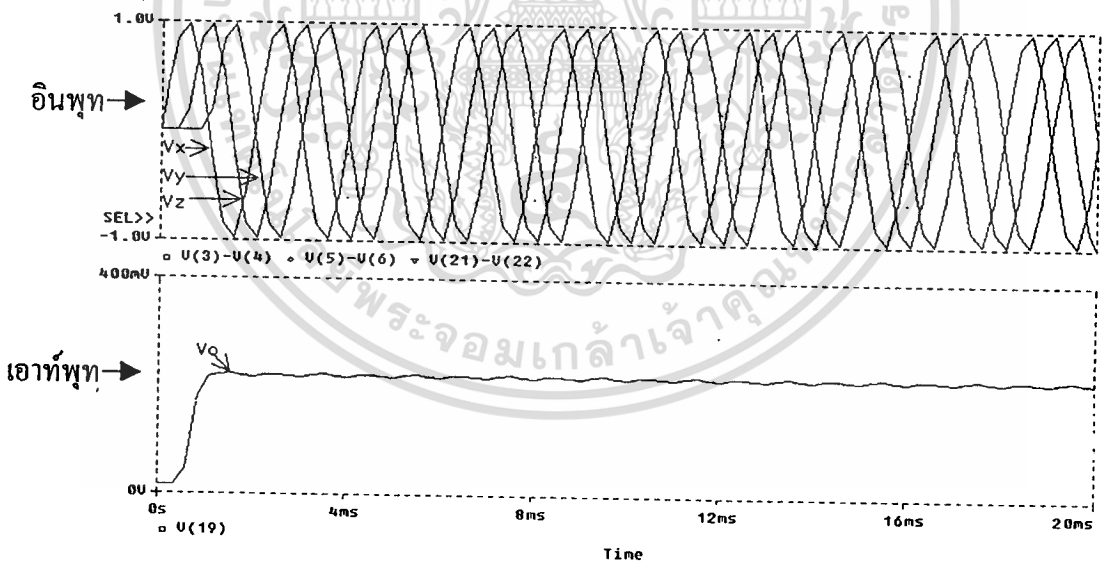


รูปที่ 4.13 (จ) แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส(ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่ออินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้นเป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  ที่ความถี่ 500 Hz เมื่อ  $V_m = 1.0 \text{ V}$

จากรูปที่ 4.13 (ก) - (จ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันอินพุตจาก 0.1 V ถึง 1.0 V ที่ความถี่ค่า 50 Hz, 100 Hz, 300 Hz, 500 Hz และ 1,000 Hz ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุต  $V_{o1}$  ถึง  $V_{o5}$  ตามลำดับ จะเห็นว่าขนาดของแรงดันเอาต์พุตแต่ละค่านั้นจะมีการเพิ่มขนาดของแรงดันขึ้นในลักษณะที่แปรผันตรงกับขนาดของแรงดันอินพุต และเมื่อให้ค่าความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าที่กำหนดไว้ข้างต้นตามลำดับ ขนาดของแรงดันเอาต์พุตก็ไม่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ นั่นแสดงให้เห็นว่าวงจรที่ประยุกต์ใช้งานนั้นจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าความถี่ แต่จะขึ้นอยู่กับขนาดแรงดันอินพุต



รูปที่ 4.14 (ก) แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส(ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่ออินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้นเป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_Y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_Z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  เมื่อความถี่เปลี่ยนจาก 50 Hz เป็น 500 Hz เมื่อ  $V_m = 1.0$  V (ความถี่ 50 Hz)

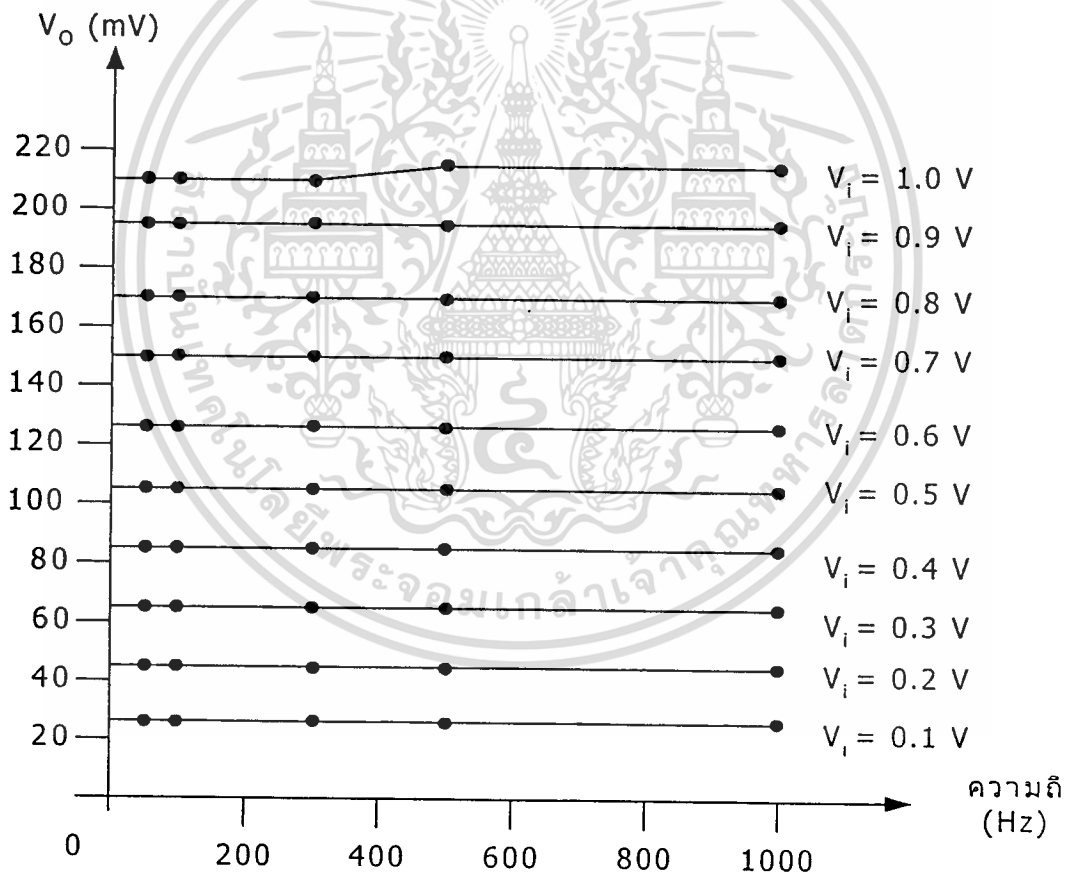


รูปที่ 4.14 (ข) แสดงผลตอบสนองเอาต์พุตของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส(ในที่นี้ใช้กับระบบ 4 เฟส) เมื่ออินพุตเฟส  $i$  มีมุมเฟสเริ่มต้นเป็น  $V_x = V_m \sin(\omega t + 0^\circ)$ ,  $V_Y = V_m \sin(\omega t + 180^\circ)$  และ  $V_Z = V_m \sin(\omega t + 90^\circ)$  เมื่อความถี่เปลี่ยนจาก 50 Hz เป็น 500 Hz เมื่อ  $V_m = 1.0$  V (ความถี่ 500 Hz)

จากรูปที่ 4.14 (ก) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับรูปที่ 14.4 (ข) โดยให้แรงดันอินพุตมีขนาดคงที่เท่ากับ 1.0 V แล้วทำการเปลี่ยนแปลงความถี่จาก 50 Hz เป็น 500 Hz ผลปรากฏว่าขนาดของแรงดันเอาต์พุตก็ไม่มีเปลี่ยนแปลง ดังนั้นวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ที่นำมาประยุกต์เป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส สามารถที่จะประยุกต์ใช้งานได้เป็นไปตามทฤษฎี

#### 4.5 ลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (ในที่นี้ใช้เฉพาะระบบ 4 เฟส)

ผลของการจำลองเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice จากตารางที่ 4.3 สามารถที่จะแสดงคุณลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรได้ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 แสดงลักษณะความเป็นเชิงเส้นของวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟสขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 0.1 V - 1.0 V กับแรงดันเอาต์พุต  $V_{o1}$  ถึง  $V_{o5}$  ที่ความถี่ค่า 50 Hz ,100 Hz ,300 Hz ,500 Hz และ 1000 Hz ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.6 สรุป

บทนี้เป็นการทำการทดสอบวงจรที่ได้ออกแบบ ในวิทยานิพนธ์ ทั้งทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice และการนำวงจรมาต่อลงบอร์ดจริง และการนำวงจรที่ได้ออกแบบในวิทยานิพนธ์มาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมอดูเลตทางขนาด และประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณไซน์หลายเฟส (ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะระบบ 3 เฟสเท่านั้น) ผลปรากฏคือ วงจรที่ออกแบบนั้น สามารถทำงานได้จริง และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง โดยการประยุกต์ใช้งานจริงนั้นต้องเพิ่มวงจรกำลังสอง วงจรสะท้อนกระแส เข้าไปเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ตามต้องการ วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณนั้น มีผลตอบสนองที่ดี และเมื่อนำมาต่อวงจรก็สามารถทำงานได้จริง แต่คุณสมบัติต่าง ๆ จะไม่ดีเท่ากับผลที่ทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice เพราะมอดูเลชันในโปรแกรม PSpice มีหลายขนาดแต่ในการทดลองจริงนั้นมีขนาดเดียวกันทั้งหมด



## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ ซึ่งหลักการทำงานของวงจรประกอบด้วยวงจรร้อย 4 ส่วน ส่วนแรกคือ วงจรแบ่งแรงดัน (วงจรเลื่อนระดับสัญญาณ) ทำหน้าที่เลื่อนระดับสัญญาณลงให้มอสเฟตสามารถทำงานให้ถูกย่านการทำงานซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 4 วงจร ส่วนที่ 2 คือวงจรบวกสัญญาณ (วงจรลบสัญญาณ 2 วงจรมารวมกัน) มีอยู่ด้วยกัน 2 วงจร ส่วนที่ 3 คือวงจรถ่วงสองมีอยู่ด้วยกัน 3 วงจร ส่วนที่ 4 คือ วงจรถอดรอกที่สอง ใช้มอสเฟต 2 ตัว โดยมอสเฟตตัวที่ 1 ( $M_{1p}$ ) ทำงานในย่านอิ่มตัว และอีกตัวที่เหลือ ( $M_{2p}$ ) ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีมีการวิเคราะห์ดังนี้

1. การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรโดยการวิเคราะห์ผลของ Second-order effect ในเรื่องของ component mismatch และ mobility reduction

1.1 ในส่วนของ component mismatch คือ การไม่สมพียงกันของอุปกรณ์ที่วงจรแบ่งแรงดัน(วงจรเลื่อนระดับสัญญาณ) และวงจรบวกสัญญาณ (วงจรลบสัญญาณสองวงจรมารวมกันเป็นวงจรบวกสัญญาณ) จากสมการ (3.73)-(3.74) นั้นจะเห็นได้ว่าการผิดพลาดที่ขนาดและระดับของสัญญาณอินพุตที่วงจรถ่วงสองจากสมการ (3.75) นั้นจะเห็นว่าการผิดเพี้ยนในฮาร์โมนิกที่ 2 และแรงดัน off set

1.2 ในส่วนของ mobility reduction คือการลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟต ที่วงจรแบ่งแรงดัน(วงจรเลื่อนระดับสัญญาณ) และวงจรบวกสัญญาณจะไม่มีผลต่อการทำงานของวงจร เพราะเนื่องจากมอสเฟตมีขนาดเดียวกัน จากสมการ (3.72) จึงสามารถตัดทอนส่วนของสมการได้ ที่วงจรถ่วงสองจากสมการ (3.69) เกิดค่าความผิดเพี้ยนที่สำคัญในเทอมของ  $\theta^2$  ซึ่งเป็นผลให้เกิดผลการลดทอนความคล่องตัว ที่ทำให้เกิดค่าการผิดเพี้ยนในฮาร์โมนิกที่ 2 , 3 และแรงดัน off set ที่วงจรถ่วงสองจากสมการ (3.71) เกิดค่าความผิดเพี้ยนที่สำคัญอยู่ในเทอมของ  $\theta$  ซึ่งเป็นผลให้เกิดการผิดเพี้ยนในฮาร์โมนิกที่ 2

2. การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานความถี่ของวงจร ใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal model) แบ่งเป็น 2 ส่วน คือ วงจรคุณสัญญาณ และวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคุณสัญญาณ ผลปรากฏดังนี้

2.1 วงจรคุณสัญญาณ มีความถี่ตอบสนองจากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 216 MHz เป็นค่าพอที่จะรับได้เมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice คือมีค่าเท่ากับ 269.8 MHz ซึ่งวงจรที่ออกแบบนั้นมีค่าความถี่ตอบสนองที่สูงกว่า [1],[3],[4]

2.2 วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคุณสัญญาณ มีความถี่ตอบสนองจากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.87 MHz เป็นค่าที่พอจะรับได้เมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice คือมีค่าเท่ากับ 1.24 MHz พบว่าวงจรที่ออกแบบนั้นมีค่าความถี่ตอบสนองที่สูงกว่า [8],[9]

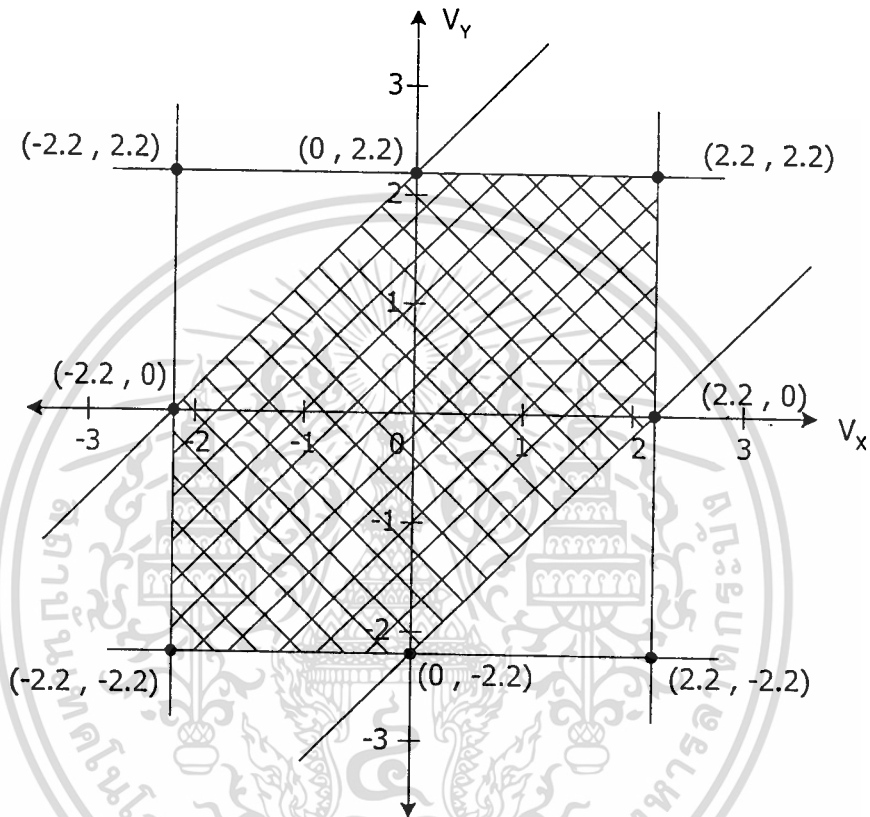
จากผลการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะเห็นว่า วงจรคุณนั้นมีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูงกว่าวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ซึ่งค่าโดยปกติแล้วเมื่อดูจากวงจรแล้วความถี่ตอบสนองของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์นั้นน่าจะมีผลตอบสนองทางความถี่ที่มีค่ามากกว่าวงจรคุณสัญญาณเนื่องจากเมื่อดูจากวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ไม่มีความซับซ้อนมากเท่ากับวงจรคุณสัญญาณแต่ในวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ผลตอบสนองความถี่ของวงจรคุณสัญญาณมีค่าความถี่ตอบสนองที่สูงกว่าวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากในวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์นั้น ในส่วนของวงจรอดราก็สองดังรูปที่ 3.7 นั้น MOS  $M_{19}$  และ  $M_{20}$  ทำงานคนละช่วงดังกล่าวมาข้างต้น ( $M_{19}$  ทำงานในช่วงอิมิต์ว และ  $M_{20}$  ทำงานในช่วงไม้อิมิต์ว) จึงทำให้ผลตอบสนองความถี่ของวงจรไม่สูงกว่าเมื่อเทียบกับวงจรคุณสัญญาณ ที่มี MOS ทำงานในช่วงอิมิต์วทั้งหมด

3. คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของวงจร จากรูปที่ 4.6 มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นสูง มีความผิดพลาดเฉลี่ยประมาณ 0.2 % เมื่อเทียบกับ [1],[4],[9] แล้ววงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ มีความเป็นเชิงเส้นที่สูงกว่า

4. การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานอินพุทของวงจร จะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของสมการ (3.99) - (3.104) ซึ่งมีช่วงปฏิบัติงานอินพุทอยู่ในช่วงของ  $\pm 2.2$  V ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 จะเห็นว่าช่วงปฏิบัติงานอินพุทของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้กว้างกว่าช่วงปฏิบัติงานอินพุทของ [9]

การจำลองเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และผลการต่อวงจรลงบอร์ดจริง สามารถยืนยันการทำงานของวงจร วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถทำงานได้จริง และนำไปประยุกต์ใช้งานได้มากมาย เพราะเป็นวงจรที่ทำงาน 2 หน้าที่ ในวงจรเดียว คือ การคุณสัญญาณและการบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ ซึ่งเป็นผลให้ลดจำนวนของอุปกรณ์น้อยลงกว่าวงจรที่ทำงานเพียงหน้าที่เดียวเฉพาะ ต่อ 1 วงจร ลดต้นทุนการในการผลิต เช่น การนำไปประยุกต์เป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น เมื่อนักผู้ใดเห็นใบเขียวจะเสียค่าในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมอดูเลททางขนาด(Amplitude Modulation) และวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (An Instantaneous Peak Detector for the Multiphase Sinusoidal Signals) (ในที่นี้เฉพาะระบบ 4 เฟส) เป็นต้น และเหมาะสำหรับที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม



รูปที่ 5.1 แสดงช่วงอินพุตปฏิบัติงานของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ

## 5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

ในวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ มีปัญหาที่เกิดขึ้นจากการต่อวงจรจริงลงบอร์ด เนื่องจากออสเฟสที่ออกแบบไว้ในวงจรมีหลายขนาด แต่ออสเฟสที่ใช้ในการทดลองจริงมีขนาดเดียว ทำให้ผลที่ได้จากการจำลองเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice กับผลของการทดลองต่อลงบอร์ดจริง จึงมีคุณสมบัติที่คลาดเคลื่อนบ้าง ซึ่งปัญหาดังกล่าวในทางปฏิบัตินั้น ไม่สามารถที่จะแก้ไขได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] J. S. Pena-Finol and J. A. Connelly, "A MOS four-quadrant analog multiplier using the quarter-square technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-22, pp. 1064-1073, Dec 1987.
- [2] วิวัฒน์ กิรานนท์ ปราโมทย์ วาดเขียน วิภา แสงพิสิทธิ์ และ จีรสุดา เกสร. "วงจรวกทางเวกเตอร์โดยใช้ CCII ตัวเดียว." การประชุมวิชาการไฟฟ้า ครั้งที่ 19 หน้า EL 109 – EL 112 7-8 พฤศจิกายน 2539.
- [3] K.Bult and H.wallinga, "A CMOS four-quadrant analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-21, pp. 430-435, June 1986.
- [4] S.I. Liu, "Low-voltage CMOS four-quadrant multiplier based on square-difference identity," *IEE Proc. -Circuits Devices Syst*, Vol. 143, No.3, pp. 174-176, June 1996.
- [5] N. Saxena and J. J. Clark, "A four-quadrant CMOS analog multiplier for analog neural networks," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 29, No.6, pp. 746-749, June 1994.
- [6] K. Dejhan, F. Cheevasuvit, A. Chatimala, C. Soonyeeakan and S. Sadubthummarak, "Vector summation circuit design," *Proc. Robotics, Vision and Parallel Processing for Automation*, Vol. 1, pp.262-269, July 1999. Ipoh, Malaysia
- [7] I. M. Filamovsky and H. P. Baltes, "Simple CMOS Analog Square-Rooting and Squaring Circuits," *IEEE Trans. Circuits and Systems Part I*, Vol. 39, No.4, pp. 312-315, April 1992.
- [8] S.I. Liu and C.-C. Chang, "Square-rooting and vector summation circuits using current conveyors," *Proc. -Circuits Devices Systems*, Vol. 142, No.4, pp. 223-226, Aug 1995.
- [9] S.I. Liu and C.-C. Chang, "A CMOS Square-Law Vector Summation Circuit," *IEEE Trans. Circuits and Systems Part II*, Vol. 43, No.7, pp. 520-523, July 1996.
- [10] S.I. Liu and C.-C. Chang, "Current-mode full-wave rectifier and vector summation circuit," *Electronics Letters*, Vol. 36, No.19, pp. 1599-1600, Sep. 2000.
- [11] บุญยิ่ง นบนอบ กอบชัย เดชหาญ สมเกียรติ ฤกษ์วีรณูญ และ เชื้อ นกอยู่ การออกแบบวงจรวกทางเวกเตอร์ด้วยมอสเฟต วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 15 ฉบับที่ 1 หน้า 1-5 สิงหาคม 2541
- [12] Sah C.T., "Characteristic of the Metal-Oxide-Semiconductor Transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-11, pp.329-345, 1964.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] Shichman H. and Hodges D, "Modeling and Simulation of Insulated Gate Field-Effect Transistor Switching Circuit, " IEEE J. Solid-State Circuit, Vol. SC-3, pp. 258-289, 1968.
- [14] วรรณิภา ยาคำ อัจฉรวรรณ เนืองนิจ วิวัฒน์ ภิรานนท์ จริยา เลิศจรสอร่ามดี และ วิภา แสงพิสิทธิ "เครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีสำหรับสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส." การประชุมวิชาการไฟฟ้า ครั้งที่ 24 หน้า 524-529 22-23 พฤศจิกายน 2544.
- [15] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith. Microelectronic Circuits. 3<sup>rd</sup> ed. Florida : York Graphic Service, inc. 1991.
- [16] S. Pookaiyaudom, C. Watanachaiprateep and K. Dejhan, "Peak amplitude detector for sinusoidal signals, " Electronics Letters, Vol.15, No.4, pp. 127-128, 1979.
- [17] O. Landolt, E. Vittoz and P. Heim, "CMOS selfbiased euclidean distance computing circuit with high dynamic range, " Electronics Letters, Vol.28, No.4, pp. 352-354, Feb. 1992.
- [18] T.Y. Liu, E.M. Drakakis and A.J. Payne, "Vector-scalar-product circuit concept, " Electronic Letters, Vol.36, No. 20, pp.1676-1677, Sep. 2000.
- [19] C.-C. Chang and S. -I. Liu, "Current-mode pseudo-exponential circuit with tunnable input range, " Electronics Letters, Vol.36, Mo.16, pp. 1335-1336, Aug. 2000.
- [20] N. I. Khachab and M. Ismail, "A nonlinear CMOS analog cell for VLSI signal and information processing, " IEEE J. Solid-State Circuit, Vol.26, No.11, pp. 1689-1698, Nov. 1991.
- [21] A. Ravindran, K. Ramarao, E. Vidal and M. Ismail, "Compact low Voltage four quadrant CMOS current multiplier, " Electronics Letters, Vol.37, No.24, pp. 1428-1429, Nov. 2001.
- [22] C. -C. Chang, M. -L. Lin and S -I. Liu, "CMOS current-mode exponential-control variable-gain amplifier, " Electronics Letters, Vol.37, No.14, pp. 868-869, July 2001.
- [23] K. Tanno, O. Ishizuka and Z. Tang, "Four-quadrant CMOS current-mode multiplier independent of device parameters, " IEEE Trans. Circuits and Systems. Part II, Vol.47, No.5, pp. 473-477, May 2000.
- [24] S. Vlassis, "CMOS current-mode pseudo-exponential function circuit, " Electronics Letters, Vol.37, No.8, pp.471-472, April 2001.
- [25] E. Seevinck and R. F. Wassenaar, "A versatile CMOS linear transconductor/square-law function circuit, " IEEE J. Solide-Sstate Circuits, Vol. SC-22, No.3, pp. 366-377, June 1987.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

โปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรถูกคูณสัญญาณ (แสดงลักษณะ DC transfer ของวงจรถูกคูณ)

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 dc 1

vy 5 6 ac 1

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u
m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u
m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u
m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u
m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u
m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
* MOSIS MODEL AT 0.5U
.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U
TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04 + UO=493.4
THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17
NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01
CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700
CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3
PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-
02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00
GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-
02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10
CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000
.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5
*.ac dec 10 100 1000meg
.probe
.op
.FOUR 1000 V(17)
.tran 0.000001u 2ms
.end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ (แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรคูณ  
เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 1V_{DC}$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 ac 1 sin(0 1 1khz)

vy 5 6 dc 1

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u
m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u
m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u
m20 19 18 0 0 nmos1 w=10u l=92u
m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
* MOSIS MODEL AT 0.5U
.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U
TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4
THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17
NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01
CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700
CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3
PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-
02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00
GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-
02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10
CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000
*.dc vx -1.5 1.5 0.5 vy -1.5 1.5 0.5
.ac dec 10 100 1000meg
.probe
.op
.FOUR 1000 V(17)
.tran 0.000001u 2ms
.end

```

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรรคูณสัญญาณ (แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรวก  
สัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 1V_{DC}$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 ac 1 sin(0 1 1khz)

vy 5 6 dc 1

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u

m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u

m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u

m20 19 18 0 0 nmos1 w=10u l=92u

m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U

TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4

THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17

NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01

CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700

CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3

PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-

02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00

GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-

02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10

CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

\*.dc vx -1.5 1.5 0.5 vy -1.5 1.5 0.5

.ac dec 10 100 1000meg

.probe

.op

.FOUR 1000 V(17)

.tran 0.000001u 2ms

.end

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมคูณสัญญาณ (แสดงเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = 0V_{DC}$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 ac 1 sin(0 1 1khz)

vy 5 6 dc 0

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u
m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u
m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u
m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u
m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u
* MOSIS MODEL AT 0.5U
.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U
TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4
THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17
NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01
CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700
CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3
PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-
02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00
GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-
02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10
CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000
*.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5
.ac dec 10 100 1000meg
.probe
.op
.FOUR 1000 V(17)
.tran 0.000001u 3ms
.end

```

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมคูณสัญญาณ (แสดงเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = 0V_{DC}$  และ  $V_y = \sin 2000\pi t$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 dc 0

vy 5 6 ac 1 sin(0 1 1khz)

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u

m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u

m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u

m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u

m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U

TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4

THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17

NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01

CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700

CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3

PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-

02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00

GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-

02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10

CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

\*.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5

.ac dec 10 100 1000meg

.probe

.op

.FOUR 1000 V(17)

.tran 0.000001u 3ms

.end

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ โดยใช้วงจรมัลติพลาย (แสดงเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = \cos 2000\pi t$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 ac 1 sin(0 1 1khz)

vy 5 6 ac 1 sin(0 1 1khz 0.25ms)

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u

m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u

m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u

m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u

m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U  
 TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4  
 THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17  
 NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01  
 CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700  
 CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3  
 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-  
 02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00  
 GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-  
 02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10  
 CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

\*.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5

.ac dec 10 100 1000meg

.probe

\*.op

.FOUR 1000 V(17)

.tran 0.000001u 3ms

.end

วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ (แสดงเอาท์พุทของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = \sin 2000\pi t$  และ  $V_y = \sin 2000\pi t$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vy 5 6 ac 1 sin(0 1 1khz 0.25M)

vx 3 4 ac 1 sin(0 1 1khz)

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u

m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u

m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u

m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u

m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U

TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4

THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17

NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01

CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700

CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3

PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-

02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00

GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-

02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10

CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5

.ac dec 10 100 1000meg

.probe

\*.op

.FOUR 1000 V(17)

.tran 0.000001u 3ms

.end

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมคูณสัญญาณ (แสดงเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = 0V_{DC}$  )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 pulse(-2 +2 0 0.495ms 0.495ms 0.01ms 1.0ms)

vy 5 6 dc 0

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u

m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u

m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u

m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u

m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U

TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4

THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17

NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01

CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700

CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3

PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-

02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00

GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-

02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10

CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5

.ac dec 10 100 1000meg

.probe

\*.op

.FOUR 1000 V(17)

.tran 0.000001u 3ms

.end

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรรูณสัญญาณ (แสดงเอาท์พุทของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = 0V_{DC}$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

```

vdd 1 0 dc 2.5
vss 0 2 dc 2.5
vx 3 4 dc 0
vy 5 6 pulse(-2 +2 0 0.495ms 0.495ms 0.01ms 1.0ms)
vc 15 0 dc 1.25
ib1 18 2 dc 93.5u
r1 3 0 1k
r2 4 0 1k
r3 5 0 1k
r4 6 0 1k
r5 15 0 1k
r6 17 0 1k
ib2 17 2 dc 47.275u
m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u
m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u
m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u
m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u
m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u
m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u
m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u
m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u

m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u

m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u

m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u

m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U

TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4

THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17

NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01

CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700

CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3

PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-

02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00

GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-

02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10

CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5

.ac dec 10 100 1000meg

.probe

\*.op

.FOUR 1000 V(17)

.tran 0.000001u 3ms

.end

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรรวมสัญญาณ (แสดงเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = \text{triangle}$ )

### Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 pulse(-2 +2 0 0.495ms 0.495ms 0.01ms 1.0ms)

vy 5 6 pulse(-2 +2 0 0.495ms 0.495ms 0.01ms 1.0ms)

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 2 dc 93.5u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

r6 17 0 1k

ib2 17 2 dc 47.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u

m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u

m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u

m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=2u

m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=2u

m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

m23 18 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U

TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4

THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17

NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01

CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700

CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3

PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-

02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00

GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-

02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10

CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5

.ac dec 10 100 1000meg

.probe

\*.op

.FOUR 1000 V(17)

.tran 0.000001u 3ms

.end

วงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรคูณสัญญาณ ประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมอดูเลตทาง  
ขนาด เมื่ออินพุต  $V_x = \text{triangle}$  และ  $V_y = \sin 15,000t$

### The Application of The Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 pulse(-1 1 0 0.495ms 0.495u 500u 1.01ms)

vy 3 4 ac 10 sin(0 10 15Kz)

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 1 dc 100u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

\*r6 17 0 1k

r7 21 0 1k

r8 22 0 1k

ib2 17 1 dc 306.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u  
 m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u  
 m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u  
 m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=3.7325u  
 m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=3.7325u  
 m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m23 18 23 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m24 23 23 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m25 20 20 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m26 17 20 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m27 20 21 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m28 20 22 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m29 17 17 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m30 23 17 2 2 nmos1 w=2u l=2u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U  
 TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4  
 THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17  
 NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01  
 CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700  
 CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3  
 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-  
 02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00  
 GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-  
 02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10  
 CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**.ac dec 10 100 1000meg**

**.probe**

**.op**

**.FOUR 1000 V(17)**

**.tran 0.5ms 20ms**

**.end**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจรมัลติพลายเออร์ประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรเครื่องตรวจวัดขนาดสูงสุดแบบทันทีของสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส (ระบบ 3 เฟส)

### The Application of The Vector Summation Circuit Design Based- multiplier circuit

vdd 1 0 dc 2.5

vss 0 2 dc 2.5

vx 3 4 ac 0.8 sin(0 0.8 500hz)

vy 5 6 ac 0.8 sin(0 0.8 500hz 1ms)

vz 21 22 ac 0.8 sin(0 0.8 500Hz 0.5ms)

vc 15 0 dc 1.25

ib1 18 1 dc 100u

r1 3 0 1k

r2 4 0 1k

r3 5 0 1k

r4 6 0 1k

r5 15 0 1k

\*r6 17 0 1k

r7 21 0 1k

r8 22 0 1k

ib2 17 1 dc 306.275u

m1 11 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m2 14 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m3 13 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m4 12 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m5 17 13 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m6 17 14 2 2 nmos1 w=2u l=2u

m7 16 11 13 13 nmos1 w=2u l=2u

m8 16 12 14 14 nmos1 w=2u l=2u

m9 16 15 12 12 nmos1 w=2u l=2u

m10 16 15 11 11 nmos1 w=2u l=2u

m11 1 3 7 7 nmos1 w=2u l=2u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m12 7 7 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m13 1 4 8 8 nmos1 w=2u l=2u  
 m14 8 8 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m15 1 6 10 10 nmos1 w=2u l=2u  
 m16 10 10 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m17 1 5 9 9 nmos1 w=2u l=2u  
 m18 9 9 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m19 18 18 19 19 nmos1 w=2u l=3.7325u  
 m20 19 18 0 0 nmos1 w=2u l=3.7325u  
 m21 16 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m22 17 16 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m23 18 23 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m24 23 23 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m25 20 20 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m26 17 20 1 1 pmos1 w=50u l=5u  
 m27 20 21 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m28 20 22 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m29 17 17 2 2 nmos1 w=2u l=2u  
 m30 23 17 2 2 nmos1 w=2u l=2u

\* MOSIS MODEL AT 0.5U

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U  
 TPG=1+ VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04+ UO=493.4  
 THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 + NSUB=1.1290E+17  
 NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 + KAPPA=1.6100E-01  
 CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 + CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700  
 CJSW=2.0000E-11 + MJSW=0.71000 PB=0.9900000.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=3  
 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U TPG=-1+ VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-  
 02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 + UO=124.9 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00  
 GAMMA=0.4551 + NSUB=8.0710E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 TA=2.1930E-  
 02 + KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 + CGBO=3.6890E-10  
 CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 + MJSW=0.21200 PB=0.930000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**.dc vy -1.5 1.5 0.5 vx -1.5 1.5 0.5**

**.ac dec 10 100 1000meg**

**.probe**

**.op**

**.FOUR 1000 V(17)**

**.tran 0.5ms 20ms**

**.end**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

แสดงข้อมูลของไอซีเบอร์ MC 14007

**MC14007UB**

**Dual Complementary Pair Plus Inverter**



**ON Semiconductor**

<http://onsemi.com>

The MC14007UB multi-purpose device consists of three N-channel and three P-channel enhancement mode devices packaged to provide access to each device. These versatile parts are useful in inverter circuits, pulse-shapers, linear amplifiers, high input impedance amplifiers, threshold detectors, transmission gating, and functional gating.

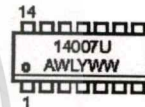
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range - 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4007A or CD4007UB
- This device has 2 outputs without BSD Protection. Anti-static precautions must be taken.



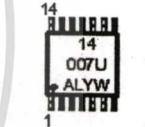
PDIP-14  
P SUFFIX  
CASE 646



SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A



TSSOP-14  
DT SUFFIX  
CASE 948G



SOEIAJ-14  
F SUFFIX  
CASE 965



A = Assembly Location  
WL, L = Wafer Lot  
YY, Y = Year  
WW, W = Work Week

**MAXIMUM RATINGS** (Voltages Referenced to  $V_{SS}$ ) (Note 2.)

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{DD}$	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
$V_{in}, V_{out}$	Input or Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
$I_{in}, I_{out}$	Input or Output Current (DC or Transient) per Pin	$\pm 10$	mA
$P_D$	Power Dissipation, per Package (Note 3.)	500	mW
$T_A$	Ambient Temperature Range	-55 to +125	$^{\circ}C$
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-85 to +150	$^{\circ}C$
$T_L$	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	$^{\circ}C$

- Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
- Temperature Derating:  
Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/ $^{\circ}C$  From 85 $^{\circ}C$  To 125 $^{\circ}C$

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation,  $V_{in}$  and  $V_{out}$  should be constrained to the range  $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$ . Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either  $V_{SS}$  or  $V_{DD}$ ). Unused outputs must be left open.

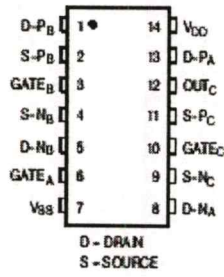
**ORDERING INFORMATION**

Device	Package	Shipping
MC14007UBCP	PDIP-14	2000/Box
MC14007UBD	SOIC-14	55/Rail
MC14007UBDR2	SOIC-14	2500/Tape & Reel
MC14007UBDT	TSSOP-14	96/Rail
MC14007UBF	SOEIAJ-14	See Note 1.
MC14007UBFEL	SOEIAJ-14	See Note 1.

1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.

MC14007UB

PIN ASSIGNMENT



SCHEMATIC

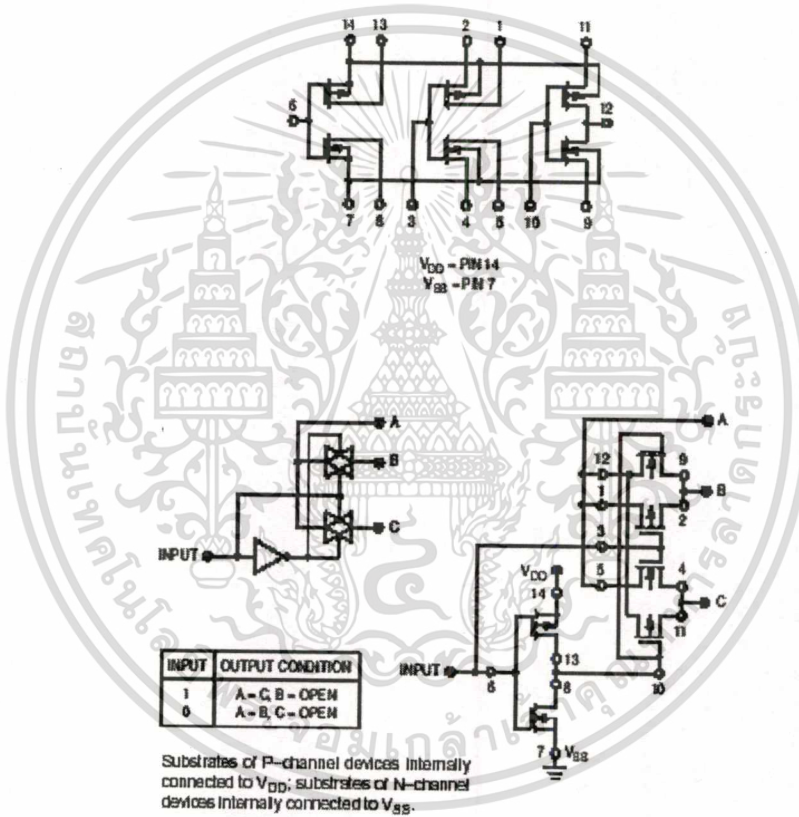


Figure 1. Typical Application: 2-Input Analog Multiplexer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC14007UB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (voltages Referenced to  $V_{SS}$ )

Characteristic	Symbol	$V_{DD}$ Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ <sup>(1)</sup>	Max	Min	Max	
Output Voltage $V_{in} = V_{DD}$ or 0	"0" Level $V_{OL}$	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.06	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.06	—	0.05	
$V_{in} = 0$ or $V_{DD}$	"1" Level $V_{OH}$	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage ( $V_O = 4.5$ Vdc) ( $V_O = 9.0$ Vdc) ( $V_O = 13.5$ Vdc)  ( $V_O = 0.5$ Vdc) ( $V_O = 1.0$ Vdc) ( $V_O = 1.5$ Vdc)	"0" Level $V_{IL}$	5.0	—	1.0	—	2.25	1.0	—	1.0	Vdc
		10	—	2.0	—	4.50	2.0	—	2.0	
		15	—	2.5	—	6.75	2.5	—	2.5	
	"1" Level $V_{IH}$	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0	—	Vdc
		10	8.0	—	8.0	5.50	—	8.0	—	
		15	12.5	—	12.5	8.25	—	12.5	—	
Output Drive Current ( $V_{OH} = 2.5$ Vdc) ( $V_{OH} = 4.5$ Vdc) ( $V_{OH} = 9.5$ Vdc) ( $V_{OH} = 13.5$ Vdc)  ( $V_{OL} = 0.4$ Vdc) ( $V_{OL} = 0.5$ Vdc) ( $V_{OL} = 1.5$ Vdc)	Source $I_{OH}$	5.0	-3.0	—	-2.4	-5.0	—	-1.7	—	mAdc
		5.0	-0.64	—	-0.51	-1.0	—	-0.36	—	
		10	-1.8	—	-1.3	-2.5	—	-0.9	—	
		15	-4.2	—	-3.4	-10	—	-2.4	—	
	Sink $I_{OL}$	5.0	0.84	—	0.51	1.0	—	0.36	—	mAdc
		10	1.8	—	1.3	2.5	—	0.9	—	
15	4.2	—	3.4	10	—	2.4	—	—		
Input Current	$I_{in}$	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA
Input Capacitance ( $V_{in} = 0$ )	$C_{in}$	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)	$I_{DD}$	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	μA
		10	—	0.5	—	0.0010	0.5	—	15	
		15	—	1.0	—	0.0015	1.0	—	30	
Total Supply Current <sup>(5)</sup> <sup>(6)</sup> (Dynamic plus Quiescent, Per Gate) ( $C_L = 50$ pF)	$I_T$	5.0	$I_T = (0.7 \mu\text{A}/\text{kHz}) f + I_{DD}/8$							μA
		10	$I_T = (1.4 \mu\text{A}/\text{kHz}) f + I_{DD}/8$							
		15	$I_T = (2.2 \mu\text{A}/\text{kHz}) f + I_{DD}/8$							

4. Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

5. The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

6. To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V/k$$

where:  $I_T$  is in μA (per package),  $C_L$  in pF,  $V = (V_{DD} - V_{SS})$  in volts,  $f$  in kHz is input frequency, and  $k = 0.003$ .

MC14007UB

SWITCHING CHARACTERISTICS (7.) ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ \text{C}$ )

Characteristic	Symbol	$V_{DD}$ $V_{OL}$	Min	Typ (8.)	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (1.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.4 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	90 45 35	180 90 70	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.2 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.4 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15	— — —	75 40 30	150 80 60	ns
Turn-Off Delay Time $t_{PLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 35 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.15 \text{ ns/pF}) C_L + 17.5 \text{ ns}$	$t_{PLH}$	5.0 10 15	— — —	60 30 25	125 75 55	ns
Turn-On Delay Time $t_{PHL} = (1.0 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.3 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$	$t_{PHL}$	5.0 10 15	— — —	60 30 25	125 75 55	ns

7. The formulas given are for the typical characteristics only. Switching specifications are for device connected as an inverter.  
8. Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

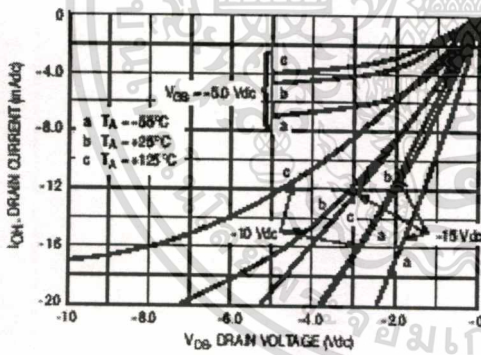


Figure 2. Typical Output Source Characteristics

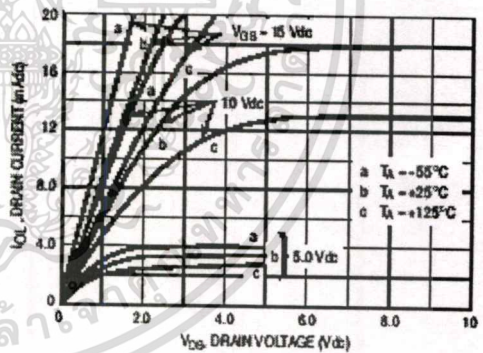


Figure 3. Typical Output Sink Characteristics

These typical curves are not guarantees, but are design aids.  
Caution: The maximum current rating is 10 mA per pin.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

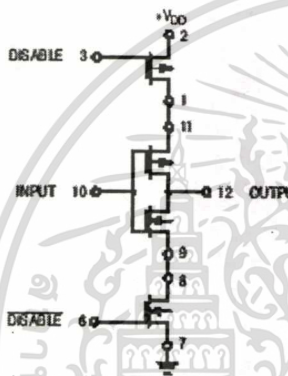
MC14007UB



Figure 4. Switching Time and Power Dissipation Test Circuit and Waveforms

APPLICATIONS

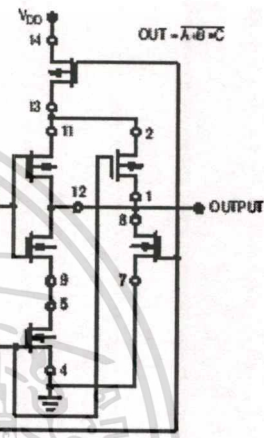
The MC14007UB dual pair plus inverter, which has access to all its elements offers a number of unique circuit applications. Figures 1, 5, and 6 are a few examples of the device flexibility.



INPUT	DISABLE	OUTPUT
1	0	0
0	0	1
X	1	OPEN

X = Don't Care

Figure 5. 3-State Buffer



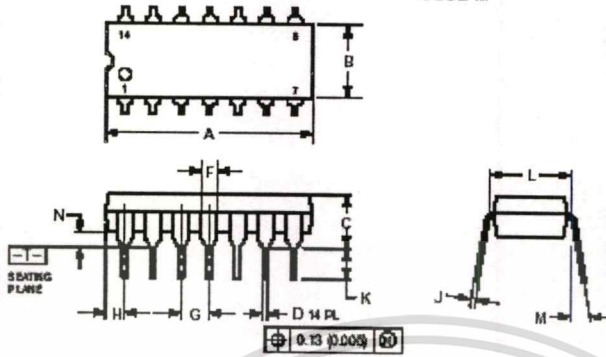
Substrates of P-channel devices internally connected to VDD;  
Substrates of N-channel devices internally connected to VSS.

Figure 6. AOI Functions Using Tree Logic

MC14007UB

PACKAGE DIMENSIONS

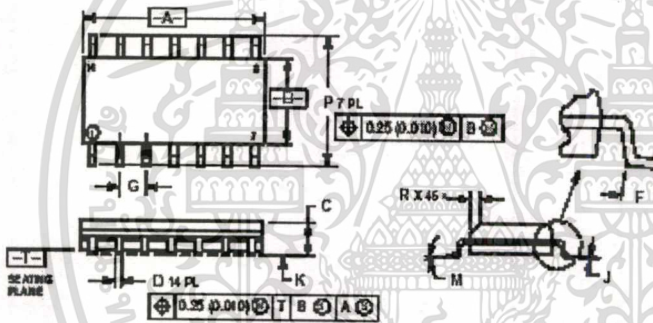
P SUFFIX  
PLASTIC DIP PACKAGE  
CASE 646-06  
ISSUE M



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M 1982
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH
  3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL
  4. DIMENSION H DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH
  5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.18	19.60
B	0.240	0.290	6.10	7.40
C	0.145	0.185	3.69	4.70
D	0.015	0.021	0.38	0.53
E	0.040	0.070	1.02	1.78
G	DIP HOC		2.21 HOC	
H	0.002	0.005	0.51	0.13
J	0.034	0.015	0.70	0.38
K	0.115	0.155	2.93	3.93
L	0.290	0.310	7.37	7.87
M	---	10 <sup>-3</sup>	---	10 <sup>-3</sup>
N	0.014	0.059	0.36	1.51

D SUFFIX  
PLASTIC SOIC PACKAGE  
CASE 751A-03  
ISSUE F



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M 1982
  2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER
  3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD FLASHES OR BURRS
  4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION ON D IS 0.005 PER SIDE
  5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DIMENSION PROTRUSION; ALLOWABLE DIMENSION PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION

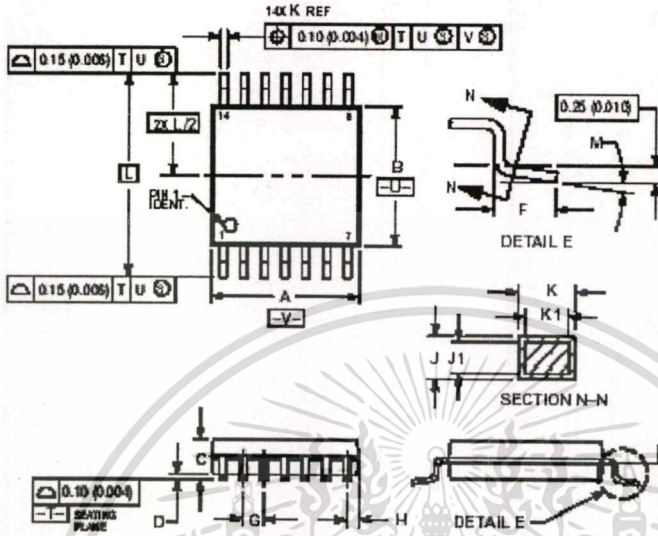
DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.35	8.75	0.211	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.30	1.75	0.051	0.069
D	0.30	0.49	0.012	0.019
E	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 HOC			
J	0.19	0.25	0.008	0.010
K	0.30	0.75	0.012	0.030
M	0.1	0.1	0.004	0.004
N	2.81	6.20	0.110	0.244
P	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14007UB

PACKAGE DIMENSIONS

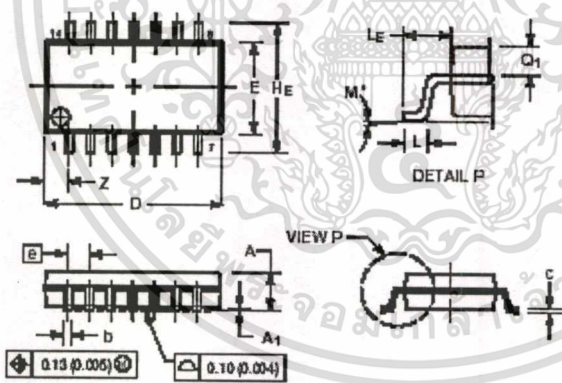
DT SUFFIX  
PLASTIC TSSOP PACKAGE  
CASE 948G-01  
ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.2M, 1982
  2. CONTROLLING DIMENSION IS MILLIMETER
  3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
  4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
  5. DIMENSION C DOES NOT INCLUDE GAMB AN PROTRUSION. ALLOWABLE GAMB AN PROTRUSION SHALL BE 0.06 (0.002) TOTAL IN EXCESS OF THE DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
  6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
  7. DIMENSION A AND B ARE TO BE


DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.50	5.10	0.177	0.200
B	4.30	4.90	0.169	0.177
C	—	1.20	—	0.047
D	0.06	0.15	0.002	0.006
E	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.05 (0.002)	—	0.002 (0.001)	—
H	0.50	0.60	0.020	0.024
J	0.09	0.20	0.004	0.008
K	0.09	0.16	0.004	0.006
K1	0.19	0.30	0.007	0.012
M	0.19	0.25	0.007	0.010
L	0.40 (0.016)	—	0.016 (0.006)	—
M	a*	a*	a*	a*

F SUFFIX  
PLASTIC EIAJ SOIC PACKAGE  
CASE 965-01  
ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.2M, 1982
  2. CONTROLLING DIMENSION IS MILLIMETER
  3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS AND ARE MEASURED AT THE PARTING LINE. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
  4. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
  5. THE LEAD WIDTH DIMENSION (D) DOES NOT INCLUDE GAMB AN PROTRUSION. ALLOWABLE GAMB AN PROTRUSION SHALL BE 0.06 (0.002) TOTAL IN EXCESS OF THE LEAD WIDTH DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION. DIMENSIONS CANNOT BE LOCATED ON THE LOWER RADII OR THE FOOT. MINIMUM SPACE BETWEEN PROTRUSIONS AND ADJACENT LEAD TO BE 0.46 (0.018).

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	2.05	—	0.081
A1	0.05	0.30	0.002	0.012
B	0.35	0.50	0.014	0.020
C	0.16	0.27	0.007	0.011
D	0.50	1.00	0.020	0.041
E	3.10	3.25	0.122	0.128
F	—	1.27 (0.050)	—	0.050 (0.020)
G	0.50	0.60	0.020	0.024
H	0.70	0.70	0.028	0.028
L	1.10	1.50	0.043	0.059
M	a*	a*	a*	a*
N	0.70	0.90	0.028	0.035
Z	—	1.42	—	0.056

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

#### PUBLICATION ORDERING INFORMATION

##### NORTH AMERICA Literature Fulfillment

Worldwide Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 6163, Denver, Colorado 80217 USA  
Phone: 303-675-2176 or 800-344-3265 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2178 or 800-344-3267 Toll Free USA/Canada  
Email: [CNIL@hibbertco.com](mailto:CNIL@hibbertco.com)  
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3210 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9856 Toll Free USA/Canada

##### EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support

German Phone: (+1) 303-306-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)  
Email: [CNIL-german@hibbertco.com](mailto:CNIL-german@hibbertco.com)  
French Phone: (+1) 303-306-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)  
Email: [CNIL-french@hibbertco.com](mailto:CNIL-french@hibbertco.com)  
English Phone: (+1) 303-306-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 8:00pm GMT)  
Email: [CNIL@hibbertco.com](mailto:CNIL@hibbertco.com)

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESSION: 00-800-4423-3781

\*Available from Germany, France, Italy, UK

##### CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-306-7143 (Mon-Fri 8:00am to 8:00pm MST)  
Email: [CNIL-espanish@hibbertco.com](mailto:CNIL-espanish@hibbertco.com)

##### ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support

Phone: 303-676-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)  
Toll Free from Hong Kong & Singapore:  
801-800-4423-3781  
Email: [CNIL-asia@hibbertco.com](mailto:CNIL-asia@hibbertco.com)

##### JAPAN: ON Semiconductor Japan Customer Focus Center

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinjyawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
Phone: 81-3-5740-2745  
Email: [r14326@onssemi.com](mailto:r14326@onssemi.com)

ON Semiconductor Website: <http://www.onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

แสดงถึงบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสาร

- [1] วิมลภ เทียมวรทัต นุกุล สุวรรณชาติ กอบชัย เดชหาญ และ อธิพิงศ์ ชัยสายัณห์ วงจรคุณ  
 สัญญาที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 17 ฉบับที่ 3 หน้าที่ 5-9 กันยายน  
 2543
- [2] นุกุล สุวรรณชาติ และ กอบชัย เดชหาญ, "วงจรคุณสัญญาณและบวกสัญญาณทางแวกเตอร์  
 โหมดแรงดัน, "การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19 หน้าที่ 1102-1106  
 22-23 พฤศจิกายน 2544





# ลาดกระบัง

มหาวิทยาลัยราชภัฏบุรีรัมย์

## ENGINEERING

ปีที่ 17 ฉบับที่ 3

กันยายน 2543

1.	วงจรถ่ายสัญญาณกระแสแบบ CMOS ที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำและอิสระจาก body effect สมนึก หัวหาญ สุพจน์ หุ่นย่อง กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	1
2.	วงจรถ่ายสัญญาณที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ วิลลภ เทียมารัตต์ นกุล สุวรรณชาติ กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	5
3.	วงจรถ่ายสัญญาณกระแสกับสัญญาณแรงดัน สุธีร์ บุญศรี ชัยวัฒน์ สากุล กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	10
4.	ความต้านทานแบบลอยตัวที่ควบคุมด้วยแรงดันใช้ซีมอสทรานซิสเตอร์ สุพจน์ หุ่นย่อง สมนึก หัวหาญ กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	14
5.	วงจรถ่ายสัญญาณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแรนต์อย่างง่าย ชัยวัฒน์ สากุล สุธีร์ บุญศรี กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	18
6.	วงจรถ่ายสัญญาณการวัดอุณหภูมิและแรงดันที่ขึ้นเลขยกกำลัง ภักตร์ชัย อุปรีพูนธิกุล เกียรติศักดิ์ คมวโรระ วิลลภ สุระกำพลธร สุมาลี อุณหวัฒน์ชัย วีระศิลป์ ทุมวิภาดา	22
7.	วงจรถ่ายสัญญาณที่เกิดเสถียรภาพของความถี่เนื่องมาจากอุณหภูมิต่ำ อภินันท์ มงคลขจรจิต วิวัฒน์ กิรานนท์ วิภา แสงสิทธิณี จริญญา เฉิดจรัสพร้อมดี	28
8.	การปิดข้อมูลด้วยการเข้ารหัสบล็อกโคตและสัญญาณรบกวนแบบลำดับสุ่มเทียมที่สร้างบน FPGA โกศล ทรายฟู ศักดิ์ ชิวสุวิทย์	34
9.	การออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพทางสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโดยใช้เทคโนโลยี FPGA เจนวิทย์ ศรีหารักษ์หาญ พงษ์ชัย เอี่ยมเศรษฐกุล สมศักดิ์ มิตะดา กอบชัย เดชหาญ	40
10.	ตรวจสอบการจำหน่ายของจดหมายโดยอาศัยพื้นฐานของซินแทกติก ไพโรจน์ ชิวพฤษนิพนธ์ กอบชัย เดชหาญ นภัทธ สระเอี่ยม	46
11.	การแทนความรู้โดยใช้ตารางการตัดสินใจแบบฟัซซี่ พิริยะ เขียวป้าณี เอื้อน ปิ่นเงิน	52
12.	การออกแบบและสร้างไมโครชิคเคอร์เพื่อศึกษาการกระจายความร้อนบนโต๊ะแห่งแรกของซิลิกอน รังสรรค์ เมืองเหลือ สมศักดิ์ เขียวศิริกุล สมเกียรติ ศุภเดช	58
13.	ศึกษาการถ่ายเทแรงดันช่วงกั้วและแรงดันสัมผัสระหว่างสายในและระบบไฟฟ้าแรงต่ำของ กฟน. มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์ ยโสธร สุขประสงค์	64
14.	การปรับปรุงตัวประกอบกำลังในการเรียงกระแสแบบ 3 เฟส อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ กำพล ศิริจันทร์พงศ์	70
15.	การคำนวณสมรรถนะของสัญญาณรบกวน Audible Noise ของโลกรโนมาในสายส่งไฟฟ้าแรงสูงแรงจรั 230 kV. วรรณชัย ไรจนวิรุณห มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์	76
16.	การศึกษาชนิดของผนังภายนอกที่มีผลต่อค่าบำรุงรักษาในระยะยาว วิบูลย์ วุฒินานนท์ ชัยพัฒน์ หล่อศิริรัตน์ นพนนท์ ราชานานนท์	82
17.	โปรแกรมคำนวณการไหลเบื้องต้นโดยวิธีการปริมาตรสืบเนื่อง จรวัดร์ เจริญสุข อรรถพร มาบเพ็ง	87
18.	สมรรถนะการหล่อลื่นของเบร้งสลิกลูกสูบ มงคล มงคลวงษ์โรจน์ อมรรชัย ฉัตรสง่า	93
19.	การศึกษาสมรรถนะของใบพัดลมแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง อัครเดช สินธุภักดิ์ อภิชาติ เสมศรี	99
20.	การออกแบบคลัตช์อัตโนมัติ อัครเดช สินธุภักดิ์ ทวีศักดิ์ ปิยะทัศน์านนท์	105
21.	การจำลองผลของตำแหน่งจุดต่อเส้นทางเดินอนุภาคในกระบวนการดูดซับก๊าซซัลเฟอร์ไดออกไซด์ จรวัดร์ เจริญสุข นิตินันท์ ปัญญาบุษยกุล	109
22.	การศึกษาผลกระทบของขนาดต่อเส้นทางเดินของอนุภาคแคลเซียมคาร์บอเนตในห้องเผาไหม้ด้านหินผง จรวัดร์ เจริญสุข สนธยา มีเสียง	115
23.	กรณีศึกษาการใช้น้ำมันก๊าดขอยล์แดงตัวเบาในหน่วยกำจัดกำมะถันในน้ำมันดีเซลเพื่อหาปริมาณการใช้ก๊าซไฮโดรเจนและ วางแผนการผลิตที่เหมาะสมในโรงกลั่นน้ำมัน ภาณุเดช สุขเขตต์ อัญชลีพร วาริวิสิทธิ์ หล่อทองคำ	121
24.	การศึกษาผลกระทบของอุณหภูมิหน้าหล่อเย็นที่มีต่อการเกิดผลึกและสมบัติเชิงกลของโพลีเอทิลีน วิรัตน์ หนูเจริญ มิ่ง โลกใจแสงทอง	127
25.	ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนผสมระหว่างเชื้อเพลิงดีเซลกับน้ำมันพืชในเชื้อเพลิงผสมต่อการสิ้นคาบและสมรรถนะ ของเครื่องยนต์ดีเซล สมชัย บรรณเศรษฐโคกน ปิ่น ประมาพันธ์	132

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรรคูณสัญญาณที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

## Low Voltage Supply Analog Multiplier Circuit

วัลลภ เทียมวรทัต นฤต สุวรรณชาติ กอบชัย เศษหาญ

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

อิทธิพงษ์ ชัยสาวัฒน์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนต์ ซึ่งได้แสดงไว้ 2 วงจร โดยวงจรรคูณทั้งสองวงจรรใช้วงจรรพื้นฐานเดียวกัน ลักษณะเด่นของทั้งสองวงจรรดังกล่าวคือ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำ, วงจรรทำงานในโหมดกระแส, และขนาดความกว้างและความยาวแซนแนล (W/L) ของ CMOS มีขนาดเท่ากันทุกตัว ผลการทดสอบการทำงานถูกแสดงโดยการใช้โปรแกรม PSpice

### Abstract

This paper presents the four-quadrant analog multiplier. It shows two circuits based on the same basic multiplier. The advantage of the both mentioned circuits are low voltage power supply, current mode operation, and using the same dimension of all CMOS transistors. The simulation results are demonstrated by PSpice program.

### 1. บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านเครื่องมือวัด, อุปกรณ์สื่อสารและเครื่องมือทางการแพทย์ถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กน้ำหนักเบาและสามารถพกพาได้ ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวนี้สามารถเป็นจริงได้โดยการออกแบบวงจรรอิเล็กทรอนิกส์ให้มีขนาดเล็ก และกินกำลังไฟต่ำ โดยประสิทธิภาพต้องสูงด้วย การออกแบบวงจรรที่ใช้ไฟเลี้ยงต่ำเป็นผลให้กำลังสูญเสียของวงจรรต่ำตามไปด้วย และการออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสเป็นผลให้วงจรรมีความถี่ปฏิบัติงานที่สูง, ช่วงอินพุตและเอาต์พุตปฏิบัติงานจะไม่ถูกจำกัดด้วยไฟเลี้ยงโดยตรง และ สัญญาณรบกวนมีผลต่อวงจรรน้อย วงจรรเป็นวงจรรหนึ่งที่มีประโยชน์มาก เพราะมันถูกนำไปใช้ทั้งในระบบเครื่องมือวัดต่างๆ และระบบโทรคมนาคม และบท

ความนี้ได้นำเสนอวงจรรที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

### 2. หลักการทำงาน

กำหนดให้ CMOS ทุกตัวมีขนาดความกว้างและความยาวแซนแนล (W/L) ที่เท่ากัน และ ทำงานในช่วงอิมิตัว ซึ่งมีสมการกระแสแตรนดังนี้

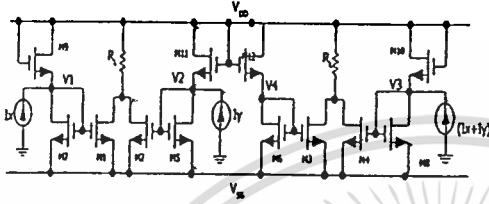
$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 ; 0 < V_{GS} - V_T \leq V_{DS} \tag{1}$$

เมื่อ  $K = \mu C_{ox} (W/L)$

กำหนดให้  $I_{Di}$  คือ กระแสแตรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_i$  เมื่อ  $i = 1, 2, 3, \dots$

#### 2.1 วงจรรคูณสัญญาณโหมดกระแสที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบพื้นฐาน

หลักการทํางาน ใช้วิธีการ Square - difference technique [1-3] ซึ่งมีรูปแบบของสมการคือ  $[(v_1 + v_2)^2 - v_1^2 - v_2^2] = 2v_1 v_2$  และจากเทคนิคนี้จะเห็นว่าใช้ วงจรกำลังสอง 3 วงจร



รูปที่ 1 วงจรคูแบบพื้นฐาน

รูปที่ 1 วงจรคูแบบพื้นฐาน ซึ่งประกอบด้วย วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน แบบเชิงเส้น 3 วงจร

การแปลงสัญญาณกระแส  $I_x$  เป็นแรงดัน  $V_1$  ถูกกระทำโดยใช้ทรานซิสเตอร์ M7 และ M9 ซึ่งมีความสัมพันธ์ของกระแสกับกระแส  $I_x$  ดังนี้

$$I_x = I_{D7} - I_{D9} \tag{2}$$

กำหนดให้ใช้  $V_{DD} = -V_{SS}$  จะได้

$$V_1 = \frac{I_x}{4K(V_{DD} - V_T)} \tag{3}$$

ในทำนองเดียวกัน, การแปลงสัญญาณกระแส  $I_y$  เป็นแรงดัน  $V_2$  ถูกกระทำโดยใช้ทรานซิสเตอร์ M5 และ M11 ซึ่งมีความสัมพันธ์คือ

$$V_2 = \frac{I_y}{4K(V_{DD} - V_T)} \tag{4}$$

การแปลงสัญญาณ  $(I_x + I_y)$  เป็นแรงดัน  $V_3$  ถูกกระทำโดยใช้ทรานซิสเตอร์ M6 และ M10 ซึ่งมีความสัมพันธ์คือ

$$V_3 = \frac{(I_x + I_y)}{4K(V_{DD} - V_T)} \tag{5}$$

และทรานซิสเตอร์ M8 และ M12 ค่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน ซึ่งจะได้

$$V_4 = 0 ; V_{DD} = -V_{SS} \tag{6}$$

และสามารถหากระแสของ CMOS M1-M4 ได้ดังนี้

$$I_{D1} = K(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \tag{7}$$

$$I_{D2} = K(V_2 - V_{SS} - V_T)^2 \tag{8}$$

$$I_{D3} = K(V_3 - V_{SS} - V_T)^2 \tag{9}$$

$$I_{D4} = K(V_4 - V_{SS} - V_T)^2 \tag{10}$$

เมื่อแทนสมการ (3)-(6) ในสมการ (7)-(10) เราสามารถเขียนสมการกระแสแตรนของ CMOS M1-M4 ได้ใหม่คือ

$$I_{D1} = K \left( \frac{I_x}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 \tag{11}$$

$$I_{D2} = K \left( \frac{I_y}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 \tag{12}$$

$$I_{D3} = K \left( \frac{(I_x + I_y)}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 \tag{13}$$

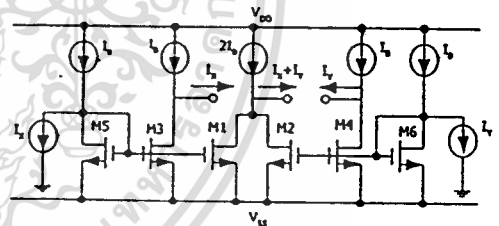
$$I_{D4} = K(-V_{SS} - V_T)^2 \tag{14}$$

แรงดันเอาต์พุท ของวงจรคูคือ

$$V_{O1} = (I_{D1} + I_{D2}) - (I_{D3} + I_{D4})R_L \tag{15}$$

$$V_{O2} = \frac{-I_x I_y R_L}{(8K(V_{DD} - V_T)^2)} \tag{16}$$

จากวงจรรูปที่ 1 จะเห็นว่าเราต้องการสัญญาณ  $(I_x + I_y)$  ดังนั้นต้องเพิ่มวงจรสร้างสัญญาณคังกล่าว 2.2 วงจรคัลลอกสัญญาณกระแสอย่างง่าย (แบบที่ 1)

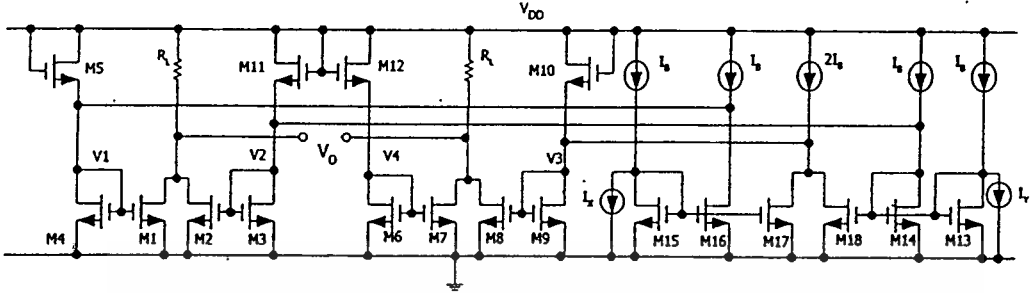


รูปที่ 2 วงจรคัลลอกสัญญาณกระแสอย่างง่าย

วงจรคัลลอกสัญญาณกระแสประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบ 2 เอาต์พุท จำนวน 2 วงจร โดยสัญญาณอินพุทของวงจรคัลลอกกระแสคือ  $I_x$  และ  $I_y$  ส่วนสัญญาณเอาต์พุทของวงจรคัลลอกกระแสคือ  $I_x, I_y$  และ  $(I_x + I_y)$

2.3 วงจรคูสัญญาณโหมคกระแสที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบที่ 1

เมื่อนำวงจรรูปที่ 1 และรูปที่ 2 มารวมกันโดยนำเอาต์พุทของวงจรรูปที่ 2 ค่เข้ากับอินพุทของวงจรรูปที่ 1 จะทำให้ได้วงจรคูสัญญาณ คังแสดงในรูปที่ 3 สมการเอาต์พุทของ วงจรคูในรูปที่ 3 เหมือนกับสมการที่ (16)



รูปที่ 3 วงจรคูณสัญญาณ โหมคระแสที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบที่ 1

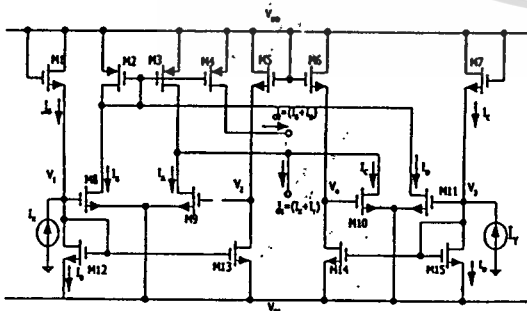
2.4 วงจรคัดลอกสัญญาณแบบที่ 2

ในวงจรแบบที่ 1 จะเห็นว่าใช้จำนวน CMOS 18 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 5 ตัวและตัวต้านทาน 2 ตัว ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวนี้ สามารถถูกลดลงได้เมื่อออกแบบวงจรให้มีประสิทธิภาพ โดยออกแบบให้วงจร 1 วงจร แต่สามารถทำงาน 2 หน้าที หรือให้เอาท์พุท 2 เอาท์พุท โดยในวงจรคัดลอกสัญญาณกระแสแบบที่ 2 ในรูปที่ 4 นี้ ทำหน้าที่ 2 อย่างคือ

1. สร้างสัญญาณ

$$K \left( \frac{I_X}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 + K \left( \frac{I_Y}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2$$

2. สร้างสัญญาณ ( $I_X + I_Y$ )



รูปที่ 4 วงจรคัดลอกสัญญาณกระแสแบบที่2

การทำงานของวงจรในรูปที่ 4 สามารถทำให้เข้าใจง่ายโดยอาศัย กระแสและแรงดันที่สมมุติขึ้น

( $I_X, I_B, I_C, I_D, V_1, V_2, V_3$  และ  $V_4$ ) โดยความสัมพันธ์ของ

กระแสในพุท ( $I_X$  และ  $I_Y$ ) กับแรงดัน  $V_1, V_2, V_3$  และ  $V_4$  คือ

$$I_X = I_B - I_A \tag{17}$$

กำหนดให้ใช้  $V_{DD} = -V_{SS}$  จะได้

$$V_1 = \frac{I_X}{4K(V_{DD} - V_T)} \tag{18}$$

เมื่อ NMOS ทุกตัวมีขนาดเท่ากัน จะได้

$$V_2 = \frac{-I_X}{4K(V_{DD} - V_T)} \tag{19}$$

$$I_Y = I_D - I_C \tag{20}$$

ใช้สมการที่ (1) จะได้

$$V_3 = \frac{I_Y}{4K(V_{DD} - V_T)} \tag{21}$$

$$V_4 = \frac{-I_Y}{4K(V_{DD} - V_T)} \tag{22}$$

ความสัมพันธ์ของกระแสเอาท์พุท กับแรงดันที่สมมุติขึ้นคือ

$$I_{O1} = I_X + I_Y \tag{23}$$

$$I_{O2} = I_B + I_D \tag{24}$$

ใช้สมการที่ (1) จะได้

$$I_{O2} = K(\psi_1 - V_{SS} - V_T)^2 + K(\psi_3 - V_{SS} - V_T)^2 \tag{25}$$

แทน (18) และ (21)ใน(25) จะได้

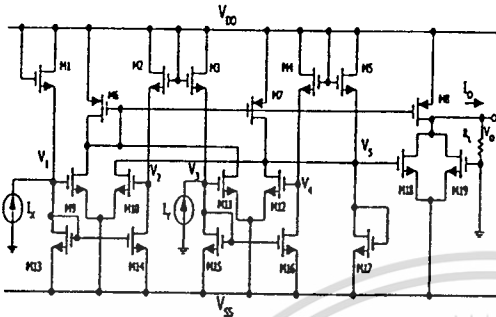
$$I_{O2} = K \left( \frac{I_X}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 + K \left( \frac{I_Y}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 \tag{26}$$

2.5 วงจรคูณสัญญาณโหมคระแสที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

แบบที่2

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำวงจรในรูปที่ 4 มาเพิ่มวงจรกำลังสองของสัญญาณ ( $I_x + I_y$ ) ทำให้ได้วงจรคูณสัญญาณโหมดกระแสที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงค่าแบบที่ 2 ดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 วงจรคูณสัญญาณโหมดกระแสที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงค่าแบบที่ 2

จากรูปที่ 5 จะได้ แรงดัน  $V_5$  และ  $V_6$  คือ

$$V_5 = \frac{(I_x + I_y)}{4K(V_{DD} - V_T)} \quad (27)$$

กระแสครนของ M18 และ M19 คือ

$$I_{D18} = K \left( \frac{I_x + I_y}{4K(V_{DD} - V_T)} - V_{SS} - V_T \right)^2 \quad (28)$$

$$I_{D19} = K (-V_{SS} - V_T)^2 \quad (29)$$

กระแสเข้าที่ทุกของวงจรคูณแบบที่ 2 คือ

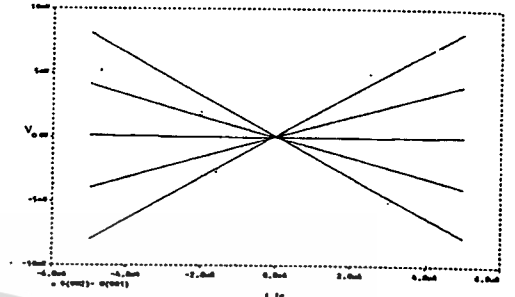
$$I_O = I_{O1} - I_{D18} - I_{D19} \quad (30)$$

$$I_O = \frac{-I_x I_y}{[8K(V_{DD} - V_T)^2]} \quad (31)$$

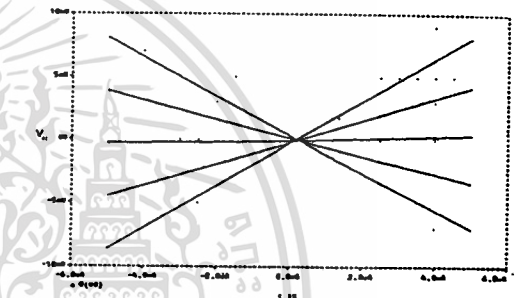
3. ผลการทดสอบ

การทดสอบถูกกระทำโดยใช้โปรแกรม PSpice โดยใช้ CMOS โมเดลของ European Silicon Structure ในแบบ Worst Case, Level=2,  $\mu_n C_{ox} = 4.8 \mu A/V^2$ ,  $\mu_p C_{ox} = 1.7 \mu A/V^2$ ,  $V_{TP} = -0.8V$  และ  $V_{TN} = 1.07V$  ซึ่ง NMOS มีขนาด  $(\frac{W}{L})$  เท่ากับ  $10 \mu m/10 \mu m$  PMOS มีขนาด  $(\frac{W}{L})$  เท่ากับ  $100 \mu m/10 \mu m$  แหล่งจ่ายกระแส  $I_B$  เท่ากับ  $15 \mu A$  ความต้านทาน  $R_L$  เท่ากับ  $1 k\Omega$  วงจรที่ 1 ใช้แหล่งจ่ายแรงดันเดี่ยว  $V_{DD} = 3V$  วงจรที่ 2 ใช้แหล่งจ่ายแรงดันแบบคู่  $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5V$  การทดสอบความเป็นเชิงเส้นโดยใช้ การแปรค่าทาง DC ถูกแสดงในรูปที่ 6, การทดสอบความถี่ตอบสนองโดยการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตถูกแสดงในรูปที่ 7 วงจรคูณสัญญาณทั้งสองแบบมีความสมมาตรกันทั้งอินพุต  $I_x$  และ

ตอบสนองทางความถี่มีค่าเท่ากันดังนั้นเพื่อประหยัดพื้นที่จะแสดงให้เห็นเพียงด้านเดียว .



(ก)



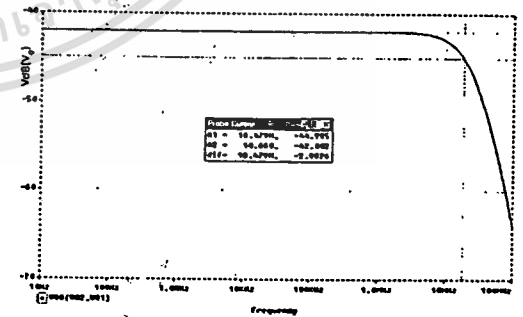
(ข)

รูปที่ 6 แสดงคุณสมบัติทาง DC.

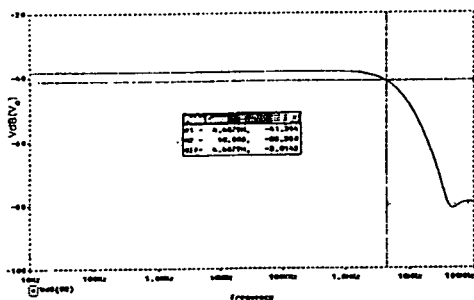
เมื่อ  $I_x$  แปรค่า +5  $\mu A$  ถึง -5  $\mu A$  และ  $V_y$  แปรค่า +1V ถึง -1V step ละ 0.5V

ก. วงจรคูณแบบที่ 1

ข. วงจรคูณแบบที่ 2



(ค)



(ข)

ROVPIA'99, pp.288-294, Ipoh, Malaysia, July 16-18, 1999.

- [3] I. Chaisayun, K. Dejhan, F. Cheevasuvit and C. Soonyeeckan, "3-mode operation of four-quadrant analog multiplier circuit with signal vector summation," Proc. of ITC-CSCC'99, pp.418-421, Sado Island, Niigata, Japan, July 13-15, 1999.

รูปที่ 7 แสดงผลคอบลนองความถี่

เมื่อ  $I_x = \sin \omega t, I_y = I_{DC}$

ก. วงจรคูณแบบที่ 1

ข. วงจรคูณแบบที่ 2

#### 4. สรุป

วงจรคูณโหมคกระแสนำเสนอทั้ง 2 วงจร ใช้ไฟเลี้ยงที่ต่ำ คือ ประมาณ 3 Volt โดยใช้ แบบจำลองของ CMOS ที่มีแรงดัน  $V_T = 1.07$  Volt ซึ่งเมื่อทำให้ขนาด  $V_T$  มีค่าลดลง จะทำให้ แรงดันไฟเลี้ยงลดลงตามไปด้วย

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรคูณทั้ง 2 แบบ พบว่า วงจรคูณแบบที่หนึ่ง ใช้จำนวนอุปกรณ์ที่มากกว่าแบบที่สอง แต่วงจรคูณแบบที่หนึ่ง มีผลของความเป็นเชิงเส้น และช่วงความถี่คอบสนองได้ดีกว่า แบบที่สอง คุณสมบัตินี้คิดว่าที่คิดว่า ของวงจรคูณแบบที่หนึ่ง เกิดจากวงจรคูณแบบที่หนึ่ง ใช้ NMOS เท่านั้น และใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ ในการออกแบบวงจร

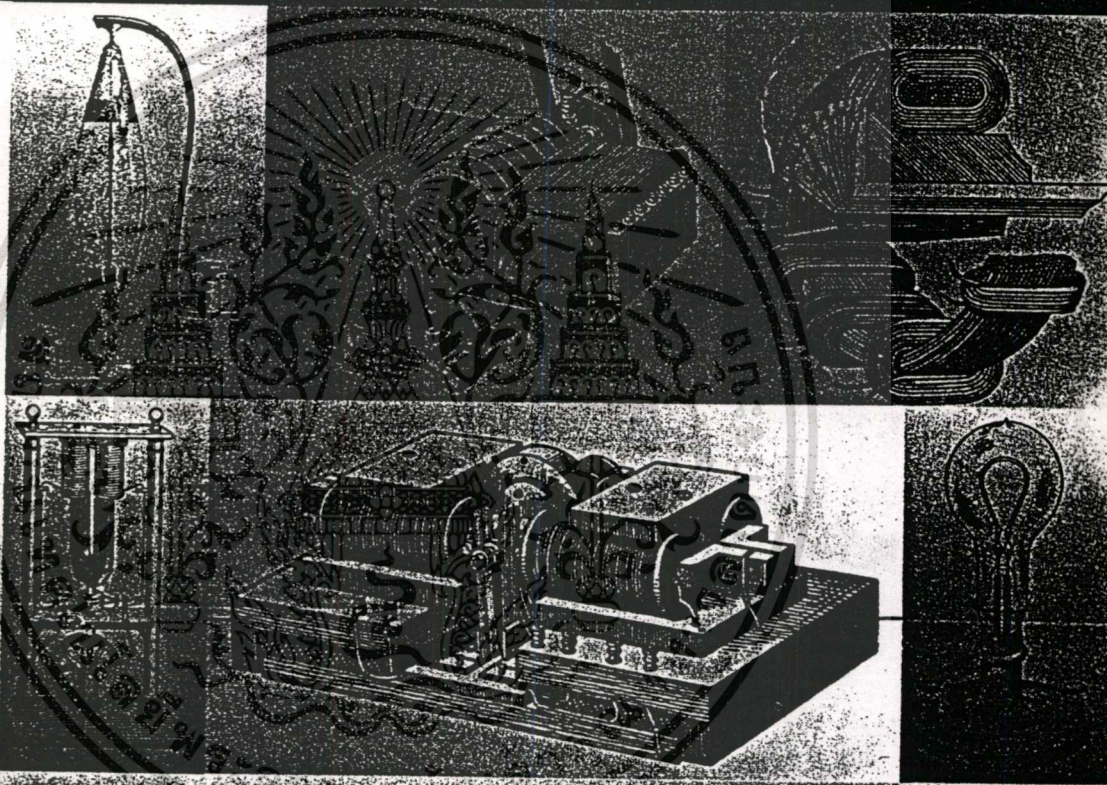
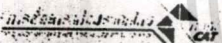
#### 5. เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Saxena and J.J. Clark, "A four-quadrant CMOS analog multiplier for analog neural networks," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, no.6, pp. 746-749, June 1994.
- [2] K. Dejhan, F. Cheevasuvit, I. Chaisayun, W. Bumrung, and C. Soonyeeckan, "A four-quadrant current mode analog multiplier circuit," Proc. of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

## 24<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-24)



บทความ  
พลังงานกำลัง (PW)  
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)  
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)  
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ  
วิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

ดำเนินการโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965

<http://www.ladkrabang.com>

ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
อื่น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{O2} = 0.732 \sqrt{\frac{1}{k} \left( \frac{kV_X^2}{8} + \frac{kV_Y^2}{8} \right)} \quad (30)$$

$$V_{O2} = 0.26 \sqrt{V_X^2 + V_Y^2} \quad (31)$$

จากสมการที่ (31) แสดงว่าแรงดัน  $V_{O2}$  คือผลรวมทางเวกเตอร์ของอินพุต  $V_X$  และ  $V_Y$

3. ช่วงอินพุตปฏิบัติงาน

ช่วงอินพุตปฏิบัติงานของวงจร สามารถหาได้โดยพิจารณา

เงื่อนไขการทำงานของทรานซิสเตอร์ M5 และ M6

โดย  $V_6 - V_{SS} \geq V_T$  (32)

และ  $V_8 - V_{SS} \geq V_T$  (33)

แทนสมการ (12) และ (14) ในสมการที่ (32) และ (33) ตามลำดับ จะได้

ช่วงอินพุตปฏิบัติงานของวงจรคือ

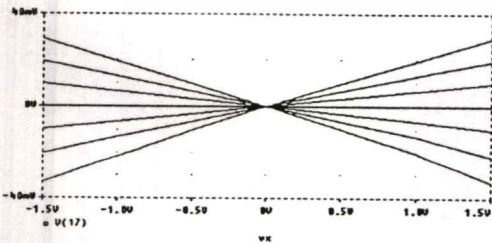
$$-V_X + V_Y \geq 4V_T + 2V_{SS} \quad (34)$$

$$V_X - V_Y \geq 4V_T + 2V_{SS} \quad (35)$$

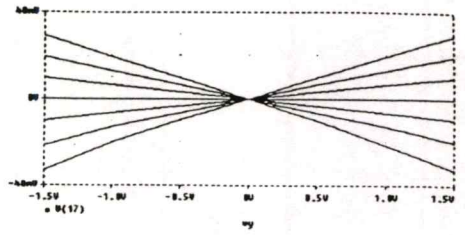
4. ผลการทดสอบ

ผลการทดสอบโดยใช้โปรแกรม PSpice และใช้ CMOS

เทคโนโลยี 0.5  $\mu\text{m}$  ของ MOSIS Level=3 ที่ NMOS มีขนาด  $W/L = 2\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  PMOS มีขนาด  $W/L = 50\mu\text{m}/5\mu\text{m}$  แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง  $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5\text{V}$  ความต้านทานโหลด  $R_L = 1\text{k}\Omega$   $I_{B1} = 50\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = 50\mu\text{A}$  ผลการทดสอบการคูณสัญญาณ รูปที่ 4 แสดงคุณสมบัติทาง DC transfer รูปที่ 5 แสดงความถี่ตอบสนอง ผลการวัดความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสร์รวมของวงจรคูณสัญญาณโดยใช้โปรแกรม Pspice พบว่ามีค่าน้อยกว่า 0.6% ที่อินพุต  $V_x = \sin 2000 \pi t$  และ  $V_Y = 1V_{DC}$  ผลการทดสอบการบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ รูปที่ 6 แสดงผลบวกของสัญญาณ sine กับสัญญาณ DC รูปที่ 7 แสดงผลบวกของสัญญาณ sine กับสัญญาณ cosine และ ผลการวัดความผิดเพี้ยนของวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ ในรูปที่ 7 มีค่าเท่ากับ 0.5 %



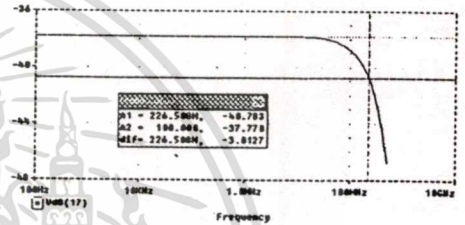
(ก)



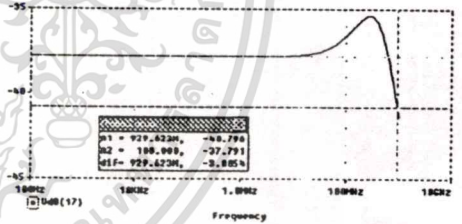
(ข)

รูปที่ 4 DC transfer ของการคูณสัญญาณ

- ก) เมื่อแปรค่า  $V_X$  จาก 1.5 V ถึง -1.5 V และ  $V_Y$  แปรค่าจาก 1.5V ถึง -1.5V step ละ 0.5 V
- ข) เมื่อแปรค่า  $V_Y$  จาก 1.5 V ถึง -1.5 V และ  $V_X$  แปรค่าจาก 1.5V ถึง -1.5V step ละ 0.5 V



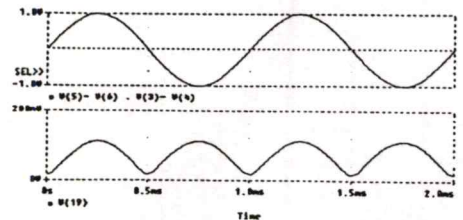
(ก)



(ข)

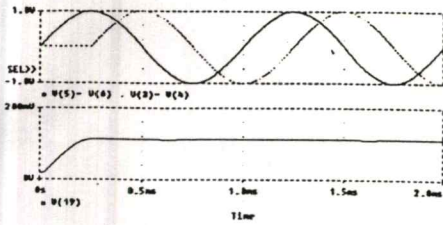
รูปที่ 5 ผลการทดสอบความถี่ตอบสนอง ของการคูณสัญญาณ

- ก) เมื่อ  $V_x = \sin \omega t$  และ  $V_Y = 1V_{DC}$
- ข) เมื่อ  $V_Y = \sin \omega t$  และ  $V_X = 1V_{DC}$



รูปที่ 6 ผลการทดสอบการบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ เมื่อ

$$V_X = \sin 2000 \pi t \text{ และ } V_Y = 0V_{DC}$$



รูปที่ 7 ผลการทดสอบการบวกสัญญาณทางแวกเตอร์  
เมื่อ  $V_x = \text{sine}$  และ  $V_y = \text{cosine}$

## 5.สรุป

วงจรคูณสัญญาณและบวกสัญญาณทางแวกเตอร์ ทำงานได้จริงตามหลักการที่นำเสนอ ผลการทดสอบพบว่าวงจรมีคุณสมบัติต่างๆ คือ ความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคต่ำกว่า 0.6% ความถี่ตอบสนองมาก 226 MHz และช่วงอินพุตปฏิบัติงานกว้างถึง 60% ของแรงดันไฟเลี้ยง วงจรทำงานในโหมดแรงดัน ทำให้สะดวกเมื่อนำไปใช้งานร่วมกับวงจรอื่นๆ

## เอกสารอ้างอิง

- [1] J. S. Pena-Finol and J. A. Connelly, "A MOS four-quadrant analog multiplier using the quarter-square technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 1064-1073, December 1987.
- [2] K. Bult and H. wallinga, "A CMOS four-quadrant analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC21, pp.430-435, June 1986.
- [3] N.Saxena and jj. Clark, "A four-quadrat CMOS analog multiplier for analog neural networks," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, no.6, pp. 746-749, June 1994.
- [4] S. I. Lin and C.-C. Chang, "CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pool circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.30, pp.1025-1029, September 1995.
- [5] วิวัฒน์ ภิรานนท์, ปราโมทย์ วาดเขียน, วิชา แสงพิทักษ์ และจิรุตตา เกตร, "วงจรวกทางแวกเตอร์โดยใช้ CCII ตัวเดียว," *การประชุมวิชาการไฟฟ้าครั้งที่ 19*, หน้า EL 109 – EL 112. 7-8 พฤศจิกายน 2539.
- [6] M. Filanovsky and H. P. Baltes, "Simple CMOS Analog Square-rooting and Squaring Circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.39, No.4, April 1992.



นายอติพงษ์ ชัยชัยวัฒน์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรมและปริญญาโทสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี 2535 และ 2540 ตามลำดับปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์

ร.ศ.ร.กอบชัย เดชหาญ จบการศึกษา ปริญญาตรีและโทวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2520 และ 2522 ตามลำดับ จบปริญญาเอก ทางวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสารและอิเล็กทรอนิกส์ Ecole Nationale Supérieure des Telecommunications (ENST/Telecom Paris) Paris, France ปี พ.ศ. 2532 รองศาสตราจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ 2536 เป็นกรรมการอนุกรรมการ และสมาชิกภาพของสมาคมต่างๆ หลายสมาคม



นายอนุต สุวรรณชาติ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต จากมหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ ในปี 2540 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาระดับปริญญาโทสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ผ่านการตีพิมพ์ การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24) 22-23 พฤศจิกายน 2544 ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรถคูณสัญญาณและบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โหมดแรงดัน

## Voltage mode analog multiplier and vector summation

บุญคุณ สุวรรณชาติ กอบชัย เดชหาญ

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร/โทรสาร:(02)3229967 Email: kobchai@telelan.telecom.eng.kmitl.ac.th

อิทธิพงษ์ ชัยสาขันธ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ กรุงเทพมหานคร 10160

โทร/โทรสาร : (02)8074500-27 ต่อ 331 E-mail :Ittipong@sau.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรที่ทำงาน 2 หน้าที่ คือ คูณสัญญาณ และบวกสัญญาณทางเวกเตอร์ วงจรที่นำเสนอนี้ประกอบด้วย วงจรแบ่งแรงดัน 4 วงจร วงจรถคูณสัญญาณ 2 วงจร วงจรกำลังสอง 3 วงจร และวงจรถอดครากที่ตรง 1 วงจร ผลการเขียนแบบการทำงานใช้โปรแกรม PSpice พบว่า การคูณสัญญาณมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิครวมน้อยกว่า 0.6 % การบวกสัญญาณทางเวกเตอร์มีความผิดพลาด 0.5% ที่แรงดันอินพุตมีขนาด  $2V_{pp}$  และแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ  $\pm 2.5 V_{DC}$

### Abstract

This paper proposes two functions circuit that is multiplier and vector summation. The proposed circuit consists of four voltage divider circuits, two additional circuits, three squaring circuits, and a square-root circuit. Simulation results are demonstrated by PSpice, it find that total harmonics distortion (THD) of multiplier is less than 0.6 %, the error of vector summation is about 0.5 % whereas input voltage is  $2 V_{pp}$  and the used power supply is  $\pm 2.5 V_{DC}$

Keywords : analog multiplier, analog signal processing.

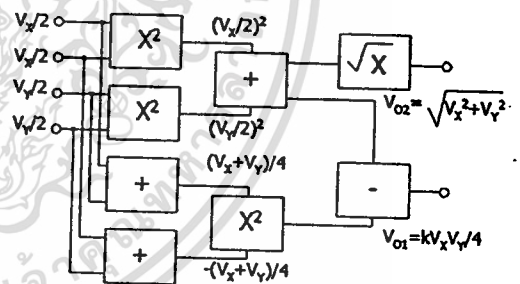
### 1. บทนำ

วงจรถคูณสัญญาณทางเวกเตอร์ และ วงจรถคูณสัญญาณแบบอนาลอกเป็นวงจรที่มีประโยชน์มาก เพราะสามารถนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวางในระบบโทรคมนาคม เครื่องมือวัด และประมวลผลสัญญาณทางอนาลอก ตัวอย่างเช่น วงจรถคูณสัญญาณทางเวกเตอร์ สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการคำนวณโครงข่ายประสาท การคำนวณในการสื่อสาร และเครื่องมือวัด และวงจรถคูณสัญญาณนำไปใช้เป็นวงจรถอดคราก วงจรทวีความถี่ และอื่นๆ ในการออกแบบวงจร[1-5] 1 วงจร จะทำงานเพียง 1 หน้าที่เท่านั้น แต่บทความนี้ นำเสนอวงจร 1 วงจรที่สามารถทำงานได้ 2 หน้าที่ ผลที่ได้จะทำให้ประหยัดจำนวน CMOS และวงจรที่ได้ยังเป็นแอนะล็อก

ประสงค์ ทำให้สะดวกในการใช้งานเมื่อถูกนำมาสร้างเป็น วงจรรวม ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากในเชิงพาณิชย์ ในการออกแบบวงจร 2 หน้าที่ดังกล่าวจะเลือกวงจรที่มีองค์ประกอบเหมือนกัน เพื่อให้จะให้วงจรถคูณวงจรถีสามารถทำงานได้หลายหน้าที่ ซึ่งจะทำให้วงจรที่ออกแบบได้มีขนาดเล็กกว่า เมื่อเทียบวงจรที่มีหน้าที่ต่างกัน 2 วงจรมารวมกัน

### 2. หลักการทำงาน

วงจรที่นำเสนอนี้สามารถเขียนแทนด้วยบล็อกโคอะแกรมดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วย วงจรกำลังสอง 3 วงจร วงจรถคูณสัญญาณ 2 วงจร และวงจรถอดคราก 1 วงจร



รูปที่ 1 บล็อกโคอะแกรมของวงจรถคูณสัญญาณ และบวกสัญญาณทางเวกเตอร์

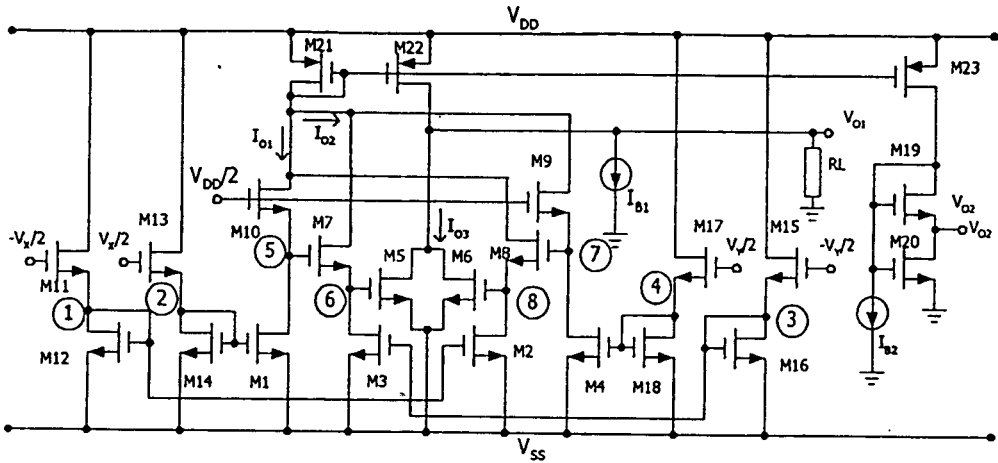
วงจรที่นำเสนอนี้ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด CMOS ทำงานในช่วงอินพุต ซึ่งมีสมการกระแสแตรครนคือ

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2; 0 \leq V_{GS} - V_T \leq V_{DS} \tag{1}$$

เมื่อ  $k = \mu C_{OX} \frac{W}{2L}$

วงจรในรูปที่ 2 ประกอบด้วย วงจรแบ่งแรงดันจำนวน 4 วงจร วงจรกำลังสอง 3 วงจร วงจรถคูณสัญญาณ 2 วงจร และวงจรถอดคราก 1 วงจร ซึ่งจะถูกแยกอธิบายต่อไป และเพื่อให้ง่ายในการอธิบาย ได้กำหนดโหนดแรงดันต่างๆ ตั้งแต่  $V_1$  ถึง  $V_8$  ไว้ในรูปที่ 2

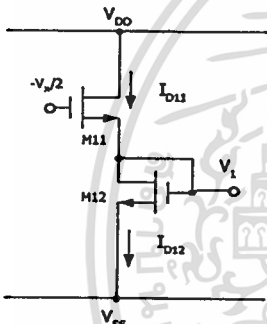
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



รูปที่ 2 วงจรครุณัติสัญญาณและบวกสัญญาณทางแวกเตอร์ที่ทำงานในโหมดแรงดัน

2.1 วงจรแบ่งแรงดันมี 4 วงจร

วงจรที่ 1 ประกอบด้วย M11 และ M12 แสดงดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 วงจรแบ่งแรงดันวงจรที่ 1

ทำหน้าที่ ภาระค้ำและขนาดของสัญญาณอินพุต  $-V_X/2$  ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันที่โหนด  $V_1$  กับแรงดันอินพุต  $V_X$  ได้ดังนี้

$$I_{D11} = I_{D12} \tag{2}$$

ใช้สมการ(1)

$$k\left(\frac{V_X}{2} - V_1 - V_T\right)^2 = k(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \tag{3}$$

จะได้ 
$$V_1 = -\frac{V_X}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \tag{4}$$

วงจรที่ 2 ประกอบด้วย M13 และ M14 ซึ่งมีลักษณะวงจรเหมือนกับรูปที่ 3 ทำหน้าที่ภาระค้ำและขนาดของสัญญาณอินพุต  $V_X/2$  ค่าแรงดันในท่อนของเคียวกับวงจรที่ 1 จะได้ ความสัมพันธ์ของแรงดันโหนด  $V_2$  กับแรงดันอินพุต  $V_X$  คือ

$$V_2 = \frac{V_X}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \tag{5}$$

วงจรที่ 3 ประกอบด้วย M15 และ M16 ซึ่งมีลักษณะวงจร

เหมือนกับรูปที่ 3 ทำหน้าที่ ภาระค้ำและขนาดของสัญญาณอินพุต

$-V_Y/2$  ค่าแรงดันในท่อนของเคียวกับวงจรที่ 1 จะได้ ความสัมพันธ์ของแรงดันโหนด  $V_3$  กับแรงดันอินพุต  $V_Y$  คือ

$$V_3 = -\frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \tag{6}$$

วงจรที่ 4 ประกอบด้วย M17 และ M18 ซึ่งมีลักษณะวงจร

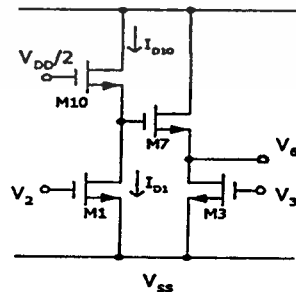
เหมือนกับรูปที่ 3 ทำหน้าที่ ภาระค้ำและขนาดของสัญญาณอินพุต  $V_Y/2$

ค่าแรงดันในท่อนของเคียวกับวงจรที่ 1 จะได้ ความสัมพันธ์ของแรงดันโหนด  $V_4$  กับแรงดันอินพุต  $V_Y$  คือ

$$V_4 = \frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2} \tag{7}$$

2.2 วงจรบวกสัญญาณมี 2 วงจร

วงจรที่ 1 ประกอบด้วย M1, M3, M7 และ M10 แสดงดังรูป



รูปที่ 4 วงจรบวกสัญญาณวงจรที่ 1

ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_5$  และ  $V_6$  กับแรงดันอินพุต

$V_X$  และ  $V_Y$  ได้ดังนี้

$$I_{D1} = I_{D10} \tag{8}$$

$$k(V_2 - V_{SS} - V_T)^2 = k\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_{SS} - V_T\right)^2 \tag{9}$$

จะได้  $V_5 = -\frac{V_X}{4}; V_{DD} = -V_{SS}$  (10)

และที่  $I_{D3} = I_{D7}$  (11)

จะได้  $V_6 = -\frac{V_X}{4} + \frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2}$  (12)

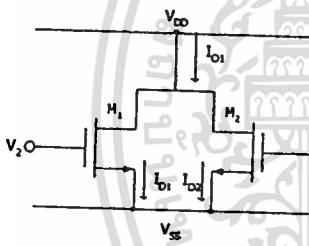
วงจรที่ 2 ประกอบด้วย M2, M4, M8 และ M9 ซึ่งมีลักษณะวงจรมีเหมือนกับรูปที่ 4 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่โหนด  $V_7$  และ  $V_8$  กับแรงดันอินพุต  $V_X$  และ  $V_Y$  ได้ดังนี้

$$V_7 = -\frac{V_Y}{4} \tag{13} \quad \text{ที่ 6}$$

จะได้  $V_8 = \frac{V_X}{4} - \frac{V_Y}{4} + \frac{V_{SS}}{2}$  (14)

**2.3 วงจรกำลังสองมี 3 วงจร**

วงจรที่ 1 ประกอบด้วย M1 และ M2 ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 วงจรกำลังสองวงจรที่ 1

ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{O1}$  ได้ดังนี้

$$I_{O1} = I_{D1} + I_{D2} \tag{15}$$

$$I_{O1} = k(V_2 - V_{SS} - V_T)^2 + k(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \tag{16}$$

$$I_{O1} = \frac{kV_X^2}{8} + I_{DC}; I_{DC} = 2\left(\frac{V_{SS}}{2} + V_T\right)^2 \tag{17}$$

วงจรที่ 2 ประกอบด้วย M3 และ M4 ซึ่งมีลักษณะวงจรมีเหมือนกับรูปที่ 5 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{O2}$  ได้ดังนี้

$$I_{O2} = I_{D3} + I_{D4} \tag{18}$$

ใช้สมการ (1) จะได้  $I_{O2} = \frac{kV_Y^2}{8} + I_{DC}$  (19)

วงจรที่ 3 ประกอบด้วย M5 และ M6 ซึ่งมีลักษณะวงจรมีเหมือนกับรูปที่ 5 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{O3}$  ได้ดังนี้

$$I_{O3} = I_{D5} + I_{D6} \tag{20}$$

ใช้สมการ (1) จะได้

$$I_{O3} = \frac{k(V_X - V_Y)^2}{8} + I_{DC} \tag{21}$$

และจากวงจรสะท้อนกระแสจะได้ว่า

$$I_{D21} = I_{D22} = I_{D23} = I_{O1} + I_{O2} = \frac{kV_X^2}{8} + \frac{kV_Y^2}{8} + 2I_{DC} \tag{22}$$

ส่วนของวงจรถูกสัญญาณ

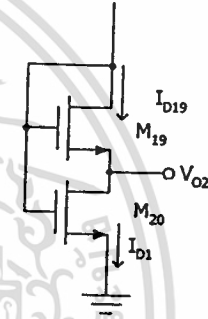
$$I_{RL} = I_{D22} - I_{O3} - I_{B1} \tag{23}$$

$$V_{O1} = \frac{KR_L V_X V_Y}{4}; I_{DC} = I_{B1} \tag{24}$$

จากสมการที่ (24) แสดงว่าแรงดัน  $V_{O1}$  คือผลคูณของแรงดันอินพุต  $V_X$  และ  $V_Y$

**2.4 วงจรถอดรหัสดวงมี 1 วงจร**

วงจรถอดรหัสดวงประกอบด้วย M19 และ M20 แสดงดังรูป



รูปที่ 6 วงจรถอดรหัสดวง

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ M19 ทำงานในช่วงอิ่มตัว และทรานซิสเตอร์ M20 ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จะได้ความสัมพันธ์ของ  $V_{O2}$  กับ  $I_{D19}$  ดังนี้

ที่ทรานซิสเตอร์ M19 จะได้  $k(V_{D19} - V_{O2} - V_T)^2 = I_{D19}$  (25)

ที่ทรานซิสเตอร์ M20 จะได้  $k[(V_{D19} - V_T)V_{O2} - \frac{V_{O2}^2}{2}] = I_{D19}$  (26)

จากสมการ (25) และ (26) จะได้

$$V_{O2} = \frac{0.732}{\sqrt{k}} \sqrt{I_{D19}} \tag{27}$$

ส่วนของวงจรถูกสัญญาณทางเวกเตอร์

$$I_{D23} = I_{D19} + I_{B2} \tag{28}$$

แทนสมการที่ (22) ในสมการที่ (28) จะได้

$$I_{D19} = I_{D20} = \frac{kV_X^2}{8} + \frac{kV_Y^2}{8}; 2I_{DC} = I_{B2} \tag{29}$$

แทนสมการ (29) ในสมการ (27) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่อาจรณีใดๆ การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24) 22-23 พฤศจิกายน 2544

## ประวัติผู้เขียน

นายนุกูล สุวรรณชาติ เกิดเมื่อวันที่ 20 พฤศจิกายน 2517 ที่อยู่ปัจจุบัน 445/2 หมู่บ้านสวนตะไคร้ ถนนสวนตะไคร้ ต.สนามจันทร์ อ.เมือง จ.นครปฐม 73000. สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี (อ.ส.บ) จากมหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ปี 2540 และปัจจุบันทำงานอยู่ที่ โรงเรียนเทคโนโลยีหมู่บ้านครู ตำแหน่งอาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้