

การออกแบบวงจรสี่มอดสี่ควอดรันตด้วยสัญญาณกระแสกับแรงดันแบบอนาล็อก
4 ควอดรันต

A CURRENT AND VOLTAGE MODE CMOS FOUR-QUADRANT ANALOG
MULTIPLIER CIRCUIT DESIGN

วีระชัย ลีลาโสภิต
WEELACHAI LEELASOPHIT

วิทยานิพนธ์แบบเต็มหน้าของการศึกษาค้นคว้าระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-196-5

การออกแบบวงจรซีมอสคูณสัญญาณกระแสกับแรงดันแบบอนาล็อก
4 ควอดแรนท์

A CURRENT AND VOLTAGE MODE CMOS FOUR-QUADRANT ANALOG
MULTIPLIER CIRCUIT DESIGN



วีระชัย ลีลาโสภิต

WEELACHAI LEELASOPHIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 45893
วัน, เดือน, ปี 19 ก.พ. 2546

พ.ศ. 2546
ISBN 974-324-196-5

.b.....
.i.....

**A CURRENT AND VOLTAGE MODE CMOS FOUR-QUADRANT ANALOG
MULTIPLIER CIRCUIT DESIGN**

WEELACHAI LEELASOPHIT

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

2003

ISBN 974-324-196-5

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรซีเอ็มอสคูณสัญญาณกระแสกับแรงดันแบบอนุภาค 4 ควอดแรนท์
A CURRENT AND VOLTAGE MODE CMOS FOUR-QUADRANT ANALOG
MULTIPLIER CIRCUIT DESIGN

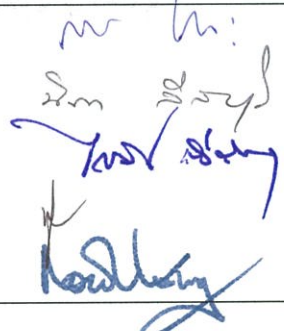
ชื่อนักศึกษา นายวีระชัย ลีลาโสภิต

รหัสประจำตัว 41061115

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.สมยศ	จุมณะปิยะ	
รศ.นิภา	ลีลาสุทธิ	
รศ.ดร.ไกรสิน	ส่งวัฒนา	
รศ.ดร.พุศกิติ์	ชีวิสุทธิ	
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 27 ธันวาคม 2545 เวลา 12.30-14.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัคร)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่..... 21เดือน..... ๗๐๗..... พ.ศ..... ๒๕๔๖.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรซีมอสคุณสัญญาณกระแสกับแรงดันแบบ อนาล็อก 4 ควอดแรนท์
นักศึกษา	นายวีระชัย ลีลาโสภิต
รหัสประจำตัว	42061115
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรคุณสัญญาณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแรนท์ที่รับอินพุทเป็นสัญญาณกระแส (I_x) และแรงดัน (V_y) โดยหลักการทำงานของวงจรถ้าอาศัยคุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงไม้อิ่มตัว วงจรที่นำเสนอนี้จะใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิด N-Channel จำนวน 8 ตัว และชนิด P-Channel จำนวน 4 ตัว และใช้แหล่งจ่ายกระแส 3 แหล่งจ่าย มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวจะถูกสร้างบนเทคโนโลยีซีมอส ผลการจำลองการทำงานแสดงได้โดยใช้โปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ 0.8 μm Level 3 ของ MOSIS

Thesis Title	A Current and Voltage Mode CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier Circuit Design
Student	Mr. Weelachai Leelasophit
Student ID.	41061115
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis presents a four-quadrant analog multiplier. The input of this circuit are the current signal I_x and the voltage signal V_y . The circuit is based on the characteristic of MOS Transistor operating in triode region. The proposed circuit consists of 8 NMOSs, 4 PMOSs and 3 current sources. The circuit design by using CMOS technology. Finally, the results of circuit are confirmed by PSpice simulation with 0.8 μm parameters Level 3 of MOSIS.

กิตติกรรมประกาศ

ณ โอกาสนี้ ผู้เขียนขอขอบพระคุณครูอาจารย์ทุกท่านตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันที่ได้กรุณา
ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ผู้เขียนรวมทั้งขอขอบพระคุณคณาจารย์ในภาควิชาโทรคมนาคม
ทุกท่านที่ได้กรุณาช่วยเหลือและสนับสนุนจนกระทั่งสำเร็จการศึกษา โดยเฉพาะอย่างยิ่งขอ
ขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. กอบชัย เศรษฐาญ เป็นอย่างสูงที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและคำ
แนะนำด้วยดีตลอดการศึกษาในระดับปริญญาโท

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอมอบความดีและประโยชน์ทั้งหลายที่เกิดขึ้นจากผลงานของผู้เขียนตั้งแต่
ในอดีตจนถึงปัจจุบันให้แก่บิดา มารดา และผู้มีพระคุณทุกท่าน

วีระชัย ลีลาโสภิต

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 บทนำ.....	1
1.2 ที่มาของงานวิจัย.....	2
1.3 วัตถุประสงค์งานวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 สรุป.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และการใช้งาน.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์.....	5
2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์.....	9
2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	10
2.4.1 คุณสมบัติการทำงานทั่วไปของมอสทรานซิสเตอร์.....	10
2.5 สรุป.....	16
บทที่ 3 หลักการของวงจรคูณสัญญาณ.....	17
3.1 บทนำ.....	17
3.2 วงจรคูณสัญญาณแบบพื้นฐาน.....	18
3.3 วงจรคูณสัญญาณแบบพื้นฐานโดยมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว.....	26
3.4 วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน.....	28
3.5 สรุป.....	30

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรคุณสมบัติแฉกกับแรงดัน.....	31
4.1 บทนำ.....	31
4.2 วงจรคุณสมบัติแฉกกับแรงดัน.....	32
4.3 การจำลองและผลการจำลองการทำงาน.....	33
4.3.1 การจำลองช่วงพิสัยพลวัต (Dynamic range) ของวงจร.....	34
4.3.2 การวิเคราะห์การตอบสนองความถี่.....	36
4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุตและเอาพุต.....	38
4.4.1 ความต้านทานทางอินพุต.....	38
4.4.2 ความต้านทานทางเอาพุตและการจำลอง.....	39
4.5 สรุป.....	41
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งาน.....	42
5.1 บทนำ.....	42
5.2 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์.....	42
5.2.1 การจำลองและผลการจำลองการทำงาน.....	44
5.3 ประยุกต์ใช้งานในโหมดแรงดัน.....	48
5.3.1 วงจรทวีความถี่และการจำลองการทำงาน.....	49
5.3.2 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำงานในโหมดแรงดันและ ผลการจำลองการทำงาน.....	52
5.4 สรุป.....	53
บทที่ 6 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	54
6.1 บทนำ.....	54
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	55

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม.....	56
ภาคผนวก.....	58
ภาคผนวก ก. ค่าพารามิเตอร์ของซิมอสขนาด 0.8 ไมคอน ของ MOSIS ที่ใช้ในการ จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice.....	59
ภาคผนวก ข. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา.....	60
ประวัติผู้เขียน.....	65

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอเตอร์ชนิดต่าง ๆ	39
4.1 แสดงค่า W/L ของมอเตอร์.....	33

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงภาพตัดขวางโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ทั่วไป.....	4
2.2 แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 แบบ	7
(ก) เอ็นแชนแนลเอ็นฮาร์นเมนท์โหมดมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel enhancement mode MOST).....	7
(ข) เอ็นแชนแนลดีพลีชันโหมดมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel depletion mode MOST).....	8
(ค) ชันแนลดีพลีชันโหมดมอสทรานซิสเตอร์ (P-channel depletion mode MOST)	8
(ง) พีแชนแนล ดีพลีชันโหมดมอสทรานซิสเตอร์ (P-channel depletion MOST).....	8
2.3 แสดงการสร้างช่องทางเดินกระแสให้กับมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแชนแนล เอ็นฮาร์นเมนท์โหมด.....	11
2.4 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้มอสทรานซิสเตอร์เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และ V_{ds} ค่าน้อย ๆ.....	12
2.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับแรงดันค่าน้อย ๆ ที่ขาเดรนกับซอร์ส.....	12
2.6 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และปรับค่า V_{th} และปรับค่า V_{th} เพิ่มขึ้นทีละระดับ.....	13
2.7 แสดงคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละช่วงการทำงาน.....	14
3.1 แสดงกราฟการคูณระหว่างตัวแปร V_{α} และ V_{β}	19
3.2 แสดงคู่มือเฟอเรนเซียล.....	20
3.3 แสดงภาควงจรคู่มือเฟอเรนเซียลที่ถูกนำมาคาดเคลื่อน.....	20
3.4 แสดงวงจรถดเชย.....	21
3.5 แสดงวงจรมองสองควอดแรนท์.....	23
3.6 แสดงการต่อวงจรมองสองควอดแรนท์แบบคาดเคลื่อน.....	24
3.7 แสดงการต่อวงจรมองสองควอดแรนท์โดยใช้วงจรมองสองควอดแรนท์.....	25
3.8 วงจรมองแบบพื้นฐาน โดยกำหนดมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม้อิมิต์ว.....	26
3.9 แสดงวงจรมองเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันค่าต่างๆ.....	28
4.1 แสดงวงจรมองสัญญาณกระแสกับแรงดันที่นำเสนอ.....	32
4.2 แสดงผลการจำลองทางดีซีของวงจรมองเมื่อ I_x แปรค่าจาก $-20\mu A$ ถึง $+20\mu A$ และ V_y แปร ค่าจาก $+1$ โวลต์ ถึง -1 โวลต์ โดยลดลงทีละ 0.5 โวลต์.....	34

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 แสดงผลการจำลองทางคิซึของวงจรเมื่อ V_Y แปรค่าจาก -1 โวลต์ ถึง $+1$ โวลต์ และ I_X แปรค่าจาก $-20 \mu A$ ถึง $+20 \mu A$ โดยเพิ่มขึ้นทีละ $10 \mu A$	35
4.4 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรเมื่อ $I_X = 20 \mu A \sin \omega t$ และ $V_Y = 1 V_{DC}$	36
4.5 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรเมื่อ $I_X = 20 \mu A_{DC}$ และ $V_Y = \sin \omega t$	37
4.6 แสดงวงจรเสมือนของมอสทรานซิสเตอร์.....	38
4.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความต้านทานทางเข้าพุท.....	39
4.8 แสดงผลการจำลองหาค่าความต้านทาน.....	40
5.1 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่สร้างจากวงจรคูณสัญญาณ.....	44
5.2 แสดงสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์.....	45
(ก) สัญญาณอินพุท I_X ความถี่ 1 kHz ขนาด $20 \mu A_p$	45
(ข) สัญญาณอินพุท V_Y ความถี่ 15 kHz ขนาด $1 V_p$	46
(ค) สัญญาณเข้าพุท V_O ขนาด 10 mV_{p-p}	46
5.3 แสดงสัญญาณที่เข้าพุทเมื่อเพิ่มสัญญาณ $V_Y = 100 \text{ kHz}$ และ $I_Y = 10 \text{ kHz}$	47
5.4 แสดงสัญญาณที่เข้าพุทเมื่อเพิ่มสัญญาณ $V_Y = 1 \text{ MHz}$ และ $I_Y = 100 \text{ kHz}$	47
5.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรคูณในโหมดแรงดัน.....	48
5.6 แสดงผลการจำลองวงจรคูณทำงานในโหมดแรงดัน.....	49
5.7 แสดงสัญญาณของวงจรทวีความถี่ (ก) อินพุท (ข) เข้าพุทเมื่อโหลด R_L มีค่าเท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$ และ $20 \text{ k}\Omega$	50
5.8 แสดงสัญญาณทางเข้าพุทของวงจรกำลังสองสัญญาณเมื่อเพิ่มความถี่อินพุทเป็น 500 kHz และ 1 MHz	51
5.9 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำงานในโหมดแรงดัน.....	53

บทที่ 1

บทนำ

1.1 บทนำ

วงจรรคูณ (Multiplier) มีการนำไปใช้งานในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อกอย่างกว้างขวาง เช่น การเร็คติไฟล์, การคูณ, การมอดูเลต, การคิมมอดูเลต, การแปลงความถี่ เป็นต้น ในการออกแบบมักนิยมทำกันในสองโหมด คือ โหมดกระแส (Current mode) และโหมดแรงดัน (Voltage mode) การทำงานในโหมดกระแสคือสัญญาณที่ป้อนให้กับอินพุตจะเป็นกระแสซึ่งปัจจุบันนี้ได้รับความสนใจมากเพราะทำให้วงจรสามารถลดการใช้แหล่งจ่ายแรงดันลงมาได้และจะทำให้วงจรมีค่าพิสัยพลวัต (Dynamic range) กว้างขึ้น [1-2] ส่วนโหมดแรงดันเป็นโหมดที่รู้จักและใช้งานกันมานานแล้วเพราะแหล่งกำเนิดสัญญาณโดยมากจะเป็นแรงดันจึงทำให้สามารถนำสัญญาณเหล่านั้นมาใช้ได้โดยตรง แต่สำหรับการใช้งานในบางครั้งอาจจะต้องใช้ทั้งสองโหมดร่วมกันเช่น วงจรผสมสัญญาณ (Mixer circuit) ก็จะทำให้สัญญาณมูลฐาน (Baseband signal) เป็นสัญญาณในโหมดกระแสเพราะมีข้อดีดังที่กล่าวมาแล้ว ส่วนสัญญาณพาหะ (Carrier signal) ที่สร้างขึ้นจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณในโหมดแรงดันเพราะวงจรออสซิลเลเตอร์จำนวนมากจะทำงานในโหมดแรงดัน ดังนั้นการออกแบบวงจรที่ทำงานได้ในโหมดกระแสกับแรงดันจึงมีประโยชน์กับการนำไปประยุกต์ใช้งานในงานต่าง ๆ มากมาย และจากความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำซึ่งในปัจจุบันนี้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วมาก วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความซับซ้อนสามารถสร้างให้อยู่ในลักษณะของวงจรรวมหรือ IC (Integrated Circuit) ได้ ซึ่งเทคโนโลยีที่นำมาสร้างวงจรรวมได้แก่ เทคโนโลยีไบโพล่า, เทคโนโลยีซีมอส และเทคโนโลยีไบซีมอส จากเทคโนโลยีทั้งสามที่กล่าวมาเทคโนโลยีซีมอสจะน่าสนใจมากที่สุดเพราะหากเปรียบเทียบกันในด้านต่างๆ มีข้อดีเช่น มีราคาถูกลงถ้าเปรียบเทียบกับเทคโนโลยีไบซีมอส ลดการใช้พื้นที่ลงได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับเทคโนโลยีไบโพล่า นอกจากนี้ยังมีข้อดีอื่นๆ เช่น มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง การสูญเสียกำลังงานต่ำ เป็นต้น

1.2 ที่มาของงานวิจัย

จากความสำคัญของวงจรรวมสัญญาณและข้อดีเทคโนโลยีซีมอส จึงได้เสนอหัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรมอสสัญญาณกระแสกับแรงดันแบบอนาล็อก 4 ควอดแรนท์ ซึ่งเป็นวงจรที่ทำงานทั้งสองโหมดร่วมกันซึ่งออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.8 μm Level 3 ของ MOSIS โดยการออกแบบจะเสนองจรที่ง่ายและใช้อุปกรณ์น้อยที่สุดเพื่อให้วงจรลดการใช้กำลังงานลงด้วย

1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

จุดมุ่งหมายของของงานวิจัยที่นำเสนอนี้คือต้องการออกแบบวงจรรวมสัญญาณกระแสกับแรงดันที่มีความง่ายไม่ซับซ้อนและใช้อุปกรณ์น้อยที่สุด โดยการออกแบบจะใช้เทคโนโลยีซีมอสซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่มีราคาไม่แพงและเป็นที่ยอมรับมาใช้ออกแบบ และวงจรมีขนาดเล็กใช้พื้นที่น้อย โดยจะทำการศึกษาวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อยืนยันคุณภาพของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท บทที่ 1 จะกล่าวถึงที่มาของงานวิจัยและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ส่วนเนื้อหาในบทต่อมามีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีหลักการเบื้องต้น วงจรรวมแบบพื้นฐาน วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน

บทที่ 4 จะกล่าวถึงวงจรรวมสัญญาณกระแสกับแรงดันที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้และผลการจำลองการทำงานของวงจร

บทที่ 5 จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานวงจรรวมสัญญาณกระแสกับแรงดันเป็นวงจรผสมสัญญาณและผลการจำลองการทำงาน

บทที่ 6 จะกล่าวถึงบทสรุปและข้อเสนอแนะ

1.5 สรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงที่มาและวัตถุประสงค์ของงานวิจัยและรายละเอียดในวิทยานิพนธ์ ซึ่งประกอบด้วยเนื้อหาที่สำคัญคือหลักการและการออกแบบวงจรคุณสมบัติสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ การจำลองและผลการจำลองการทำงานวงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์ และการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรผสมสัญญาณ

บทที่ 2

ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

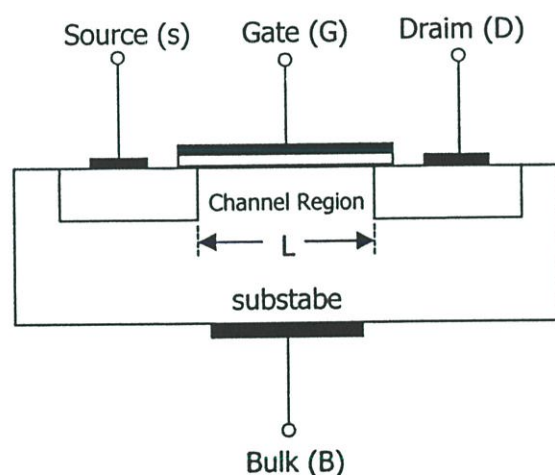
2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยใช้ศักย์เป็นตัวกำหนดช่องของช่องการเดินของกระแส ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาร์นเมนท์ (Enhancement MOS transistor) โดยทั้งสองแบบจะใช้สนามไฟฟ้า (Electrical Field) ที่เกิดจากการป้อนแรงดันบริเวณขาคเกตเป็นตัวกำหนดช่องทางเดินกระแสระหว่างขาเดรนและซอร์สและโดยปกติเราจะใช้งานขาของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นทางเดินของสัญญาณอยู่ด้วยกัน 3 ขาคือขาเดรน ขาคเกต และขาซอร์ส ส่วนขา Bulk หรือบริเวณฐานรอนนั้นจะใช้ในการกำหนดค่าแรงดันเทรชโฮลด์ (Threshold voltage) ที่เป็นค่าคงที่ โดยปกติแล้วขา Bulk จะต่อเข้ากับขาซอร์สเพื่อให้ได้ค่าแรงดันเทรชโฮลด์ที่มีค่าที่สุดเท่ากับ V_{TO} ในการออกแบบวงจรรวมในปัจจุบันจะเห็นว่าเทคโนโลยีซีมอสได้มีการนำมาใช้อย่างกว้างขวาง ด้วยคุณลักษณะเด่นที่น่าสนใจเมื่อเปรียบเทียบกับเทคโนโลยีแบบอื่น ๆ เช่น มีราคาถูกกว่าเทคโนโลยีไบซีมอส (BiCMOS) สามารถบีบขนาดของพื้นที่ให้เล็กลงได้ง่ายกว่าเทคโนโลยีไบโพล่า การสร้างนิวมสร้างเป็นไอซี (Integrated Circuit) ด้วยการใช้เทคโนโลยี VLSI (Very Large Scale Integration) เพราะว่ามีข้อดีหลายประการเมื่อเปรียบเทียบกับเทคโนโลยีแบบอื่น ๆ เช่นการสูญเสียของพลังงานต่ำ มีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำมาก การออกแบบง่าย เป็นต้น ความจำเป็นอย่างหนึ่งที่ช่วยให้กระตุ้นให้การพัฒนาเทคโนโลยี VLSI พัฒนาไปอย่างรวดเร็วคือความเจริญเติบโตทางด้านอุตสาหกรรมและเศรษฐกิจซึ่งต้องการวงจรที่มีความเร็วสูง มีการประยุกต์ใช้งานหลายอย่างและวงจรมีความซับซ้อนมากขึ้นเช่น หน่วยความจำ (Memory) หน่วยประมวลผล (Microprocessor) เป็นต้น ซึ่งชิปหนึ่งตัวที่สร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยี VLSI สามารถบรรจุทรานซิสเตอร์ได้มากกว่า 10,000 ตัวขึ้นไป ความเร็วในการทำงานสามารถเพิ่มขึ้นได้โดยการลดขนาดวงจรให้เล็กที่สุดเพื่อลดค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงภายใน เทคโนโลยี VLSI ที่มีบทบาทกับวงจรรอนาลอกเมื่อสร้างเป็นไอซีที่เรารู้จักกันดีก็คือ วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital Converter) วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (Digital to Analog Converter) วงจรผสมสัญญาณ (Mix Signal) วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) วงจรกรองสัญญาณ (Signal Filter Circuit) เป็นต้น ซึ่งเป็นวงจรที่สำคัญสำหรับงานสื่อสารข้อมูล เครื่องมือสื่อสาร งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ และหุ่นยนต์ ฯลฯ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาและวิจัยการออกแบบวงจร โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสทรานซิสเตอร์กันมาก

2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

จากข้างต้นตามที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น มอสทรานซิสเตอร์เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งในตระกูลสารกึ่งตัวนำประเภทที่ควบคุมด้วยสนามไฟฟ้า (Field Effect Devices) ซึ่งมีลักษณะเด่นคือมีความต้องการกำลังงานไฟฟ้าต่ำและให้ประสิทธิภาพทางการทำงานสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทอื่น ๆ ที่มีการใช้งานแบบเดียวกัน จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรทั่วไป โดยเฉพาะวงจรที่ต้องการกำลังงานต่ำๆหรือในประเภทของวงจรในประเภทของวงจรรวม (Integrated Circuit) ที่มีจำนวนอุปกรณ์ (Component) มาก ๆ และเมื่อศึกษาโครงสร้างการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์สามารถที่จะพิจารณาได้จากรูปที่ 2.1

จากรูปที่ 2.1 แสดงภาพตัดขวางโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮาร์นเมนท์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วนคือส่วนเดรน (Drain Region) ส่วนเกต (Gate Region) ส่วนซอร์ส (Source Region) และส่วน bulk หรือฐานรอง (Bulk Region) โดยแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานและคุณสมบัติที่แตกต่างกันดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงภาพตัดขวางโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ทั่วไป

ส่วนเดรน (Drain Region) เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรองหรือส่วนของเบาท์แต่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกับซอร์ส ซึ่งทำหน้าที่เป็นทางออกไปสู่วงจรภายนอกของประจุพาหะที่มาจากส่วนซอร์ส

ส่วนซอร์ส (Source Region) เป็นบริเวณสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรองหรือส่วนของเบาท์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะที่ทำให้เกิดกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอร์ส (I_{DS})

ส่วนเกต (Gate Region) เป็นบริเวณที่เชื่อมอยู่ระหว่างขาเดรนกับซอร์สมีโครงสร้างโดยทั่วไปจะใช้ชั้นบนสุดเป็นโลหะตัวนำ ชั้นรองลงมาทำจากออกไซด์ของสารกึ่งตัวนำที่ถูกนำมาใช้ใน

การสร้าง และชั้นล่างสุดเป็นสารกึ่งตัวนำซึ่งแบบฐานรอง ส่วนเกตนี้จะทำหน้าที่ควบคุมปริมาณประจุพาหะที่เคลื่อนที่จากส่วนซอร์สไปยังเดรนตามต้องการ

ส่วน bulk หรือฐานรอง (Bulk Region or Substrate) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่ใช้เป็นฐานรองของช่องทางเดินกระแส โดยใช้กำหนดช่องทางเดินของกระแสซึ่งโดยปกติส่วน bulk หรือฐานรองนี้จะถูกต่อเข้ากับส่วนซอร์สเพื่อให้ผลแรงดันเทรชโฮลมีค่าเท่ากับ V_{To}

จากลักษณะโครงสร้างดังกล่าวกระแสไหลผ่านส่วนเกตไปได้เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เนื่องจากมีชั้นฉนวนป้องกันอยู่ชั้นเอง ดังนั้นในขณะที่ใช้งานในส่วนเกตจึงเป็นเพียงแหล่งจ่ายแรงดันเท่านั้นซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายกระแสจึงทำให้ออสทรานซิสเตอร์มีความต้องการกำลังงานในขณะที่ใช้งานต่ำนั่นเอง สำหรับส่วนเดรนและซอร์สนั้นโดยปกติแล้วจะมีโครงสร้างเหมือนกันทุกประการซึ่งสามารถใช้แทนกันได้อันเป็นคุณสมบัติพิเศษอีกประการของออสทรานซิสเตอร์ที่เรียกว่ามีความสมมาตร (Bilaterally Symmetric) แต่โดยทั่วไปสำหรับในโครงสร้างของออสทรานซิสเตอร์ตัวเดียวกันนั้นเพื่อความสะดวกในการใช้งานจึงสร้างให้ส่วนซอร์สเชื่อมกับ bulk ของฐานรอง ดังนั้นบางที่สัญลักษณ์ของออสทรานซิสเตอร์จึงเขียน bulk หรือฐานรองเชื่อมกับซอร์ส แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำส่วนของ bulk หรือฐานรองมาใช้ประโยชน์ในรูปการทำงานที่เหมือนกับขาคัดของเจฟท์จึงเขียนสัญลักษณ์ของมอสแบบที่มีส่วนของ bulk ด้วย

เมื่อให้ไบอัสที่เหมาะสมกับส่วนต่าง ๆ ของออสทรานซิสเตอร์แล้วประจุพาหะจากซอร์สจะเคลื่อนที่ผ่านช่องทางเดินกระแสในส่วนเกตไปยังส่วนเดรนซึ่งทำให้กระแสไฟฟ้าไหลระหว่างขาคัดกับซอร์ส (I_{DS}) ของออสทรานซิสเตอร์ที่จะนำไปใช้งานต่อไป โดยช่องทางเดินกระแสนี้จะเกิดจากการเปลี่ยนชนิดของสารกึ่งตัวนำที่อยู่บริเวณพื้นผิวฐานรองภายใต้แผ่นฉนวนของเกต (Inversion Layer) ไปเป็นสารชนิดเดียวกันกับส่วนของเดรนและซอร์สและการเคลื่อนที่ของประจุพาหะที่ผ่านทางช่องทางเดินกระแส นั้นเกิดจากสนามไฟฟ้าดกคร่อมตลอดจากส่วนซอร์สถึงส่วนของเดรนและอันเนื่องมาจากความต่างศักย์ระหว่างส่วนทั้งสองนั้น โดยที่กระแสดังกล่าวจะถูกเรียกว่ากระแสครีฟท์ ซึ่งขึ้นอยู่กับสนามไฟฟ้าที่ดกคร่อมบริเวณช่องทางเดินกระแส กระแสครีฟท์ที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุพาหะส่วนมากที่มีอยู่ในสารกึ่งตัวนำชนิดนั้นเพียงชนิดเดียวด้วยเหตุนี้ออสทรานซิสเตอร์จึงถูกเรียกอีกแบบหนึ่งว่าทรานซิสเตอร์แบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Transistor) และเนื่องจากประจุพาหะส่วนมากในสารกึ่งตัวนำมีสองชนิดคืออิเล็กตรอนคือประจุเป็นลบในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นหรือโฮลหรือประจุบวกในสารกึ่งตัวนำชนิดพีดังนั้นจึงสามารถแบ่งออสทรานซิสเตอร์ตามชนิดของประจุพาหะที่ช่องทางเดินกระแสในขณะที่เกิดกระแสครีฟท์ได้เป็นสองชนิดคือ

-เอ็นแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel MOS Transistor : NMOS) ซึ่งหมายถึงออสทรานซิสเตอร์ที่มีประจุลบหรืออิเล็กตรอนเป็นประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสครีฟท์ ดังนั้น

มอสทรานซิสเตอร์ชนิดนี้จึงมีส่วนของเดรนและส่วนของซอร์สที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-type Semiconductor)

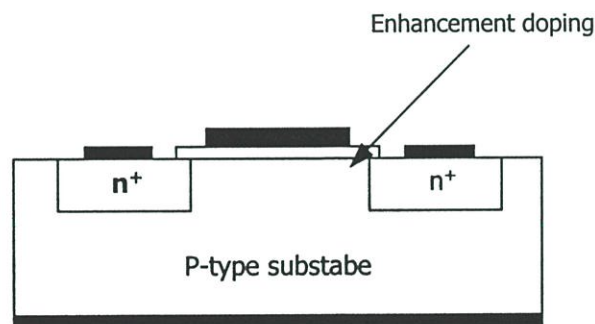
-พีแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ (P-channel MOS Transistor: NMOS) ซึ่งหมายถึงมอสทรานซิสเตอร์ที่มีประจุบวกหรือโฮลเป็นประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสครีฟท์ ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดนี้จึงมีส่วนเดรนและส่วนของซอร์สที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-type Semiconductor)

อย่างไรก็ตามในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสของมอสทรานซิสเตอร์ทุกๆไป สารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสกับสารกึ่งตัวนำบริเวณส่วนเดรนและซอร์ส อาจเป็นสารชนิดเดียวกันหรือต่างกันก็ได้ซึ่งแต่ละแบบจะมีผลต่อคุณสมบัติในขณะใช้งานต่างกัน ดังนั้นจึงมีนิยามคำศัพท์เพื่อบอกของประเภทสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสไว้ดังนี้

-ดีพลีชัน (Depletion) หมายถึงสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่มีคุณสมบัติเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันกับสารกึ่งตัวนำส่วนซอร์สและเดรน

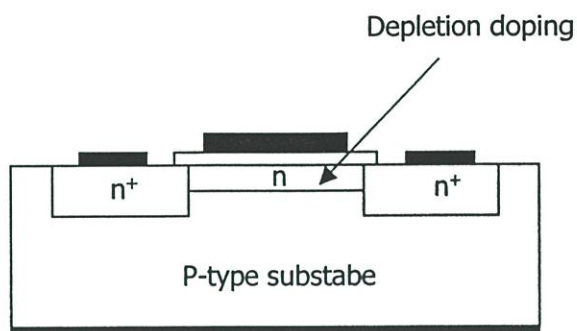
-เอ็นฮาร์นเมนท์ (Enhancement) หมายถึงสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่มีคุณสมบัติเป็นสารกึ่งตัวนำต่างชนิดกันกับสารกึ่งตัวนำซอร์สและเดรน

ดังนั้นจึงสามารถที่จะแบ่งมอสทรานซิสเตอร์ตามลักษณะการควบคุมปริมาณประจุพาหะภายในช่องทางเดินกระแสได้เป็น 4 แบบ โดยแสดงโครงสร้างภายในของทั้ง 4 แบบดังรูปที่ 2.2

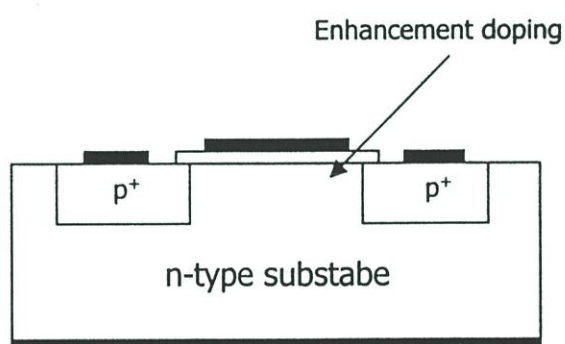


(ก)

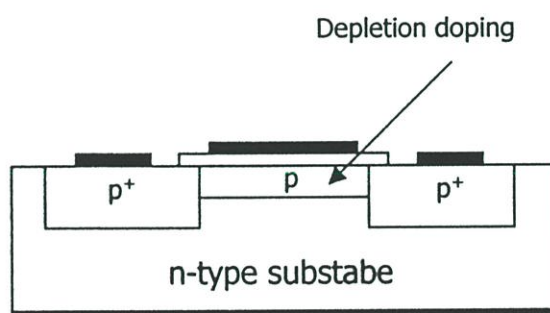
รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 แบบ (ก) เอ็นแชนแนลเอ็นฮาร์นเมนท์โหมดมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel enhancement mode MOST)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 2.2 (ต่อ) แสดงลักษณะ โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 แบบ (ข) เอ็นแชนแนลดีพลิทชัน โหมดมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel depletion mode MOST) (ค) ชันแนลดีพลิทชัน โหมดมอสทรานซิสเตอร์ (P-channel depletion mode MOST) (ง) พีแชนแนล ดีพลิทชัน โหมดมอสทรานซิสเตอร์ (P-channel depletion MOST)

1. จากรูปที่ 2.2 (ก) เอ็นแชนแนลเอ็นแชนแนลเอ็นฮาร์นเมนท์โทมอด มอสทรานซิสเตอร์ (N-channel enhancement mode MOST) หมายถึง เอ็นแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสที่ขาเกตจะมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดพีที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นก่อนโดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง

2. จากรูปที่ 2.2 (ข) เอ็นแชนแนล ดีพลีชัน โทมอดมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel depletion mode MOST) หมายถึง เอ็นแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสที่เกตจะมีสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอสกับส่วนเดรน อันเป็นผลให้เกิดกระแสครีพที่ขึ้นทันทีเมื่อมีความต่างศักย์ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอร์สในการควบคุมปริมาณกระแสครีพนี้ทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกิดเมื่อเทียบกับฐานรอง โดยเมื่อต้องการกระแสครีพเพิ่มขึ้นก็เป็นการควบคุมให้แรงดันที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรองและเมื่อต้องการกระแสครีพที่ลดลงก็โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง

3. จากรูปที่ 2.2 (ค) พีแชนแนล เอ็นฮาร์นเมนท์โทมอด มอสทรานซิสเตอร์ (P-channel enhancement mode MOST) หมายถึงพีแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสในส่วนเกตจะมีสารกึ่งตัวนำในช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีก่อนโดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง

4. จากรูปที่ 2.2 (ง) พีแชนแนลดีพลีชันโทมอด มอสทรานซิสเตอร์ (P-channel depletion mode MOST) หมายถึงพีแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสที่เกตมีสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสชนิดพี ดังนั้นทำนองเดียวกันกับเอ็นแชนแนลดีพลีชันโทมอด มอสทรานซิสเตอร์ คือทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอร์สกับส่วนเดรน โดยในการควบคุมปริมาณกระแสครีพก็ทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกิดเมื่อเทียบกับฐานรองและเมื่อต้องการกระแสครีพที่ลดลงก็โดยให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรองนั่นเอง

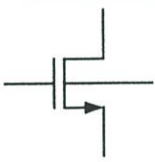
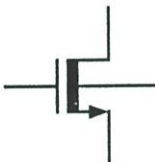
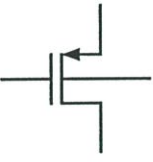

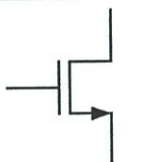



2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

ลักษณะทั่วไปของสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 แบบดังตารางที่ 1 แถวที่ A ซึ่งจะเห็นว่าสัญลักษณ์แต่ละแบบจะบอกให้ทราบถึงลักษณะทางโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละแบบ โดยในลักษณะของดีพลีชันโทมอด จะเห็นว่าส่วนเดรนฐานรองและซอสจะชิดเส้นต่อกันซึ่งหมายถึงสารกึ่งตัวนำทั้ง 3 ส่วนนั้นเป็นชนิดเดียวกันทั้งหมดและในสัญลักษณ์ของเอ็นฮาร์นเมนท์โทมอดจะเห็นว่าส่วนเดรน, ฐานรองและซอร์ส ชิดเป็นเส้นประไม่ต่อกัน ซึ่งหมายถึงว่าในสภาวะปกติที่ไม่ได้ไบอัสให้มอสทำงานทั้งสามส่วน คือ เดรน, ฐานรอง, และซอร์สที่ไม่ต่อกันหรือ

แยกขาดจากกันทางไฟฟ้า นั่นคือส่วนของฐานรองจะเป็นสารกึ่งตัวนำต่างชนิดกับส่วนซอร์สและส่วนเดรน

อย่างไรก็ตามคั้งที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าต้นมอสทรานซิสเตอร์ตัวเดี่ยวๆ โดยทั่วไป ส่วนของซอร์สจะถูกต่อกับฐานรอง ดังนั้นสัญลักษณ์ของมอสตัวเดี่ยว ๆ โดยทั่วไป จึงลากเส้นเชื่อมต่อถึงกันและมีเพียงสามขา โดยตัดขาของฐานรองหรือขา bulk ออกที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 แถว โดยแยกมอสแบบเอ็นฮาร์มันท์ โหมดกับดีพลีทชัน โหมดออกจากกันคือสัญลักษณ์ดีพลีทชัน โหมดมอสทรานซิสเตอร์จะถูกลากเส้นระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สเป็นเส้นทึบแต่สัญลักษณ์ของเอ็นฮาร์มันท์ โหมดมอสทรานซิสเตอร์จะถูกลากเส้นระหว่างระหว่างขาเดรนกับซอร์สเป็นเส้นปกติ

ตารางที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ

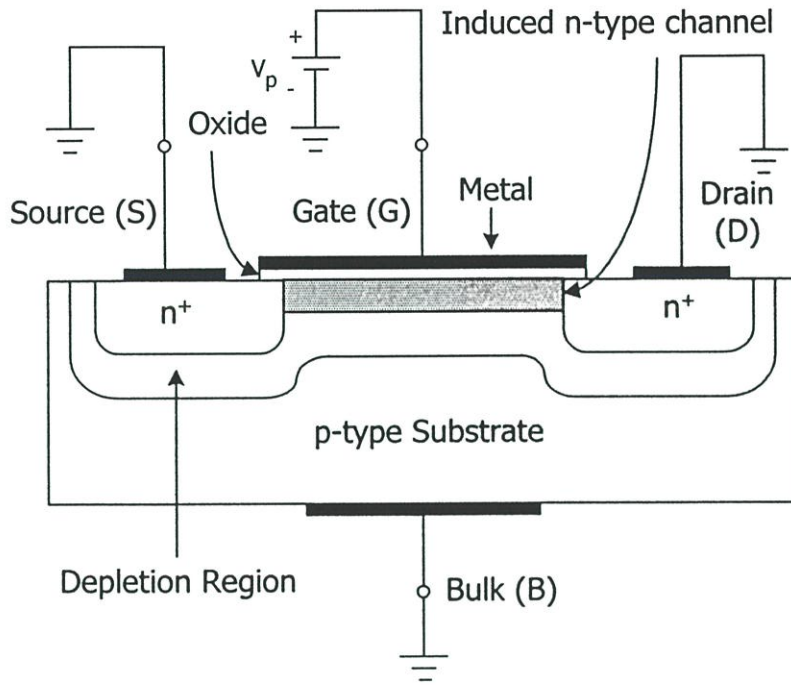
	N-channel		P-channel	
แถวที่	มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาร์มันท์	มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีทชัน	มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาร์มันท์	มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีทชัน
A				
B				

2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

2.4.1 คุณสมบัติการทำงานทั่วไปของมอสทรานซิสเตอร์

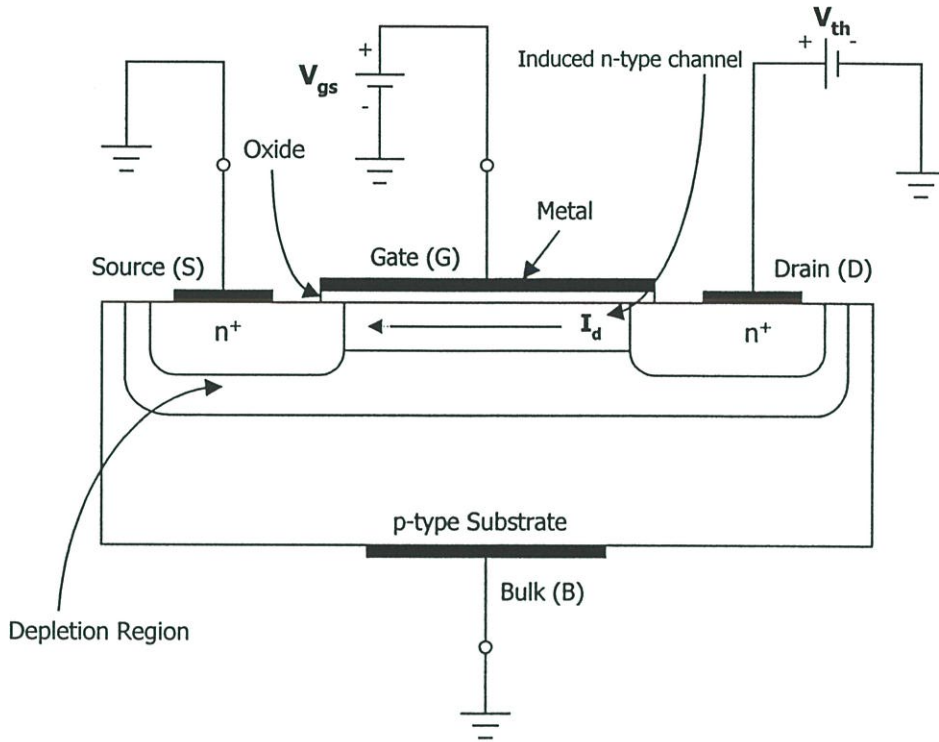
การนำมอสทรานซิสเตอร์ไปใช้งานนั้นต้องทำการกำหนดจุดการทำงานให้เหมาะสมซึ่งในที่นี้จะศึกษาคุณสมบัติการทำงานในแต่ละช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ดังนี้

โดยที่ทราบกันอยู่แล้วว่าการควบคุมกระแสที่ไหลในช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์นั้นจะทำได้โดยการป้อนแรงดันไฟฟ้าที่บริเวณเกตของมอสทรานซิสเตอร์ ในที่นี้จะยกตัวอย่างการกำหนดจุดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาร์มันท์ โหมดเอ็นฮาร์มันท์ โหมดคั้งในรูปที่ 2.3 เป็นการกำหนดจุดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

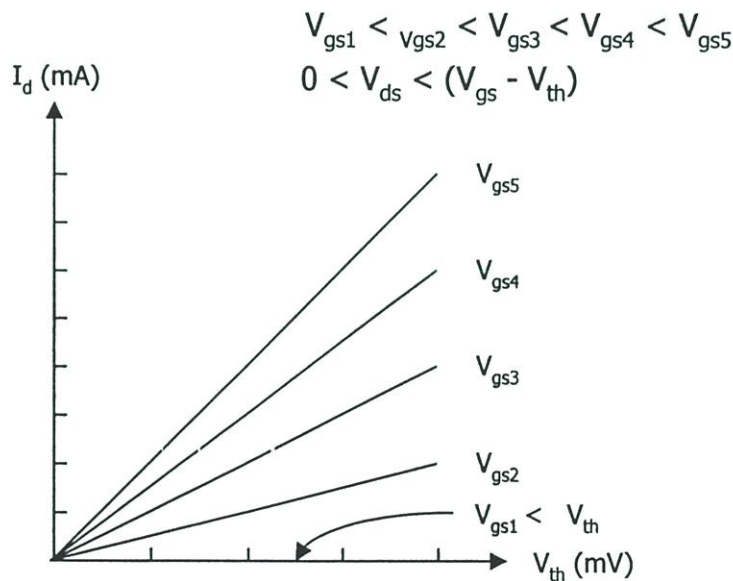


รูปที่ 2.3 แสดงการสร้างช่องทางเดินกระแสให้กับมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแชนแนล
เอ็นฮาร์นเมนต์โทมค

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าการสร้างช่องทางเดินกระแสให้เกิดขึ้น โดยการป้อนแรงดันค่าบวกที่เกตเทียบกับซอร์สในกรณียกตัวอย่างซอร์สถูกต่อเชื่อมกับฐานรองทำให้เกิดการเรียงตัวของประจุลบที่บริเวณช่องทางเดินกระแส ดังนั้นทำให้เกิดการเชื่อมกันระหว่างส่วนเดรนและซอสที่เป็นเนื้อสารเอ็นที่มีพาหะข้างมากเป็นประจุลบหรืออิเล็กตรอน ซึ่งค่าของแรงดันที่เกตเทียบกับซอสที่เพียงพอ ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสได้นั้นถูกเรียกว่าแรงดันเทรชโฮลด์ (Threshold Voltage : V_{th}) โดยจากรูปที่ 2.3 นี้ยังไม่มีกระแสไหลผ่านช่องทางเดินกระแสเนื่องจากยังไม่มีความต่างศักย์ระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส ในทำนองเดียวกันการเกิดช่องทางเดินกระแสในมอสทรานซิสเตอร์แบบพีแชนแนล เอ็นฮาร์นเมนต์โทมคโดยการป้อนแรงดันค่าลบเข้าที่เกตเทียบกับซอร์สซึ่งยกตัวอย่างกรณีต่อซอร์สถูกเชื่อมกับฐานรอง เพื่อให้เกิดการเรียงตัวของประจุบวกที่บริเวณช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นที่ทราบกันคืออยู่แล้วว่าพาหะข้างมากในสารชนิดพีคือประจุบวกหรือโฮลนั่นเอง



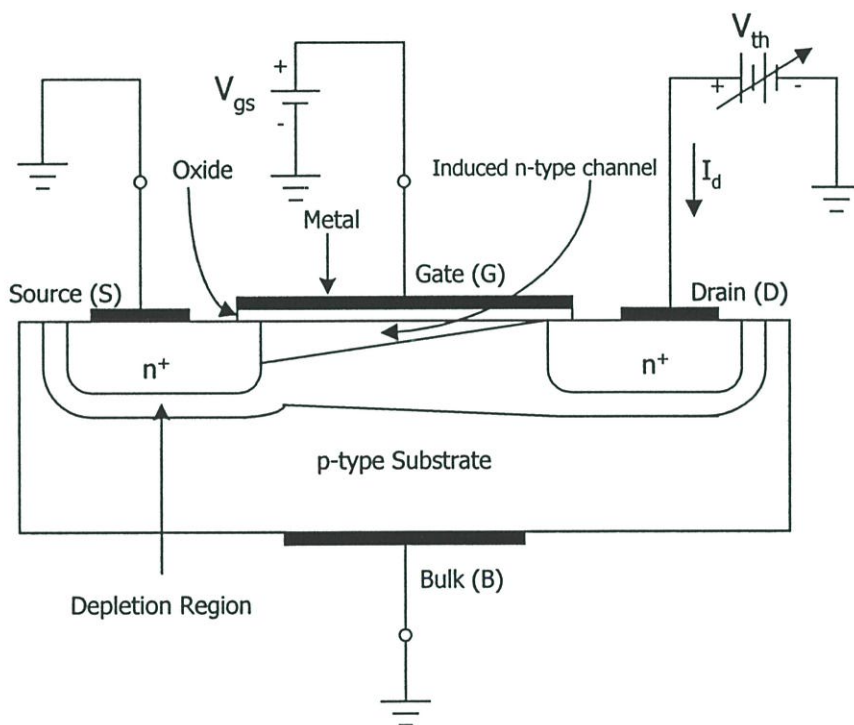
รูปที่ 2.4 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้มอสทรานซิสเตอร์เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และ V_{ds} ค่าน้อย ๆ



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับแรงดันค่าน้อย ๆ ที่ขาเดรนกับซอร์ส

จากรูปที่ 2.4 เมื่อกำหนดช่องทางเดินกระแสโดยการป้อนแรงบวกเข้าที่บริเวณขาเกตเทียบกับขาซอร์ส และเมื่อป้อนแรงดันบวกน้อยๆ ($V_{th} < V_{gs} - V_{th}$) เข้าที่ขาเดรนเทียบกับขาซอร์สทำให้

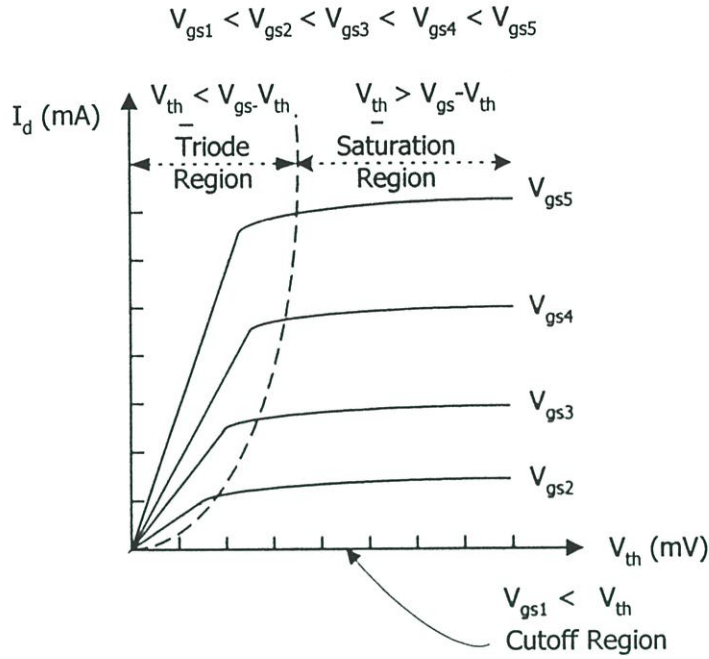
เกิดความต่าง ๆ ขึ้นอยู่กับระยะห่างขั้วทั้งสอง ซึ่งจะมีกระแสเคลื่อนไหลผ่านช่องทางกระแสจากขา
 ทรานไปยังขาซอร์ส โดยคุณสมบัติของกระแสเคลื่อน I_d เมื่อเทียบกับแรงดันค่าน้อยๆที่ตกคร่อม
 ระหว่างขาทรานและขาซอร์ส V_{th} จะถูกแสดงดังรูปที่ 2.5 จะเห็นความสัมพันธ์ของกระแสเคลื่อนกับ
 แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาทรานและซอร์ส V_{ds} จะเป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งลักษณะการทำงานของ
 มอสทรานซิสเตอร์ช่วงนี้เป็นแบบความต้านทานเชิงเส้นที่ถูกควบคุมโดยแรงดันที่ขาเกตเทียบกับ
 ซอร์ส V_{sg}



รูปที่ 2.6 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และปรับค่า V_{th} และ
 ปรับค่า V_{th} เพิ่มขึ้นทีละระดับ

จากรูปที่ 2.6 เมื่อปรับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาทรานและซอร์ส V_{ds} เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ และ
 คงค่าแรงดันที่ขาเกตเทียบกับขาซอร์สให้มีค่ามากกว่าแรงดันแธรชโฮลไว้ $V_{gs} > V_{th}$ ค่าหนึ่งไว้ จะเห็น
 ว่าลักษณะของช่องทางเดินกระแสจะเปลี่ยนไปโดยจะมีลักษณะที่ลาดเอียงไปในส่วนของทราน ซึ่ง
 ช่องทางเดินกระแสทางด้านขาทรานจะแคบขึ้นเรื่อย ๆ จนถึงจุดที่เรียกว่าจุดพริ้นซ์ออฟ (Pinched
 Off) โดยที่จุดนี้จะมีค่า $V_{gs} - V_{th} = V_{th}$ หรือ $V_{ds} = V_{gs} - V_{th}$

จากคุณสมบัติการทำงานค่าต่างๆให้มอสที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจะเห็นว่าเราสามารถที่จะ
 กำหนดช่องการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โดยดูจากรูปที่ 2.7 ดังนี้



รูปที่ 2.7 แสดงคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละช่วงการทำงาน

ช่วงที่ 1 ช่วงที่แรงดัน $V_{gs} < V_{th}$ ซึ่งช่วงการทำงานนี้มอสทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงาน (Cutoff Region) เป็นผลให้ค่ากระแสครนมีค่าเป็นศูนย์

$$I_d = 0, V_{gs} < V_{th} \quad (2.1)$$

ช่วงที่ 2 คือเมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และ $0 < V_{th} < V_{gs} - V_{th}$ ซึ่งเมื่อมอสทรานซิสเตอร์จะเริ่มนำกระแสโดยสมการกระแสครนจะเป็นดังนี้

$$I_D = \frac{K'W}{2L} \left[\left(V_{gs} - V_{th} - \frac{V_{ds}}{2} \right) \right] V_{ds} (1 + \lambda V_{ds}) \quad (2.2)$$

โดยเรียกกระแสครนช่วงนี้ว่า ช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้น (Linear Region หรือ Triode Region) ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงการทำงานนี้ อ้างอิงจากสมการที่ (2.2) จะเห็นว่าค่าแรงดันระหว่างขาครนกับขาซอร์ส (V_{ds}) มีค่าน้อย ๆ จะทำให้ค่าของกระแสครน (I_d) มีความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับแรงดันระหว่างครนและซอร์ส (V_{ds}) ดังรูปที่ 2.7 และเส้นกราฟจะโค้งงอขึ้นเรื่อย ๆ ตามค่าแรงดันระหว่างครนกับซอร์ส (V_{ds}) ที่เพิ่มขึ้นซึ่ง

เป็นผลมาจากความต้านทานบริเวณช่องทางเดินกระแสที่เพิ่มขึ้นในขณะที่เพิ่มแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส (V_{ds}) โดยการเปลี่ยนรูปร่างของทางเดินกระแสที่เป็นลักษณะลาดเอียงและเล็กขึ้นในบริเวณใกล้กับส่วนเกต

ช่วงที่ 3 $V_{gs} > V_{th}$ และ $V_{th} \geq V_{gs} - V_{th}$ เรียกช่วงการทำงานนี้ว่าช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ซึ่งสมการกระแสเกตจะเป็นดังนี้

$$I_d = \frac{K'W}{2L}(V_{gs} - V_{th})^2(1 + \lambda V_{ds}) \quad (2.3)$$

โดยที่

$$K' = \mu_n C_{ox} \quad (2.4)$$

เมื่อ	I_d	คือกระแสเกต (Drain current)
	V_{gs}	คือแรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ส (Gate – Source voltage)
	V_{ds}	คือแรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ส (Drain – Source voltage)
	K'	คือค่าสัมประสิทธิ์ความนำ (Transconductance parameter) มีค่าเท่ากับ $\mu_n C_{ox}$
	μ_n	คือค่าสภาพความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Electron mobility)
	C_{ox}	คือค่าความจุต่อหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Oxide capacitance)
	W	คือความกว้างของแชนแนล (Channel width)
	L	คือความยาวของแชนแนล (Channel length)
	V_{th}	คือแรงดันเทรชโฮลด์ (Threshold voltage)
	λ	คือแชนแนลเลนจัมมอดูเลชันพารามิเตอร์ (Channel length modulation parameter)

จากรูปกราฟที่แสดงในรูปที่ 2.7 เมื่อทำการเพิ่มแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส (V_{ds}) จากศูนย์ถึงจุดพินช์ออฟ (Pinched Off) จะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ดังสมการที่ (2.4) จะเห็นว่าถ้าละเลยผลของแชนแนลเลนจัมมอดูเลชันพารามิเตอร์ (Channel length modulation : λ) ค่าของกระแสเกต (I_d) จะไม่ขึ้นกับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างเกตและซอร์ส (V_{ds}) ซึ่งรูปกราฟในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ในรูปที่ 2.7 นั้นควรที่จะเป็นเส้นตรงที่มีความชันเป็นศูนย์ แต่เนื่องจากในความเป็นจริงแล้วในการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะเกิดผลของแชนแนลเลนจัมมอดูเลชันพารามิเตอร์ ดังรูปกราฟการทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) จึงมีความชันบ้างเล็กน้อย และจากสมการที่ (2.4) นั้นจะเห็นว่ากระแสเกต (I_d) จะมีคุณสมบัติที่

เป็นกำลังสอง ซึ่งคุณสมบัตินี้มีความเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรหลายประเภท อาทิเช่น วงจรทวีความถี่ วงจรคูณสัญญาณ เป็นต้น โดยทั่วไปการวิเคราะห์ห้วงจรด้วยมือ (Hand Analysis) จะประมาณให้ผลของแชนแนลเลนจ์มอดูเลชันพารามิเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์และการคำนวณในการออกแบบ

2.5 สรุป

จากทฤษฎีการทำงานของของมอสตที่กล่าวมาข้างต้นนั้นทำให้ทราบถึงโครงสร้างและรายละเอียดต่างๆ ในการนำมอสทรานซิสเตอร์มาใช้งาน ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์จะทำงานโดยใช้แรงดันไปควบคุมปริมาณกระแสและสามารถจะแบ่งช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ได้เป็น 3 ส่วนใหญ่ ๆ คือช่วงหยุดการทำงาน (Cutoff region) ช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น (Linear region หรือ Triode region) และช่วงการทำงานแบบอิ่มตัว (Saturation region) ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานคือช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น (Linear region หรือ Triode region) และช่วงการทำงานแบบอิ่มตัว (Saturation region) โดยที่สองช่วงการทำงานนี้จะมีฟังก์ชันของกระแสเดรนที่ต่างกันดังนั้นการออกแบบวงจรที่มีโครงสร้างเป็นมอสทรานซิสเตอร์จึงต้องกำหนดจุดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ให้ตรงกับฟังก์ชันของกระแสเดรนที่ต่างกันดังนั้นในการออกแบบวงจรที่มีโครงสร้างเป็นมอสทรานซิสเตอร์จึงต้องกำหนดจุดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ให้ตรงกับฟังก์ชันของกระแสเดรนที่ทำการออกแบบ

บทที่ 3

หลักการของวงจรถูกสัญญาณ

3.1 บทนำ

วงจรถูกสัญญาณแบบอนาลอกเป็นวงจรที่มีความสำคัญสามารถประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับการประมวลผลสัญญาณอนาลอก (Analog signal processing) ต่างๆ ได้มากมาย เช่น วงจรทวีความถี่ (Frequency doubler) วงจรเฟสล็อกลูป (Phase-locked loop) วงจรกรองสัญญาณปรับแบบอัตโนมัติ (Adaptive filter) และวงจรมอดูเลเตอร์ เป็นต้น ซึ่งในการออกแบบวงจรถูกสัญญาณที่ใช้มอดูเลชันจะสามารรถกำหนดให้มอดูเลชันทำงานได้สองแบบคือ วงจรที่กำหนดให้มอดูเลชันทำงานในช่วงไม้อิมพัลส์ [5-10] และวงจรถูกสัญญาณที่กำหนดให้มอดูเลชันทำงานในช่วงอิมพัลส์ [11-15] ดังนั้นเพื่อเป็นการทำความเข้าใจในหลักการของวงจรถูกสัญญาณ ในบทนี้จึงได้กล่าวถึงวงจรถูกสัญญาณแบบพื้นฐานของกิลเบิร์ตซึ่งเป็นวงจรที่รู้จักกันดีเพื่อให้เข้าใจในหลักการของการถูกสัญญาณ จากนั้นจึงได้กล่าวถึงหลักการที่จะใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือ วงจรถูกสัญญาณแบบพื้นฐานที่กำหนดมอดูเลชันให้ทำงานในช่วงไม้อิมพัลส์ และวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน

3.2 วงจรคูณสัญญาณแบบพื้นฐาน

วงจรคูณแบบอนาล็อก (Analog multiplier) เป็นวงจรที่ใช้สำหรับประมวลผลสัญญาณอนาล็อกโดยเข้าพุท คือ ผลคูณของตัวแปรสองตัวแปรซึ่งอาจจะเป็นแรงดันหรือกระแส โดยในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรคูณแบบอนาล็อกที่ออกแบบโดยเทคโนโลยีซีมอสเพื่อเป็นการทำความเข้าใจถึงลักษณะของการคูณ ในรูปที่ 3.1(ก) แสดงกราฟการคูณของตัวแปรสองตัวแปรคือ V_α และ V_β ในควอดแรนท์ที่หนึ่ง (โดยเป็นบวกทั้งคู่) ผลคูณของตัวแปรสองตัวแปรโดย V_α เป็นตัวแปรในแนวแกนนอน และ V_β เป็นค่าพารามิเตอร์ของกราฟแต่ละเส้น ส่วนในแกนแนวตั้งจะเป็น V_O ในรูปที่ 3.1(ก) นี้จะเป็นการคูณแบบหนึ่งควอดแรนท์ ส่วนรูปที่ 3.1(ข) เป็นการคูณแบบสองควอดแรนท์ และรูปที่ 3.1(ค) จะเป็นการคูณแบบสี่ควอดแรนท์ซึ่งการคูณแบบสี่ควอดแรนท์จะเป็นวงจรมูลคูณที่ได้รับการพัฒนาและถูกนำมาใช้งานมากที่สุด ซึ่งมักจะถูกเรียกว่า “วงจรมูลคูณแบบสี่ควอดแรนท์” (Four-quadrant multiplier) วงจรคิฟเฟอเรนเชียลในรูปที่ 3.2 เป็นวงจรมูลคูณพื้นฐานแรกที่จะกล่าวถึง โดยจะสมมติว่ามอดูเลชันของสัญญาณมีค่า Channel-length modulation effect (λ) มีค่าเป็นศูนย์และมอดูเลชันของสัญญาณทั้งหมดต่อฐาน (substrate) เข้ากับขาซอร์ส ดังนั้นรูปที่ 3.2 สามารถหาความสัมพันธ์ที่เกี่ยวข้องกับวงจรได้ดังนี้

$$I_1 - I_2 = \frac{\beta_1}{2} V_{in} \left[\frac{4I_{SS}}{\beta_1} - V_{in}^2 \right]^{1/2} \quad (3.1)$$

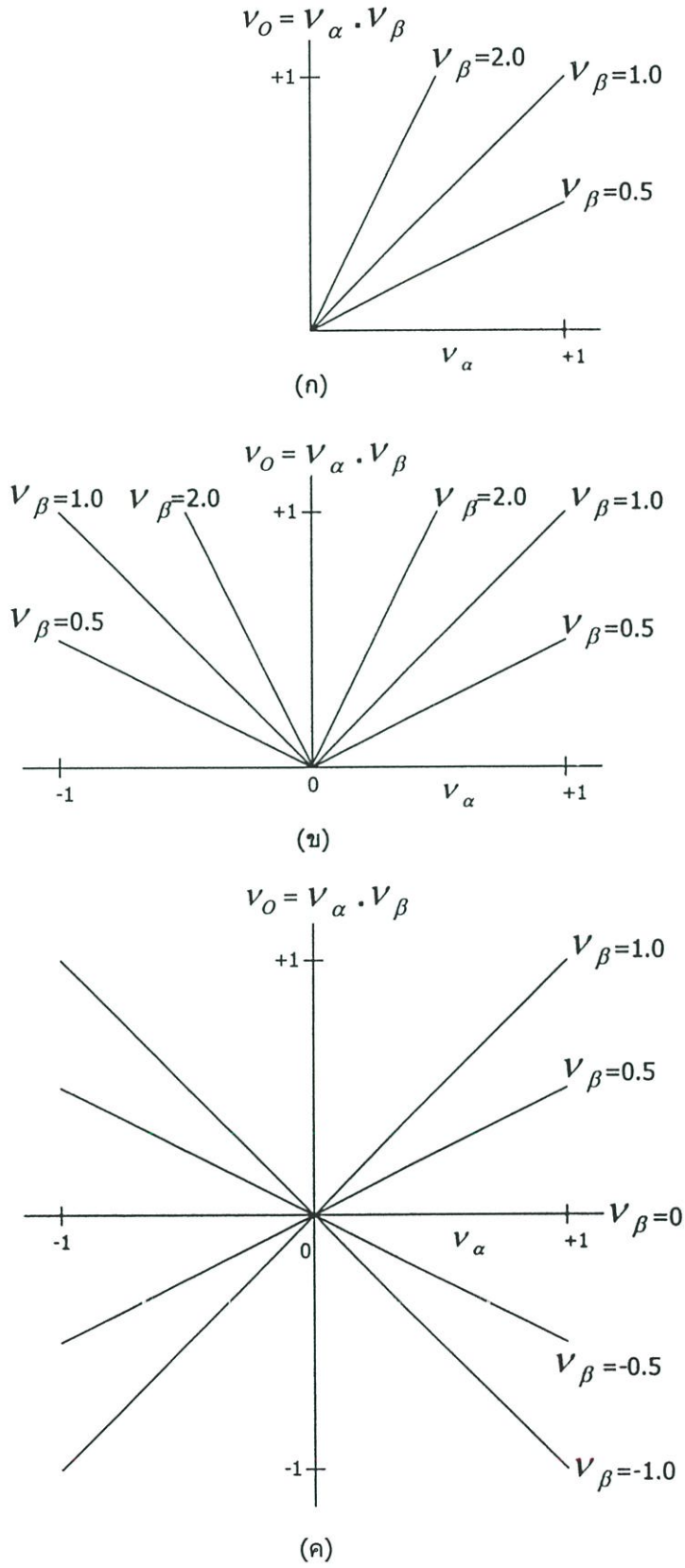
เมื่อ $\beta_1 = \frac{\mu_1 C_{ox1}}{2} \left(\frac{W_1}{L_1} \right)$ และถ้า V_{in} มีค่าน้อยมากคือ

$$V_{in}^2 \ll \left[\frac{4I_{SS}}{\beta_1} \right] \quad (3.2)$$

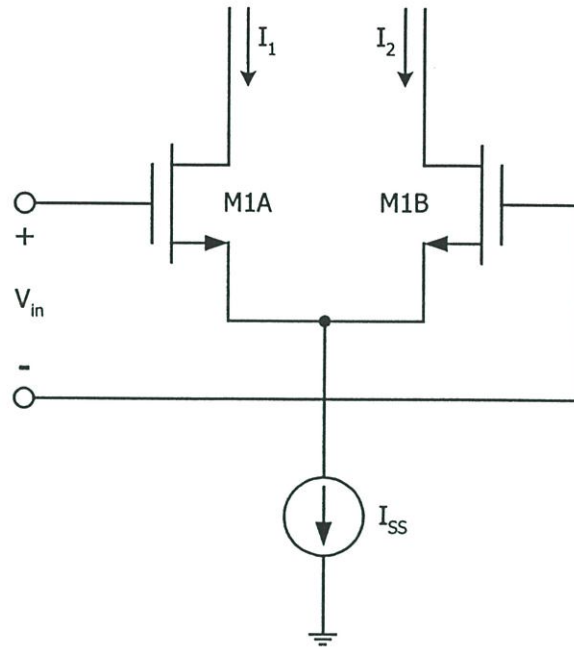
สมการที่ (3.1) ประมาณได้

$$\Delta I_A = I_1 - I_2 \cong \frac{\beta_1}{2} V_{in} \left[\frac{4I_{SS}}{\beta_1} \right]^{1/2} \quad (3.3)$$

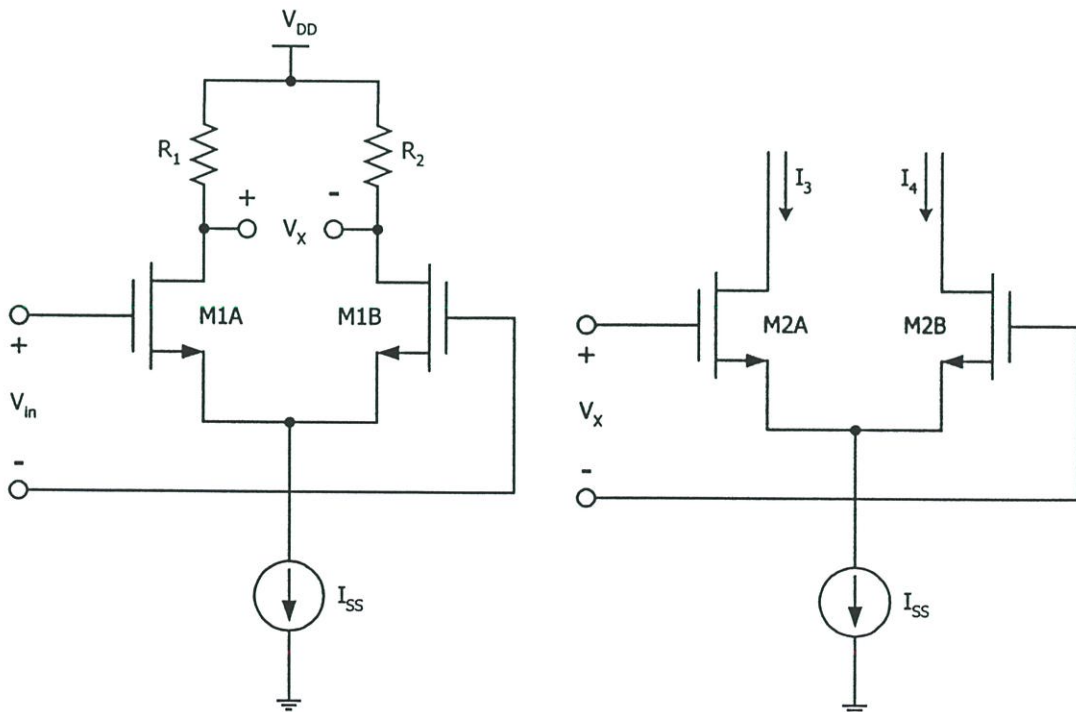
จากการประมาณ ΔI_A เป็นฟังก์ชันที่เป็นเชิงเส้นของ V_{in} และฟังก์ชัน Square-Law ของ I_{SS} ถ้าวจรในสเตจที่สองมีลักษณะเหมือนกับวงจรในรูปที่ 3.2 ถูกนำมาต่อคาสเคด (cascade) กัน ดังนั้น ΔI สามารถเป็นฟังก์ชันที่เป็นเชิงเส้นของทั้ง I_{SS} และ V_{in}



รูปที่ 3.1 แสดงกราฟการคูณระหว่างตัวแปร V_α และ V_β



รูปที่ 3.2 แสดงคู่ดิฟเฟอเรนเชียล



รูปที่ 3.3 แสดงภาควงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ถูกนำมาคาดเคลื่อน

จากรูปที่ 3.4 สามารถเขียนสมการกระแสได้ว่า

$$\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} = V_{C1} (\beta_3 I_{DX})^{1/2} \left[1 - \frac{\beta_3 V_{C1}^2}{4 I_{DX}} \right]^{1/2} \quad (3.8)$$

เมื่อ $I_{DX} = I_{C1} + I_{C2}$ (3.9)

สมการที่ (3.8) นี้จะมีรูปแบบเหมือนสมการที่ (3.7) ถ้า V_{C1} ถูกทำให้เป็นอินพุทของวงจรในรูปที่ 3.3 อัตราส่วนของสมการที่ (3.7) ต่อสมการที่ (3.8) คือ

$$\frac{I_3 - I_4}{I_{C1} - I_{C2}} = \frac{V_{in} \left[-R_1 I_{SS} (\beta_1 \beta_2)^{1/2} \right]}{V_{C1} (I_{DX} \beta_3)} \quad (3.10)$$

จะเห็นว่า V_{C1} คือ อินพุท V_{in} ใหม่, จะได้ว่า

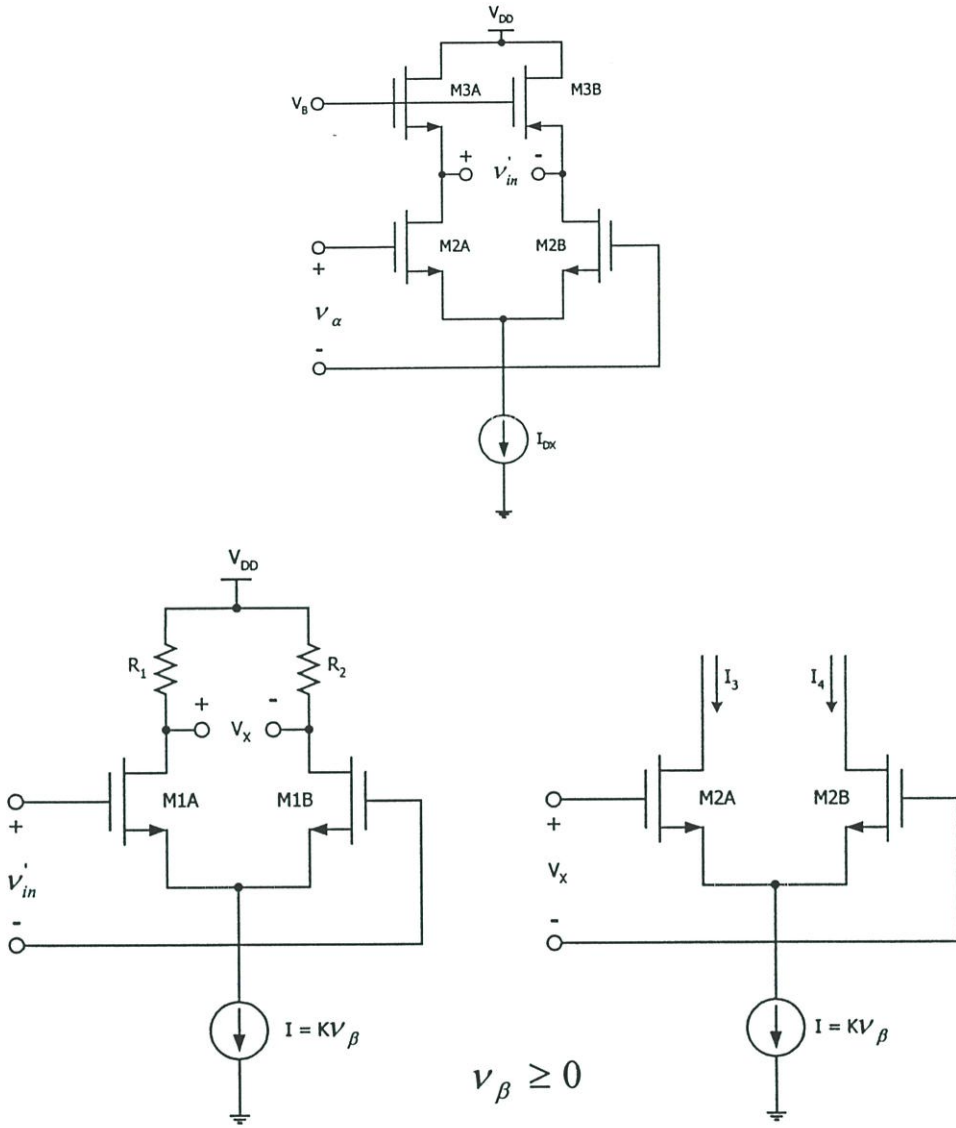
$$I_3 - I_4 = -R_1 I_{SS} \left[\frac{\beta_1 \beta_2}{I_{DX} \beta_3} \right]^{1/2} (I_{C1} - I_{C2}) \quad (3.11)$$

$$\Delta I_B = -R_1 \left[\frac{\beta_1 \beta_2}{I_{DX} \beta_3} \right] I_{SS} \Delta I_C \quad (3.12)$$

สมการที่ (3.12) แสดงว่ากระแสเข้าพุท ΔI_B เป็นผลคูณที่เป็นเชิงเส้นของ I_{SS} และ ΔI_C ในกรณีการคูณในโหมคแรงดัน I_{SS} และ ΔI_C จะต้องทำให้เป็นฟังก์ชันแรงดันอินพุทที่เป็นเชิงเส้นพิจารณาวงจรคูณแสดงในรูปที่ 3.5 กระแส I_O ของวงจรคูณคือ

$$I_O = I_3 - I_4 = K V_\alpha V_\beta \quad (3.13)$$

เมื่อ K คือค่าคงที่ ซึ่งเป็นตัวกำหนดว่า V_β มีค่ามากกว่าศูนย์ในเฉพาะกรณีการคูณสัญญาณสองควอดแรนต์เท่านั้น



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรคู่สองควอดแรนท์

สำหรับการคูณแบบสี่ควอดแรนท์สามารถทำได้โดยใช้วงจรคูณแบบสองควอดแรนท์สองวงจร ซึ่งจะทำได้อย่างไรนั้นสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 3.6 โดยวงจรคูณแบบสี่ควอดแรนท์ที่แสดงในรูปที่ 3.6 จะใช้วงจรคูณแบบสองควอดแรนท์มาต่อในแบบคาสเคด (cascade) กัน กระแสเข้าพุท สามารถแสดงได้

$$I_1 - I_2 = K V_{\alpha} I_A \tag{3.14}$$

และ

$$I_3 - I_4 = K (-V_{\alpha}) I_B \tag{3.15}$$

ความแตกต่างระหว่างสมการที่ (3.14) และสมการที่ (3.15) กำหนดได้

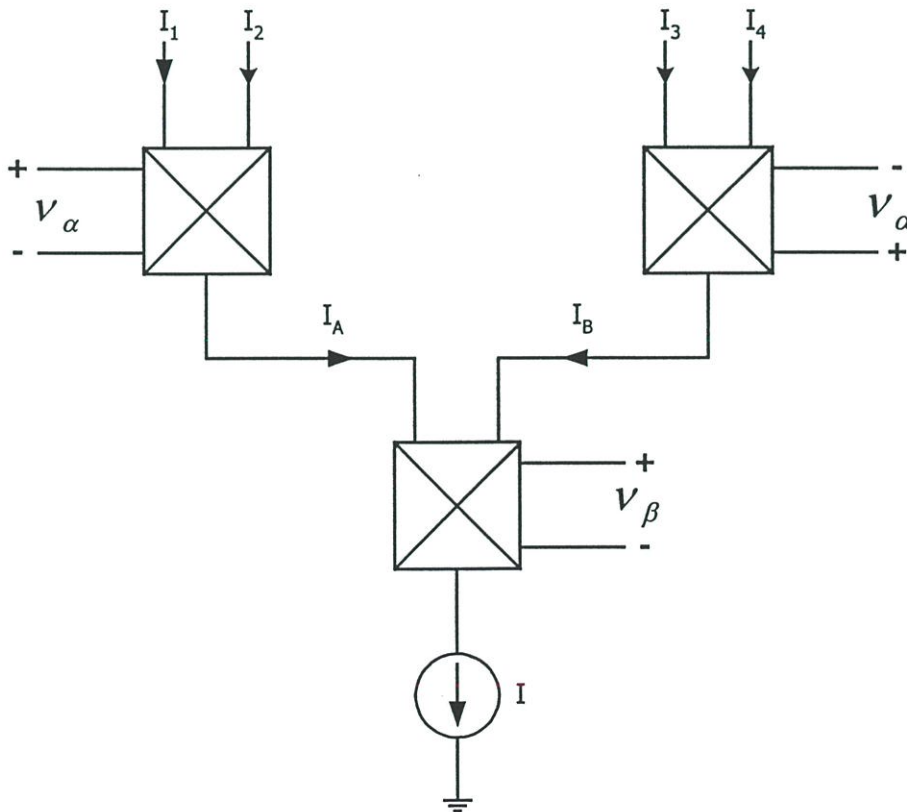
$$I_1 + I_3 - (I_2 + I_4) = K V_\alpha (I_A - I_B) \quad (3.16)$$

สังเกตว่า $I_A - I_B$ ก็คือผลคูณของ V_β และ I ผลจะได้ว่า

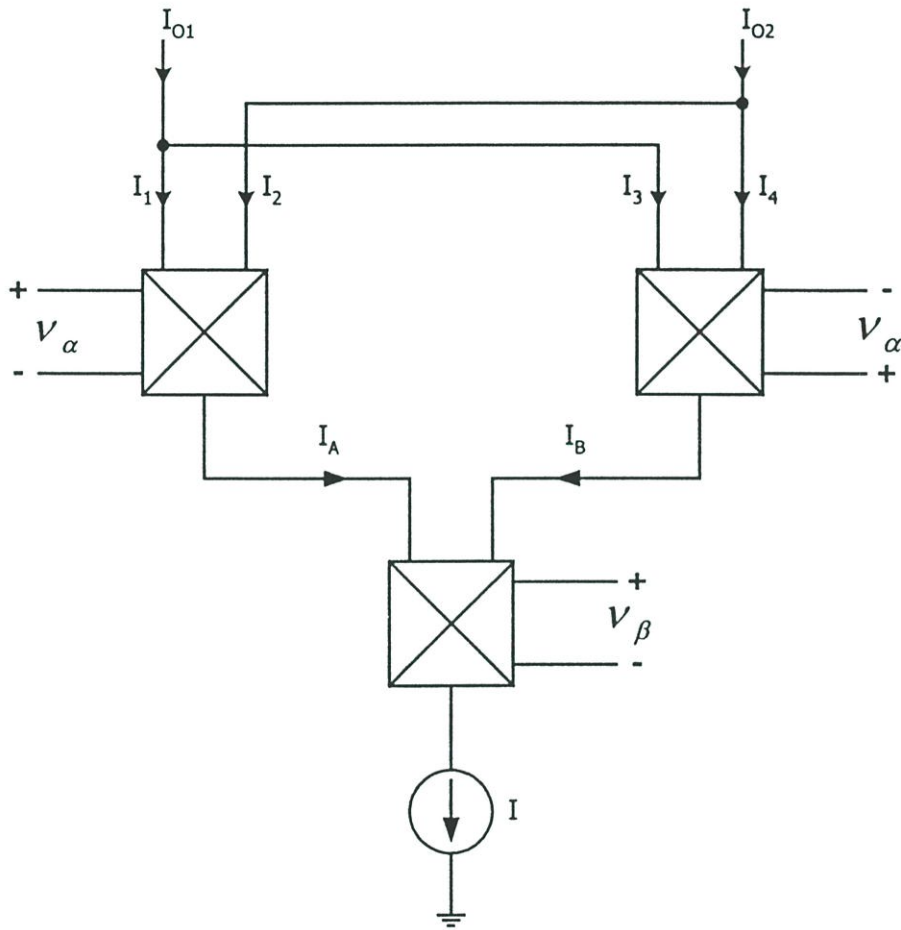
$$I_1 + I_3 - (I_2 + I_4) = K V_\alpha V_\beta I \quad (3.17)$$

เมื่อทำการรวมกระแสที่กำหนดในสมการที่ (3.17) และรวมเอาค่า K และกระแส I ไว้เป็นค่าคงที่ เดียวคั้งนั้นจะได้สมการ

$$I_{O1} - I_{O2} = K V_\alpha V_\beta \quad (3.18)$$



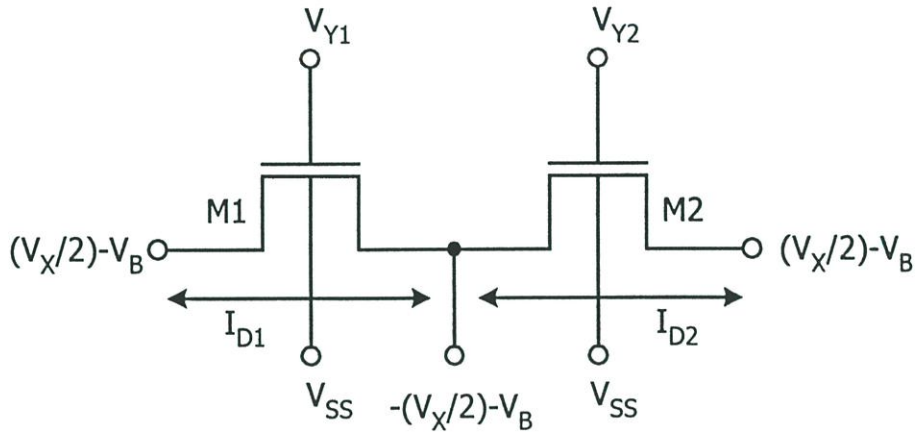
รูปที่ 3.6 แสดงการต่อวงจรคูณสองควอดแรนท์แบบคาคโค



รูปที่ 3.7 แสดงการต่อวงจรหม้อแปลงสี่ขดแทนท์โดยใช้วงจรหม้อแปลงสองขดแทนท์

3.3 วงจรคุณสมบัติแบบพื้นฐานโดยมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

วงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบพื้นฐานจะถูกสร้างขึ้นด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N-Channel 2 ตัว โดยกำหนดให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Nonsaturate) [1-5] ซึ่งวงจรมอสทรานซิสเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรคุณสมบัติแบบพื้นฐาน โดยกำหนดมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

จากรูปที่ 3.8 V_X , V_{Y1} , และ V_{Y2} เป็นอินพุตของวงจร ส่วน V_B เป็นแรงดันที่ใช้กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะเขียนสมการกระแสเดรนได้คือ

$$I_D = K[(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2 / 2] ; V_{GS} - V_{th} > V_{DS} \quad (3.19)$$

เมื่อ $K = \mu C_{ox}(W / 2L)$ และ V_{th} คือแรงดันเทรชโฮล

ดังนั้นจากรูปที่ 3.8 เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะได้สมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์คือ

$$I_D = K[(V_{Y1} + V_X / 2 + V_B - V_{th})V_X + V_X^2 / 2] \quad (3.20)$$

$$I_D = K[(V_{Y2} + V_X / 2 + V_B - V_{th})V_X + V_X^2 / 2] \quad (3.21)$$

และเมื่อนำสมการที่ (3.20) และ (3.21) มาลบกันจะได้สมการเป็น

$$I_{D1} - I_{D2} = KV_X(V_{Y1} - V_{Y2}) \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.22) ถ้า $V_{Y1} > V_{Y2}$ จะได้

$$I_{D1} - I_{D2} = KV_X V_Y \quad (3.23)$$

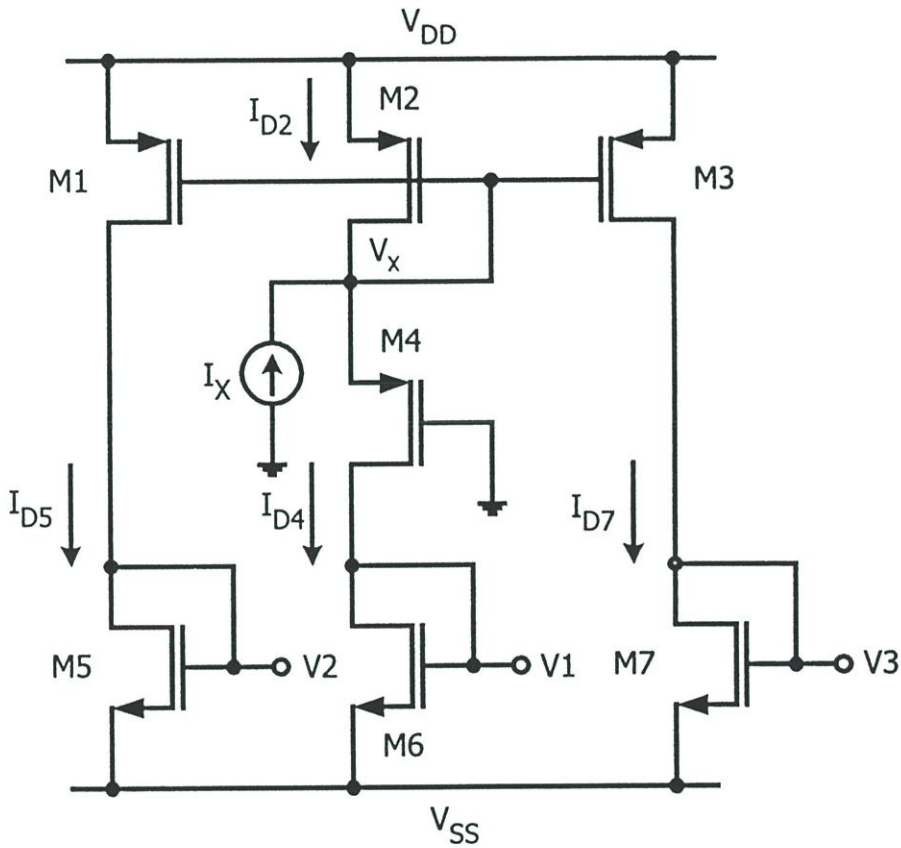
และถ้า $V_{Y1} < V_{Y2}$ จะได้

$$I_{D1} - I_{D2} = KV_X V_Y \quad (3.24)$$

โดยที่ V_Y คือผลต่างระหว่าง V_{Y1} และ V_{Y2} ดังนั้นจากสมการที่ (3.23) และ (3.24) จะเห็นว่าเป็นวงจรรูณสัญญาณ

3.4 วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน

วงจรรูปที่ 3.8 จะต้องการสัญญาณ $V_x / 2 - V_B$ และ $-V_x / 2 - V_B$ ดังนั้นต้องใช้วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน ซึ่งวงจรสามารถโดยแสดงได้ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันค่าต่างๆ

จากรูปที่ 3.9 เมื่อกำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในช่วงอิมิตัวดิ่งนั้นสมการกระแสเดรนจะเขียนได้

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 ; 0 < V_{GS} - V_{th} < V_{DS} \quad (3.25)$$

กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ชนิด P-Channel M1 ถึง M4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N-Channel M5 ถึง M7 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแส I_x และแรงดัน V_x , V_1 , V_2 และ V_3 โดยอาศัยสมการดังนี้

$$I_X = I_{S1} - I_{S2} \quad (3.26)$$

ใช้สมการที่ (3.25) แทนในสมการที่ (3.26) สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน V_X กับกระแส I_Y ได้คือ

$$V_X = V_{DD}/2 + I_X/A ; A = 2K(V_{DD} - 2V_{th}) \quad (3.27)$$

จากรูปที่ 3.9 เมื่อ $I_{S2} = I_{D5} = I_{D7}$ จะได้ความสัมพันธ์ของ V_X และ V_2 คือ

$$V_2 = \sqrt{\frac{K_P}{K_N}}(V_{DD} - V_X - V_{th,P}) + V_{SS} + V_{th,N} \quad (3.28)$$

โดยจากรูปจะได้ว่า $V_2 = V_3$ และความสัมพันธ์ของ V_X และ V_1 คือ

$$V_1 = \sqrt{\frac{K_P}{K_N}}(V_X - V_{th,P}) + V_{SS} + V_{th,N} \quad (3.29)$$

แทนสมการที่ (3.27) ลงในสมการที่ (3.28) และสมการที่ (3.29) จะได้

$$V_3 = V_2 = \sqrt{\frac{K_P}{K_N}}(V_{DD}/2 - I_X/A - V_{th,P}) + V_{SS} + V_{th,N} \quad (3.30)$$

$$V_1 = \sqrt{\frac{K_P}{K_N}}(V_{DD}/2 + I_X/A - V_{th,P}) + V_{SS} + V_{th,N} \quad (3.31)$$

$$V_1 - V_3 = V_1 - V_2 = (2I_X/A) \sqrt{\frac{K_P}{K_N}} \quad (3.32)$$

วงจรในรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 คือวงจรที่จะนำมาใช้สร้างเป็นวงจรคูณสัญญาณในบทที่ 4 ต่อไปโดยวงจรที่ได้จะเป็นวงจรในโหมดผสมซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวในบทต่อไป

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการคุณลักษณะพื้นฐานซึ่งวงจรเบื้องต้นที่จะนำมาใช้คือวงจรแบบคิฟเฟเรนเชียล โดยในบทนี้ได้เริ่มจากนำมาสร้างเป็นวงจรคูณสองควอดแรนต์และนำวงจรคูณสองควอดแรนต์นั้นมาสร้างเป็นวงจรคูณสี่ควอดแรนต์ จากนั้นได้กล่าวถึงวงจรคูณที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม้อิมิตัวและวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันซึ่งทั้งสองวงจรมีเป็นวงจรที่จะนำมาใช้สร้างเป็นวงจรคูณในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

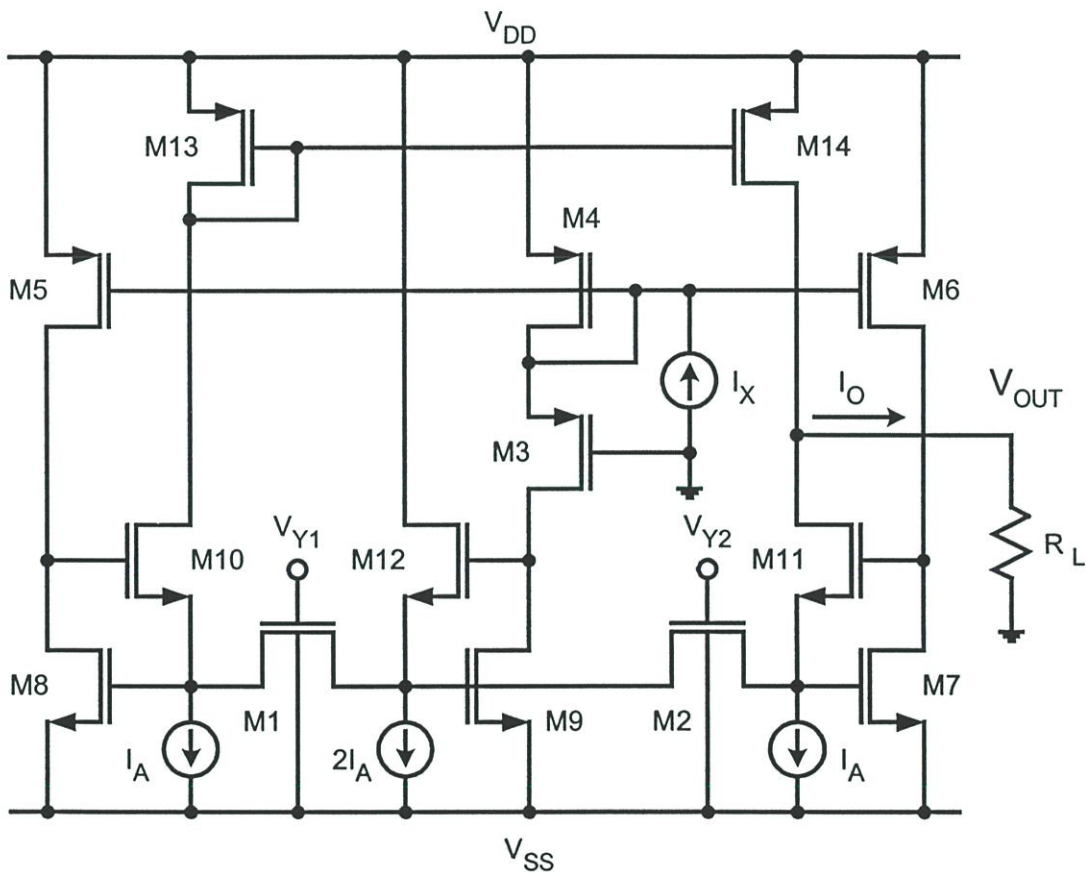
วงจรรณสัญญาณกระแสกับแรงดัน

4.1 บทนำ

วงจรรณสัญญาณมีการนำไปใช้งานในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อกอย่างกว้างขวาง เช่น การเร็คติไฟล์, การคูณและการหาร, การมอดูเลตและการดีมอดูเลต, และการแปลงความถี่เป็นต้น ในการออกแบบนิยมนำกันทั้งสองโหมดคือ โหมดกระแส (Current mode) และ โหมดแรงดัน (Voltage mode) การทำงานในโหมดกระแสคือสัญญาณที่ป้อนให้กับอินพุตจะเป็นกระแสซึ่งในปัจจุบันนี้ได้รับความสนใจมากเพราะทำให้สามารถลดการใช้แหล่งจ่ายแรงดันลงมาได้และจะทำให้วงจรมีค่าพิสัยพลวัต (Dynamic range) กว้างขึ้น [2-4] ส่วนโหมดแรงดันเป็นโหมดที่รู้จักและใช้งานกันมานานแล้วเพราะแหล่งกำเนิดสัญญาณโดยมากจะเป็นแรงดันจึงทำให้สามารถนำสัญญาณเหล่านั้นมาใช้ได้โดยตรง แต่สำหรับการใช้งานบางครั้งอาจจะต้องใช้ทั้งสองโหมดร่วมกันเช่น วงจรผสมสัญญาณ (Mixer circuit) ที่มีสัญญาณข่าวสาร (Baseband) เป็นสัญญาณในโหมดกระแสและพาหะเป็นสัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นโหมดแรงดัน สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสโดยการออกแบบจะใช้หลักการของวงจรรวมเพื่อให้สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ด้วยเทคโนโลยี VLSI

4.2 วงจรคุณสมบัติสัญญาณกระแสกับแรงดัน

เมื่อรวมวงจรรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.6 โดยเพิ่มวงจรผ่านกระแสและวงจรสะท้อนกระแสเข้าไปจะได้วงจรมูลค่าสัญญาณแบบใหม่ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นวงจรในโหมดผสม (Mixed mode) โดยจะคุณสมบัติสัญญาณกระแสกับแรงดัน



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรมูลค่าสัญญาณกระแสกับแรงดันที่น่าเสนอ

จากสมการที่ (3.22) ในบทที่ 3 คือ

$$I_{D1} - I_{D2} = KV_X(V_{Y1} - V_{Y2}) \quad (4.1)$$

และสมการที่ (3.32) ในบทที่ 3 เช่นกันคือ

$$V_1 - V_3 = V_1 - V_2 = (2I_X / A) \sqrt{\frac{K_P}{K_N}} \quad (4.2)$$

แทนสมการที่ (4.2) ลงในสมการที่ (4.1) จะได้สมการเป็น

$$I_{D1} - I_{D2} = [2I_X(V_{Y1} + V_{Y2})\sqrt{K_N K_P}] / A \quad (4.3)$$

$$I_O = [(V_{Y1} - V_{Y2})I_X V_Y R_L \sqrt{K_N K_P}] / [K(V_{DD} - 2V_{th,P})] \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.4) เมื่อออกแบบให้ $K_N = K_P$ พบว่าค่า K สามารถตัดกันดังนั้นผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากค่า K จึงไม่มี แต่อย่างไรก็ตามผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่เกิดจากค่าแรงดันเทรชโฮล (V_{th}) ยังมีอยู่

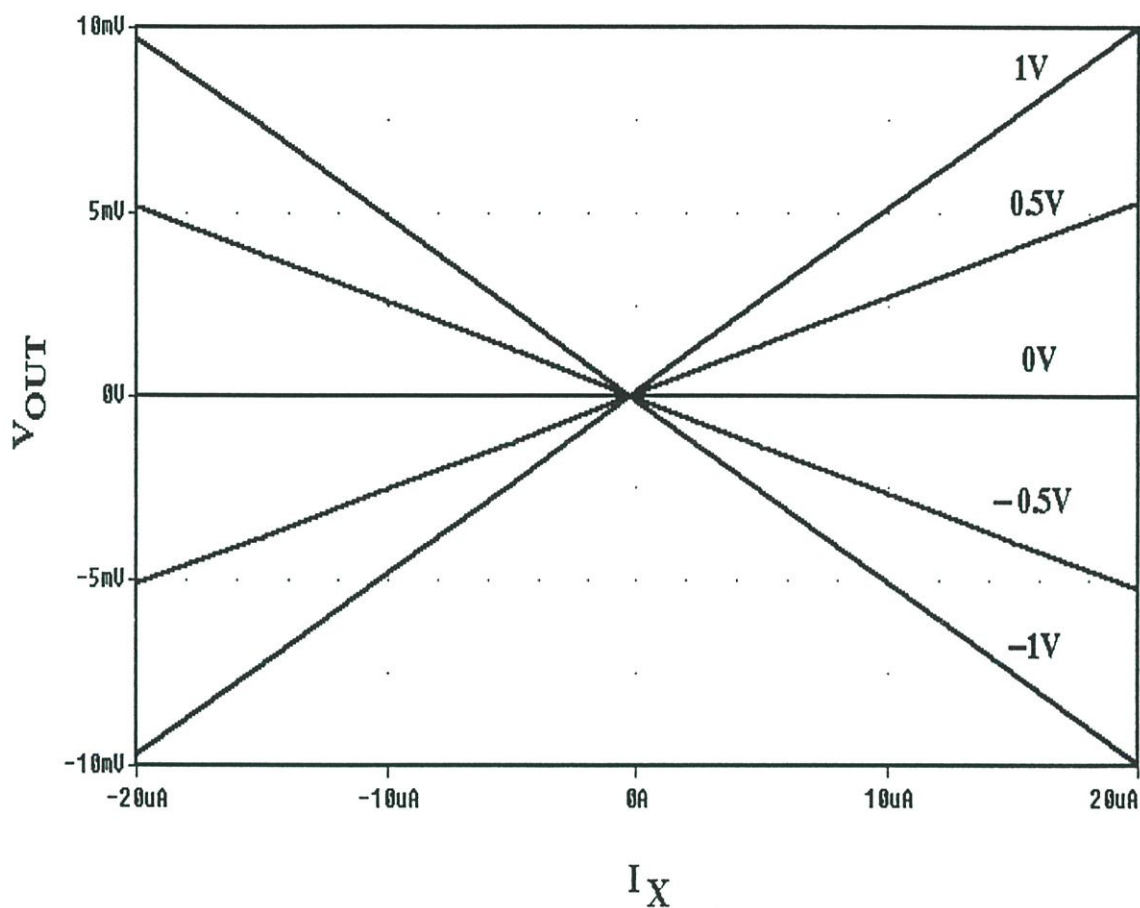
4.3 การจำลองและผลการจำลองการทำงาน

เมื่อนำวงจรในรูปที่ 4.1 มาทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice โดยวงจรออกแบบโดยใช้พารามิเตอร์ของซีมอสขนาด $0.8 \mu\text{m}$ Level 3 ของ MOSIS โดยมอสทรานซิสเตอร์มีขนาดความกว้างและความยาวแสดงค่าดังตารางที่ 4.1 โดยกำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{DD} = -V_{SS} = 4$ โวลต์, R_L เท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$, และแหล่งจ่ายกระแส $I_A = 30 \mu\text{A}$ โดยผลการจำลองมีดังนี้

ตารางที่ 4.1 แสดงค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

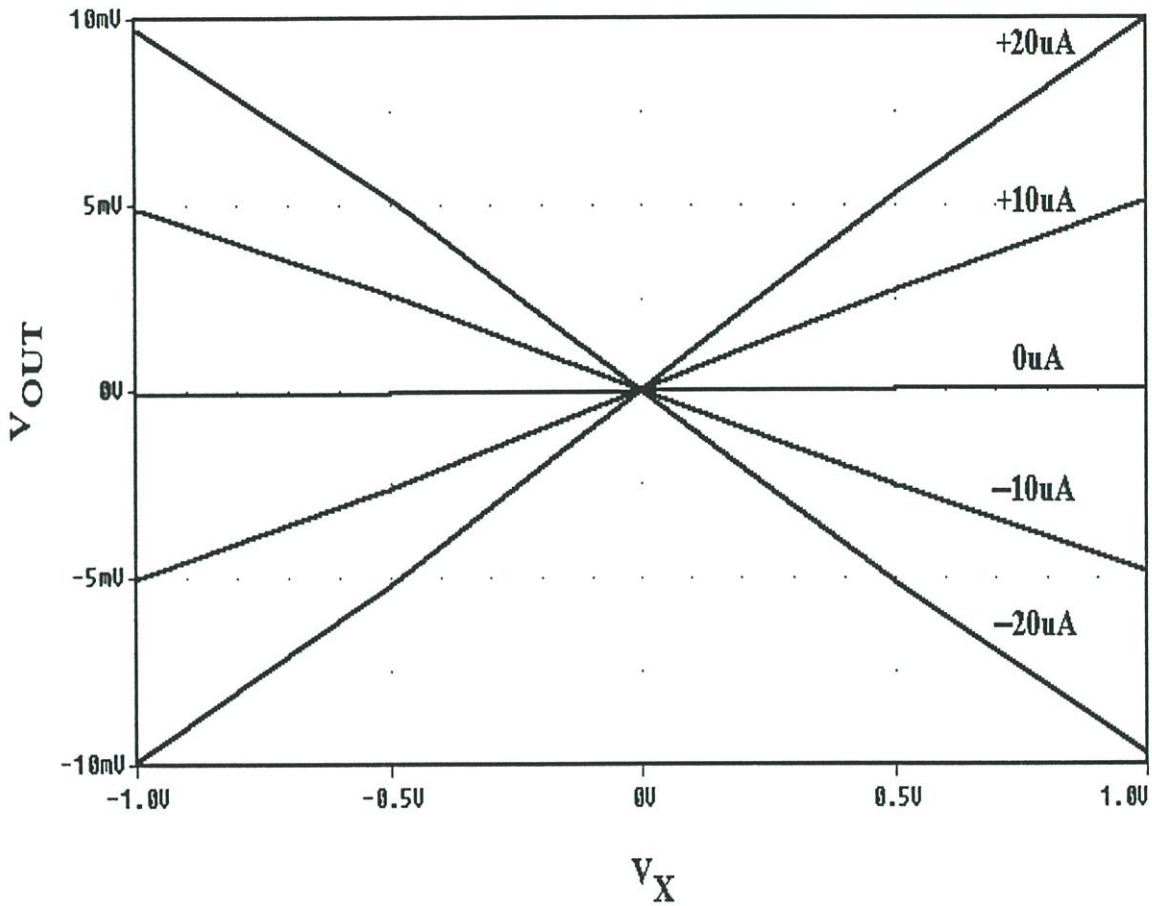
มอสทรานซิสเตอร์	ค่า W/L (μm)
M1, M2	5 / 10
M3, M4, M5, M6	5 / 5
M7, M8, M9, M10, M11, M12	20 / 5
M13, M14	10 / 10

4.3.1 การจำลองวัดช่วงพิสัยพลวัต (Dynamic range) ของวงจร



รูปที่ 4.2 แสดงผลการจำลองทางคิซีของวงจรเมื่อ I_X แปรค่าจาก $-20\mu A$ ถึง $+20\mu A$ และ V_Y แปรค่าจาก $+1$ โวลต์ ถึง -1 โวลต์ โดยลดลงทีละ 0.5 โวลต์

รูปที่ 4.2 แสดงผลการจำลองของวงจรที่กระทำในโหมดคิซี โดยได้ I_X แปรค่าจาก $-20\mu A$ ถึง $20\mu A$ ส่วน V_Y มีค่าอยู่ในช่วง -1 โวลต์ ถึง $+1$ โวลต์ โดย V_Y ลดลงทีละ 0.5 โวลต์ จากการจำลองแรงดันที่เข้าพุทอยู่ในช่วง -10 mV ถึง $+10$ mV มีความเป็นเชิงเส้นดี

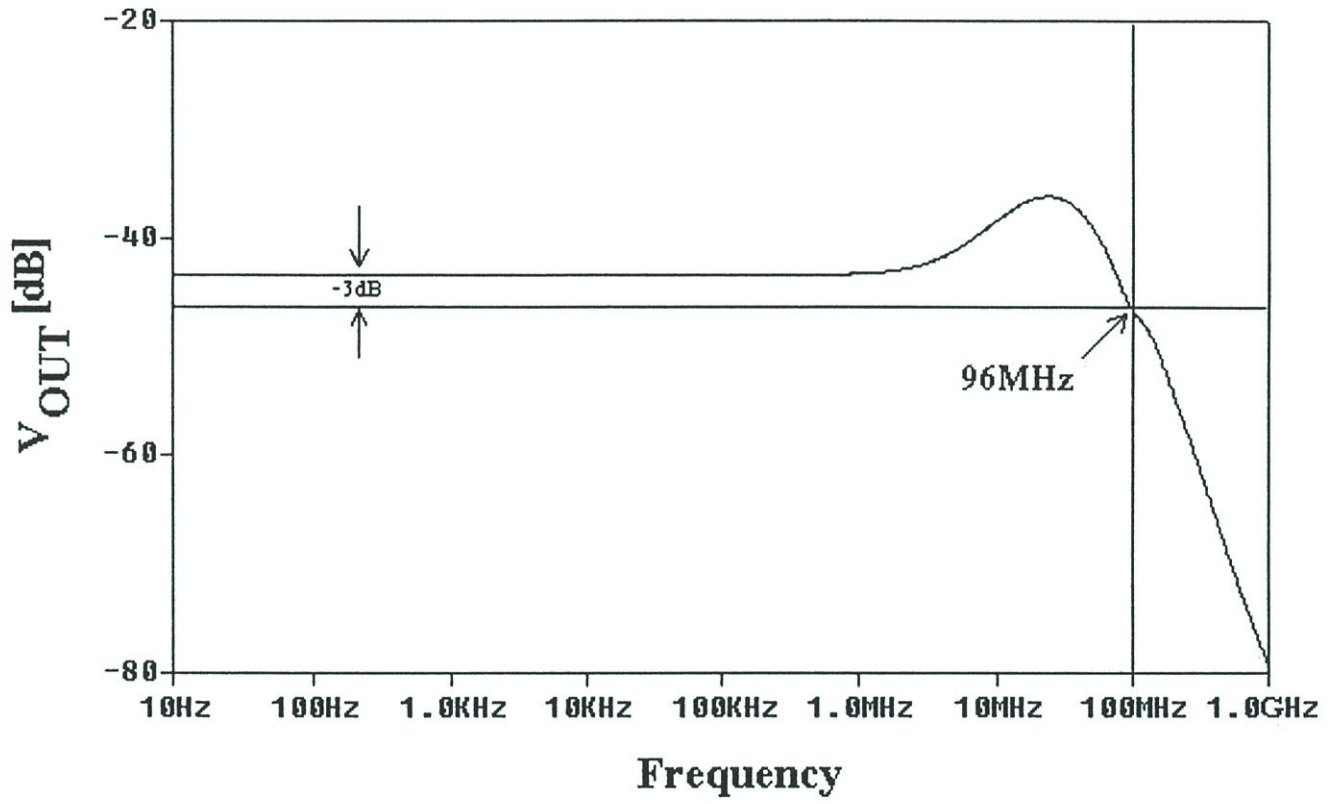


รูปที่ 4.3 แสดงผลการจำลองทางคิซิกของวงจรเมื่อ V_Y แปรค่าจาก -1 โวลต์ ถึง $+1$ โวลต์ และ I_X แปรค่าจาก $-20 \mu\text{A}$ ถึง $+20 \mu\text{A}$ โดยเพิ่มขึ้นทีละ $10 \mu\text{A}$

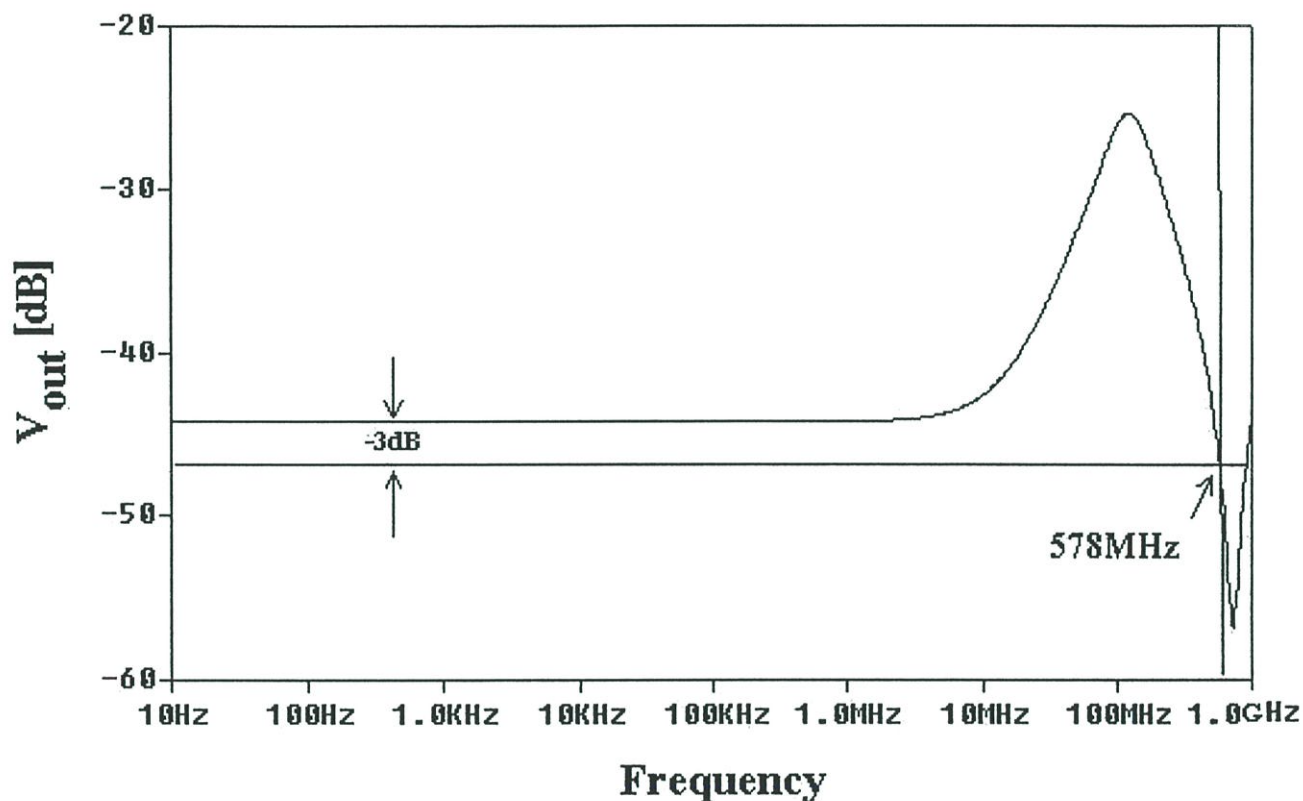
รูปที่ 4.3 ได้กระทำตรงข้ามกับการจำลองในรูปที่ 5 โดยได้ V_Y แปรค่าจาก -1 โวลต์ ส่วน I_X มีค่าอยู่ในช่วง $-20 \mu\text{A}$ ถึง $20 \mu\text{A}$ โดย I_X เพิ่มขึ้นทีละ $10 \mu\text{A}$ จากการจำลองแรงดันที่เข้าพุทอยู่ในช่วง -10 mV ถึง $+10 \text{ mV}$ ซึ่งการจำลองวงจรมีความเป็นเชิงเส้นดี

จากผลการจำลองในรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.3 วงจรที่นำเสนอนี้มีค่าพิสัยพลวัตคืออินพุทที่รับสัญญาณเป็นแรงดัน (V_Y) มีช่วงปฏิบัติงานที่เป็นเชิงเส้นดีที่สุดคือ -1 โวลต์ ถึง $+1$ โวลต์ ส่วนอินพุทที่รับสัญญาณเป็นกระแส (I_X) มีช่วงปฏิบัติงานที่เป็นเชิงเส้นดีที่สุดคือ $-20 \mu\text{A}$ ถึง $+20 \mu\text{A}$

4.3.2 การวิเคราะห์การตอบสนองความถี่



รูปที่ 4.4 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรเมื่อ $I_X = 20\mu A \sin \omega t$ และ $V_Y = 1 V_{DC}$



รูปที่ 4.5 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรเมื่อ $I_x = 20\mu A_{DC}$ และ $V_Y = \sin \omega t$

จากรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 เป็นผลการจำลองการตอบสนองความถี่ของวงจร จากผลการจำลองการทำงาน อินพุต V_Y มีช่วงความถี่ปฏิบัติงาน 96 MHz ส่วนที่อินพุต I_x มีช่วงความถี่ปฏิบัติงาน 578 MHz โดยได้ทำการจำลองในโหมด AC ของโปรแกรม PSpice

4.4 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางอินพุตและเอาพุต

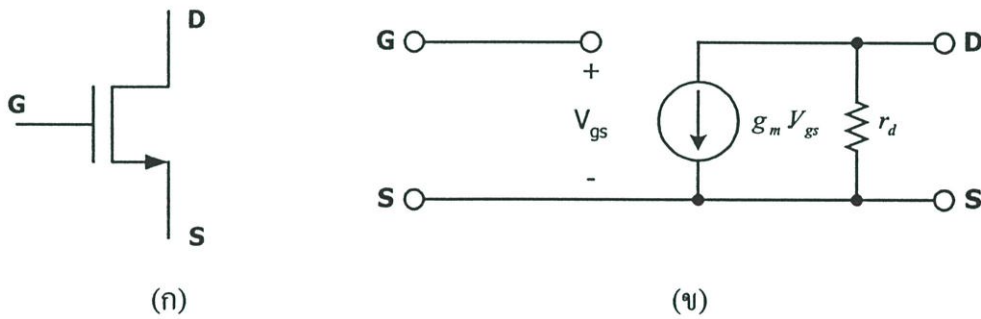
ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรมอดูลสัญญาณกระแสกับแรงดัน 4 ควอดแรนต์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 โดยจะพิจารณาความต้านทานอินพุต (Input resistance) และความต้านทานทางเอาพุต (Output resistance) โดยการวิเคราะห์จะใช้หลักการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small signal analysis) ซึ่งพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกำหนดได้ดังนี้

g_{mi} คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของมอดูลทรานซิสเตอร์ตัวที่ i

r_{di} คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สของมอดูลทรานซิสเตอร์ตัวที่ i

g_{di} คือ ค่าส่วนกลับของความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอร์สของมอดูลทรานซิสเตอร์ตัวที่ i

วงจรมีเหมือนที่ใช้วิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางเอาพุตแสดงได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรมีเหมือนของมอดูลทรานซิสเตอร์

4.4.1 ความต้านทานทางอินพุต

จากวงจรมีเหมือนจะเห็นว่าขาเกตมีลักษณะเหมือนปล่องลอย ดังนั้นจึงไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขาเกตด้วยเหตุผลเนื่องจาก (1) กระแสเกตถูกกันไว้โดย Energy barrier จำนวนมากที่เกิดขึ้นระหว่างอ็อกไซด์ (Oxide) และ electrode (ซึ่งเป็นโลหะและฐานชนิดพี) และ (2) อ็อกไซด์มีสภาพใกล้เคียงเป็นฉนวนที่สมบูรณ์นั่นก็คือ S_iO_2 มีสภาพนำไฟฟ้าที่มีขอบเขตค่าหนึ่งไหลผ่านได้ แต่อย่างไรก็ตามสภาพความต้านทานไฟฟ้าของอ็อกไซด์ (ρ_{ox}) จะอยู่ในช่วง 10^{18} ถึง $10^{20} \Omega - cm$ ซึ่งสามารถคำนวณความต้านทานทางไฟฟ้าของอ็อกไซด์ได้โดยสูตรความต้านทานไฟฟ้าคือ

$$R = \frac{\rho L}{A} = \frac{\rho \cdot t_{ox}}{A} \quad (4.5)$$

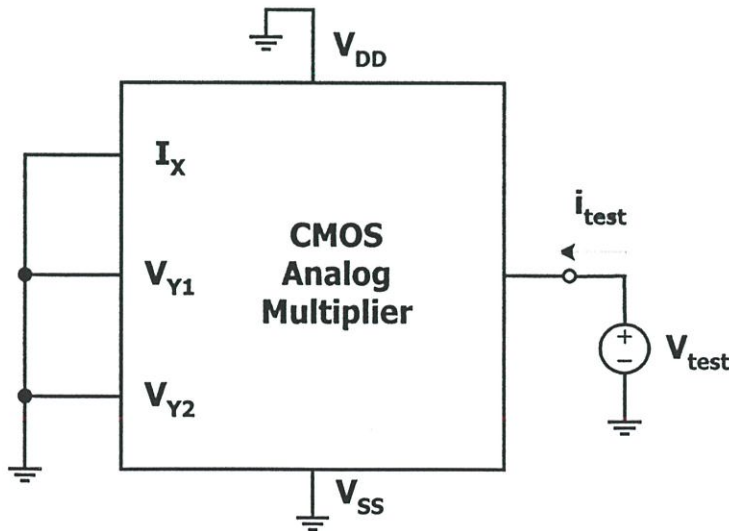
เมื่อให้ความหนาของอ็อกไซด์ (t_{ox}) เท่ากับ 1000 \AA ($1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ cm}$) และพื้นที่หน้าตัดอิเล็กทรอนิกส์โทรมโลหะ (A) เท่ากับ 10^{-3} cm^2 จะได้ความต้านทานทางไฟฟ้าของอ็อกไซด์อยู่ในช่วง 10^{16} ถึง 10^{18} โอห์ม ดังนั้นจะกล่าวได้ว่าความต้านทานทางอินพุตของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมากอยู่ในช่วง 10^{16} ถึง 10^{18} โอห์มนั่นเอง ดังนั้นด้วยเหตุผลที่กล่าวมา จึงทำให้อินพุตที่ขั้ว V_{Y1} และ V_{Y2} มีค่าความต้านทานทางอินพุตสูงมากประมาณอยู่ในช่วง 10^{16} ถึง 10^{18} โอห์ม

4.4.2 ความต้านทานทางเอาพุตและการจำลอง

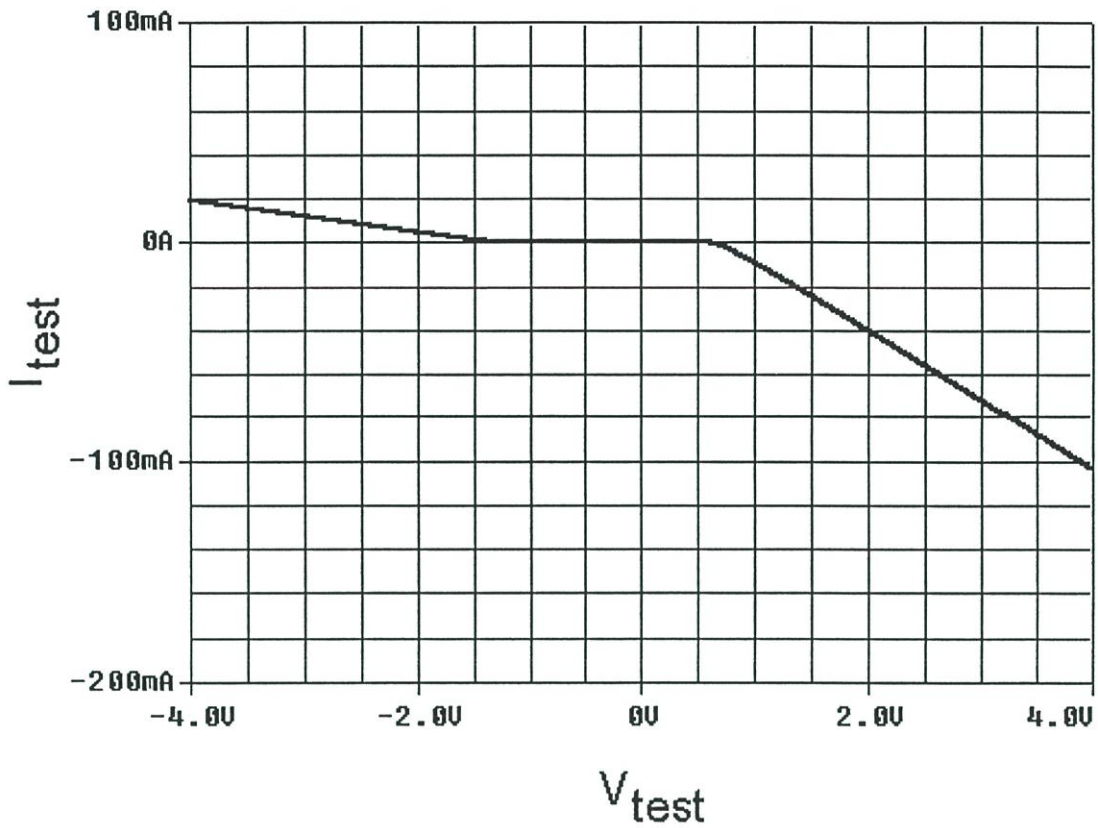
การวิเคราะห์ความต้านทานทางเอาพุต สามารถทำได้โดยใช้หลักการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กโดยมอสทรานซิสเตอร์จะถูกแทนโดยวงจรเสมือนในรูปที่ 4.6 แหล่งจ่ายแรงดันจะถูกจัดวงจร แหล่งจ่ายกระแสถูกปลดออก และตัวต้านทานถูกปลดออกโดยต่อแรงดันทดสอบ (V_{test}) แทน จากวงจรในรูปที่ 4.1 เมื่อเขียนเป็นวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก ความต้านทานทางเอาพุตจะถูกกำหนดโดยมอสทรานซิสเตอร์ M14 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = r_{d14} + g_{m14} r_{d14} \approx g_{m14} r_{d14} \quad (4.6)$$

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางเอาพุตของวงจรโดยอินพุตและเอาพุตถูกต่อลงกราวด์ จะให้อินพุตถูกต่อลงกราวด์ และความต้านทานโหลด (R_L) จะถูกปลดออกแล้วจ่ายแรงดัน V_{test} ใที่ขั้วเอาพุตซึ่งแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาค่าความต้านทานทางเอาพุต



รูปที่ 4.8 แสดงผลการจำลองหาค่าความต้านทาน

จากการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.8 วัตต์ค่าความต้านทานได้ประมาณ 38 โอห์ม ซึ่งไม่ค้อยดีเท่าที่ควร และจากการคำนวณโดยใช้สมการที่ 4.6 ซึ่งค่า g_{m14} เท่ากับ $68.5 \mu\text{A/V}$ และ r_{d14} มีค่า $550 \text{ k}\Omega$ มีค่าใกล้เคียงกัน การเพิ่มความต้านทานทางเข้าพุทให้สูงขึ้นสามารถทำได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสทางเข้าพุทเป็นแบบคาสโคด (Cascode)

4.5 สรุป

ในบทนี้เป็นเรื่องเกี่ยวกับวงจรคุณสมบัติการกระแสวิกกับแรงดันที่นำเสนอโดยวงจรสามารถทำงานในแบบโหมดผสม (Mixed mode) โดยวงจรประกอบขึ้นจากวงจรคุณสมบัติโดยใช้มอดูลทรานซิสเตอร์ที่ทำงานทำงานในช่วงไม้อิมิตัวและวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน วงจรที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบการทำงาน โดยการจำลองการทำงานได้วัดช่วงพิสัยพลวัต (Dynamic range) ของวงจร ช่วงการตอบสนองความถี่ของวงจร และค่าความต้านทานทางเข้าพุท

บทที่ 5

การประยุกต์ใช้งาน

5.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นเรื่องของการประยุกต์ใช้งานวงจรคูณสัญญาณกระแสกับแรงดันแบบ 4 ควอดแรนต์ ซึ่งวงจรที่จะนำมาเป็นตัวอย่างของการประยุกต์ใช้งานในวิทยานิพนธ์นี้คือ วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced modulator) และวงจรทวีความถี่สองเท่า (Frequency Doubler) ซึ่งเป็นวงจรที่มีความสำคัญกับระบบสื่อสารอย่างมาก

5.2 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์เป็นวงจรที่มีการมอดูเลททางขนาด (Amplitude modulation : AM) ที่สามารถสร้างได้จากวงจรคูณแบบ 4 ควอดแรนต์ โดยสัญญาณความถี่สูง (High frequency sinusoidal carrier wave : V_C) ซึ่งสมมติเป็นสัญญาณพาหะจะถูกต่อเข้ากับขั้วอินพุทที่รับสัญญาณเป็นแรงดัน ส่วนสัญญาณความถี่ต่ำ (Low frequency sinusoidal signal wave : i_m) จะถูกต่อเข้ากับอินพุทที่รับสัญญาณเป็นกระแส โดยสมการของสัญญาณทั้งสองกำหนดได้คือ

สัญญาณพาหะ , V_C :

$$V_C = V_C \sin \omega_C t \quad (5.1)$$

เมื่อ V_C คือขนาดของแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณพาหะและ ω_C เป็นค่าความเร็วเชิงมุมมีค่าเท่ากับ $2\pi f_m$ โดยที่ f_m คือความถี่พาหะ

สัญญาณข่าวสาร (baseband), i_m :

$$i_m = I_m \sin \omega_m t \quad (5.2)$$

เมื่อ i_m เป็นสัญญาณความถี่ต่ำกว่าซึ่งเป็นสัญญาณที่จะนำมามอดูเลท ซึ่งอาจจะสมมติเป็นสัญญาณข่าวสาร I_m เป็นขนาดของสัญญาณข่าวสาร ω_m เป็นความเร็วเชิงมุมมีค่าเท่ากับ $2\pi f_m$ โดยที่ f_m คือความถี่ของสัญญาณข่าวสาร

จากวงจรคุณสมบัติของกระแสกับแรงดันที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 จะกำหนดให้ขั้ว X เป็นอินพุทของสัญญาณข่าวสารซึ่งจะอยู่ในรูปกระแสและขั้ว Y จะเป็นอินพุทของสัญญาณพาหะจะอยู่ในรูปแรงดัน ดังนั้นแรงดันเอาพุทของวงจรคุณสมบัติจะถูกกำหนดอยู่ในรูปการผลคูณ

$$V_O = K I_X V_Y = K I_m V_C$$

$$V_O = K I_m V_C (\sin 2\pi f_m t)(\sin 2\pi f_c t) \quad (5.3)$$

จากสมการที่ (5.3) สามารถแสดงผลคูณของสัญญาณไซน์ที่มีความแตกต่างกัน โดยสามารถจัดรูปใหม่โดยใช้คุณสมบัติพีชคณิตตรีโกณมิติ (Trigonometric Identity)

แทนสมการที่ (5.4) ลงในสมการที่ (5.3) จะได้

$$(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)] \quad (5.4)$$

แทนสมการที่ (5.4) ลงในสมการที่ (5.3) เมื่อ $A = V_C$ และ $B = I_m$ จะได้

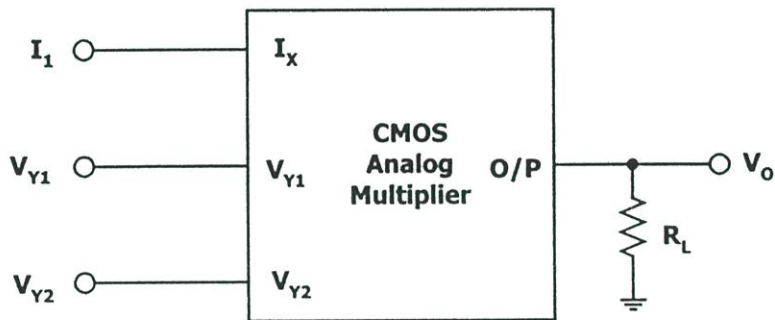
$$V_O = \frac{K}{2} I_m V_m [\cos 2\pi(f_C - f_m)t - \cos 2\pi(f_C + f_m)t] \quad (5.5)$$

เมื่อ K คือ scale factor ของวงจรคุณสมบัติ

จากสมการที่ (5.5) จะเห็นว่า V_O ประกอบด้วยสัญญาณโคไซน์ (Cosine wave) สองสัญญาณที่มีความแตกต่างกันจากทั้ง I_m หรือ V_C โดยสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น $f_C + f_m$ เรียกว่า ความถี่ผลรวม (Sum frequency) และสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น $f_C - f_m$ เรียกว่า ความถี่ผลต่าง (Difference frequency) ซึ่งถ้าแสดงผล V_O ดังกล่าวจะเป็นกราฟที่แสดงขนาดของพีคสัญญาณเป็นเส้นแนวตั้งเปลี่ยนแปลงตามความถี่ เราสามารถเรียกความถี่ผลรวม และความถี่ผลต่างของ V_O อีกอย่างหนึ่งว่า ความถี่ด้านบน (Upper side frequency) และความถี่ด้านล่าง (Lower side frequency) ตามลำดับ โดยแสดงตำแหน่งของความถี่อยู่สูงและต่ำกว่าสัญญาณพาหะ

5.2.1 การจำลองและผลการจำลองการทำงาน

จากวงจรคูณสัญญาณกระแสกับแรงดันแบบ 4 ควอดแรนท์ในรูปที่ 4.1 จะนำมาใช้เป็นวงจรมัลติพลายเออร์ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสัญลักษณ์ได้ดังรูป 5.1 โดยวงจรมีคุณสมบัติเหมือนวงจรรูปที่ 4.1 ทุกประการ ความต้านทาน R_L เท่ากับ $1\text{ k}\Omega$ วงจรใช้แหล่งจ่ายและกระแสไบอัสเท่าเดิมคือ $V_{CC} = -V_{SS} = 4$ โวลต์ และ $I_A = 30\text{ }\mu\text{A}$ ตามลำดับ



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรมัลติพลายเออร์ที่สร้างจากวงจรคูณสัญญาณ

จากวงจรรูปที่ 5.1 กำหนดให้สัญญาณกระแสอินพุตแตกต่างกัน $+I_X/2 - I_X/2$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1 kHz มีแอมพลิจูดขนาด $20\text{ }\mu\text{A}_p$ หรือสามารถเขียนเป็นสมการได้

$$I_X = 20\text{ }\mu\text{A} \sin \omega t = 20\text{ }\mu\text{A} \sin 2000\pi t \quad (5.6)$$

ส่วนสัญญาณที่กำหนดให้เป็นสัญญาณพาหะเป็นแรงดันอินพุตแตกต่างกัน $+V_Y/2 - V_Y/2$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 15 kHz มีแอมพลิจูดขนาด 1 V_p หรือสามารถเขียนเป็นสมการได้

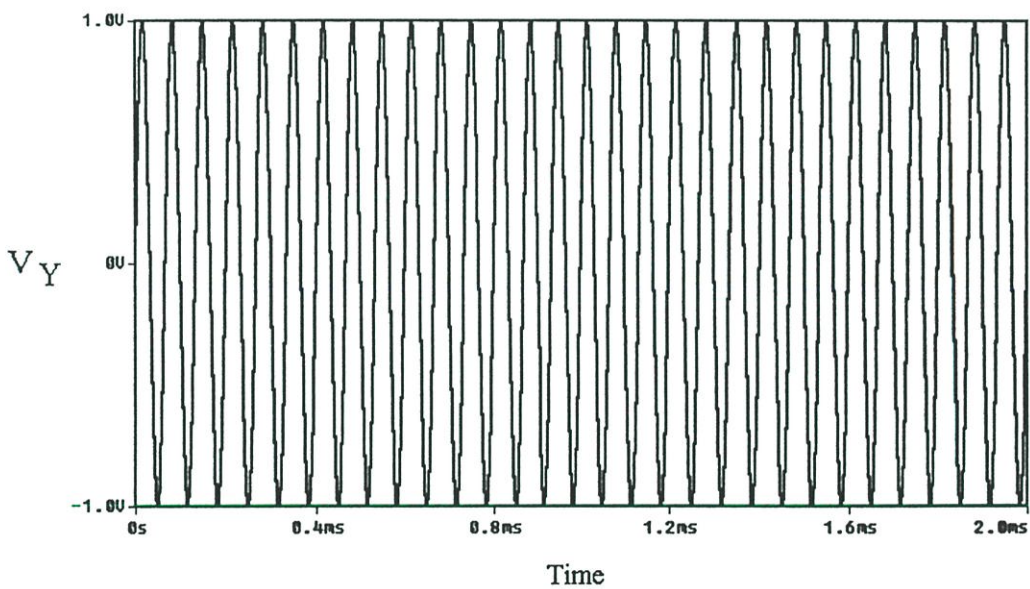
$$V_Y = \sin \omega t = \sin 15000\pi t \quad (5.7)$$

ผลการจำลองการทำงานของวงจรมีได้แรงดันเอาพุท (V_O) ดังรูปที่ 5.2 ซึ่งสอดคล้องตามสมการคือ

$$V_O = I_O \cdot R_L = K I_X V_Y \cdot R_L = K (\sin \omega_1 t)(\sin \omega_2 t) \cdot R_L \quad (5.8)$$

$$V_O = \frac{K}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \cdot R_L \quad (5.9)$$

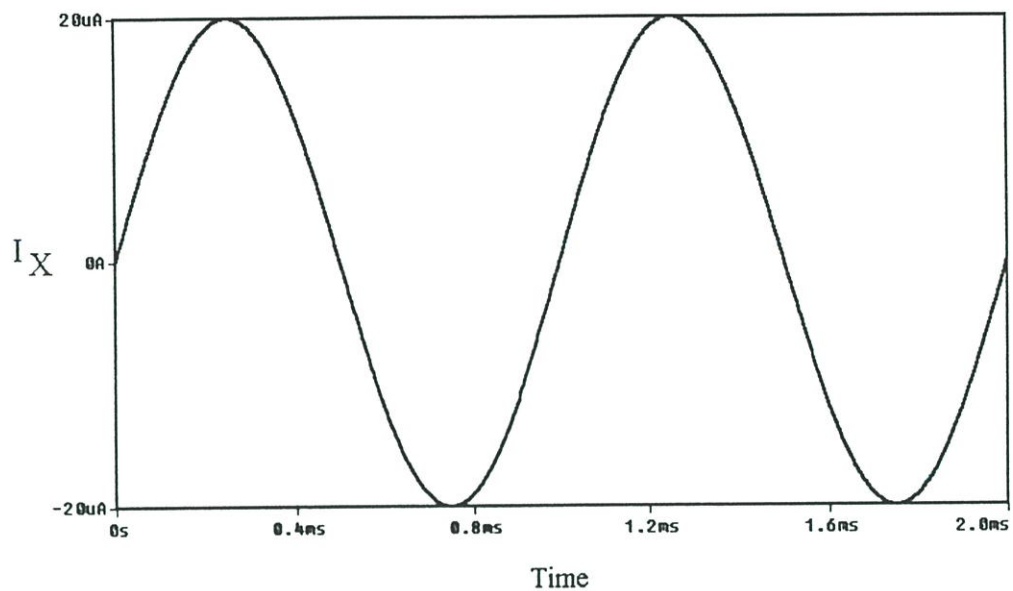
และรูปที่ 5.3 เป็นสัญญาณทางเข้าพุทเมื่อทดลองเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวงจร โดย V_Y ได้เพิ่มเป็นความถี่ 100kHz และ I_Y เพิ่มเป็น 10kHz แต่ขนาดของสัญญาณยังคงเท่าเดิมซึ่งเป็นขนาดของสัญญาณที่ใหญ่ที่สุดที่วงจรสามารถรับได้ จากนั้นได้ทดลองเพิ่ม V_Y เท่ากับ 1MHz และ I_Y เท่ากับ 100kHz



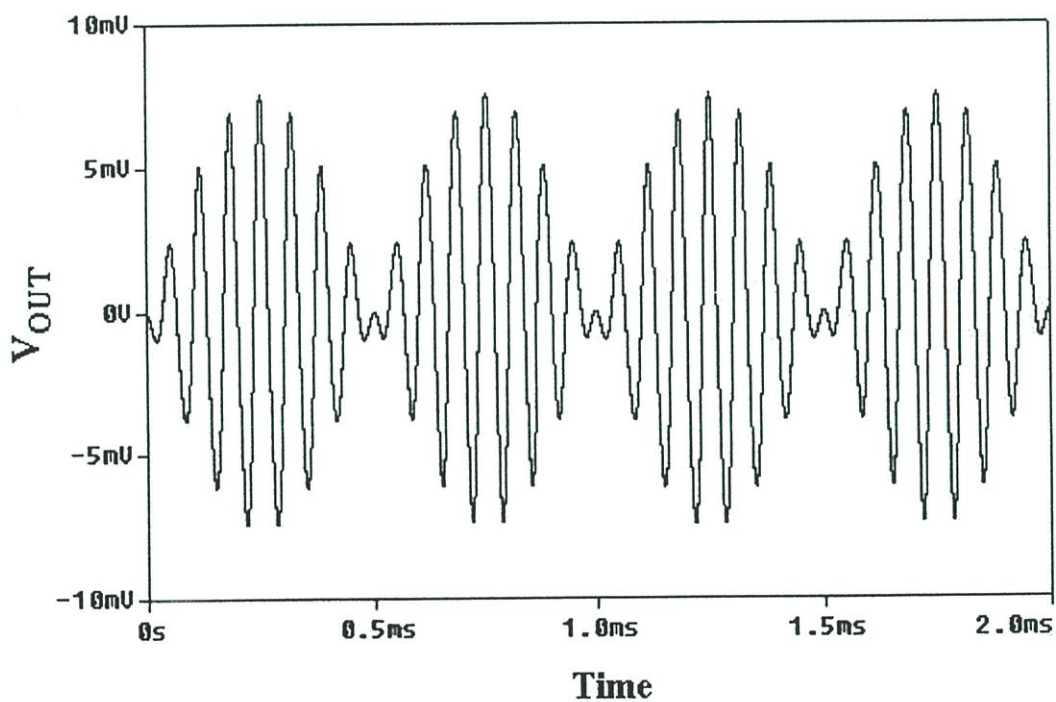
(ก)

รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

(ก) สัญญาณอินพุท V_Y ความถี่ 15 kHz ขนาด $1V_p$



(ข)

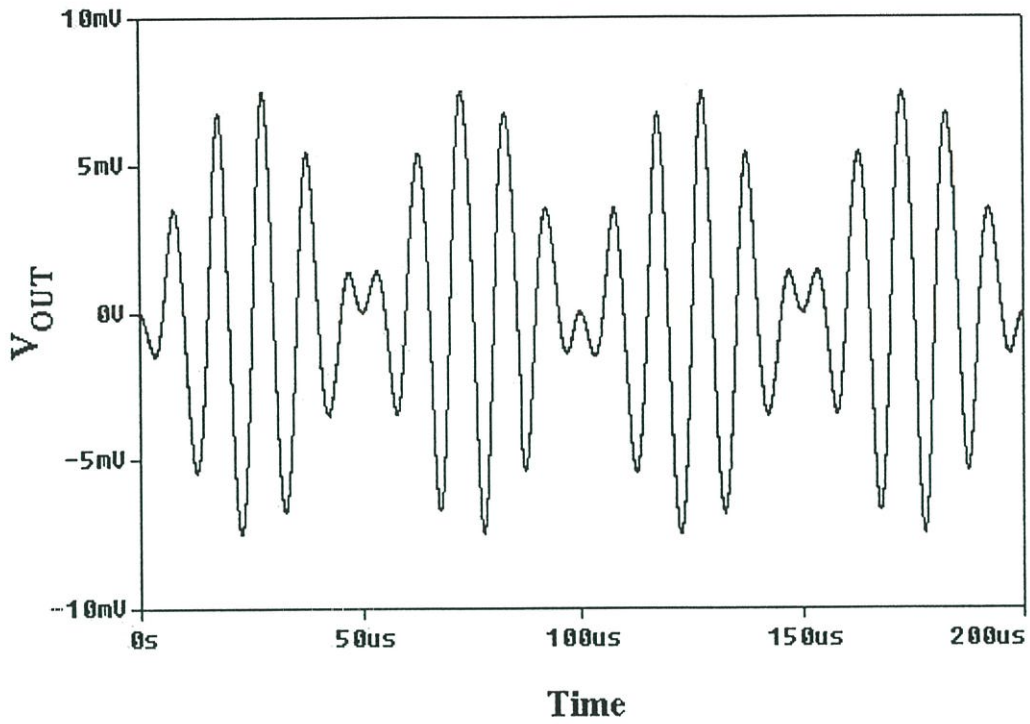


(ค)

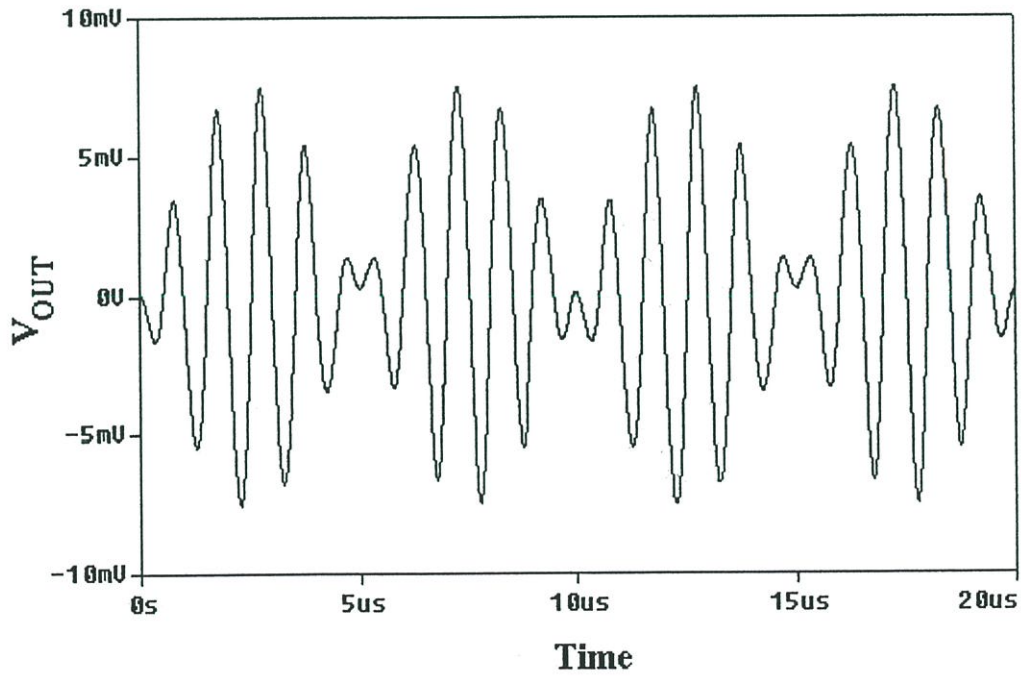
รูปที่ 5.2 (ต่อ) แสดงสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของวงจรมอดูเลเตอร์

(ข) สัญญาณอินพุต I_X ความถี่ 1 kHz ขนาด $20\mu\text{A}_p$

(ค) สัญญาณเอาพุต V_{OUT} ขนาดประมาณ 7.5 mV_{p-p}



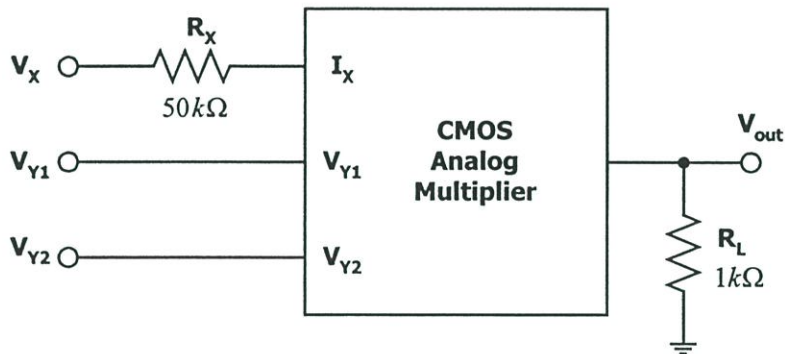
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณที่เข้าพุด เมื่อเพิ่มสัญญาณ $V_Y=100\text{kHz}$ และ $I_Y=10\text{kHz}$



รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณที่เข้าพุด เมื่อเพิ่มสัญญาณ $V_Y=1\text{MHz}$ และ $I_Y=100\text{kHz}$

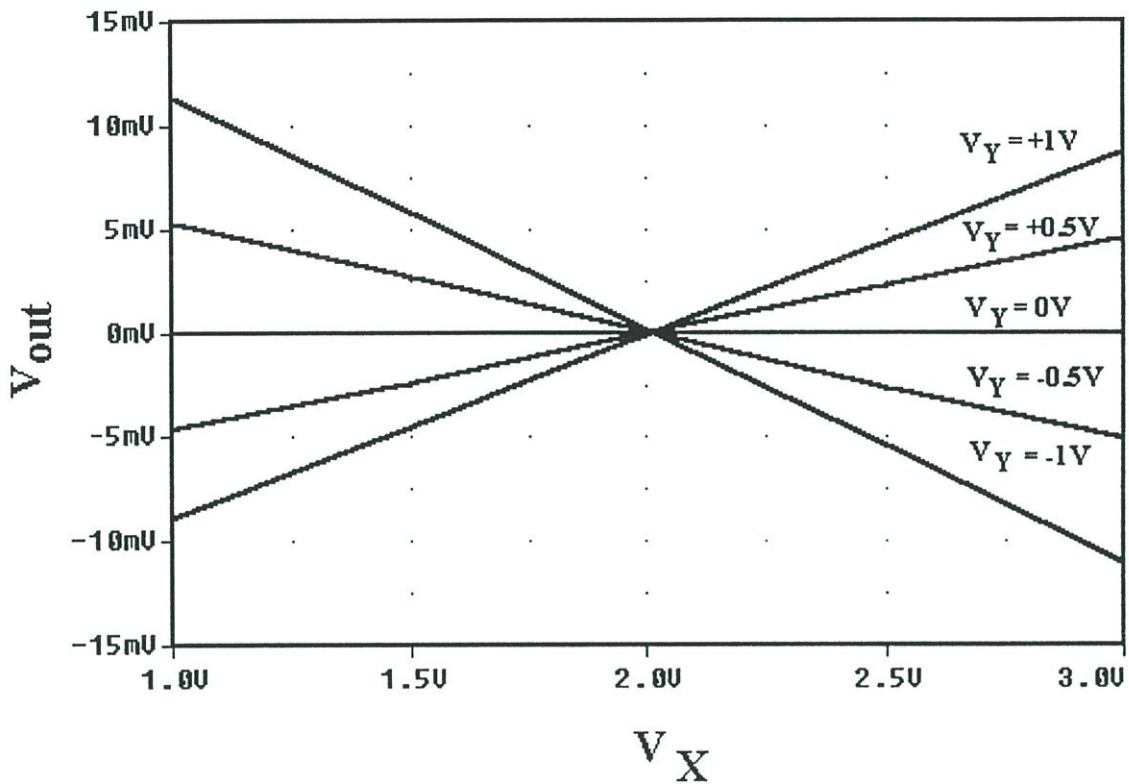
5.3 ประยุกต์ใช้งานในโหมดแรงดัน

การประยุกต์ใช้งานในโหมดแรงดันทำได้โดยใช้ตัวต้านทานค่า $50\text{ k}\Omega$ ต่อเข้าที่อินพุต I_x เพื่อเปลี่ยนแรงดันอินพุตให้เป็นกระแสซึ่งแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรคูณในโหมดแรงดัน

ในหัวข้อนี้จะแสดงการนำวงจรคูณสัญญาณนี้ไปใช้เป็นวงจรวัดความถี่และวงจรมอดูเลเตอร์ที่ทำงานในโหมดแรงดัน จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 5.5 ได้นำมาจำลองการทำงานเพื่อวัดค่าช่วงปฏิบัติงานของวงจรโดยผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.6 จากผลการจำลองการทำงานวงจรมีค่า V_x ที่เป็นเชิงเส้นในช่วง 1 โวลต์ ถึง 3 โวลต์ และ V_y อยู่ในช่วง -1 โวลต์ ถึง 1 โวลต์ โดย V_{out} มีค่าอยู่ในช่วงประมาณ -10 มิลลิโวลต์ ถึง $+10$ มิลลิโวลต์



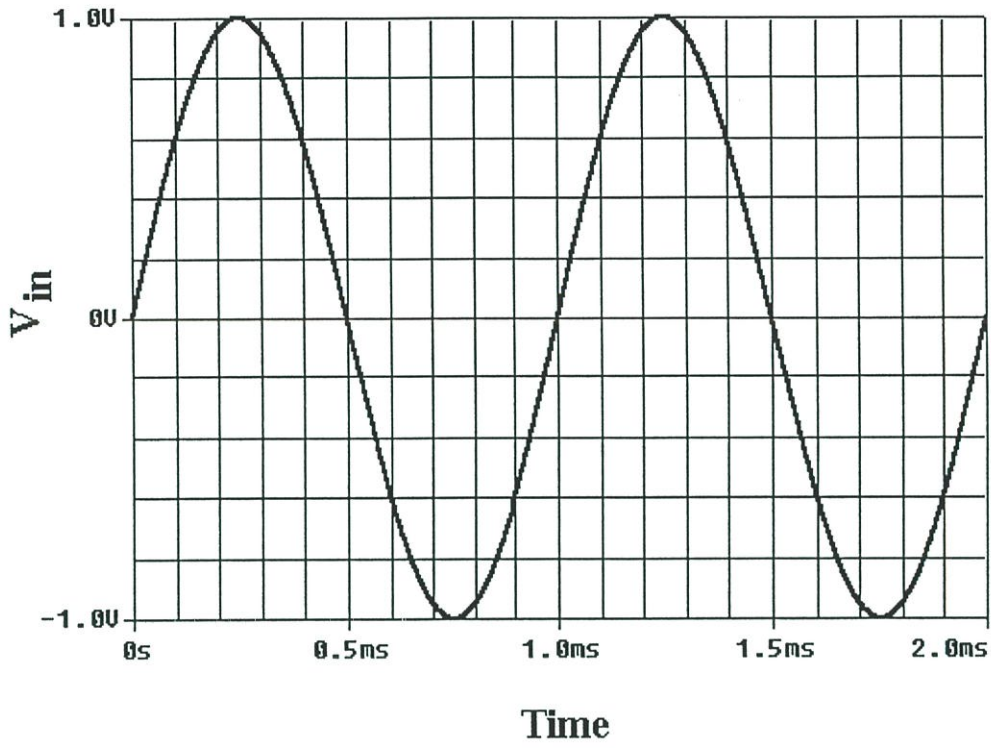
รูปที่ 5.6 แสดงผลการจำลองวงจรคูณทำงานในโหมดแรงดัน

5.3.1 วงจรทวีความถี่และการจำลองการทำงาน

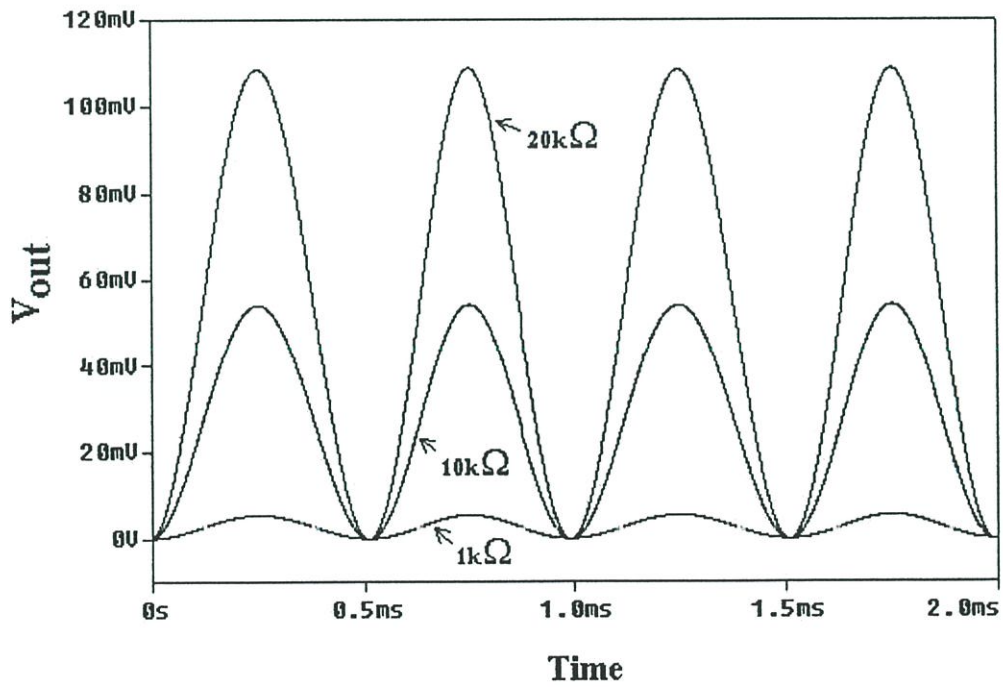
วงจรทวีความถี่เป็นวงจรที่ให้สัญญาณทางเข้าพุทที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณทางอินพุท วงจรคูณสัญญาณแบบอนาลอกสามารถทำเป็นวงจรทวีความถี่ได้โดยต่ออินพุทสองอินพุทของวงจรคูณแบบอนาลอกเข้าด้วยกันแล้วจ่ายสัญญาณให้กับอินพุทเป็นความถี่ค่าหนึ่ง เข้าพุทที่ได้คือสัญญาณความถี่ที่เป็นสองเท่ากับอินพุท ซึ่งจะถูกกำหนดโดยสมการตรีโกณมิติ (Trigonometry Identity)

$$(\sin 2\pi ft)^2 = \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\pi(2f)t}{2} \quad (5.10)$$

จากสมการที่ 5.10 ถ้ากำลังสองของสัญญาณไซน์ความถี่ $f = 1$ kHz จะทำให้เกิดค่าลบของสัญญาณโคไซน์ความถี่ $2f$ หรือ 2 kHz บวกกับเทอมค่า DC ขนาด $1/2$ โวลท์



(ก)



(ข)

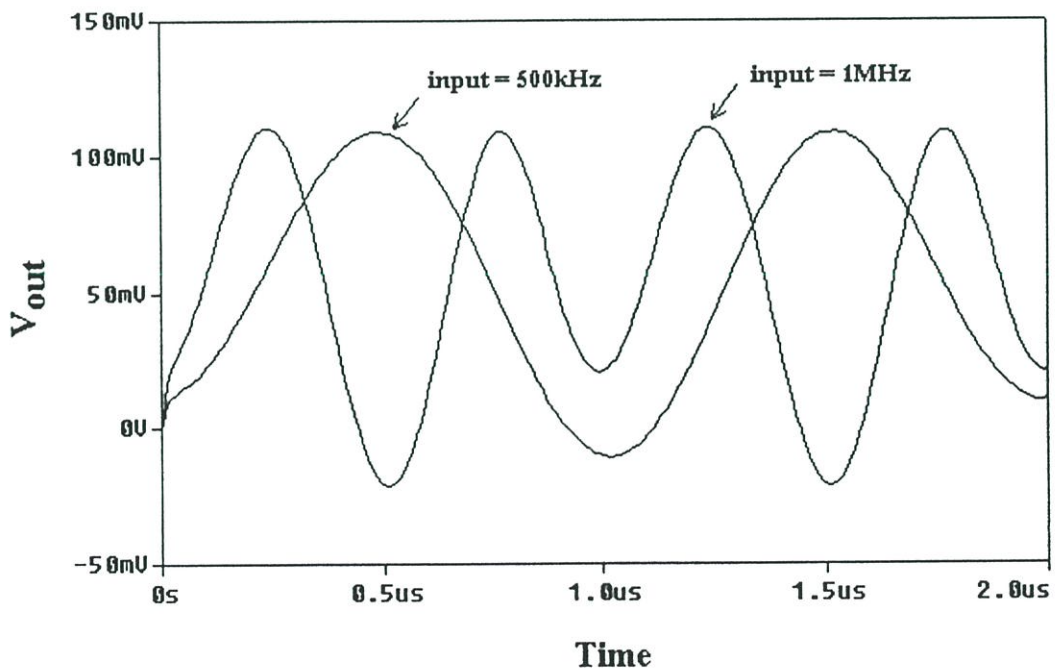
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณของวงจรทวิความถี่ (ก) อินพุต (ข) เอาพุทเมื่อ โหลด R_L มีค่าเท่ากับ $1k\Omega$, $10k\Omega$ และ $20k\Omega$

การจำลองการทำงานวงจรทวิความถี่ด้วยโปรแกรม PSpice จะใช้บล็อกไดอะแกรมรูปที่ 5.5 โดยป้อนสัญญาณเป็นแรงดันขนาด $1 V_p$ ความถี่ 1 kHz ที่อินพุต V_X และ V_{Y1} ส่วน V_{Y1} ต่อลงกราวด์ แล้ววัดสัญญาณที่ V_{out} โดยวงจรคูณสัญญาณกระแสกับแรงดันจะมีคุณสมบัติเหมือนวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 ทุกประการ ซึ่งผลการจำลองแสดงได้ดังรูป 5.7 โดยสอดคล้องตามสมการดังนี้

$$V_{out} = KR_L V_X V_Y = KR_L (\sin^2 \omega t)$$

$$V_{out} = \frac{K}{2} R_L (1 - \cos 2\omega t) \quad (5.11)$$

จากสมการที่ (5.11) จะเห็นว่าขนาดของแรงดันทางเข้าพุทจะถูกลดทอนโดยค่า $K/2$ และการเปลี่ยนแปลงค่า R_L จะมีผลต่อขนาดของสัญญาณทางเข้าพุท ซึ่งผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.7(ข) ถ้าใช้ค่า R_L ที่มีค่าเท่ากับ $2/K$ ได้ เราจะได้ขนาดสัญญาณ V_{out} เท่ากับ V_{in} จากผลการจำลองเมื่อป้อนสัญญาณเข้าพุทขนาด $1 V_p$ ความถี่ 1 kHz จะได้สัญญาณขนาด 10 mV_{p-p} ความถี่ 2 kHz ที่เข้าพุท ซึ่งสรุปได้ว่าวงจรสามารถเป็นวงจรทวิความถี่ได้



รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณทางเข้าพุทของวงจรกำลังสองสัญญาณเมื่อเพิ่มความถี่อินพุท เป็น 500 kHz และ 1 MHz

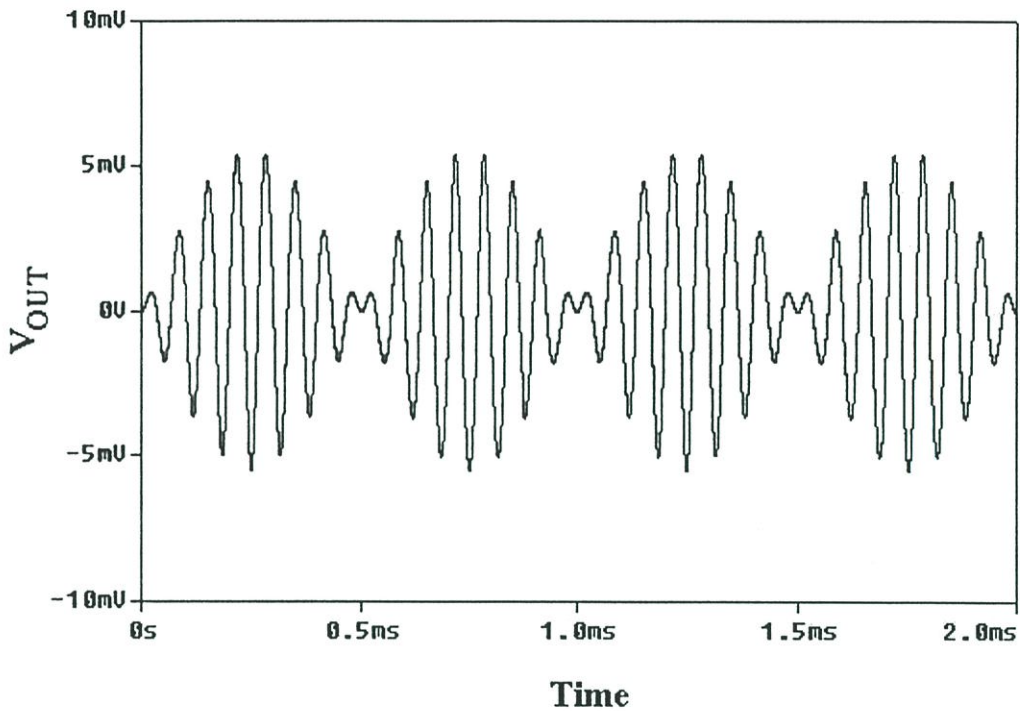
จากผลการจำลองในรูปที่ 5.8 เมื่อความถี่สูงขึ้นขนาดของสัญญาณจะไม่คงที่ทั้งนี้เกิดจากอินพุตที่รับสัญญาณไม่สมมาตรกันจึงทำให้เกิดแรงดันออฟเซตขึ้น แต่อย่างไรก็ตามความถี่ที่ได้ยังคงเป็นสองเท่าของอินพุตซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี วงจรนี้สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่านี้ได้มากแต่มีข้อเสียดังที่กล่าวมาแล้วคือขนาดสัญญาณไม่สมมาตรกัน

5.3.2 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำงานในโหมดแรงดันและผลการจำลองการทำงาน

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.5 สามารถสร้างเป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ได้โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันทั้งคู่ การจำลองการทำงานวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่เป็น โหมดแรงดัน โดยใช้โปรแกรม PSpice จะใช้วงจรคุณสมบัติสัญญาณกระแสกับแรงดันในรูปที่ 4.1 โดยได้นำมาสร้างเป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ซึ่งแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูป 5.5 โดยป้อนสัญญาณอินพุต V_X เท่ากับ 1 kHz ขนาด 1 V_p และ V_Y เท่ากับ 15 kHz ขนาด 1 V_p โดยผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.9 โดยสอดคล้องกับสมการดังนี้

$$V_{out} = KV_X V_Y R_L = K(\sin \omega_1 t)(\sin \omega_2 t).R_L \quad (5.12)$$

$$V_{out} = \frac{K}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t].R_L \quad (5.13)$$



รูปที่ 5.9 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำงานในโหมดแรงดัน

จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.9 รูปคลื่นทางเข้าพุทจะเป็นสัญญาณที่มอดูเลทแล้ว ซึ่งจากรูปจะเห็นว่ารูปคลื่นที่ได้มีความเพี้ยนไปเล็กน้อยทั้งนี้มีส่วนมาจากแรงดันอินพุทออฟเซต (Input offset voltage) ของทั้งสองอินพุทที่ไม่เท่ากัน ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณอินพุท V_x จะต้องถูกเปลี่ยนเป็นกระแส I_x โดยใช้ตัวความต้านทาน $50k\Omega$ ส่วนอินพุท V_y จะรับสัญญาณที่เป็นแรงดันโดยตรง ดังนั้นความต้านทานทั้งสองอินพุทจึงไม่เท่ากันซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการเพี้ยนขึ้น อย่างไรก็ตามในการจำลองได้ทดสอบที่ประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรคือป้อนสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ที่สุดที่วงจรสามารถรับได้

5.5 สรุป

ในบทนี้เป็นการนำวงจรมอดูเลเตอร์มาประยุกต์ใช้งาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำมาสร้างเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ในโหมดกระแสและแรงดันซึ่งเป็นวงจรในแบบโหมดผสม จากนั้นได้นำมาสร้างเป็นวงจรทวีความถี่โดยได้ยืนยันการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice

บทที่ 6

สรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

จากวงจรคุณสมบัติสัญญาณกระแสกับแรงดันที่สามารถทำงานในแบบโหมคผสม (Mixed mode) ได้ ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ± 4 โวลต์ ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นวงจรที่มีความง่ายไม่ซับซ้อน โดยโครงสร้างหลักของวงจรประกอบด้วยวงจรที่เป็นส่วนประกอบสองวงจรถือเป็นวงจรมูลฐานที่กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม้อิมิตัวและวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน ดังนั้นวงจรจึงใช้มอสทรานซิสเตอร์น้อยมาก โดยวงจรทั้งหมดไม่ใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟเลยเพื่อให้วงจรเหมาะสำหรับนำมาสร้างเป็นวงจรรวม โดยวงจรที่นำเสนอใช้มอสทรานซิสเตอร์รวมทั้ง 12 ตัวเท่านั้น โดยแบ่งเป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N-Channel 8 ตัว และมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P-Channel 4 ตัว โดยการออกแบบใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาด $0.8 \mu\text{m}$ Level 3 ของ MOSIS ซึ่งเทคโนโลยีซีมอสนี้เป็นเทคโนโลยีที่มีราคาไม่แพงเมื่อเทียบกับเทคโนโลยีแบบอื่น ๆ วงจรที่ออกแบบได้จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบการทำงานโดยวัดหาช่วงปฏิบัติงานซึ่งวงจรที่นำเสนอ I_x เท่ากับ $\pm 20 \mu\text{A}$ และ V_y เท่ากับ ± 1 โวลต์ และเนื่องจากวงจรมีคุณสมบัติสัญญาณสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายอย่างวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทดลองนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ และวงจรทวีความถี่ ซึ่งผลปรากฏว่าวงจรใช้งานได้ดี

6.2 ข้อเสนอแนะ

วงจรคุณลักษณะกระแสกับแรงดันที่ทำงานได้ในโหมดผสม เป็นการนำเสนอเพื่อเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานหรือออกแบบวงจรต่างๆที่ใช้ในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้าได้กว้างขวางขึ้นซึ่งคุณสมบัติดังที่ได้กล่าวมาแล้ว วงจรคุณลักษณะกระแสกับแรงดันนี้สามารถพัฒนาให้มีประสิทธิภาพการทำงานดีขึ้นได้โดย

1. ลดการใช้แรงดันที่ต่ำกว่านี้ได้ โดยเปลี่ยนเทคโนโลยีซีมอสมาเป็นเทคโนโลยีทางด้านไบซีมอส (BiCMOS) ซึ่งยังจะส่งผลให้สามารถลดกำลังสูญเสียลงได้ด้วย
2. ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบแบบแคดโคด (cascode) จะทำให้วงจรมีความต้านทานทางเข้าพุทสูงขึ้นซึ่งจะทำให้การสวิงของสัญญาณทางเข้าพุทกว้างขึ้นและการสะท้อนของกระแสจะแน่นอนยิ่งขึ้น
3. วงจรใช้แหล่งจ่าย ± 4 โวลต์ ซึ่งค่อนข้างสูงอยู่ ทั้งนี้จะต้องขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ที่ใช้ ออกแบบด้วยซึ่งพารามิเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แรงดันแตรซโวลของมอสทราซิสเตอร์ชนิด P-Channel ค่อนข้างสูง

บรรณานุกรม

- [1] J. Ramirez-Angulo, R. G. Carvajal, J. Tombs and G. A. Torralba, "Current-Mode Approach for Wide-Gain Bandwidth Product Architecture," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 45, no. 5, pp. 626-631, May 1998.
- [2] S. D. Willingham, K. W. Martin and A. Ganesan, "A BiCMOS low distortion 8-MHz low-pass filter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 28, pp. 1236-1245, December 1993.
- [3] H. E. Weste and K. Eshraghian, *Principles of CMOS VLSI Design*, Addison-Wesley Publishing Company. 1993.
- [4] J. Y. Chen, *CMOS Devices and Technology for VLSI*, Prentice-Hall, 1990.
- [5] อธิพิพงศ์ ชัยสาขันธ์ และ กอบชัย เดชหาญ, "การออกแบบวงจรถคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์โดยใช้ซิมอสทำงานในช่วงไม้อิมิตัว," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19, หน้า EL15-EL22. พฤศจิกายน 2539.
- [6] J. H. Tsay, S. I. Liu, J. J. Chen and Y. P. Wu, "CMOS four-quadrant multiplier using triode transistors based on regulated cascode structure," *Electron. Letts.*, vol.31, no. 12, pp. 962-963, 1995.
- [7] S. I. Liu, "Low Voltage CMOS four-quadrant multiplier," *Electron. Letts.*, vol.30, no. 25, pp. 2125-2126, December 1994.
- [8] O. S. Lee, S. B. Park, and K. R. Lee, "New CMOS Triode Transconductor," *Electron. Letts.*, vol.30, no. 12, pp. 946-947, 1994.
- [9] A. L. Coban and P. E. Allen, "Low-voltage CMOS transconductance cell base on parallel operation of triode and saturation transconductors," *Electron. Letts.*, vol. 30, pp. 1124-1126, July 1994.
- [10] A. L. Coban and P. E. Allen, "Low-voltage four-quadrant analogue CMOS multiplier," *Electron. Letts.*, vol. 30, pp. 1044-1045, June 1994.
- [11] Z. Wang, "A four-transistor four-quadrant analog multiplier using MOS transistors operating in the saturation region," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 42, pp. 75-77, February 1993.
- [12] H. Song and C. Kim, "An MOS four-quadrant analog multiplier using simple two-input squaring circuits with source followers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 841-848, June 1990.

- [13] K. Kimura, "Analysis of An MOS four-quadrant analog multiplier using simple two-input squaring circuits with source followers," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 41, pp. 72-75, Jan 1994.
- [14] Y. Kim and S. Park, "Four-quadrant CMOS analogue multiplier," Electron. Letts., vol. 28, pp. 649-650, March 1992.
- [15] S. Liu and Y. Hwang, "CMOS four-quadrant multiplier using bias offset cross coupled pairs," Electron. Letts., vol. 29, pp. 1737-1738, September 1993.
- [16] อธิพิงศ์ ชัยสายันท์ และ กอบชัย เดชหาญ, "วงจรรวมด้านทานแบบลอยตัวและวงจรรวมโดยใช้มอส," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19, หน้า EL15-EL18. พฤศจิกายน 2539.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ค่าพารามิเตอร์ของซีมอสขนาด 0.8 μm ของ MOSIS ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรถ้วยโปรแกรม PSpice

```
.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=1.6600E-08 XJ=0.200000U
TPG=1 VTO=0.7541 DELTA=1.7960E-01 LD=1.4870E-07 KP=1.2261E-04 UO=589.4
THETA=1.2350E-01 RSH=7.0680E+01 GAMMA=0.7311 NSUB=6.9670E+16
NFS=7.1500E+11 VMAX=1.8680E+05 ETA=3.0710E-02 KAPPA=5.9210E-02
CGDO=4.6399E-10 CGSO=4.6399E-10 CGBO=1.9940E-10 CJ=4.4845E-04
MJ=4.3367E-01 CJSW=3.3760E-10 MJSW=1.7402E-01 PB=9.2635E-01)
```

* Weff = Wdrawn - Delta_W

* The suggested Delta_W is 2.9940E-07

```
.MODEL CMOSP PMOS (LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=1.6600E-08 XJ=0.200000U
TPG=-1 VTO=-0.9077 DELTA=6.9280E-01 LD=1.4920E-07 KP=3.1952E-05 UO=153.6
THETA=1.1310E-01 RSH=8.3000E+01 GAMMA=0.4603 NSUB=2.7620E+16
NFS=7.1500E+11 VMAX=2.5080E+05 ETA=2.8980E-02 KAPPA=9.7440E+00
CGDO=4.6555E-10 CGSO=4.6555E-10 CGBO=1.7158E-10 CJ=6.2121E-04
MJ=4.8103E-01 CJSW=4.3268E-10 MJSW=4.4239E-01 PB=8.9224E-01)
```

* Weff = Wdrawn - Delta_W

* The suggested Delta_W is 1.8772E-07

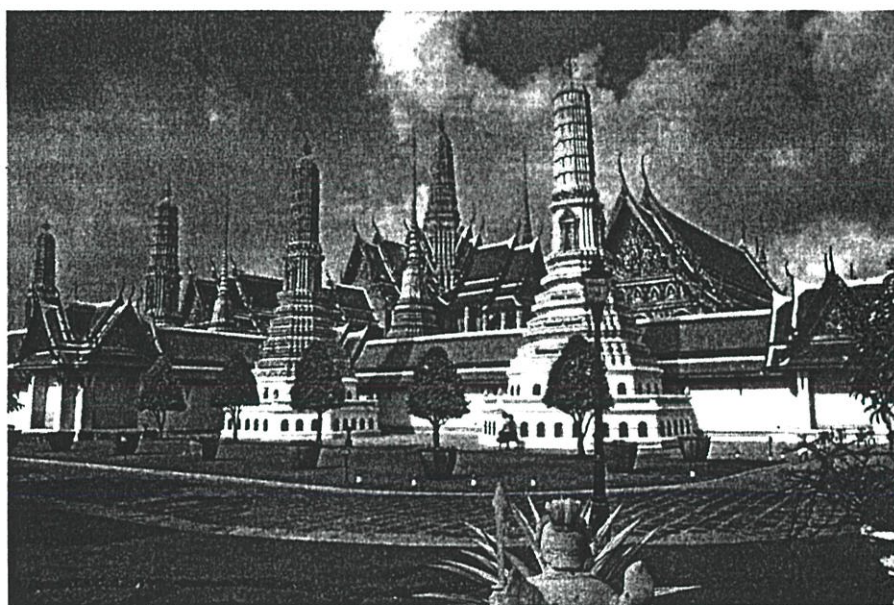
ภาคผนวก ข.

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา

- [1] W. Leelasophit, K. Dejhan, F. Cheevasuvit, S. Mitatha, S. Junnapiya, S. Khuntaweethep, P. Rugrachagarn and C. Soonyeeekan. "A Mixed Mode CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier Circuit Design," Pro. 2001 IEEJ Int. Analog VLSI Workshop. May 14-15, 2001.

PROCEEDINGS

2001 IEEJ International Analog VLSI Workshop



May 14-15, 2001
Fortune Hotel, Bangkok, Thailand



A Mixed Mode CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier Circuit Design

W. Leelasophit, K. Dejhan, F. Cheevasuvit, S. Mitatha, S. Junnapiya,
S. Khuntaweethep, P. Rugrachagan* and C. Soonyeckan**

Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
E-mail : kobchai@telelan.telecom.kmitl.ac.th

Tel : 66-2-3269967, 66-2-3269081, Fax : 66-2-3269086

*Faculty of Engineering, Siam University, Petchkasam Road, Bangkok 10163

**Aeronautical Radio of Thailand, 102 Ngamduplee, Tungmahamek,
Bangkok 10120, Thailand

Abstract

This paper proposes a design of four-quadrant analog multiplier circuit for one input is current mode and the other input is voltage mode. This proposed circuit operates in nonsaturation region.

Theory

The analog multiplier circuits are useful in wide range application. It is divided into three types voltage mode, current mode and mixed mode, as shown in Fig. 1 and each type depends on the application. This paper proposes a mixed mode four quadrant analog multiplier circuit, one input is voltage mode and the another is current mode.

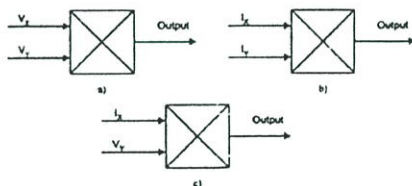


Fig. 1 Four-quadrant analog multiplier building block

- a) voltage mode
- b) current mode
- c) mixed mode

The basic analog multiplier circuit as shown in Fig. 2 consists of two CMOS transistors which operate in nonsaturation region [1-5] and the drain current is

$$I_D = K [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2/2] \quad (1)$$

for $V_{GS} - V_T > V_{DS}$

when $K = \mu C_{OX}(W/2L)$

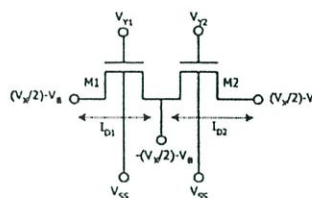


Fig. 2 Basic analog multiplier circuit

The drain circuit of CMOS transistors can be rewritten as followings.

$$I_{D1} = K [(V_{Y1} + V_X/2 + V_B - V_T)V_X + V_X^2/2] \quad (2)$$

$$I_{D2} = K [(V_{Y2} + V_X/2 + V_B - V_T)V_X + V_X^2/2] \quad (3)$$

Thus $I_{D1} - I_{D2} = KV_X(V_{Y1} - V_{Y2}) \quad (4)$

The signals $(V_X/2 - V_B)$ and $(-V_X/2 - V_B)$ are needed in order to design the circuit. Fig. 3 shows the current-to-voltage converter circuit and all CMOS transistor operate in saturation region, so the drain current is

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (5)$$

for $0 < V_{GS} - V_T < V_{DS}$

Suppose that PMOS transistors M1-M4 are matched and also NMOS transistors M5-M7 are matched, the current and voltage can be expressed as followings.

$$I_X = I_{S4} - I_{S2} \quad (6)$$

Substitute the equation (5) in the equation (6) and obtain

$$V_X = V_{DD}/2 + I_X/A \quad \text{for } A = 2K(V_{DD} - 2V_{TP}) \quad (7)$$

In Fig. 2, set $I_{S2} = I_{D5} = I_{D7}$ and then

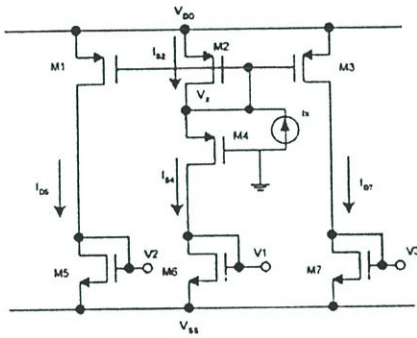


Fig. 3 current-to-voltage converter circuit

$$V_2 = \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (V_{DD} - V_X - V_{TP}) + V_{SS} + V_{TN} \quad (8)$$

From $V_2 = V_3$ and

$$V_1 = \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (V_X - V_{TP}) + V_{SS} + V_{TN} \quad (9)$$

Substitute the equation (7) into the equations (8) and (9) and then

$$V_3 = V_2 = \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (V_{DD}/2 - I_X/A - V_{TP}) + V_{SS} + V_{TN} \quad (10)$$

$$V_1 = \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (V_{DD}/2 + I_X/A - V_{TP}) + V_{SS} + V_{TN} \quad (11)$$

$$V_1 - V_3 = V_1 - V_2 = (2I_X/A) \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} \quad (12)$$

Combine the circuit of Fig. 2 and 3 with increasing the current mirror circuit and the proposed CMOS analog four-quadrant multiplier can be obtained as show in Fig. 4.

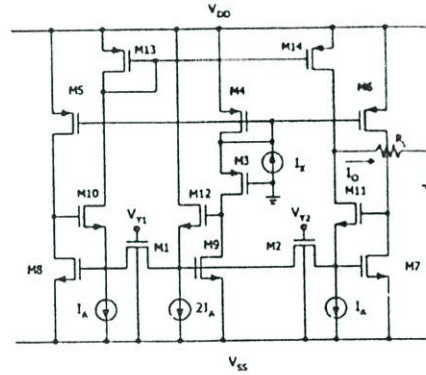


Fig. 4 Proposed mixed mode CMOS four-quadrant analog multiplier circuit

Substitute the equation (12) into the equation (4) and then

$$I_{D1} - I_{D2} = [2 I_X (V_{Y1} - V_{Y2}) \sqrt{K_n K_p}] / A \quad (13)$$

$$I_0 = [(V_{Y1} - V_{Y2}) I_X V_Y R_L \sqrt{K_n K_p}] / [K(V_{DD} - 2V_{TP})] \quad (14)$$

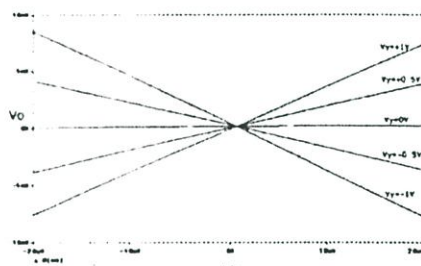
If $K_n = K_p$, the value of K can be cancelled. Thus, the temperature effect with K will not have but the temperature variation due to V_T remains.

Simulation Results

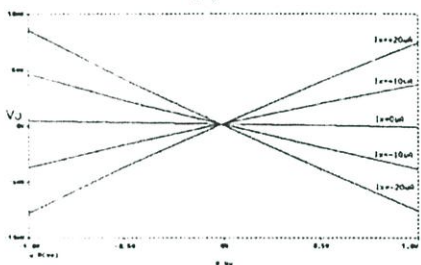
The proposed circuit characteristics have been carried out based on PSpice simulator program by using $0.8 \mu\text{m}$ CMOS technology.

Fig. 5 shows the DC transfer characteristic of the proposed circuit, (a) variation of I_X from $-20 \mu\text{A}$ until $+20 \mu\text{A}$ and V_Y is varied from $+1$ until -1 for each step is 0.5 volt. Fig. 6 shows the frequency response, (a) $I_X = 20 \sin \omega t$, for amplitude is

equal $20 \mu\text{A}$ and $V_Y = 1$ volt DC, (b) $I_X = 20 \mu\text{A}$ DC and $I_Y = 20 \sin \omega t$. In Fig. 7, the multiplier is applied as signal mixer for $I_X = 20 \sin 2000\pi t$ as amplitude is $20 \mu\text{A}$ and $V_Y = 1 \sin 30,000\pi t$ as amplitude is 1 V.

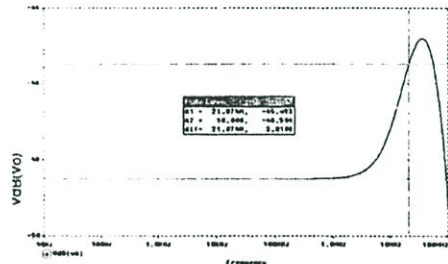


(a)

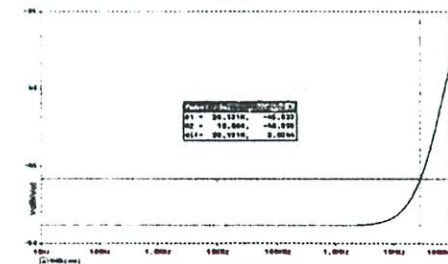


(b)

Fig. 5 DC transfer characteristic



(a)



(b)

Fig. 6 Frequency response

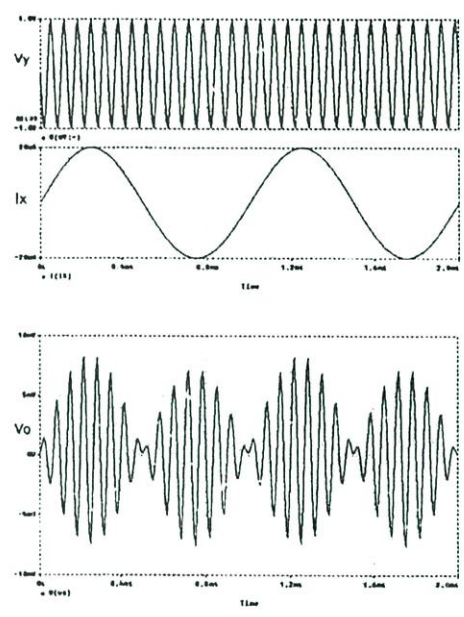


Fig. 7 Result of multiplier circuit as signal mixer

Conclusion

The mixed mode CMOS four quadrant analog multiplier circuit design is present. Its operating range is covered 30 MHz.

Reference

- [1] J. H. Tsay, S. I. Liu, J. J. Chen and Y.P. Wu, "CMOS four-quadrant multiplier using triode transistors based on regulated cascode structure," *Electron. Lett.*, vol.31, no. 12, pp. 962 – 963, 1995.
- [2] S. I. Liu, "Low Voltage CMOS four-quadrant multiplier," *Electron. Lett.*, vol.30, no.25, pp.2125–2126, 1994.
- [3] S. O. Lee, S. B. Park and K. R. Lee, "New CMOS Triode Transconductor," *Electron. Lett.*, vol. 30, no.12, pp. 946 – 947, 1994.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายวีระชัย ธิลาโสภิต
วัน เดือน ปี เกิด	14 สิงหาคม 2514
สถานภาพ	โสด
ประวัติการศึกษา	มัธยมศึกษา โรงเรียนเทพศิรินทร์ ปริญญาตรี คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
ประวัติการทำงาน	กรรมการผู้จัดการ บริษัท พาราวิชั่น จำกัด