

การออกแบบวงจรช็อปเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแส  
แบบแรงดันอินพุตแตกต่างกัน

A DESIGN OF CHOPPER MODULATOR CIRCUIT BASED ON  
DIFFERENTIAL VOLTAGE CURRENT CONVEYOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานวิจัยที่สนับสนุนโดยศูนย์วิจัยวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMUTL-2009-EN-M-010-118

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**การออกแบบวงจรช็อปปเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแส  
แบบแรงดันอินพุตแตกต่าง**

**A Design of Chopper Modulator Circuit Based on  
Differential Voltage Current Conveyor**



T105417

ธีติมา ตรีพัยคณ์

THEETIMA TREEPAYAK

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน **105417**  
วัน,เดือน,ปี **23 พ.ย. 2552**

b. **1214983A**  
i. ....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-010-118

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A Design of Chopper Modulator Circuit Based on  
Differential Voltage Current Conveyor**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2009  
KMITL-2009-EN-M-010-118**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2009**






**FACULTY OF ENGINEERING**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**คณะวิศวกรรมศาสตร์**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

**หัวข้อวิทยานิพนธ์** การออกแบบวงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุทแตกต่างกัน  
**Thesis Title** A Design of Chopper Modulator Circuit Based on Differential Voltage Current Conveyor  
**นักศึกษา** นางสาวธีติมา ตรีพยัคฆ์  
**รหัสประจำตัว** 50060913  
**ปริญญา** วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
**สาขาวิชา** วิศวกรรมโทรคมนาคม  
**อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์** รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ  
**หมายเลขวิทยานิพนธ์** KMITL-2009-EN-M-010-118

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
รศ.สมยศ	จุมณะปิยะ	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิชธรรม	
รศ.ดร.ฟูศักดิ์	ชีวิสุวิทย์	
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	

**วัน / เดือน / ปี** ที่สอบ วันพุธที่ 19 สิงหาคม พ.ศ. 2552 เวลา 15.00 – 17.00 น.

**สถานที่สอบ** ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

**คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว**



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

**คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์**

**วันที่ 19 สิงหาคม พ.ศ. 2552**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจร สายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่าง
นักศึกษา	นางสาวรัชติมา ตรีพยัคฆ์
รหัสนักศึกษา	50060913
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่าง สามารถกำหนดรูปแบบการมอดูเลตได้สามแบบในวงจรเดียวกันคือ โควานมอดูเลเตอร์ รีมมอดูเลเตอร์และแอมพลิฟายมอดูเลเตอร์ วงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอนี้ สร้างจากวงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่างหนึ่งวงจร สวิตช์แบบมอสส์ตัวและวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์สองตัว ข้อดีของวงจรคือ มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ดังนั้นจึงสามารถต่อเข้ากับโหลดได้โดยไม่ต้องการวงจรบัฟเฟอร์ วงจรใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนน้อยซึ่งเหมาะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และควบคุมสวิตช์ของอุปกรณ์ด้วยสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณโดยตรง ผลของวงจรที่นำเสนอแสดงโดยการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice ซึ่งยืนยันการทำงานของวงจรที่นำเสนอได้เป็นอย่างดี

<b>Thesis Title</b>	A Design of Chopper Modulator Circuit Based on Differential Voltage Current Conveyor
<b>Student</b>	Ms. Theetima Treepayak
<b>Student ID.</b>	50060913
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2009
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

### ABSTRACT

This paper presents a chopper modulators which can able to assign as three modulators in one circuit. It consists of Cowan, Ring and amplitude modulators. The proposed circuit is implemented from the differential voltage current conveyor (DVCC), four-MOS transistors switch and two-MOS transistors inverter. The advantage of this proposed circuit is high-input and low-output impedance and is able to connect with any load without buffer and the number of transistors is quite less which is suitable for integrated circuits. The proposed technique is to control the switch by using the square pulse which is obtained from direct signal generator. All simulation results are based on the Pspice program simulator which confirms the performance of the proposed circuit technique.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำปรึกษา สั่งสอน ให้ข้อคิด แก่ผู้วิจัยตลอดจนแนะนำและช่วยเหลือ สนับสนุนในด้านต่างๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และขอกราบ พระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ ดร.มนตรี คำเงิน ดร. สิริภพ ผู้ประกาย ดร.ศรวัฒน์ ชิวปรีชา และ คณาจารย์คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ ทหารลาดกระบังทุกท่าน ที่ได้สอนให้ความรู้และให้คำแนะนำระหว่างศึกษา จนทำให้วิทยานิพนธ์ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่าน ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัย นเรศวรที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านที่คอยให้กำลังใจ และช่วยเหลือ ตลอดมา

และสุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่เลี้ยงดูอบรมสั่งสอน สนับสนุน คอย ชี้นำ และให้กำลังใจมาโดยตลอด ขอขอบพระคุณค่ะ

ธิติมา ตรีพยัคฆ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์.....	4
2.2.1 มอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล.....	5
2.2.2 มอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล.....	5
2.2.3 มอสทรานซิสเตอร์โหนดคลีฟลีชั้นชนิดเอ็นแชนแนล.....	6
2.2.4 มอสทรานซิสเตอร์โหนดคลีฟลีชั้นชนิดพีแชนแนล.....	7
2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์.....	8
2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในโหนดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	8
2.4.1 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล.....	9
2.4.2 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล.....	14
2.5 สมการการไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	17
2.5.1 สมการไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ช่วงต่างๆ.....	17
2.5.2 ผลของการมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแส.....	19
2.6 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก.....	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังเว็บไซต์อื่นใด  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7 ผลตอบสนองความถี่.....	24
2.8 บทสรุป.....	28
<b>บทที่ 3</b> วงจรสายพานกระแสและวงจรที่เกี่ยวข้อง.....	29
3.1 บทนำ.....	29
3.2 ประวัติความเป็นมาของวงจรสายพานกระแส.....	29
3.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1.....	29
3.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2.....	30
3.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่นำเสนอในอดีต.....	31
3.3 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส.....	34
3.4 วงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่างแบบซิมอส.....	38
3.5 วงจรสะท้อนกระแส.....	39
3.6 การมอดูเลตสัญญาณ.....	44
3.6.1 การมอดูเลตแอมพลิฟิเคชันแบบแถบข้างคู่ขั้วเคลื่อนที่.....	45
3.6.2 วิธีการสร้างสัญญาณ DSB SC.....	47
3.6.2.1 ซ็อฟเพอร์มอดูเลเตอร์.....	47
3.6.2.2 ริงมอดูเลเตอร์.....	50
3.7 บทสรุป.....	53
<b>บทที่ 4</b> วงจรซ็อฟเพอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุทแตกต่าง.....	54
4.1 วงจรซ็อฟเพอร์มอดูเลเตอร์.....	54
4.2 วงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุทแตกต่าง.....	55
4.3 วงจรซ็อฟเพอร์ที่นำเสนอ.....	56
4.3.1 การทำงานของวงจรโคแวนซ็อฟเพอร์มอดูเลเตอร์.....	57
4.3.2 การทำงานของวงจรริงซ็อฟเพอร์มอดูเลเตอร์.....	58
4.3.3 การทำงานของวงจรรแอมพลิฟิเคชันซ็อฟเพอร์มอดูเลเตอร์.....	58
4.4 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพการทำงานของวงจร.....	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร.....	63
4.6 การคิมอคูเลตสัญญาณ.....	66
4.7 บทสรุป.....	70
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย.....	71
บรรณานุกรม.....	72
ภาคผนวก.....	73
ภาคผนวก ก. พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองบนโปรแกรมPSpice.....	74
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	75
ประวัติผู้เขียน.....	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 การใช้งานวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์.....	59
4.2 สรุปค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจร.....	69
5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอกับวงจรในวารสารต่างๆ.....	71



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล.....5
2.2	โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล.....6
2.3	โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์โหนดคิพลีชั้นชนิดเอ็นแชนแนล.....6
2.4	โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์โหนดคิพลีชั้นชนิดพีแชนแนล.....7
2.5	สัญลักษณ์มอสทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS และ (ข) PMOS โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์.....8 (ค) NMOS และ (ง) PMOS โหนดคิพลีชั้น.....8
2.6	โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล และเอ็นแชนแนล.....9
2.7	การเกิดช่องทางเดินกระแส (ก) ในเอ็นมอส (ข) ในพีมอส.....9
2.8	การต่อแรงดันไบอัสให้กับมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล.....10
2.9	ทิศทางการไหลของกระแสเมื่อมีการต่อแรงดันไบอัส.....10
2.10	ความสัมพันธ์ของ $V_{GS}$ และ $I_D$ ในขณะที่ยังมีค่าต่ำๆ.....11
2.11	สภาวะที่เกิดขึ้นในมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล.....12
2.12	คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์เอ็นฮานซ์เมนต์โหนดชนิดเอ็นแชนแนลโดยที่ $V_{GS} \geq V_T$ .....13
2.13	การเพิ่มค่า $V_{DS}$ ทำให้ความยาวช่องทางเดินกระแสเปลี่ยนแปลง.....13
2.14	คุณสมบัติของกระแสและแรงดัน ( $I_D$ , $V_{DS}$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ ชนิดเอ็นแชนแนล.....14
2.15	การไบอัสแรงดันให้กับมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล.....14
2.16	เปรียบเทียบคุณสมบัติการถ่ายโอนของมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ ชนิดเอ็นแชนแนลและพีแชนแนล.....15
2.17	กราฟเปรียบเทียบการทำงานในช่วงต่างๆ(ก) ชนิดเอ็นแชนแนลและ(ข) ชนิดพีแชนแนล.....16
2.18	โครงสร้างของ CMOS.....17
2.19	ผลความสัมพันธ์ของ $I_D$ และ $V_{DS}$ เมื่อมีการเกิดมอดูเลชันตามความยาวช่องทางเดินกระแส.....20
2.20	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) ไม่พิจารณาผลของ $\lambda$ ขณะทำงานช่วงอิมิตัว (ข) พิจารณาผลของ $\lambda$ โดยเพิ่มความต้านทานที่ขาออก.....22
2.21	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก กรณีที่ฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอร์ส.....24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 (ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง (ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีทีชอร์สต่อกับฐานรอง (ค) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณีที่ $C_{gs}$ มีค่าน้อยมากๆ.....	25
2.23 การหาอัตราขยายกระแสขณะเปิดวงจร.....	27
3.1 วงจรสมมูลของวงจร CCI.....	30
3.2 วงจรสมมูลของวงจร CCII.....	31
3.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่เสนอ โดย B.Wilson.....	32
3.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่เสนอ โดย H.W.Cha และ K.Watanabe.....	32
3.5 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่นำเสนอ โดย A.M.Ismail และ A.M.Soliman.....	33
3.6 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII.....	34
3.7 วงจรสมมูลของวงจร CCCII.....	35
3.8 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก CCCII+.....	36
3.9 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดลบ CCCII-.....	37
3.10 บล็อกของวงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่าง.....	38
3.11 วงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่าง DVCC.....	39
3.12 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ.....	40
3.13 แสดงคุณสมบัติที่เอาท์พุทขาออกของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.12 (ก) ในกรณีที่ M1 และ M2 สมพียงกัน.....	41
3.14 แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ M1 (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ M1.....	42
3.15 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็ก.....	43
3.16 แสดงวงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแส.....	43
3.17 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC.....	46
3.18 วงจรมอดูเลเตอร์แบบแบบซีพเพอร์.....	47
3.19 (ก) สัญญาณข่าวสาร (ข) สัญญาณที่ถูกมอดูเลต (ค) สัญญาณเอาท์พุท.....	47
3.20 สัญญาณและสเปกตรัมของสัญญาณในกระบวนการมอดูเลตแบบซีพเพอร์.....	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการวิจัย  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.21 วงจรมอดูเลเตอร์แบบซีพเปอร์โดยใช้ไดโอด.....	50
3.22 รังมอดูเลเตอร์ และวงจรมอดูเลเตอร์.....	51
3.23 วงจรรังมอดูเลเตอร์เชิงปฏิบัติ.....	52
4.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรวจร DVCC.....	55
4.2 วงจรวจร DVCC ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์.....	56
4.3 (ก) วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอม (ข) วงจรอินเวอร์เตอร์ (ค) การขยับระดับสัญญาณด้วยแรงดัน DC.....	57
4.4 วงจรโควานซีพเปอร์มอดูเลเตอร์.....	57
4.5 วงจรรังซีพเปอร์มอดูเลเตอร์.....	58
4.6 วงจรแอมพลิฟายเออร์ซีพเปอร์มอดูเลเตอร์.....	59
4.7 วงจรในการหาค่าความต้านทานทางอินพุต.....	60
4.8 ค่ากระแสที่อินพุตขาเข้าของวงจรวจร.....	61
4.9 แสดงค่ากระแสที่เอาต์พุตของวงจรวจร.....	62
4.10 แสดงช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตของวงจรวจร.....	62
4.11 การทำงานของโควานซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอม.....	63
4.12 การทำงานของรังซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอม.....	64
4.13 การทำงานของแอมพลิฟายเออร์ซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอม.....	64
4.14 ผลการทำงานของวงจรวจรโควานซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ความถี่ 500kHz.....	65
4.15 ผลการทำงานของวงจรวจรรังซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ความถี่ 500kHz.....	65
4.16 ผลการทำงานของวงจรวจรแอมพลิฟายเออร์ซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ความถี่ 500kHz.....	66
4.17 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรวจร.....	66
4.18 วงจรเอนเวโลปดีเทคเตอร์ (Envelope detector).....	67
4.19 สัญญาณที่ได้จากวงจรวจรเอนเวโลปดีเทคเตอร์.....	68
4.20 สัญญาณที่ได้จากการคิมอดูเลชั่น.....	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลต (modulation) โดยนิยามแล้วการมอดูเลตคือ กระบวนการเปลี่ยนคุณสมบัติบางอย่างเช่น แอมพลิจูด (Amplitude) ความถี่ (Frequency) หรือเฟส (Phase) ของสัญญาณคลื่นพาห้ (carrier) ไปตามคุณสมบัติของสัญญาณข้อมูล สัญญาณคลื่นพาห้ที่ใช้กันทั่วไปคือสัญญาณไซน์ซอซอด์ ส่วนที่ภาครับสัญญาณจะมีการทำงานที่กลับกันกับที่ภาคส่งคือ มีกระบวนการดึงสัญญาณข้อมูลกลับคืนมาและเรียกระบวนการนี้ว่า ดีมอดูเลต (demodulation)

วิธีการมอดูเลตสัญญาณมีหลายรูปแบบ แต่ละแบบมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันไป องค์ประกอบโดยทั่วไปที่ต้องนำมาพิจารณาในการเลือกใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณให้เหมาะสมกับความถี่ของสัญญาณข้อมูลซึ่งพอสรุปได้ดังนี้คือ ขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ ประสิทธิภาพของการใช้กำลังส่ง ค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ต้องการกับค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio : SNR) และความซับซ้อนของวงจรภาครับและภาคส่งสัญญาณ

วิธีการมอดูเลตสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทหลักคือ การมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด (amplitude modulation) และการมอดูเลตเชิงมุม (angle modulation) การมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดคือ การแปรเปลี่ยนแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห้ไปตามขนาดของสัญญาณข้อมูลที่จะส่ง การมอดูเลตประเภทนี้สามารถแบ่งแยกออกเป็นวิธีย่อยได้ 4 วิธีคือ การมอดูเลตแบบ AM การมอดูเลตแบบ DSB SC (double sideband-suppressed carrier) การมอดูเลตแบบ SSB (single sideband) การมอดูเลตแบบ VSB (vestigial sideband) ส่วนการมอดูเลตเชิงมุมคือ การแปรเปลี่ยนมุมของสัญญาณคลื่นพาห้ (carrier) ไปตามขนาดของสัญญาณข้อมูลที่จะส่ง ซึ่งประกอบด้วยการมอดูเลตแบบ FM (frequency modulation) และการมอดูเลตแบบ PM (phase modulation)

วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอนี้สามารถเลือกรูปแบบการมอดูเลตได้สามรูปแบบในวงจรเดียวกัน วงจรยังมีขนาดเล็กใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่มีจำนวนน้อยกว่า [2] และมีค่าเอทัพทอิมพีแดนซ์ต่ำ เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาและทำการออกแบบวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ด้วยวงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่าง โดยโครงสร้างของวงจรมีขนาดเล็ก ใช้อุปกรณ์จำนวนที่น้อยกว่า เพื่อให้สามารถกำหนดรูปแบบการมอดูเลตได้โดยการสวิตซ์ อีกทั้งวงจรที่ได้นำเสนอนี้มีข้อดีคือ มีเอทัพทอิมพีแดนซ์ต่ำจึงสามารถนำไปต่อกับโหลดได้โดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์

### 1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท

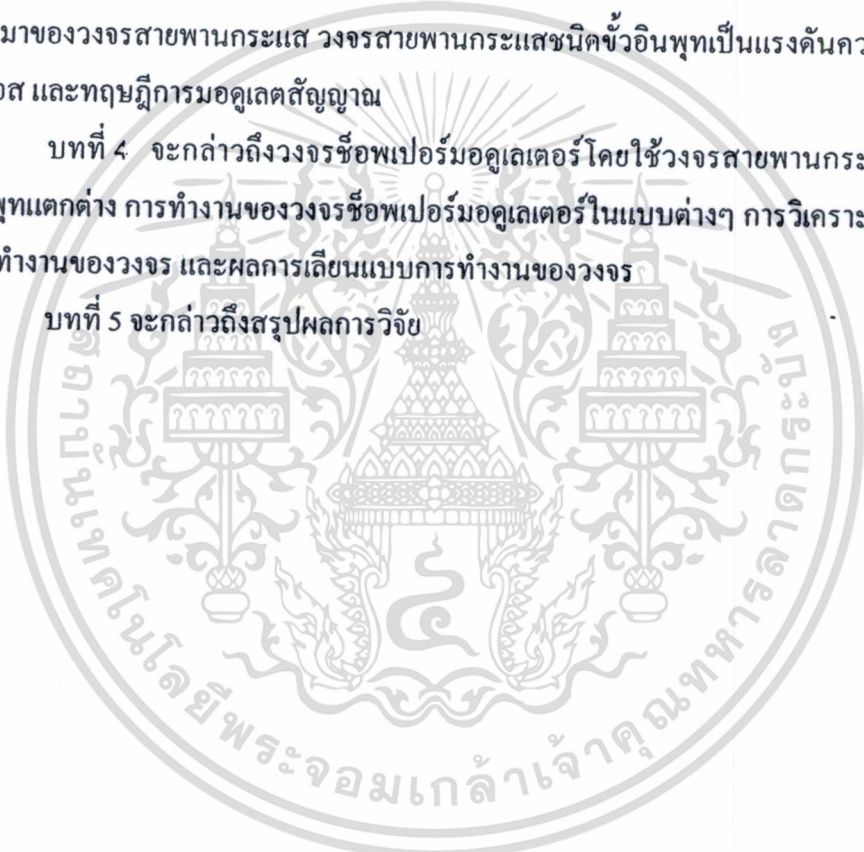
บทที่ 1 จะกล่าวถึงบทนำ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการศึกษา และรายละเอียดของแต่ละบทในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีและการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ การไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ผลตอบสนองความถี่และบทสรุป

บทที่ 3 จะกล่าวถึงวงจรสายพานกระแสและวงจรที่เกี่ยวข้อง โดยกล่าวถึงประวัติความเป็นมาของวงจรสายพานกระแส วงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุตเป็นแรงดันความแตกต่างแบบซีมอส และทฤษฎีการมอดูเลตสัญญาณ

บทที่ 4 จะกล่าวถึงวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่าง การทำงานของวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ในแบบต่างๆ การวิเคราะห์ประสิทธิภาพการทำงานของวงจร และผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร

บทที่ 5 จะกล่าวถึงสรุปผลการวิจัย



## บทที่ 2

# ทฤษฎีและการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

### 2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) หรือมอสเฟต (Metal Oxide semiconductor Field Effect Transistor: MOSFET) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีการทำงานจากผลของสนามไฟฟ้า (Field Effect Device) โดยที่ขนาดของสนามไฟฟ้าขึ้นอยู่กับขนาดของความต่างศักย์และระยะห่างระหว่างส่วนเกรนและส่วนซอส กระแสครีพท์ที่เกิดขึ้นจึงถูกประมาณว่าเกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุพาหะส่วนมากที่มีอยู่ในสารกึ่งตัวนำชนิดนั้นเพียงชนิดเดียว ด้วยเหตุนี้จึงสามารถจัดให้มอสทรานซิสเตอร์อยู่ในเป็นอุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำชนิดยูนิโพลาร์ (unipolar)

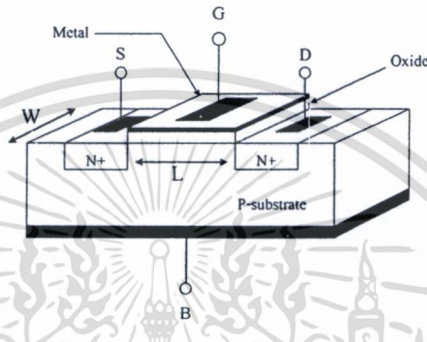
เนื่องจากโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์มีลักษณะที่ง่าย ขั้นตอนการผลิตนั้นง่ายกว่าขบวนการผลิตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มากและปัจจุบันนี้ได้มีการเริ่มเอาอุปกรณ์ประเภทมอสทรานซิสเตอร์ไปใช้งานแทนอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์หลายอย่างด้วยกันเพราะเมื่อนำอุปกรณ์ประเภทมอสทรานซิสเตอร์มาผลิตเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่ (Very Large Scale Integration: VLSI) จะมีขั้นตอนการผลิตที่น้อยกว่าการนำเอาอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อีกทั้งมอสทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์จำพวกที่มีความต้านทานอินพุทขาเข้าสูง มีการสูญเสียกำลังงานต่ำในการใช้งานและมีความเที่ยงตรงสูงแต่ยังมีข้อด้อยอยู่บ้างคือ ในการใช้งานอุปกรณ์ประเภทมอสทรานซิสเตอร์นั้นจำเป็นต้องใช้แรงดันไฟที่ค่อนข้างสูง ป้อนให้กับมอสทรานซิสเตอร์จึงจะสามารถทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานได้

### 2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งตามโครงสร้างการทำงานออกเป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ มอสทรานซิสเตอร์โหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement mode) และมอสทรานซิสเตอร์โหมดดีพลีชัน (Depletion mode) ซึ่งในแต่ละโครงสร้างสามารถแบ่งย่อยออกไปได้อีก 2 ชนิดคือ N-Channel หรือที่เรียกว่า NMOS โดยมีลักษณะการทำงานคือ จะใช้ประจุพาหะอิเล็กตรอนเป็นตัวนำกระแสและอีกชนิดหนึ่งคือ P-Channel หรือที่เรียกว่า PMOS โดยจะใช้ประจุพาหะโฮลเป็นตัวนำกระแส

### 2.2.1 มอสมทรานซิสเตอร์โหมคเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล (N-Channel enhancement mode MOS transistor)

เอ็นแชนแนลมอสมทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนที่จะมีการไบอัสที่ขั้วเกต (Gate) มีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี (p-Type) ดังนั้นขณะใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-Type) เปลี่ยนเป็นชนิดเอ็น (n-Type) ก่อน โดยการสร้างแรงดันที่ขั้วเกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง สามารถแสดงได้ดังรูป 2.1

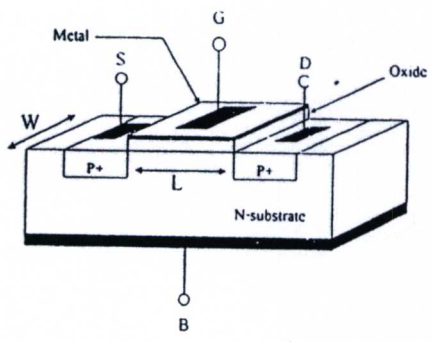


รูปที่ 2.1 โครงสร้างมอสมทรานซิสเตอร์โหมคเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล

จากรูปที่ 2.1 จะประกอบไปด้วยแผ่นฐานรองเป็นชนิดพี (p-Type) ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped P-Type Substrate) ที่มีอิเล็กโตรดบริเวณขั้วเดรน (Drain) และขั้วซอร์ส (Source) ที่ต่อกับบริเวณสารกึ่งตัวนำที่ทำการเติมสารเจือชนิดเอ็น ( $n^+$ ) ความหนาแน่นสูงเข้าไปในฐานรอง เหมือนกับกรณีของดีพลีชัน แต่จะทำการเคลือบซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) เป็นฉนวนลงไปบนฐานรองแล้วทำการต่ออิเล็กโตรดที่เป็นโลหะเข้ากับขั้วเกต (G) โดยส่วนที่อยู่ระหว่างขั้วเดรน (D) และขั้วซอร์ส (S) จะเรียกว่า แชนแนลเหมือนเดิม โดยที่ระยะห่างความยาว (Channel Length) เป็น L และระยะห่างความกว้าง (Channel Width) เป็น W

### 2.2.2 มอสมทรานซิสเตอร์โหมคเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล (P-Channel enhancement mode MOS transistor)

พีแชนแนลมอสมทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสภาวะปกติทำให้ไบอัสที่ขั้วเกต มีสารกึ่งตัวนำในช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น (n-Type) ในขณะที่ใช้งานจึงควบคุมปริมาณกระแสให้มากขึ้นหรือน้อยลงได้ โดยการให้แรงดันที่ขั้วเกต (G) เป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง โครงสร้างของพีแชนแนลเอ็นฮานซ์เมนต์โหมคมอสมทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.2

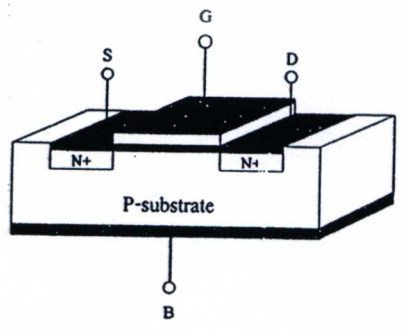


รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เม้นท์ชนิดพีเซนแนล

จากรูปโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เม้นท์ชนิดพีเซนแนลจะมีโครงสร้างคล้ายกับมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เม้นท์ชนิดเอ็นเซนแนล แต่แตกต่างกันที่ฐานรองเป็นชนิดเอ็น ความหนาแน่นน้อยที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดพี ความหนาแน่นมากสองส่วนแพร่อยู่บนบอดีแทน

2.2.3 มอสทรานซิสเตอร์โหนดพีชั้นชนิดเอ็นเซนแนล (N-Channel depletion mode MOS transistor)

เอ็นเซนแนลมอสทรานซิสเตอร์ที่ในสภาวะปกติก่อนที่จะให้มีการไบอัสที่ขั้วเกต (G) มีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น (n-type) ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนขั้วซอร์สและขั้วเดรน อันเป็นผลทำให้เกิดกระแสรีฟที่ขึ้นทันทีที่มีความแตกต่างระหว่างส่วนขั้วซอร์สกับส่วนขั้วเดรน ในการควบคุมปริมาณกระแสรีฟนี้สามารถทำได้ทั้งในทางที่ทำให้ปริมาณกระแสรีฟเพิ่มขึ้น ทำได้โดยการให้แรงดันที่ขั้วเกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรองหรือ สามารถทำให้ปริมาณกระแสรีฟลดลง โดยการให้แรงดันที่ขั้วเกตเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง สามารถแสดงโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2.3



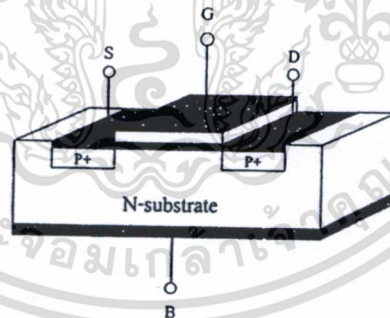
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์โหนดพีชั้นชนิดเอ็นเซนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.3 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน โหมดชนิดเอ็นแชนแนล (N-Channel) ประกอบไปด้วยแผ่นผลึกฐานรองชนิด P ความหนาแน่นน้อยที่เป็น single-crystal silicon wafer ซึ่งจะเรียกว่า (Body) มีการต่ออิเล็กโทรดเข้าตรงบริเวณที่เป็นขั้วเดรนและขั้วซอร์สที่เป็นบริเวณที่มีสารกึ่งตัวนำชนิด N ที่มีความหนาแน่นมาก (Heavily Dope N-Type Region) โดยที่จะทำการเชื่อมต่อบริเวณขั้วเดรนและขั้วซอร์สด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด N ความหนาแน่นน้อย (Lightly Dope N-Type Region) เรียกว่าแชนแนล (Channel) โดยที่เหนือบริเวณแชนแนลนั้น จะมีฉนวนแผ่นบางๆ ซึ่งทำมาจากซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) วางอยู่จากนั้นจึงวางอิเล็กโทรดเกตซึ่งเป็นโลหะบนซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ )

#### 2.2.4 มอสทรานซิสเตอร์โหมดดีพลีชันชนิดพีแชนแนล (P-Channel depletion mode MOS transistor)

พีแชนแนลมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนที่จะมีการไบอัสที่ขั้วเกต มีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี มอสทรานซิสเตอร์โหมดดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล ซึ่งในการควบคุมปริมาณกระแสคริปท์นี้จะควบคุมปริมาณกระแสให้ไหลมากขึ้น โดยการให้แรงดันที่ขั้วเกตเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรองที่ทำให้ปริมาณกระแสคริปท์เพิ่มขึ้น โดยการให้แรงดันที่ขั้วเกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง แสดงโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2.4

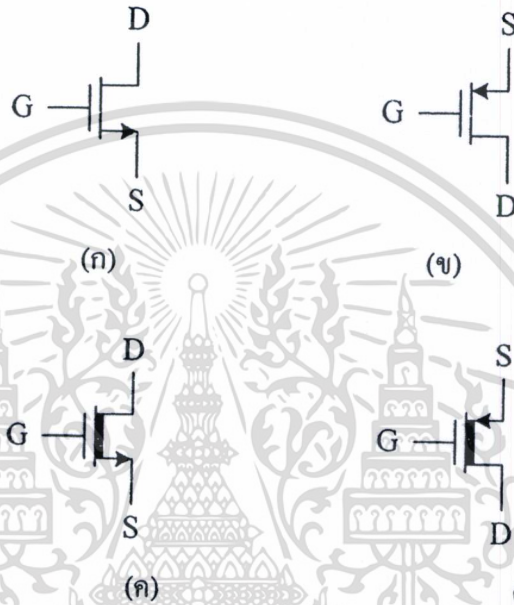


รูปที่ 2.4 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์โหมดดีพลีชันชนิดพีแชนแนล

จากรูปที่ 2.4 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์โหมดดีพลีชันชนิดพีแชนแนลนั้นจะมีลักษณะทั่วไปที่คล้ายคลึงกับมอสทรานซิสเตอร์โหมดดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล จะแตกต่างตรงที่ชนิดพีแชนแนล (P-Channel) จะมีฐานรองเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและมีแชนแนลเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีความหนาแน่นน้อย (Lightly Dope P-Type Region)

### 2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ โดยเริ่มจากมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนล และเอ็นแชนแนล เมื่อแรงดันที่ฐานรองระหว่างและขั้วซอร์สไม่เป็นศูนย์ ( $V_{BS} \neq 0$ ) และสัญลักษณ์มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนล และเอ็นแชนแนล เมื่อแรงดันที่ฐานรองระหว่างและขั้วซอร์สเป็นศูนย์ ( $V_{BS} = 0$ )



รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์มอสทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS และ (ข) PMOS โหมดเอ็นฮานซ์เมนต์  
(ค) NMOS และ (ง) PMOS โหมดดีพลีชัน

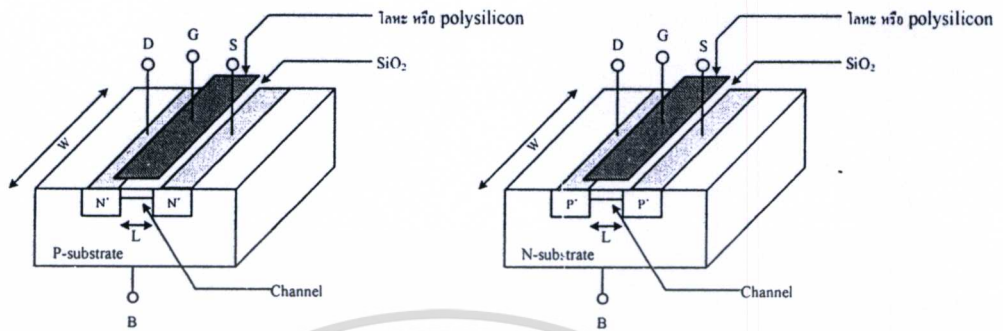
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้มอสทรานซิสเตอร์ในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ในการออกแบบทั้งหมดจึงขอกล่าวเฉพาะมอสทรานซิสเตอร์ในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์เท่านั้น

### 2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์

ลักษณะการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ รูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นถึงส่วนประกอบต่างๆ ของมอสทรานซิสเตอร์โหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ ซึ่งจะถูกสร้างบนฐานรองชนิดพี (P-Type Substrate) สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นถูกสร้างขึ้นดังในรูป ชั้นหนึ่งถูกเรียกว่า เคน (Drain) และอีกชั้นหนึ่งเรียกว่า ซอร์ส (Source) ฟิล์มบางของซิลิกอนไดออกไซด์ :  $\text{SiO}_2$  จะถูกสร้างที่ด้านบนของฐานรองครอบคลุมพื้นที่ของซอร์สและเคน บนชั้นของออกไซด์จะสร้างฟิล์มบางของโลหะ (มักเป็นอลูมิเนียม) หรือตัวนำไฟฟ้า เช่น สารกึ่งตัวนำโพลีซิลิกอนที่มีค่าพิคัดความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

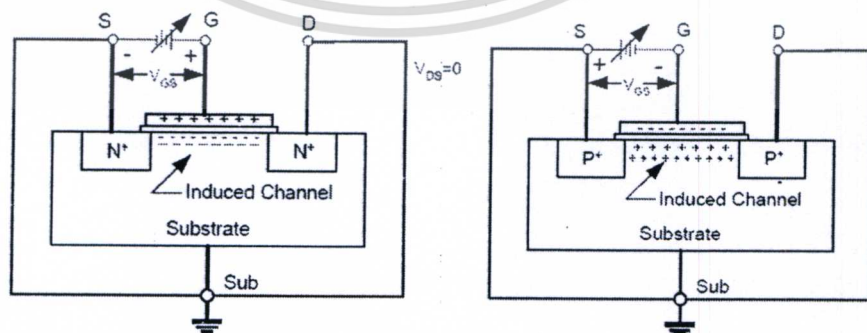
ต่ำๆ เพื่อทำหน้าที่เป็นส่วนควบคุมที่เรียกว่า เกท (Gate) ที่ฐานรองจะต่อขั้วของไฟฟ้าออกมาด้วย เรียกว่า ขั้วฐานรองหรือขั้วเบส



รูปที่ 2.6 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เม้นท์ชนิดพีเซนแนล และเอ็นเซนแนล

2.4.1 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เม้นท์ชนิดเอ็นเซนแนล (NMOS)

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นั้น ช่องทางเดินกระแสจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นบริเวณใต้ส่วนของเกตพิจารณารูปที่ 2.7 (ก) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ถ้าหากแรงดัน  $V_{GS} = 0$  กระแสจะไม่สามารถไหลจากเดรน (D) ไปยังซอร์ส (S) ได้เลยถ้าเราป้อน  $V_{GS}$  ซึ่งเป็นแรงดันบวกให้กับมอสชนิดเอ็นจะเกิดสภาพของตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับฐานรองดังในรูปที่ 2.7 ประจุลบจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นระหว่างเดรน (D) กับซอร์ส (S) ถ้า  $V_{GS}$  มีค่ามากพอประจุบวกที่เกตจะเหนี่ยวนำให้เกิดประจุลบจำนวนมากที่สารกึ่งตัวนำชนิดพี ซึ่งอยู่ระหว่างเดรนและซอร์ส ให้กลายเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสจาก  $N^+$  ซอร์สไปยัง  $N^+$  เดรนในทำนองเดียวกันในมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีเซนแนลหรือพีมอส จะสามารถที่จะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสชนิดพีในบริเวณของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (ฐานรอง) โดยการป้อนแรงดันไบอัสที่เกตเป็นค่า  $(-V_{GS})$  ดังในรูปที่ 2.7 (ข)



รูปที่ 2.7 การเกิดช่องทางเดินกระแส (ก) ในเอ็นมอส (ข) ในพีมอส

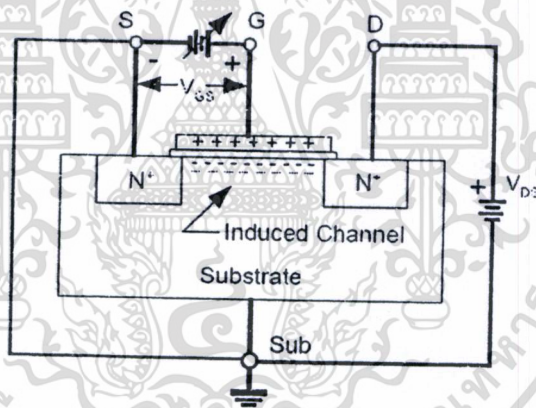
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.7 ค่าของแรงดัน  $V_{GS}$  ที่พอดีทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส นั้น จะเรียกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage:  $V_T$ ) ซึ่งจะมีค่าเป็นบวกสำหรับเอ็นมอสและเป็นลบสำหรับพีมอส ถ้ามีความต่างศักย์ระหว่างเกรนและซอร์สก็จะทำให้กระแสเริ่มต้นที่จะไหล และความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแสก็จะเพิ่มขึ้นด้วย จึงสรุปค่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตามผลต่างของแรงดัน  $V_{GS} - V_T$  ซึ่งนิยามเป็นแรงดันระหว่างขั้วเกตขั้วซอร์สประสิทธิภาพ (Effective Gate-Source Voltage:  $V_{eff}$ ) ค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนอธิบายได้ดังนี้

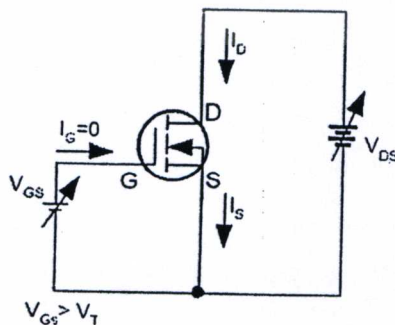
$$Q = C_{ox}(V_{GS} - V_{TH}) = C_{ox}V_{eff} \tag{2.1}$$

โดยที่  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

โดยที่การจ่ายแรงดันไบแอส  $V_{GS} > V_T$  และจ่ายแรงดันไบแอสให้กับเกรนและซอร์สดังรูปที่ 2.8



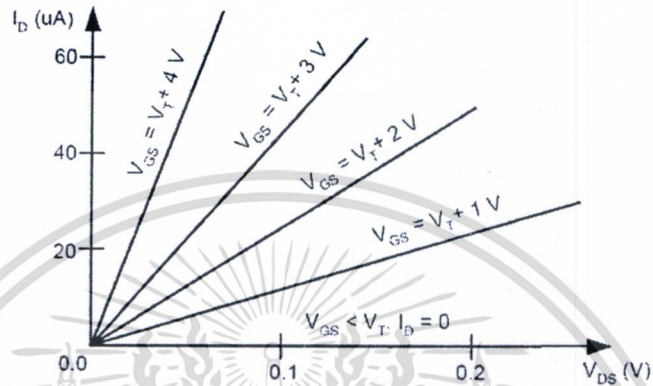
รูปที่ 2.8 การต่อแรงดันไบแอสให้กับมอสทรานซิสเตอร์ โหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล



รูปที่ 2.9 ทิศทางการไหลของกระแสเมื่อมีการต่อแรงดันไบแอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่  $V_{GS}$  มีค่าเพิ่มขึ้น ( $V_{GS} > V_T$ ) ประจุด้านล่างของขั้วเกตจะถูกเหนี่ยวนำมากขึ้น ทำให้ช่องทางเดินกระแสมีค่าความต้านทานลดลง ในขณะที่แรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าต่ำๆ กระแสเดรนจะแปรผันโดยตรงกับค่าของแรงดัน ( $V_{GS} - V_T$ ) ความสัมพันธ์ของ  $V_{GS}$  กับกระแสเดรน โดยที่ในขณะที่  $V_{DS}$  มีค่าต่ำๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ของ  $V_{GS}$  และ  $I_D$  ในขณะ  $V_{DS}$  มีค่าต่ำๆ

จากรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่า  $I_D = 0$  เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  และกระแสเดรน  $I_D$  จะแปรผันโดยตรงกับค่าของ  $(V_{GS} - V_T)$  การที่เกิดช่องทางเดินกระแสในมอสทรานซิสเตอร์ เกิดจากการเหนี่ยวนำของประจุ จากสภาวะการทำงานของตัวเก็บประจุระหว่างขั้วเกตกับฐานรองโดยมี  $\text{SiO}_2$  มีค่าความต้านทานสูงมาก ในขณะที่แรงดันไบอัส  $V_{GS}$  จะมีค่าเท่าใดก็ตาม (ยังไม่เบรคดาวน) กระแสเกตจะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งจะมีผลทำให้กระแสเดรนมีค่าเท่ากับกระแสชอร์ต สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_D$  และความต้านทาน  $V_{DS}$  อธิบายได้ดังนี้

$$I_D = \mu_0 Q \frac{W}{L} V_{DS} \quad (2.2)$$

$\mu_0$  คือค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอน

$Q$  คือค่าความหนาแน่นของประจุในแกนเนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

$W$  คือความกว้างของช่องทางเดินกระแส

$L$  คือความยาวของช่องทางเดินกระแส

จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้

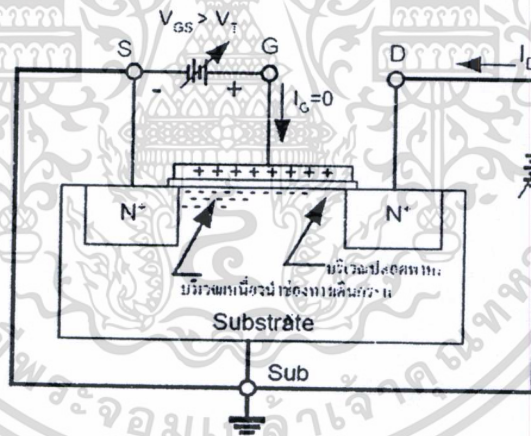
$$I_D = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.3)$$

สมการที่ 2.3 เป็นสมการกระแส  $I_D$  ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีที่แรงดัน  $V_{DS}$  เข้าใกล้ศูนย์เท่านั้น

พิจารณาสถานะที่เกิดขึ้นเมื่อ  $V_{DS}$  มีค่าเพิ่มขึ้น ถ้าให้  $V_{GS}$  มีค่าคงที่โดยที่  $V_{GS} > V_T$  ในขณะที่  $V_{DS}$  มีค่าต่ำโดย  $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$  กระแสครน  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ตามค่า  $V_{DS}$  เรียกสภาวะการทำงานนี้ว่า ไตรโอด (Triode) หรือโอห์มิก (Ohmic)

ในขณะที่  $V_{DS} > 0$  และ  $V_{GS} > V_T$  เนื่องจากขอร์ส และฐานรองถูกต่อเข้าด้วยกันกับความต่างศักย์ระหว่างเกต กับฐานรองบริเวณที่ใกล้กับขอร์ส จะมากกว่าบริเวณที่ใกล้กับเดรน ช่องทางเดินกระแสจะมีลักษณะลาดเอียง ดังในรูปที่ 2.11

ในขณะที่  $V_{DS} = (V_{GS} - V_T)$  ความต่างศักย์ระหว่างเกต กับฐานรองด้านที่ติดกับเดรนจะมีค่าเป็นศูนย์เรียกสภาวะที่เกิดขึ้นของช่องทางเดินกระแสในขณะนี่ว่าภาวะ พินช์ออฟ (Pinch off) กล่าวคือ แชนแนลซึ่งเป็นช่องทางเดินกระแสขาดออกจากกัน โดยเริ่มจากบริเวณด้านของขั้วเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าที่จะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมประจุลบเพื่อทำให้เกิดแชนแนล

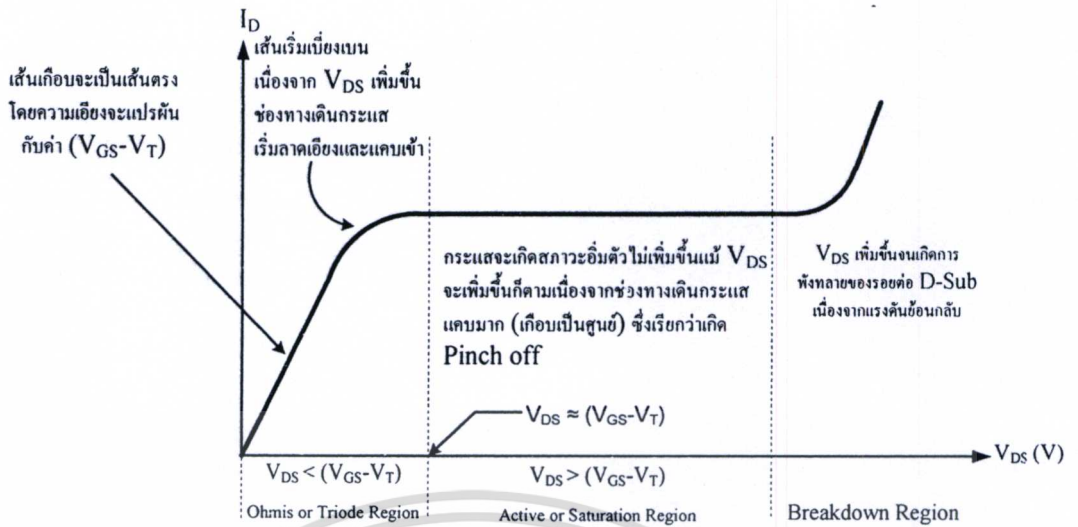


รูปที่ 2.11 สภาวะที่เกิดขึ้นในมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เม้นท์ชนิดเอ็นแชนแนล

ถึงแม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่า  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$  กระแสครน  $I_D$  จะไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้อีก

ในขณะที่  $V_{DS}$  มีค่ามากกว่า  $V_{GS} - V_T$  กระแสครนจะคงที่  $I_D$  จะไม่เพิ่มตาม  $V_{DS}$  อีกช่องทางเดินกระแส (Channel) จะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูงและคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (constant current source) และเรียกสภาวะหรือการทำงานช่วงนี้ว่า สภาวะแอคทีฟ (Active Region) หรือสภาวะอิ่มตัว (Saturation Region)

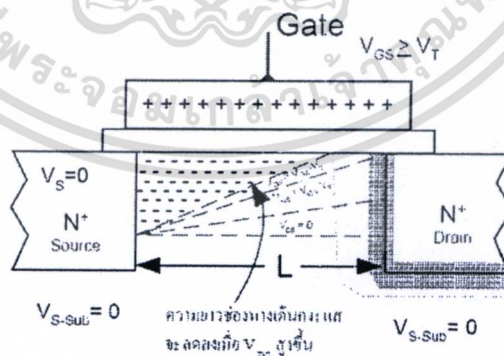
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์เอ็นแชนแนลชนิด Enhancement Mode

ชนิดเอ็นแชนแนล โดยที่  $V_{GS} \geq V_T$

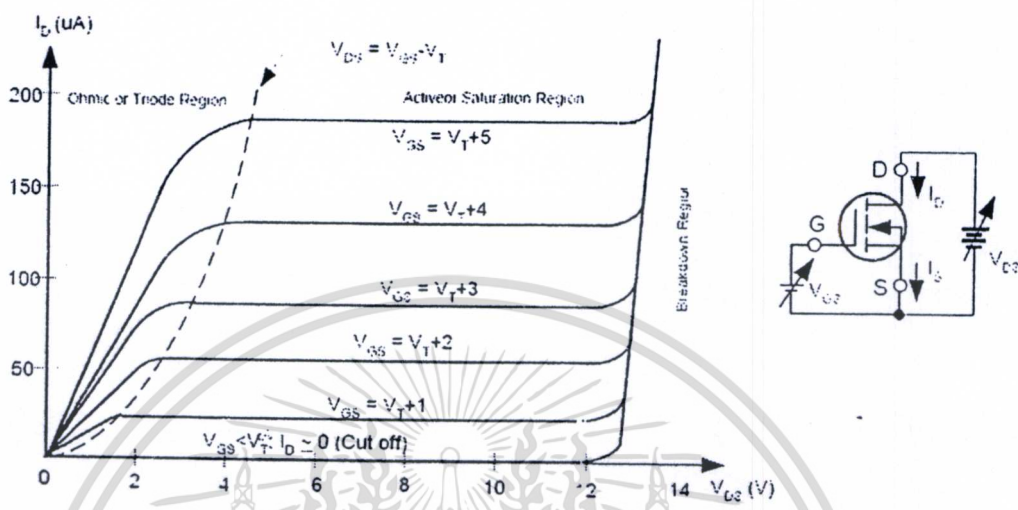
ในขณะที่  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$  ช่องทางเดินกระแสจะเกิดสถานะ พินชออฟ (Pinch off) และความยาวลดลง ตามรูปที่ 2.13 แต่จากการที่มีบริเวณปลอดพาหะ และสนามไฟฟ้าที่ตรงช่องทางเดินกระแสที่อยู่ติดกับแตรอน อิเล็กตรอนที่เดินทางมาถึงบริเวณช่องทางเดินกระแสที่พินชออฟ จะถูกเร่งโดยสนามไฟฟ้าที่มีค่าสูงบริเวณปลอดพาหะแตรอน ทำให้เกิดสถานะกระแสไหลเกือบคงที่ และจากการที่ช่องทางเดินกระแสมีความยาวลดลงเมื่อ  $V_{DS}$  สูงขึ้นทำให้กระแสสูงขึ้นเล็กน้อยเหตุการณ์นี้เรียกว่า Channel Length Modulation



รูปที่ 2.13 การเพิ่มค่า  $V_{DS}$  ทำให้ความยาวช่องทางเดินกระแสเปลี่ยนแปลง

ถ้าเพิ่มค่าของแรงดัน  $V_G$  ประจุบวกที่เกตจะเพิ่มขึ้น จะทำให้อิเล็กตรอนที่ช่องทางเดินกระแสมากขึ้น ดังนั้นความต้านทานของช่องทางเดินกระแสลดลงกระแสแตรอน  $I_D$  จะไหลได้มากขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

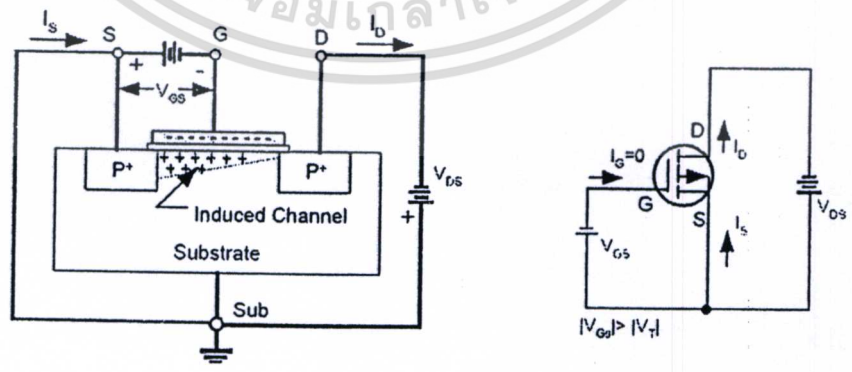
เมื่อค่าแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นถึงค่าหนึ่ง จะทำให้รอยต่อระหว่างครนกับฐานรอง ซึ่งได้รับการไบอัสย้อนกลับเกิดการเบรคควาน์ จะทำให้มอสทรานซิสเตอร์เกิดความเสียหาย



รูปที่ 2.14 คุณสมบัติของกระแสและแรงดัน ( $I_D, V_{DS}$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ ชนิดเอ็นแชนแนล

2.4.2 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล (PMOS)

สำหรับมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล มีหลักการทำงานเหมือนกับชนิดเอ็นแชนแนลทุกประการแต่ที่แตกต่างคือ ต้องจ่ายแรงดัน ไบอัสที่เป็นลบให้กับขั้วเกต และแรงดัน ไฟฟ้าที่ครนจะมีค่าเป็นลบด้วย



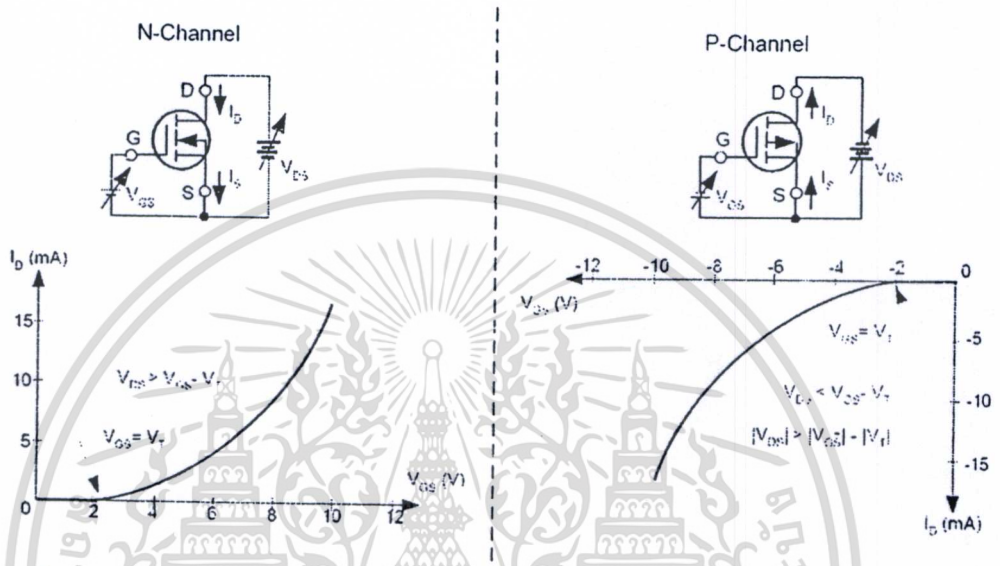
รูปที่ 2.15 การไบอัสแรงดันให้กับมอสทรานซิสเตอร์โหนดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดพีแชนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ NMOS;  $V_T > 0$  กระแส  $I_D$  จะไหลได้ก็ต่อเมื่อ  $V_{GS} > V_T$

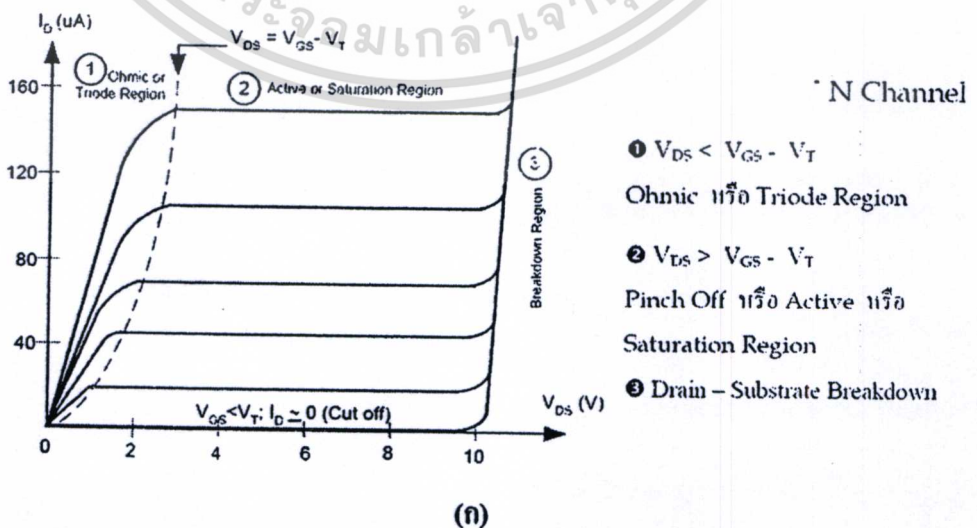
สำหรับ PMOS;  $V_T < 0$  กระแส  $I_D$  จะไหลได้ก็ต่อเมื่อ  $V_{GS} < V_T$  or  $|V_{GS}| > |V_T|$

สรุป ความแตกต่างระหว่าง NMOS และ PMOS Enhancement mode



รูปที่ 2.16 เปรียบเทียบคุณสมบัติการถ่ายโอนของมอสทรานซิสเตอร์โหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนลและพีแชนแนล

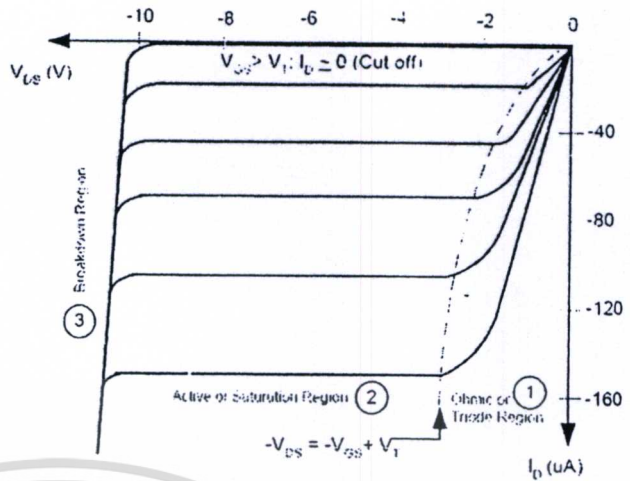
จากรูปที่ 2.16 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติการถ่ายโอน (Transfer Characteristics) ของมอสทรานซิสเตอร์โหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนลและพีแชนแนล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P Channel

- ❶  $-V_{DS} > -V_{GS} + V_T$   
Ohmic หรือ Triode Region
- ❷  $-V_{DS} < -V_{GS} + V_T$   
Pinch Off หรือ Active หรือ Saturation Region
- ❸ Drain - Substrate Breakdown

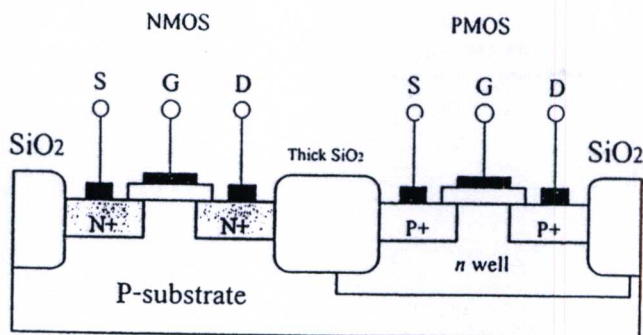


(ข)

รูปที่ 2.17 กราฟเปรียบเทียบการทำงานในช่วงต่างๆ  
(ก) ชนิดเอ็นแชนแนลและ(ข) ชนิดพีแชนแนล

จาก NMOS สามารถสร้างได้เล็กกว่า และทำงานได้เร็วกว่า PMOS และ NMOS ใช้ประจุพาหะอิเล็กตรอนในการนำกระแส ดังนั้นเทคโนโลยีของ NMOS ส่วนมากนำมาแทนที่ PMOS แต่ก็ยังมีการนำทั้งสองอย่างมาใช้ร่วมกัน และรวมอยู่ในวงจรเดียวกันเรียกว่า CMOS

CMOS ย่อมาจาก Complementary MOS เป็นเทคโนโลยีที่นำมอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิด NMOS และ PMOS มาสร้างบนฐานรองเดียวกัน แม้ว่าวงจร CMOS จะสร้างได้ยากกว่า NMOS แต่มีข้อดีคือ สามารถออกแบบวงจรได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ ในปัจจุบัน CMOS มีบทบาทมากในเทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอสทรานซิสเตอร์และสามารถใช้ได้ทั้งวงจรรวมเชิงอุปมาน (analog) และเชิงเลข (digital) ในส่วนของเทคโนโลยีแบบ CMOS ได้มีการเจริญเติบโตอย่างรวดเร็ว จึงทำให้นักออกแบบวงจรได้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรโดยใช้ CMOS มากยิ่งขึ้น รูปที่ 2.18 เป็น โครงสร้างแบบ CMOS และอธิบายถึงการสร้าง PMOS และ NMOS บนแผ่นฐานรองเดียวกันสังเกตว่า NMOS สามารถสร้างขึ้นได้โดยตรงแต่สำหรับ PMOS จะสร้างขึ้นได้โดยต้องสร้างบ่อเอ็น(n well) ขึ้นก่อน โดยที่มอสทั้งสองตัวถูกแยกจากกันโดยฉนวนออกไซด์



รูปที่ 2.18 โครงสร้างของ CMOS

## 2.5 สมการการไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

### 2.5.1 สมการไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ช่วงต่างๆ

จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้กล่าวมาข้างต้น สามารถแบ่งการไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง โดยจะอ้างอิงมอสทรานซิสเตอร์เอ็นชานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแซนเนล (NMOS) และจะพิจารณาจากค่าแรงดัน ( $V_{GS} - V_T$ ) และค่าแรงดัน  $V_{DS}$  เป็นหลัก

1. ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส (cut-off region) เป็นช่วงที่ทำการไบอัสแรงดันที่ขาเกตกับขาซอร์ส  $V_{GS}$  มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม  $V_T$  มีผลทำให้กระแสเดรนเป็นศูนย์

$$I_D = 0 \quad ; \quad V_{GS} < V_T \quad (2.4)$$

2. ช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว (Nonsaturation Region) หรือช่วงไตรโอด (Triode Region) หรือช่วงเป็นเชิงเส้น (Linear Region) มีเงื่อนไขการไบอัสคือ แรงดัน  $V_{GS} > V_T$  และขณะเดียวกัน  $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$  แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{GS} > V_T \quad (\text{Induced Channel}) \quad (2.5)$$

และรักษาแรงดัน  $V_{DS}$  ให้มีค่าน้อยๆ เพื่อให้ช่องทางเดินกระแสมีความต่อเนื่อง

$$V_{GS} - V_T = V_{DS} \quad (2.6)$$

ในย่านการทำงานจะสามารถประมาณได้ตามสมการที่ 2.7

$$I_D = K' \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.7)$$

มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ

$$V_{GS} - V_T > 0 \quad (2.8)$$

$$0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T) \quad (2.9)$$

ถ้า  $V_{DS}$  มีค่าน้อยๆหรือไบอัสให้  $0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T)$  สามารถตัดเทอมของ  $\frac{V_{DS}^2}{2}$  และเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.10)$$

จากความสัมพันธ์อย่างเชิงเส้น สามารถแสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เป็นค่าความต้านทานที่มีความต้านทานเป็นเชิงเส้น  $R_{DS}$  ถูกควบคุมด้วยค่าแรงดันของ  $V_{GS}$

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \cong \left[ K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \right]^{-1} \quad (2.11)$$

3. ช่วงนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) การทำงานในช่วงนี้จะให้แรงดันไบอัส  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$  จะได้สมการกระแสเดรนเป็น

$$V_{GS} > V_T \quad (\text{Induced Channel}) \quad (2.12)$$

หรือ  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \quad (\text{Pinched Off Channel}) \quad (2.13)$

การทำงานในย่านอิ่มตัว  $V_{GS}$  จะมีค่ามากกว่า  $V_T$  และแรงดันที่ขั้วเดรนเทียบกับขั้วเกตจะมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ขอบเขตย่านทรานซิสเตอร์และย่านอิ่มตัวอธิบายได้ดังนี้

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \quad (\text{Boundary}) \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่า  $V_{DS}$  ลงในสมการที่ 2.7 จะได้ความสัมพันธ์ในย่านอิ่มตัวคือ

$$I_{DS} = \frac{K' W}{2 L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.15)$$

โดยที่มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ  $V_{GS} - V_T > 0$  และ  $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T) > 0$  ดังรูปที่ 2.16 (ก)

โดยที่  $I_D$  คือค่ากระแสเดรน (Drain Current) (A)  
 $V_{GS}$  คือค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ส (Gate-Source Voltage) (V)  
 $V_{DS}$  คือค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างซอสกับเดรน (Drain-Source Voltage) (V)  
 $V_T$  คือค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) (V)  
 $K'$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) โดยมีค่าเท่ากับ  $\mu C_{ox}$  หน่วย (A/V<sup>2</sup>)

$\mu$  คือค่าสภาพคล่องของตัวโฮลหรืออิเล็กตรอน (cm<sup>2</sup>/V-s)

$C_{ox}$  คือค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (F/cm<sup>2</sup>)

$W$  คือความกว้างของช่องทางเดินกระแส (Channel Width) (m)

$L$  คือความยาวของช่องทางเดินกระแส (Channel Length) (m)

ดังนั้นสรุปได้ว่าสมการกระแสในช่วงอิ่มตัวคงที่ (Saturation Region) ไม่ขึ้นกับค่าแรงดันระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ส  $V_{DS}$  แต่จะขึ้นอยู่กัค่าแรงดัน  $(V_{GS} - V_T)$  ซึ่งทำให้สมการเป็นไปตามคุณสมบัติของสมการกำลังสอง (Square-Law Equation) โดยมีกราฟแสดงคุณสมบัติการถ่ายโอน (Transfer Characteristic) ที่ขอบเขตย่านไตรโอดและย่านอิ่มตัวถูกกำหนดด้วยสมการ  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  เมื่อนำไปแทนค่าลงในสมการกระแสในย่าน Triode Region และ Saturate Region จะได้ว่า

$$I_{DS} = \frac{K' W}{2 L} V_{DS}^2 \quad (2.16)$$

### 2.5.2 ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแส

จากการทำงานในย่านอิ่มตัวกระแส  $I_D$  จะเป็นอิสระจากแรงดัน  $V_{DS}$  โดยจะมีค่าความต้านทานที่ขาเดรนมีค่าเท่ากับอนันต์ จากที่ทราบมาแล้วว่าเมื่อเกิดช่องทางเดินกระแสเกิดจากการ Pinched off ที่เดรน การเพิ่มขึ้นของค่า  $V_{DS}$  จะไม่มีผลต่อรูปร่างของช่องทางเดินกระแสเลย แต่ในทางปฏิบัติการเพิ่มขึ้นของ  $V_{DS}$  จาก  $V_{DS,SAT}$  นั้นจะมีผลต่อรูปร่างของช่องทางเดินกระแส กล่าวคือในขณะที่  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นนั้นจุด Pinched off จะเคลื่อนที่จากเดรนไปซอสเล็กน้อย ทำให้ความ

ยาวประสิทธิผล (The Effective Channel Length) มีค่าลดลง ซึ่งเราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดมอดูเลชัน (Modulation) ของความยาวประสิทธิผล (Effective Channel Length Modulation) ซึ่งการเกิดมอดูเลชันนี้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแสจาก  $K'$  ซึ่งแปรผกผันกับ  $L$  ดังนั้น  $K'$  และ  $I_D$  จะเพิ่มขึ้นตาม  $V_{DS}$

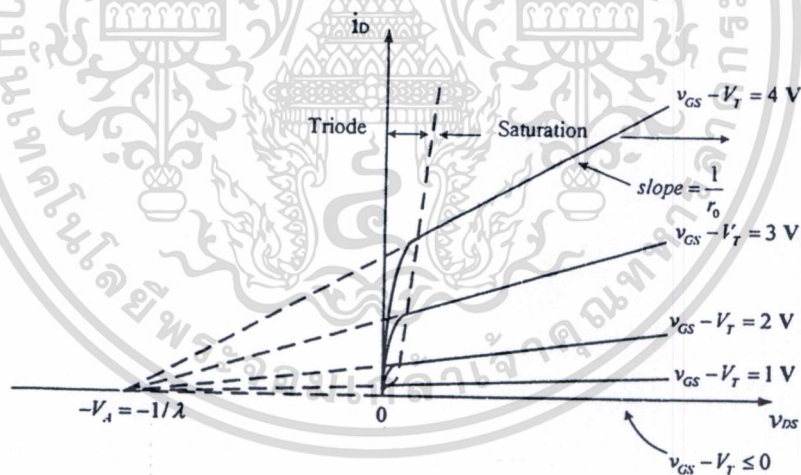
ผลจากการเกิดมอดูเลชันตามความยาวช่องทางเดินกระแส (Channel-Length Modulation) แสดงให้อยู่ในรูปที่มีความสัมพันธ์กับกระแส  $I_D$  ได้ดังนี้

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.17)$$

โดยที่  $\lambda$  = Channel Length Modulation Factor ซึ่งจะมีค่าเป็นบวก

$$V_{DS} = \frac{-1}{\lambda} \equiv -V_A \quad (2.18)$$

จากรูปที่ 2.19 จะเห็นว่าเห็นเส้นประที่ลากจากเส้นตรงของกราฟ  $I_D - V_{DS}$  ในย่านอิมิตัว จะตัดแกน  $V_{DS}$  ที่  $-V_A$



รูปที่ 2.19 ผลความสัมพันธ์ของ  $I_D$  และ  $V_{DS}$  เมื่อมีการเกิดมอดูเลชันตามความยาวช่องทางเดินกระแส

ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของช่องทางเดินกระแสจะทำให้เกิดความต้านทานด้านขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_o = \left[ \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right]_{V_{GS} = \text{CONSTANT}}^{-1} \quad (2.19)$$

แทนค่าความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.17

$$r_o = \left[ \lambda K' (V_{GS} - V_T)^2 \right]^{-1} \quad (2.20)$$

สามารถประมาณได้ว่า

$$r_o = [\lambda I_D]^{-1} \quad (2.21)$$

ในวงจรรวมขนาดใหญ่พื้นฐานรวมจะเป็นขั้วร่วม (common) สำหรับมอสทรานซิสเตอร์หลายๆตัวในวงจรรวม ในการรักษาแรงดันไบอัสย้อนกลับระหว่างฐานรองกับช่องทางเดินกระแส ฐานรองจะถูกต่อกับแหล่งจ่ายไฟที่เป็นลบสำหรับ NMOS และแหล่งจ่ายไฟที่เป็นบวกสำหรับ PMOS ผลของแรงดันไบอัสย้อนกลับระหว่างซอสและบอดี  $V_{SB}$  ใน N-Channel จะมีผลต่อการทำงานมอสทรานซิสเตอร์

พิจารณา NMOS ที่ฐานรองจะมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับซอส แรงดันไบอัสย้อนกลับจะเป็นสาเหตุทำให้เขตปลอดพาหะกว้างขึ้น ซึ่งทำให้ความลึกของช่องทางเดินกระแสลดลง ถ้าต้องการที่จะทำให้กลับไปเป็นเหมือนลักษณะเดิมจะต้องเพิ่มแรงดัน  $V_{GS}$  ซึ่งผลของ  $V_{SB}$  ที่มีต่อช่องทางเดินกระแสสามารถถูกพิจารณาเป็นการเปลี่ยนของ  $V_T$  โดยการเพิ่มขึ้นของ  $V_{SB}$  จะทำให้  $V_T$  เพิ่มขึ้นไปด้วย

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[ \sqrt{|2\phi_f| + V_{SB}} - \sqrt{|2\phi_f|} \right] \quad (2.22)$$

และ

$$\gamma = \frac{\sqrt{2qN_A K_S \epsilon_0}}{C_{ox}} \quad (2.23)$$

โดยที่  $V_{T0}$  คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ที่  $V_{SB} = 0$

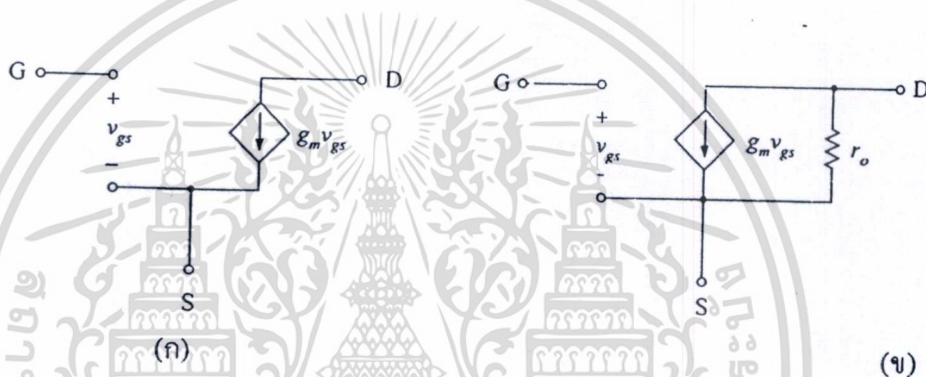
$\gamma$  คือ Process Parameter

$\phi_f$  คือ Physical Parameter

แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของ  $V_{SB}$  จะทำให้ค่าของ  $V_i$  เพิ่มขึ้นเช่นกัน ส่งผลทำให้  $I_D$  ลดลงแม้ว่า  $V_{DS}$  อาจมีค่าคงที่ จะได้ว่าบอดีควบคุมการไหลของกระแสทรานซิสเตอร์  $I_D$  ดังนั้นบอดีจะประพฤติตัวเป็นเกทอีกทาง สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า “Body Effect”

## 2.6 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก

แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก หรือวงจรมุมเล็ก (Small-Signal Equivalent Circuit Models) เป็นการแทนอุปกรณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้า เพื่อที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองหรือพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็ก โดยจะพิจารณาเป็นปริมาณทางไฟตรง (DC Quantities)



รูปที่ 2.20 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

(ก) ไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ขณะทำงานช่วงอิมิตัว

(ข) พิจารณาผลของ  $\lambda$  โดยเพิ่มความต้านทานที่ขาออก

มอสทรานซิสเตอร์มีพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (Voltage-Controlled Current Source) โดยเป็นการให้สัญญาณ  $v_{gs}$  และทำให้เกิดกระแส  $g_m v_{gs}$  ที่ปลายด้านขั้วเดรน ความต้านทานขาเข้า (Input Resistance) มีค่าสูงมากในทางปฏิบัติ ซึ่งในอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ ความต้านทานที่ขาออก (ความต้านทานที่มองเข้าไปที่ปลายขั้วเดรน) ก็มีค่าสูงด้วยแต่ในการพิจารณาอย่างคร่าวๆ ก็จะสมมุติให้มีค่านอนันต์ตามรูปที่ 2.20 (ก)

ข้อเสียของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 2.20 (ก) คือ เป็นการสมมุติว่ากระแสเดรนจะอยู่ในช่วงอิมิตัว และไม่ขึ้นกับแรงดันเดรน ซึ่งจากหัวข้อที่ได้กล่าวมาในก่อนหน้านี พบว่าคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงอิมิตัวนั้นจริงๆ แล้วจะขึ้นอยู่กับ  $V_{DS}$  ในลักษณะเชิงเส้นทำให้แบบจำลองได้เปลี่ยนไปเป็นรูปที่ 2.20 (ข) โดยมีค่าตัวต้านทาน ( $r_o$ ) มาต่ออยู่ระหว่างขาเดรนและขอสจจึงมีค่าโดยประมาณตามสมการที่ 2.24

$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \quad (2.24)$$

โดยที่  $V_A = 1/\lambda$  โดยทั่วไปค่า  $r_o$  อยู่ในช่วง 10 ถึง 1000 กิโลโอห์ม

ค่า  $r_o$  ที่พิจารณาข้างต้นจะเป็นการพิจารณาของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิมิตัว ซึ่งทำให้ค่าความต้านทานที่ทางออกมีค่ามาก (ช่องทางเดินกระแสขาออกขาคออกจากกันระหว่างซอสและเดรน) ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม้อิมิตัวนั้น ค่าความต้านทานที่ทางออกจะมีค่าเป็น

$$r_o = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{\partial V_{ds}}{\partial I_d} \cong \frac{1}{\beta(V_{GS} - V_T - V_{DS})} \quad (2.25)$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กคือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์  $g_m$  ซึ่งมีค่าตามสมการ(2.26)

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \quad (2.26)$$

ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานช่วงอิมิตัวจากสมการกระแสตามสมการที่ 2.17 จะได้

$$g_m = \sqrt{\frac{2K'W}{L} |I_D| (1 + \lambda V_{DS})} \cong \sqrt{\frac{2K'W}{L} |I_D|} \quad (2.27)$$

จากสมการที่ 2.27 ค่าของ  $g_m$  เป็นพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน  $I_D$  เป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่และในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม้อิมิตัวจะได้

$$g_m = \frac{K'W}{L} V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \cong \frac{K'W}{L} V_{DS} \quad (2.28)$$

$$\text{และ } g_d = \lambda I_D$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวข้างต้นเป็นแบบจำลองที่ยังไม่ได้พิจารณาผลของทรานรอง(Body effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อทรานรองไม่ได้ต่อกับปลาคด้านซอส และทำให้เกิด  $v_{bs}$  แสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ดังรูปที่ 2.20 สัญญาณ  $v_b$  จะทำให้เกิดครเรน  $g_m v_{bs}$  โดย  $g_{mb}$  เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่ฐานรอง (Body Transconductance) อธิบายได้ดังสมการที่ 2.29

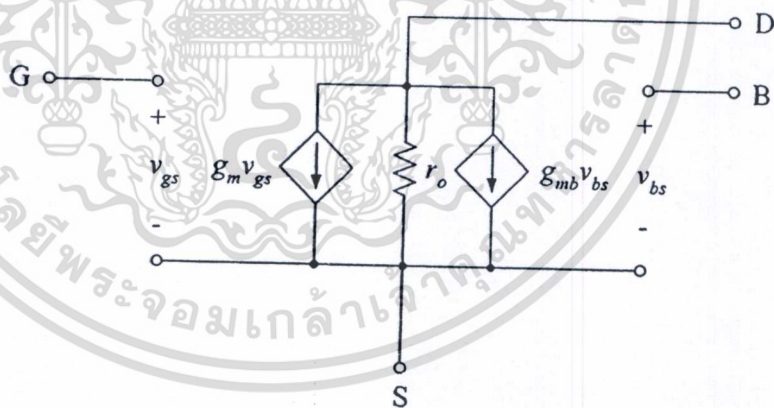
$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{sb}} \right|_{V_{gs}=\text{constant}} \Big|_{V_{ds}=\text{constant}} \quad (2.29)$$

กรณีทำงานในช่วงอิมิตัวจะได้

$$g_{mbs} = g_m \frac{\gamma}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^2} = \eta g_m \quad (2.30)$$

กรณีทำงานในช่วงไม้อิมิตัวจะได้

$$g_{mbs} = \frac{K\gamma V_{DS}}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^2} \quad (2.31)$$



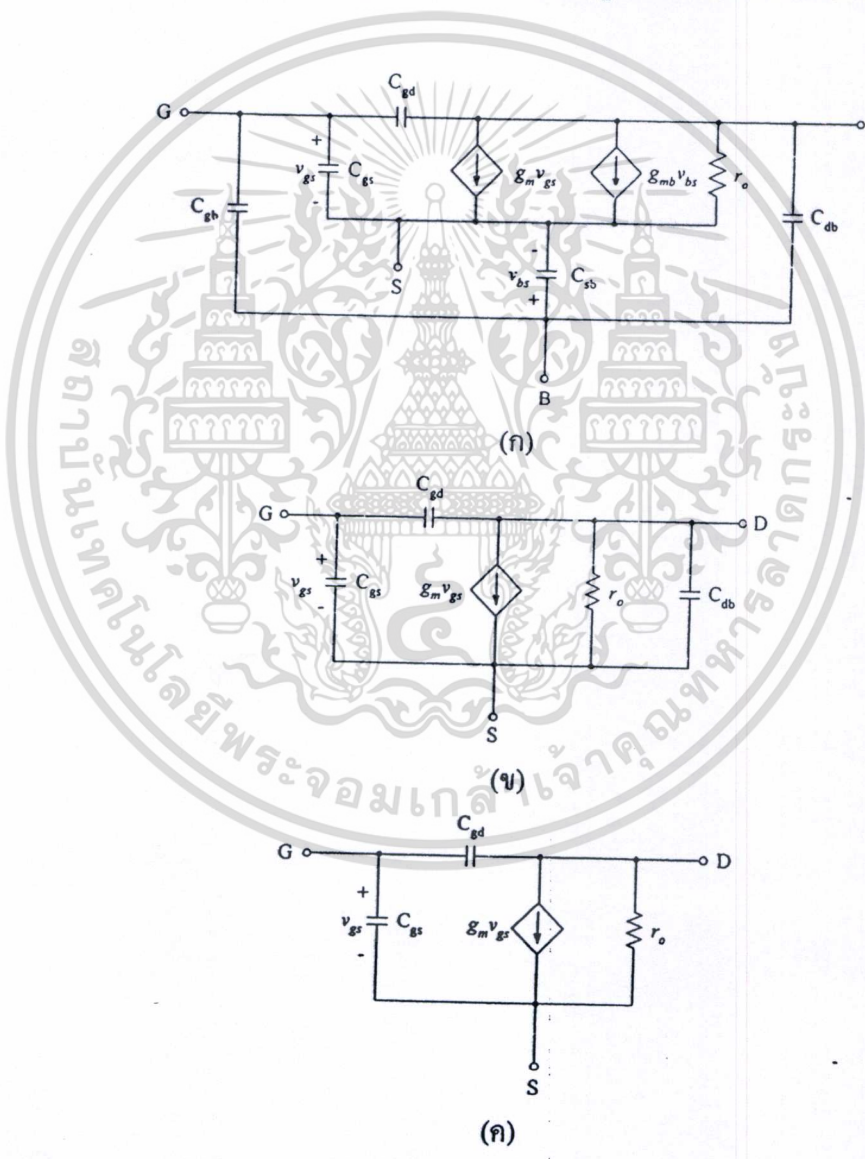
รูปที่ 2.21 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก กรณีที่ฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอร์ส

### 2.7 ผลตอบสนองความถี่

จากหัวข้อที่แล้วซึ่งได้กล่าวถึงวงจรสมมูลหรือแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ ในหัวข้อนี้จะได้เสนอดังแบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้รวมเอาค่าความจุไฟฟ้ามาพิจารณาด้วย รูปที่ 2.22(ก) แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งรวมค่าความจุไฟฟ้าจำนวนห้าตัวคือ  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{gb}$ ,  $C_{sb}$  และ  $C_{db}$  อย่างไรก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ได้ หากต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายวิชาการของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วงจรนี้ค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อนสำหรับการวิเคราะห์ด้วยมือแต่เหมาะสำหรับในทฤษฎีการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ รูปที่ 2.22(ข) แสดงวงจรสมมูลกรณีสอร์สที่เชื่อมต่อกับฐานรอง ซึ่งวงจรที่ได้มีความสะดวกในการวิเคราะห์มากกว่าวงจรในรูป 2.22(ก) มากแต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูป 2.22(ค) คือวงจรที่เหมาะสมในการวิเคราะห์ด้วยมือมากที่สุด โดยพิจารณาค่าความจุ  $C_{db}$  มีค่าน้อยมากๆ ซึ่งจะทำให้วงจรที่วิเคราะห์ได้ง่ายมากขึ้น ค่าความจุทั้งห้าที่ได้กล่าวถึงข้างต้นมีเพียงค่าความจุที่เกทซอร์ส ( $C_{gs}$ ) เท่านั้นที่มีบทบาทสำคัญที่สุดในบรรดาค่าความจุทั้งห้าและเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์และพิจารณาที่ความถี่สูง ขณะที่ค่าความจุ  $C_{gs}$  และ  $C_{db}$  เป็นค่าความจุแฝงในย่านคิฟลิซันระหว่างฐานรองกับซอร์สและฐานรองกับเดรนตามลำดับ และมีค่าเป็น



รูปที่ 2.22 (ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง (ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีสอร์สต่อกับฐานรอง (ค) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณีที่  $C_{db}$  มีค่าน้อยมากๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตและฐานรอง ( $C_{gs}$ ) เป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic oxide capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชั้นสารทางด้านเกต (โลหะหรือโพลีซิลิกอน) กับฐานรอง โดยค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gs}$  มีค่าคงที่ แต่จริงๆ แล้วค่าความจุไฟฟ้าแฝงชนิดนี้จะวางตัวตามแนวโพลีซิลิกอนและโลหะบนแผ่นชิปและจะถูกพิจารณาเฉพาะการจำลองและการคำนวณของวงจรและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่มีความถี่สูง โดยใช้คอมพิวเตอร์ค่าโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับความหนาของออกไซด์และมีค่าอยู่ในช่วง 0.04 fF ถึง 0.15 fF ต่อตารางไมครอนของรอยต่อที่เชื่อมล้ากัน ค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gs}$  และ  $C_{gd}$  เกิดจากเกตกับซอสและเกตกับเดรน ตามลำดับ โดยที่  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุออกไซด์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่จากเกตถึงแกนแนล ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดข้างใต้เกตมีค่าเท่ากับ  $C_{ox}WL$  ซึ่งค่านี้เป็นค่าโดยแท้จริงของการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และเป็นรูปแบบการใช้งานในการควบคุมให้เกิดการนำไฟฟ้าที่แกนแนลขณะที่ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ค่าความจุไฟฟ้านี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่าๆ กันระหว่างซอสและเดรนจะได้

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox} WL \quad (2.32)$$

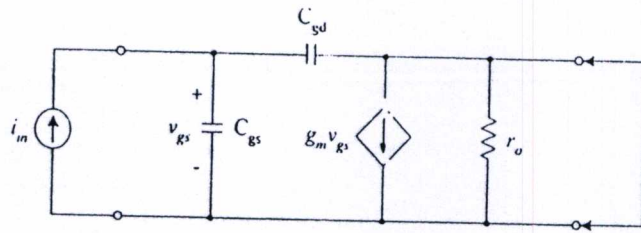
ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว แกนแนลจะหดแคบลงจนขาดออกที่ปลายด้านเดรน ซึ่งทำให้แรงดันเดรนมีผลเพียงเล็กน้อยต่อทั้งแกนแนลและประจุที่เกต ดังนั้นส่วนหนึ่งของค่า  $C_{gd}$  โดยทั่วไปแล้วมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงการทำงานอิ่มตัว ขณะที่อีกส่วนซึ่งเกิดจากค่าความจุแฝงที่ออกไซด์ เนื่องจากบางส่วนของเกตซ้อนทับกับบางส่วนของเดรน โดยค่า  $C_{gd}$  มีค่าอยู่ในระดับ 1fF ถึง 10fF ในการคำนวณค่า  $C_{gs}$  ในช่วงอิ่มตัวเราจะต้องคำนวณค่าจำนวนประจุทั้งหมด  $Q_T$  ที่อยู่ในแกนแนล จะได้

$$Q_T = \frac{2}{3} WLC_{ox} (V_{GT} - V_T) \quad (2.33)$$

ดังนั้น

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{gs}} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (2.34)$$

นอกจากนี้ค่าความจุ  $C_{gs}$  ยังต้องการรวมกับส่วนที่เกิดจากค่าความจุออกไซด์เนื่องจากพื้นที่บางส่วนของเกตซ้อนทับพื้นที่บางส่วนของซอร์ส



รูปที่ 2.23 การหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งสำหรับการทำงานที่ความถี่สูงของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็นวงจรขยายคือความถี่ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity-gain frequency) คือ  $f_T$  โดยมีนิยามว่าเป็นความถี่ที่อัตราขยายกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในรูปแบบวงจรคอมมอนซอร์สที่มีค่าเป็นหนึ่งขณะที่ปิดวงจร รูปที่ 2.23 แสดงแบบจำลองแบบ Hybrid- $\pi$  ของมอสทรานซิสเตอร์ในลักษณะคอมมอนซอร์สระหว่างขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุต ในการหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรจะต้องทำการป้อนกระแส  $i_i$  ที่อินพุตและที่เอาต์พุตปิดวงจร กระแสที่เอาต์พุตสามารถเขียนได้คือ

$$i_o = g_m v_{gs} - sC_{gd} v_{gs} \quad (2.35)$$

เนื่องจากค่า  $C_{gd}$  มีค่าน้อยมาก ทำให้พจน์หลังของสมการ (2.35) มีค่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นสมการที่ (2.35) สามารถประมาณได้คือ

$$i_o \cong g_m V_{gs} \quad (2.36)$$

จากรูปที่ 2.23 สามารถแสดงค่า  $v_{gs}$  ในพจน์ของกระแสอินพุต  $i_i$  ได้คือ

$$v_{gs} = \frac{i_i}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.37)$$

จากสมการ (2.36) และ (2.37) จะได้อัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรได้เป็น

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_T = g_m / (C_{gs} + C_{gd}) \quad (2.39)$$

ดังนั้นความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ค่า  $f_T$  คือ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.40)$$

จากสมการที่ (2.40) จะเห็นว่าค่า  $f_T$  แปรผันตามค่า  $g_m$  และแปรผกผันกับค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อแทนค่า  $g_m$  ลงในสมการที่ (2.40) เราจะพบว่าค่า  $f_T$  จะขึ้นอยู่กับกระแสเดรน ซึ่งสามารถสรุปได้ว่ากระแสเดรนมีส่วนในการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง โดยทั่วไปค่าของ  $f_T$  จะมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 100 MHz สำหรับเทคโนโลยีแบบเก่า เช่น เทคโนโลยีซิลิคอนขนาด  $5\mu\text{m}$  แต่ถ้าเป็นเทคโนโลยีความเร็วสูงที่ใหม่กว่า เช่น เทคโนโลยีซิลิคอนขนาด  $0.8\mu\text{m}$  จะมีค่า  $f_T$  อยู่ในช่วงหลายๆ GHz

## 2.8 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์ โดยสามารถแบ่งตามลักษณะการทำงานออกเป็น 2 โหมดคือโหมดคิพลีชัน และโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ และอธิบายลักษณะการทำงานโดยเน้นการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์โหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนลซึ่งใช้ในการวิจัยและค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับมอสทรานซิสเตอร์

## บทที่ 3

# วงจรสายพานกระแสและวงจรที่เกี่ยวข้อง

### 3.1 บทนำ

วงจรสายพานกระแส (Current conveyor) เป็นวงจรปฏิบัติการที่เกี่ยวกับสัญญาณทางด้านอนาลอกที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ เพื่อก่อกำเนิดวงจรที่ประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอกในโหมดกระแสที่เป็นประโยชน์ได้อีกมากมาย ลักษณะของวงจรสายพานกระแสจะมีความคล้ายคลึงกับวงจรออปแอมป์ (Op-Amp) ซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปในด้านมุมมองที่เป็นวงจรที่ถูกสร้างขึ้นเป็นวงจรสำเร็จแบบวงจรรวม โดยข้อแตกต่างระหว่างวงจรสายพานกระแสกับวงจรออปแอมป์ที่มีความเด่นชัดก็คือ วงจรออปแอมป์เป็นวงจรถอนาลอกที่ทำงานในโหมดแรงดันซึ่งเป็นโหมดการทำงานของวงจรที่คุ้นเคยและมีการใช้งานอย่างแพร่หลายอยู่โดยทั่วไป สำหรับวงจรสายพานกระแสเป็นวงจรปฏิบัติการแบบอนาลอกที่ทำงานในโหมดกระแสมีข้อดีคือ ให้ความถูกต้องและแม่นยำของค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจร มีย่านความถี่ในการทำงานของวงจรรกว้างกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน วงจรสายพานกระแสได้มีการพัฒนาต่อเนื่องอย่างเป็นลำดับ โดยเริ่มจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCI) ในงานวิจัยฉบับนี้ได้นำวงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่างหนึ่ง (CVCC) มาใช้ในการออกแบบ เพื่อออกแบบวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่สามารถกำหนดรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณได้สามแบบในวงจรเดียวกันคือ โคความมอดูเลเตอร์ ริงมอดูเลเตอร์ และแอมพลิฟายมอดูเลเตอร์ตามลำดับ

### 3.2 ประวัติความเป็นมาของวงจรสายพานกระแส

#### 3.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 (First Generation Current conveyor: CCI)

นับตั้งแต่ปี ค.ศ.1968 ที่ A.S. Sedra และ K.C. Smith ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First Generation Current conveyor: CCI) ขึ้น โดยเป็นวงจรที่ประกอบขึ้นเป็นอุปกรณ์ (circuit building-block) ที่มี 3 ขั้ว (port) เป็นขั้วอินพุต 2 ขั้วคือขั้ว X และขั้ว Y และขั้วเอาต์พุต 1 ขั้วคือ ขั้ว Z โดยมีหลักการทำงานที่สำคัญคือ ทำหน้าที่ในการส่งผ่านกระแสที่เกิดขึ้นทางด้านอินพุต ไปยังด้านเอาต์พุต (current conveyor) กล่าวคือ ถ้ามีแรงดันไฟฟ้า (V) ตกคร่อมทางด้านอินพุตที่ขั้ว Y แล้วจะปรากฏให้มีแรงดันไฟฟ้าค่าเท่ากับขั้ว X และในขณะเดียวกันถ้ามีกระแสไฟฟ้า ( $I_x$ ) ไหลผ่านด้านอินพุตที่ขั้ว X ก็จะปรากฏให้มีกระแสค่าเท่ากับไหลผ่านที่ขั้ว Y และกระแสค่าเดียวกันนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนและเพื่อเผยแพร่ความรู้ไปยังนักศึกษาและผู้สนใจทั่วไปโดยไม่คิดค่า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Impedance) นอกจากนี้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏขึ้นที่ขั้ว X (ถูกกำหนดโดยเกี่ยวเนื่องกับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านขั้ว Y) นั้นจะไม่ขึ้นกับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว X และกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว Y (ซึ่งถูกกำหนดโดยเกี่ยวเนื่องกับค่าศักดาไฟฟ้าทางด้านขั้ว X) นั้นจะไม่ขึ้นกับศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่ขั้ว Y เช่นเดียวกัน จากความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่างๆ สามารถแสดงในรูปความสัมพันธ์ทางเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

จากคุณสมบัติตามสมการที่ (3.1) นำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลในรูปแบบบล็อกไดอะแกรมของวงจร CCI ดังนี้



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของวงจร CCI

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าวงจรสายพานกระแสมีคุณสมบัติทางวงจรคล้ายกับอุปกรณ์ออปแอมป์ เพียงแต่มีข้อแตกต่างคือวงจรสายพานกระแสเป็นวงจรที่สามารถใช้สัญญาณกระแสมาประมวลผลได้โดยตรง (current mode) ในขณะที่อุปกรณ์ออปแอมป์ไม่สามารถทำได้ เนื่องจากสัญญาณที่จะนำมาประมวลผลจะต้องอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดัน (voltage mode)

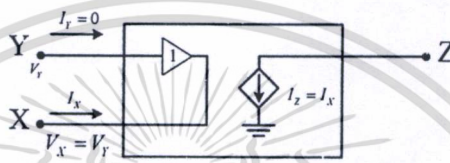
### 3.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (Second Generation Current Conveyor: CCII)

ปี ค.ศ.1970 A.S. Sedra และ K.C. Smith ได้ทำการปรับปรุงวงจร CCI ที่ขั้ว Y โดยให้ค่าความต้านทานที่ขั้วอินพุท Y มีค่ามากขึ้นทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้วอินพุท Y ในขณะที่ยังคงให้ค่าความต้านทานอินพุทที่ขั้ว X มีค่าต่ำ และค่าความต้านทานเอาต์พุทที่ขั้ว Z มีค่าสูงอยู่ และเรียกววงจรสายพานกระแสรุ่นนี้ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (Second Generation Current Conveyor: CCII) โดยกระแสด้านขั้ว Z คือ  $I_Z$  เท่ากับกระแสทางด้านขั้ว X คือ  $I_X$  ถ้าทิศทางของกระแส  $I_Z$  และ  $I_X$  มีทิศทางเดียวกันคือ ไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCII แบบบวก

(CCII+) ส่วนในกรณีที่กระแสทั้งสองไหลกลับทิศกันจัดเป็นวงจร CCII แบบลบ (CCII-) และสามารถแสดงได้ตามความสัมพันธ์เชิงเมตริกของตัวแปรไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

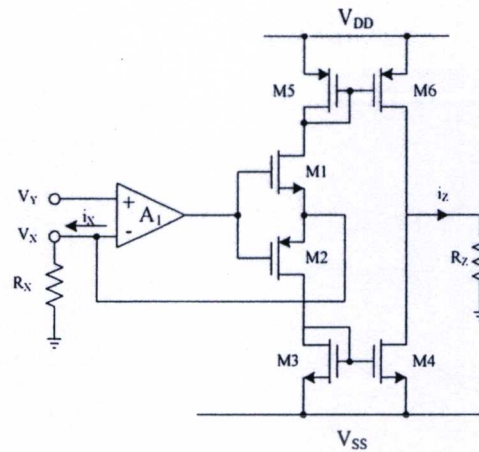
และสามารถแสดงวงจรสมมูลของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจร CCII

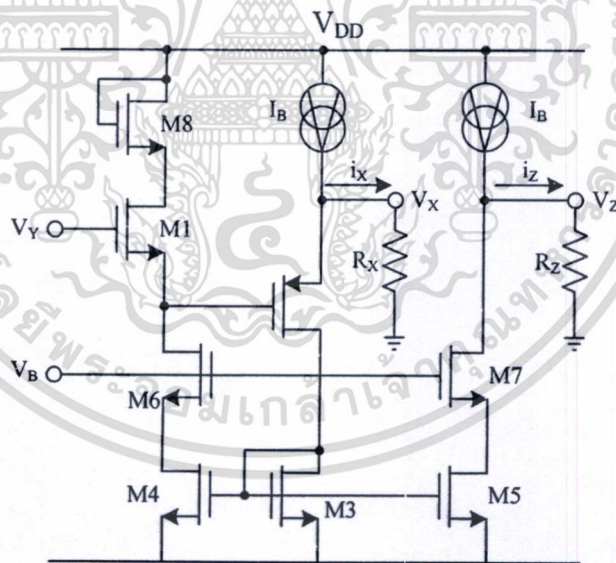
### 3.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่นำเสนอในอดีต

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่นำเสนอโดย B.Wilson [9] ในปี ค.ศ. 1988 แสดงได้ดังรูปที่ 3.3 โดยวงจรประกอบด้วย ออปแอมป์ วงจรขยายคลาสบีและวงจรสะท้อนกระแส การทำงานอาศัยคุณสมบัติของออปแอมป์เป็นหลักในการส่งผ่านแรงดันซึ่งมีการทำงานดังนี้ เมื่อมีสัญญาณแรงดันอินพุตที่ขั้วเข้าทางขั้ว Y ของวงจรเนื่องจากการทำงานของออปแอมป์จะต่อในลักษณะวงจรบัฟเฟอร์ จะทำให้สามารถส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ไปยังขั้ว X ได้และแรงดันทางด้านขั้ว X ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_X$  ก็กราวด์จะทำให้เกิดเป็นกระแส  $I_X$  มีค่าเท่ากับ  $V_X/R_X$  ซึ่งจะไหลผ่านวงจรขยายคลาสบี  $M_1$  และวงจรสะท้อนกระแส  $M_5-M_6$  เพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านกระแส  $I_X$  ไปยังขั้ว Z ทำให้ได้กระแส  $I_Z$  มีค่าเท่ากับกระแส  $I_X$  ในกรณีที่สัญญาณแรงดันอินพุตเป็นซิกลบลจะมีการทำงานคล้ายกันเพียงแต่กระแส  $I_X$  ที่ได้นั้นจะไหลผ่านวงจรขยายคลาสบี  $M_2$  และวงจรสะท้อนกระแส  $M_3-M_4$  เพื่อไปเป็นค่ากระแส  $I_Z$  โดยที่ค่ากระแส  $I_Z$  กับ  $I_X$  จะมีทิศตรงข้ามกัน



รูปที่ 3.3 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่เสนอโดย B.Wilson

จากการทำงานของวงจรที่นำเสนอโดย B.Wilson นั้นพบว่าวงจรจะมีผลตอบสนองทางความถี่ที่ต่ำ และมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตสูง เนื่องจากข้อจำกัดที่อัตราขยายช่วงความถี่ของออปแอมป์ และวงจรขยายคลาสบี อีกทั้งวงจรมังใช้แหล่งจ่ายแรงดันในการทำงานสูง



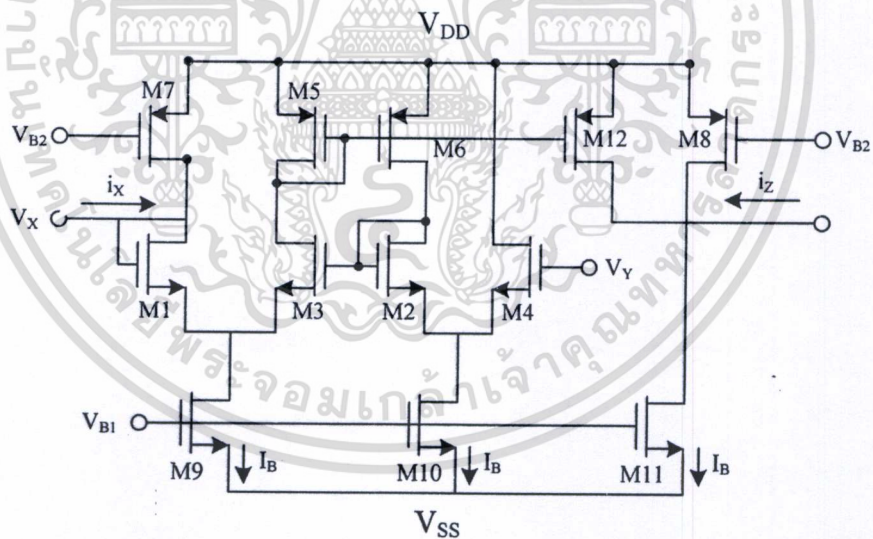
รูปที่ 3.4 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่เสนอโดย H.W.Cha และ K.Watanabe

จากรูปที่ 3.4 เป็นวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่นำเสนอโดย H.W.Cha และ K.Watanabe [10] ในปี ค.ศ.1996 โดยวงจรที่นำเสนอมีโครงสร้างที่เล็ก ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 5V การทำงานของวงจรจะใช้หลักการของวงจรตามแรงดัน และวงจรสะท้อนกระแสเป็นหลักในการส่งผ่านแรงดัน

และกระแส โดยหลักการของวงจรตามแรงดัน จะอาศัยคุณสมบัติค่าพารามิเตอร์ความนำ ( $K_p$ ) ของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและชนิดพี ที่ทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมขาเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ให้มีค่าเท่ากัน จากวงจรที่แสดงดังรูป 3.4 จะประกอบด้วย  $M_1$ – $M_2$  และวงจรสะท้อนกระแส  $M_3$ – $M_4$  ซึ่งจะให้ได้ค่ากระแสเดรนของ  $M_1$ – $M_2$  เท่ากันเป็นผลทำให้ได้ค่าแรงดัน  $V_{GS1}$  มีค่าเท่ากับ  $V_{GS2}$  ดังนั้นจะได้ว่าเมื่อป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตเข้าทางด้านขั้ว Y จะทำให้สามารถส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ไปขั้ว X ได้ ในขณะที่แรงดันทางด้านขั้ว X ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_X$  กับกราวด์จะทำให้เกิดเป็นกระแส  $I_X$  มีค่าเท่ากับ  $V_X/R_X$  ในขณะเดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $M_3$ – $M_5$  กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_B$  ต่อกันในลักษณะเป็นวงจรตามกระแส (Current Follower) เพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านกระแส  $I_X$  ไปยังขั้ว Z ซึ่งจะทำให้กระแส  $I_Z$  มีค่าเท่ากับกระแส  $I_X$  และในทางตรงกันข้ามเมื่อสัญญาณแรงดันอินพุตเป็นซิกลบล จะมึผลการทำงานของวงจรเช่นเดียวกันเพียงแต่ทิศของกระแส  $I_X$  จะตรงข้ามกัน

จากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่นำเสนอโดย H.W.Cha และ K.Watanabe นั้นวงจรจะมีผลตอบสนองทางความถี่สูง มีช่วงปฏิบัติงานขนาดที่กว้าง แต่วงจรก็มีข้อจำกัดอยู่ที่วงจรจะมีความต้านทานทางขั้ว X ที่สูง ซึ่งในทางที่ดีนั้นควรจะมีค่าที่ต่ำ สำหรับการออกแบบเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองเนื่องจากว่าขั้ว X ของวงจรจะรับสัญญาณกระแส และนอกจากนี้วงจรยังใช้แหล่งจ่ายแรงดันสูงอีกด้วย



รูปที่ 3.5 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่นำเสนอ โดย A.M.Ismail และ A.M.Soliman

จากรูปที่ 3.5 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่นำเสนอโดย A.M.Ismail และ A.M.Soliman ที่ได้นำเสนอใน [11] ในปี 1998 โดยวงจรจะประกอบด้วยวงจรคู่ความแตกต่างชนิดเอ็นมอส 2 คู่ต่อในลักษณะที่ขนานกัน วงจรทำงานภายใต้แรงดัน  $\pm 2.5$  V มีค่าความต้านทานทางขั้ว X ประมาณ  $8 \Omega$  และเนื่องจากวงจรคู่ความแตกต่างจะมีแรงดันอินพุตออฟเซตระหว่างขั้ว X กับ Y มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าประมาณ 0.5 mV การทำงานของวงจรจะใช้วงจรคู่ความแตกต่าง 2 คู่ต่อร่วมกันเป็นวงจรบัฟเฟอร์เพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ไปยังขั้ว X ในขณะที่เดียวกันก็จะใช้วงจรสะท้อนกระแสทำการส่งผ่านกระแส  $I_x$  ไปยังขั้ว Z ทำให้ได้ค่ากระแส  $I_z$  มีค่าเท่ากับกระแส  $I_x$

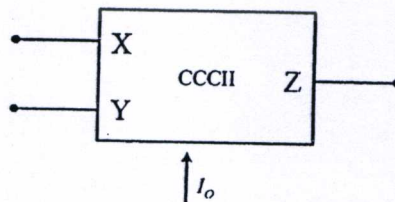
จากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ได้มีการนำเสนอโดย A.M.Ismail และ A.M.Soliman วงจรจะมีช่วงปฏิบัติงานทางขนาดที่กว้าง และมีค่าความต้านทานที่ขั้ว X ต่ำและมีผลตอบสนองทางความถี่ไม่สูงมากนัก

### 3.3 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซีมอส

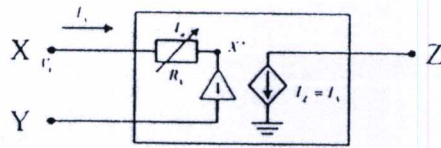
#### (CMOS Current Controlled Conveyor : CCCII)

คุณสมบัติพื้นฐานโดยทั่วไปของวงจร CCCII จะมีความคล้ายคลึงกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) แต่สำหรับวงจร CCCII จะมีความต้านทานภายในทางด้านขั้ว X ซึ่งค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นนี้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร กล่าวคือ CCCII เป็นอุปกรณ์ประเภท 3 ขั้วได้แก่ขั้ว X, Y และ Z โดยที่ขั้ว X จะเป็นขั้วที่มีค่าความต้านทานขาเข้า (Input Impedance) ขึ้นกับกระแสไบอัส  $I_o$  ขั้ว Y จะเป็นขั้วที่มีความต้านทานขาเข้าสูงและขั้ว Z จะเป็นขั้วที่มีความต้านทานขาออกสูง สามารถแสดงสัญลักษณ์ของวงจรได้ดังรูปที่ 3.6

องค์ประกอบของวงจร CCCII นั้นเป็นวงจรที่สร้างขึ้นจากวงจรทรานซิสเตอร์ที่ประกอบขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Transistor) ที่ต่ออยู่ในลักษณะรูปประกอบร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror: CM) วงจร CCCII จะมีกระแสทางด้านขั้ว Z คือ  $I_z$  เท่ากับกระแสทางด้านขั้ว X ซึ่งเขียนแทนด้วย  $I_x$  และ  $I_z$  มีทิศทางเดียวกันนั่นคือไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCCII แบบบวก (Noninverting) ใช้สัญลักษณ์อักษรย่อว่า CCCII+ ส่วนในกรณีที่กระแสทั้งสองกลับทิศทางกันวงจรจะถูกจัดเป็น CCCII แบบลบ (Inverting) ใช้สัญลักษณ์อักษรย่อว่า CCCII- วงจร CCCII มีวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.7 โดยที่เครื่องหมายบวกและลบแสดงถึงทิศทางของกระแสที่ขั้ว Z



รูปที่ 3.6 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลของวงจร CCCII

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วว่าคุณสมบัติที่แตกต่างระหว่างวงจร CCCII และวงจร CCII ก็คือวงจร CCCII จะคำนึงถึงค่าความต้านทานภายในที่เกิดขึ้นทางด้านเข้า X โดยจะใช้สัญลักษณ์แทนด้วย  $R_x$  ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งความต้านทานดังกล่าวจะมีค่าเปลี่ยนแปลงขึ้นกับกระแสไบอัส ( $I_o$ ) ของวงจรจากรูปที่ 3.7 และสามารถนำมาเขียนความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของวงจร CCCII ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) เครื่องหมายบวกและลบของกระแส  $I_z$  จะแทนชนิดบวก (CCCII+) และลบ (CCCII-) ตามลำดับโดยที่  $R_x$  คือความต้านทานแฝง (Parasitic Resistance) ที่เข้า X จะเกิดเมื่อใช้กระแสไบอัส ( $I_o$ ) ที่ป้อนให้กับวงจรสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (3.4)

$$R_x = \frac{1}{(g_{mn} + g_{mp})} \quad (3.4)$$

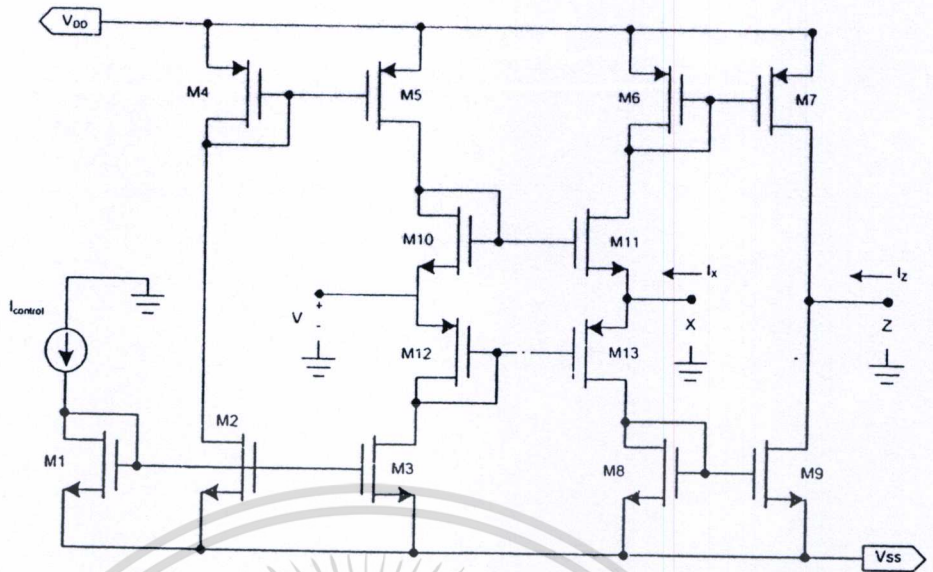
แต่เนื่องจากในการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอส (CCCII) นั้นกำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพจน์กันทุกประการจะทำให้

$$g_{mn} = g_{mp} \quad (3.5)$$

เขียนสมการที่ (3.4) ได้ใหม่เป็น

$$R_x = \frac{V_{gs}}{2I_{control}} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

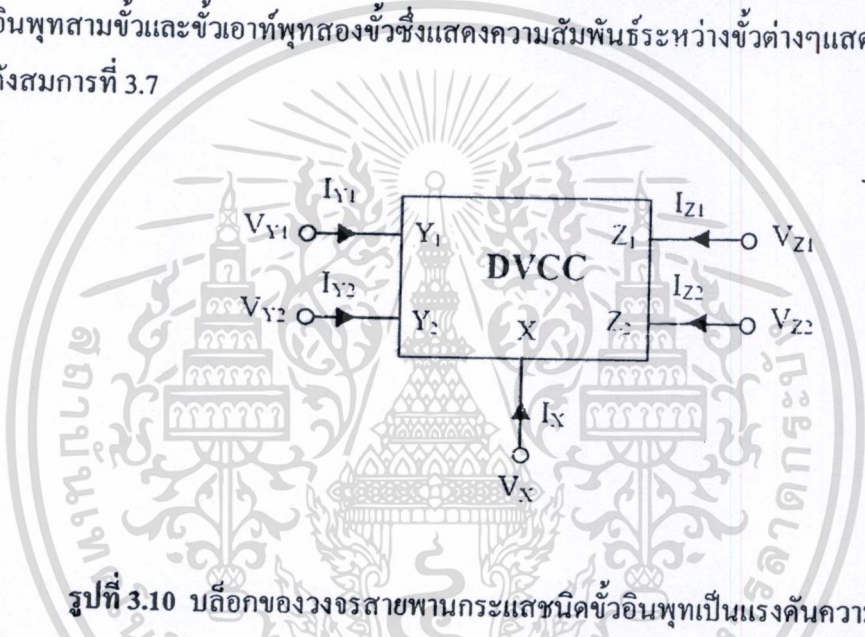


รูปที่ 3.8 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบซิมอสชนิดบวก CCCII+

จากรูปที่ 3.8 อธิบายขั้นตอนการทำงานของวงจร CCCII+ ได้ดังนี้การออกแบบโดยใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์รูป จะประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 13 ตัวตั้งแต่ M1 ถึง M13 กระแส  $I_{control}$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับมอสทรานซิสเตอร์ M1 มอสทรานซิสเตอร์ M1-M3 จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก โดยจะสะท้อนกระแสจาก  $I_{DM1}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_{control}$  ไปยัง  $I_{DM2}$  หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งจาก  $I_{DM2} = I_{DM4} = I_{control}$  ไปยัง  $I_{DM5}$  ในการสะท้อนกระแสครั้งนี้จะเป็นการสะท้อนกระแสแบบลบ โดยเกิดจากการสะท้อนกระแสของ M4 และ M5 โดยอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเท่ากับหนึ่งเท่า กระแส  $I_{DM5}$  จะทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัสให้กับ M10 โดย  $I_{DM5} = I_{control}$  กระแสอีกส่วนหนึ่งของ M1 จะถูกสำเนา (copy) ออกมาจากวงจรสะท้อนกระแสอีกส่วนหนึ่ง โดยจะสะท้อนกระแสไปยัง M3 ทำให้  $I_{DM1} = I_{DM2} = I_{DM3}$  โดยที่  $I_{DM3}$  จะทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัสให้กับ M12 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $I_{control}$  เมื่อให้กระแสที่มีค่าน้อยให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์รูป จะมีค่าความต้านทานแฝงเกิดขึ้นที่ขั้ว X โดยที่ค่า  $R_x$  จะมีค่าดังในสมการที่ (3.4) เมื่อนำกระแสจากภายนอกป้อนเข้าสู่ขั้ว X ซึ่งค่าแรงดัน  $V_x$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_y + I_x R_x$  และค่าความต้านทานที่พิจารณาเข้าไปยังขั้ว Y จะมีค่าสูงมาก ทำให้ไม่สามารถมีกระแสไหลผ่านได้ ดังนั้นจะได้ว่า  $I_y = 0$  ส่วนกระแส  $I_x = I_z$  นั้นสามารถพิจารณาได้จากการสมมุติว่าขณะนั้นมีกระแส  $I_x$  ไหลเข้าที่ขั้ว X จะเกิดมีค่ากระแสไหลผ่าน M13 เท่ากับ  $I_x$  จากนั้นกระแส  $I_x$  จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วย M8 และ M9 โดยอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่งเท่า ดังนั้นกระแส  $I_{DM8} = I_x$  จะถูกสะท้อนไปยัง  $I_{DM9}$  ซึ่งกระแส  $I_{DM9}$  นี้จะไปปรากฏที่ขั้ว Z โดยมีทิศทางกระแสไหลของกระแสเข้าที่ขั้ว Z เป็นกระแส  $I_z$  ส่วนใน

### 3.4 วงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่างแบบซีมอส (CMOS Differential Voltage Current Conveyor: DVCC)

วงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่าง ได้ถูกนำเสนอใน[6] คือ วงจรที่เพิ่มความสามารถของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) ให้มีอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่าง โดยมีคุณสมบัติที่สำคัญคือ ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุทกว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูง และเป็นวงจรที่แหล่งจ่ายแรงดันและใช้กำลังงานต่ำ จึงได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างมากมายเช่น วงจรคูณสัญญาณ วงจรกำลังสอง และวงจรกรองความถี่ เป็นต้น บล็อกวงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่างแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 จากรูปจะเห็นว่าขั้วทั้งหมดห้าขั้ว โดยเป็นอินพุทสามขั้วและขั้วเอาต์พุทสองขั้วซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขั้วต่างๆแสดงในรูปของเมตริกดังสมการที่ 3.7



รูปที่ 3.10 บล็อกของวงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่าง

$$\begin{bmatrix} V_X \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_{Z1} \\ I_{Z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_X \\ V_{Y1} \\ V_{Y2} \\ V_{Z1} \\ V_{Z2} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

จากสมการที่ (3.7) ความสัมพันธ์ของทิศทางการไหลของกระแส  $I_X$  กับกระแส  $I_{Z1}$  มีทิศทางเดียวกัน ส่วนกระแส  $I_{Z2}$  มีทิศทางการไหลของกระแสตรงข้ามกับ  $I_X$  ส่วนค่ากระแส  $I_{Y1}$  และ  $I_{Y2}$  มีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากความต้านทานขาเข้าของพอร์ท  $Y_1$  และ  $Y_2$  มีค่าเป็นอนันต์ส่วนแรงดันที่ขั้ว X สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$V_X = V_{Y1} - V_{Y2} \tag{3.8}$$

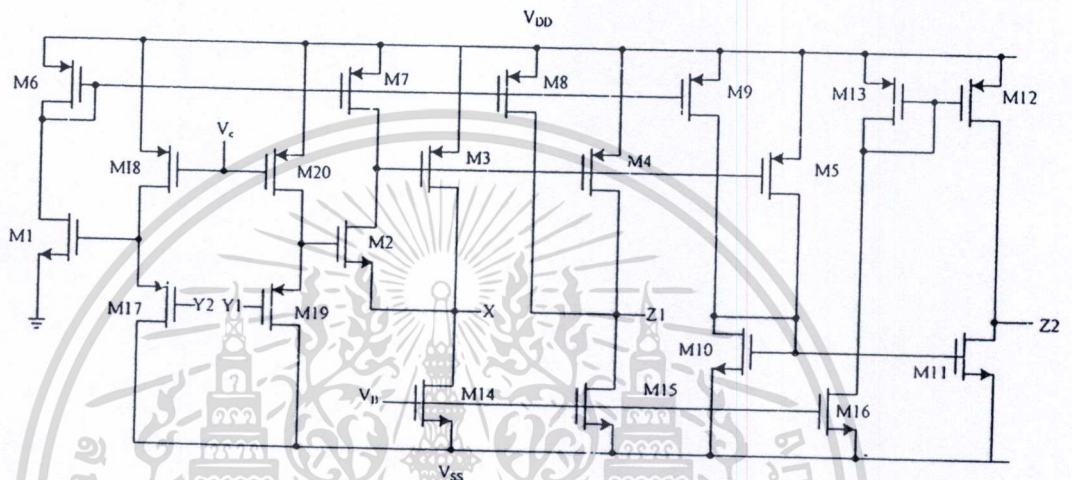
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Y1} = I_{Y2} = 0 \quad (3.9)$$

$$I_{Z1} = I_X \quad (3.10)$$

$$I_{Z2} = -I_X \quad (3.11)$$

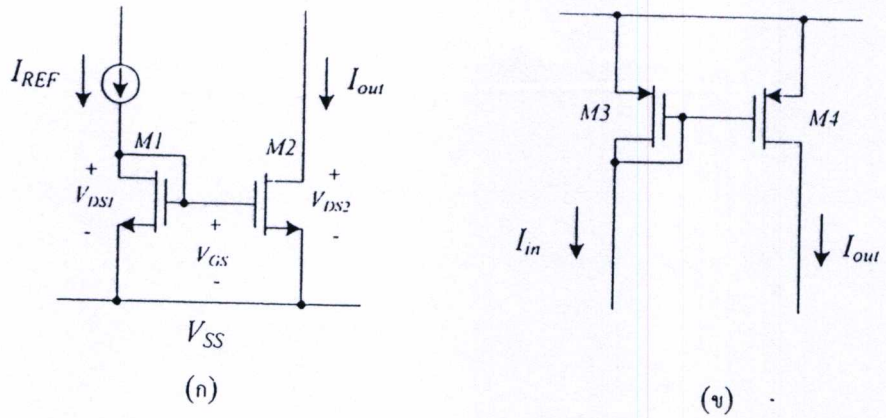
สามารถแสดงรูปวงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุตเป็นแรงดันความแตกต่าง DVCC ได้ดังนี้



รูปที่ 3.11 วงจรสายพานกระแสชนิดขั้วอินพุตเป็นแรงดันความแตกต่าง DVCC

### 3.5 วงจรสะท้อนกระแส (current mirror)

วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) เป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่ง ที่มีการนำไปใช้เป็นวงจรย่อยในวงจรต่างๆ มากมาย วงจรสะท้อนกระแสที่เราเห็นกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่ประมาณ 4 วงจรที่เป็นที่นิยมและใช้งานคือ วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน วงจรสะท้อนกระแสแบบคาบโคต วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง ซึ่งคุณสมบัติที่ดีของวงจรสะท้อนกระแสเหล่านั้นจะต้องให้ค่ากระแสที่ขาเข้ามีค่าเท่ากับขาออก และมีค่าความต้านทานทางอินพุตขาเข้าต่ำ และความต้านทานทางเอาต์พุตสูง แต่อย่างไรก็ตาม วงจรสะท้อนกระแสยังได้รับการพัฒนาและเผยแพร่มาอย่างต่อเนื่อง วงจรสายพานกระแสแบบพื้นฐานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งสร้างมาจากมอสทรานซิสเตอร์เพียงสองตัวเท่านั้น หลักการสะท้อนกระแสคือ ถ้าแรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมือนกันสองตัวมีค่าเท่ากัน แล้วกระแสที่ไหลผ่านช่องทางเดินกระแส (กระแสเดรน) จะมีค่าเท่ากันด้วย



รูปที่ 3.12 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

พิจารณารูปที่ 3.12 (ก) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานของมอสเฟตชนิดเอ็น (N-channel Current mirror) โดยมีแหล่งกำเนิดกระแสที่  $I_{REF}$  เป็นกระแสที่ทางขาเข้าและ  $I_O$  เป็นกระแสที่ทางขาออกหรือกระแสที่ถูกสะท้อน เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ M1 มีค่า  $V_{DS1} = V_{GS}$  ดังนั้น M1 จะทำงานในช่วงอิ่มตัว และสมมติให้ M2 มีค่า  $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{T2}$  ดังนั้นทำให้ M2 ทำงานในโหมดช่วงอิ่มตัว จากสมการกระแสจะได้อัตราส่วนของกระแสขาออกต่อกระแสขาเข้าดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left[ \frac{L_1 W_2}{L_2 W_1} \right] \left[ \frac{V_{GS} - V_{T2}}{V_{GS} - V_{T1}} \right]^2 \left[ \frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right] \left[ \frac{\mu_{02} C_{ox2}}{\mu_{01} C_{ox1}} \right] \quad (3.12)$$

สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ที่มีความสมพียงกัน ค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical Parameters) ทั้งหมดเช่น  $V_T, \mu_0, C_{ox}$  จะมีค่าเท่ากันหรือใกล้เคียงกัน ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left[ \frac{L_1 W_2}{L_2 W_1} \right] \left[ \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right] \quad (3.13)$$

ถ้า  $V_{DS2} = V_{DS1}$  และมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีความสมพียงกัน ค่า  $\lambda$  ก็จะไม่นำมาพิจารณา สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

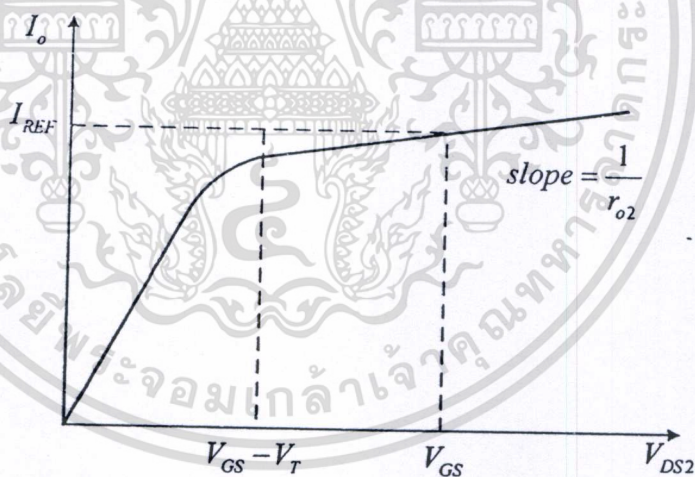
$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left[ \frac{L_1 W_2}{L_2 W_1} \right] \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.14) อัตราส่วน  $I_O/I_{REF}$  ขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถกำหนดได้ในการออกแบบ ถ้าให้  $W/L_1 = W/L_2$  แล้วจะได้กระแสที่ขาออก ( $I_O$ ) เท่ากับกระแสขาเข้า ( $I_{REF}$ ) โยที่ M2 จะทำหน้าที่เหมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่เอาท์พุทขาออกข้างต้นสมมติให้ M2 ทำงานในช่วงอิมิตว จะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ (3.14) ดังนั้นค่า  $V_{DS2}$  มีค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้อย่างเหมาะสมคือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_T \tag{3.15}$$

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติผลของ Channel Length Modulation Effect จะมีอิทธิพลต่อการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ที่พิจารณาได้จากการณีของมอสทรานซิสเตอร์สองตัวที่สมพวงษ์กัน กระแสเดรนของ M2 จะมีค่าเท่ากับกระแสเดรนของ M1 ก็ต่อเมื่อค่า  $V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์ M2 เท่ากับ  $V_{DS}$  ของ M1 หมายความว่า  $V_{DS2} = V_{GS}$  เมื่อ  $V_{DS2}$  เพิ่มขึ้น  $I_O$  จะเพิ่มขึ้นตามความต้านทานขาออก (Output Resistance) ของ M2 ( $r_{o2}$ ) ที่เพิ่มขึ้น อธิบายได้ตามกราฟรูปที่ 3.13 สำหรับ M2 ทำงานที่  $V_{GS}$  คงที่ค่าหนึ่ง ( $V_{GS}$  ถูกกำหนดโดยกระแส  $I_{REF}$  ที่ไหลผ่าน M1)



รูปที่ 3.13 แสดงคุณสมบัติที่เอาท์พุทขาออกของวงจรถ่ายกระแสในรูปที่ 3.12 (ก) ในกรณีที่ M1 และ M2 สมพวงษ์กัน

และจากรูปที่ 3.13 สามารถหาค่าความต้านทานเอาท์พุทขาออก  $R_O$  ได้ดังนี้

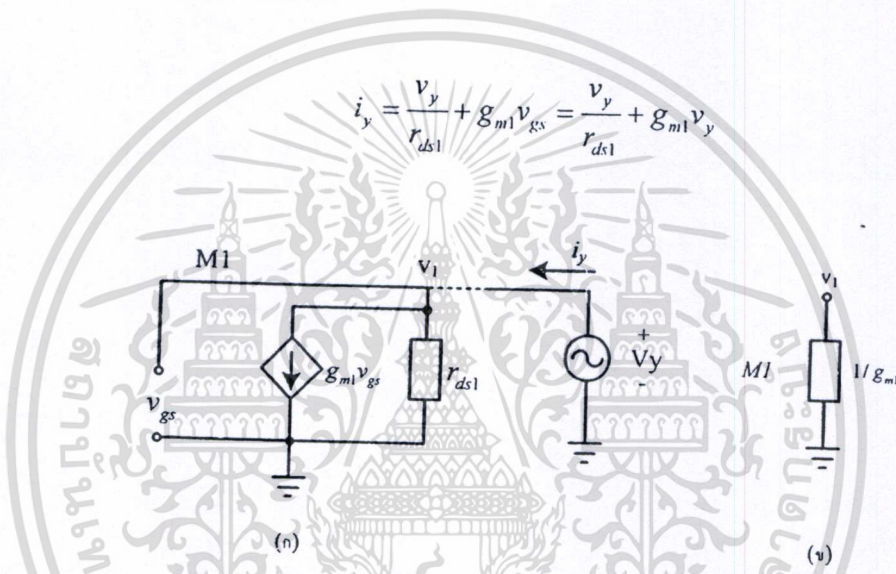
$$R_O = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta I_O} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_O} \tag{3.16}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $V_e$  คือ Early Voltage ของ M2 ซึ่งแปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส ดังนั้นเมื่อต้องการค่าความต้านทานเอาต์พุตของ M1 จะต้องใช้มอเดลทรานซิสเตอร์ที่ช่องทางเดินกระแสยาวขึ้น

การวิเคราะห์ผลตอบสนองของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ตามรูปที่ 3.14 (ก) สังเกตได้ว่า M1 ถูกต่อเสมือนเป็นไดโอด (ปลายเดรนและเกตต่อยู่ด้วยกัน) และ  $I_o$  จะถูกแทนด้วยค่าความต้านทานภายใน สำหรับแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็ก ซึ่ง  $I_o$  จะถูกเปิดวงจร (open circuit) และสามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุตของ M1 ได้โดยต่อสัญญาณแรงดันทดสอบ  $V_y$  โหนด  $v_1$  แล้ววัดสัญญาณกระแส  $i_y$  ได้ดังนี้

$$i_y = \frac{v_y}{r_{ds1}} + g_{m1}v_{gs} = \frac{v_y}{r_{ds1}} + g_{m1}v_y \tag{3.17}$$

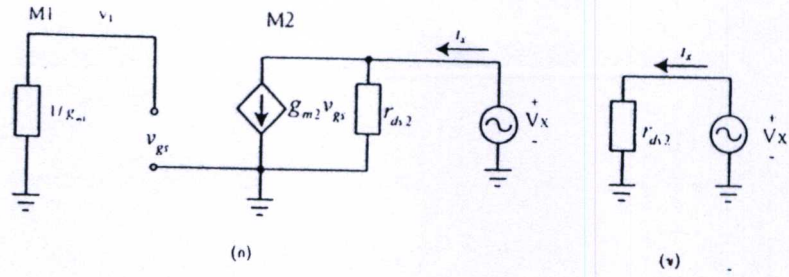


รูปที่ 3.14 แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอเดลทรานซิสเตอร์  
(ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอเดลทรานซิสเตอร์ M1

(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กของมอเดลทรานซิสเตอร์ M1

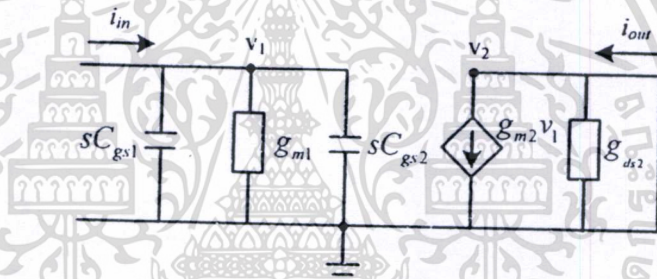
จะได้ค่าความต้านทานเอาต์พุตของ M1 คือ  $(1/g_{m1}) || r_{ds1}$  เนื่องจาก  $r_{ds1} \gg 1/g_{m1}$  ดังนั้นค่าความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ  $1/g_{m1}$  มีวงจรสมมูลตามรูป 3.14 (ข)

จากวงจรสมมูลของมอเดลทรานซิสเตอร์ M1 ข้างต้นจะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสตามรูป 3.15 (ก) เมื่อ  $v_{gs}$  ต่อลงกราวด์ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน  $1/g_{m1}$  และ  $g_{m2}v_{gs} = 0$  จะได้ว่าวงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กตามรูป 3.15 (ข) ดังนั้นความต้านทานเอาต์พุตของสัญญาณขนาดเล็ก  $r_{ds2}$



รูปที่ 3.15 (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กรวมของวงจรสะท้อนกระแส  
(ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็กรวม

สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ได้โดยการสมมติให้แหล่งกำเนิดกระแสคงที่  $I_{REF}$  แทนด้วยสัญญาณกระแสที่ทางเข้า  $i_{in}$



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรสมมูลที่ความถี่สูงของวงจรสะท้อนกระแส

พิจารณาที่โหนด  $v_1$

$$i_{in}(s) = (sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2})V_1 \tag{3.18}$$

$$V_1 = \frac{i_{in}(s)}{sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2}} \tag{3.19}$$

พิจารณาที่โหนด  $v_2$

$$i_{out}(s) = g_{m2}V_1 \tag{3.20}$$

แทนค่าสมการที่ (3.19) ลงใน (3.20) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น หากนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})} \quad (3.21)$$

หรือ

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2})}{g_{m1}}} \right] \quad (3.22)$$

กรณีที่ความถี่ต่ำจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (3.23)$$

### 3.6 การมอดูเลตสัญญาณ

ในการสื่อสารถ้าสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับ โดยไม่ผ่านการมอดูเลต คือไม่มีการเคลื่อนย้ายย่านความถี่ของข้อมูลไปจากเดิม การสื่อสารลักษณะนี้เรียกว่า การสื่อสารในแบนด์มูลฐาน (baseband communication) ทั้งนี้เพราะว่าแบนด์หมายถึงช่วงความถี่ ดังนั้นการสื่อสารในแบนด์มูลฐาน จึงหมายถึงการสื่อสารที่มีย่านความถี่อยู่ในช่วงความถี่ของสัญญาณตามเดิม แต่ถ้าการส่งสัญญาณนั้นต้องผ่านกระบวนการมอดูเลตสัญญาณแล้ว เราเรียกการสื่อสารชนิดนั้นว่าการสื่อสารโดยคลื่นพาห์ (carrier communication)

สัญญาณจากแหล่งกำเนิดโดยตรงหรือสัญญาณในแบนด์มูลฐาน (baseband signal) ขาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านช่องการสื่อสารไปยังเครื่องรับด้วยสาเหตุสำคัญคือ สัญญาณมีสเปกตรัมของความถี่อยู่ในย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของช่องการสื่อสารที่มีอยู่ ก็ย่อมจำเป็นจะต้องมีการเคลื่อนย้ายย่านความถี่ของสัญญาณในแบนด์มูลฐาน ไปให้อยู่ในช่วงความถี่ของช่องทางการสื่อสารเพื่อที่จะสามารถส่งสัญญาณนั้นผ่านช่องทางการสื่อสารไปได้ ในกระบวนการนี้ต้องมีการอาศัยสัญญาณหนึ่ง ซึ่งเรียกว่าคลื่นพาห์ (carrier) ซึ่งปรกติสร้างขึ้นจากวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยจะเป็นสื่อช่วยเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณจากแบนด์มูลฐานนั้น กระบวนการที่ทำการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมนี้ มีชื่อเรียกว่าการมอดูเลตสัญญาณ และการที่ใช้คลื่นพาห์ไปช่วยในการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณนั้นเรียกว่า การมอดูเลตสัญญาณกับคลื่นพาห์ จึงกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าการมอดูเลตคือ การฝากสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปกับคลื่นพาห์

ในการมอดูเลตโดยทั่วไปนั้น จะใช้สัญญาณรูปไซน์เป็นคลื่นพาห์ โดยจะใช้ระดับขนาดของสัญญาณในแบนด์มูลฐาน ไปบังคับ หรือควบคุมให้ค่าพารามิเตอร์ของคลื่นพาห์ให้เปลี่ยนค่าไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นประโยชน์ของเอกสารนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไป ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ว่านี้ อาจจะเป็นแอมพลิจูด ความถี่ หรือเฟสอย่างใดอย่างหนึ่งก็ได้ ในการมอดูเลตที่ใช้ขนาดของสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปทำให้แอมพลิจูดของคลื่นพาห้เปลี่ยนตามไปนั้น มีชื่อว่า การมอดูเลตแอมพลิจูด (amplitude modulation : AM) แต่ถ้าการมอดูเลตนั้น ใช้ขนาดของสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปทำให้ความถี่และเฟสของคลื่นพาห้เปลี่ยน การมอดูเลตนั้นก็จะมีชื่อว่า การมอดูเลตความถี่ (frequency modulation : FM) และ การมอดูเลตเฟส (phase modulation : PM) ตามลำดับ

### 3.6.1 การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาห้

ในกระบวนการมอดูเลตแอมพลิจูดนั้น ขนาดของสัญญาณข่าวสารจะถูกใช้ไปบังคับค่าแอมพลิจูด  $A_c$  ของคลื่นพาห้  $A_c \cos(\omega_c t + \theta_c)$  ให้เปลี่ยนไปตาม ในขณะที่ความถี่  $\omega_c$  และเฟส  $\theta_c$  จะมีค่าคงเดิม สมการของคลื่นที่มอดูเลตแล้ว  $\phi_{DSB-SC}(t)$  สามารถอธิบายได้ตามสมการที่ 3.24

$$\phi_{DSB-SC}(t) = k * m(t) \cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (3.24)$$

$k$  คือ ค่าคงที่ กระบวนการมอดูเลตจัดการควบคุมสัดส่วนของ  $A_c$  ให้แปรผันตามสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณ เราสามารถที่จะสมมุติให้  $k = 1$  และ  $\theta_c = 0$  ได้โดยไม่เสียความหมายของการวิเคราะห์สัญญาณโดยทั่วไปแต่อย่างไร เพียงแต่ทำให้รูปของสมการที่กระชับขึ้น และสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\phi_{DSB-SC}(t) = m(t) \cos(\omega_c t) \quad (3.25)$$

เพื่อที่จะทำความเข้าใจถึงการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในโดเมนความถี่ จะสมมุติให้  $M(\omega)$  คือ ฟังก์ชันสเปกตรัมของ  $m(t)$  กล่าวคือ

$$m(t) \leftrightarrow M(\omega) \quad (3.26)$$

โดยอาศัยคุณสมบัติของฟูเรียร์จะได้

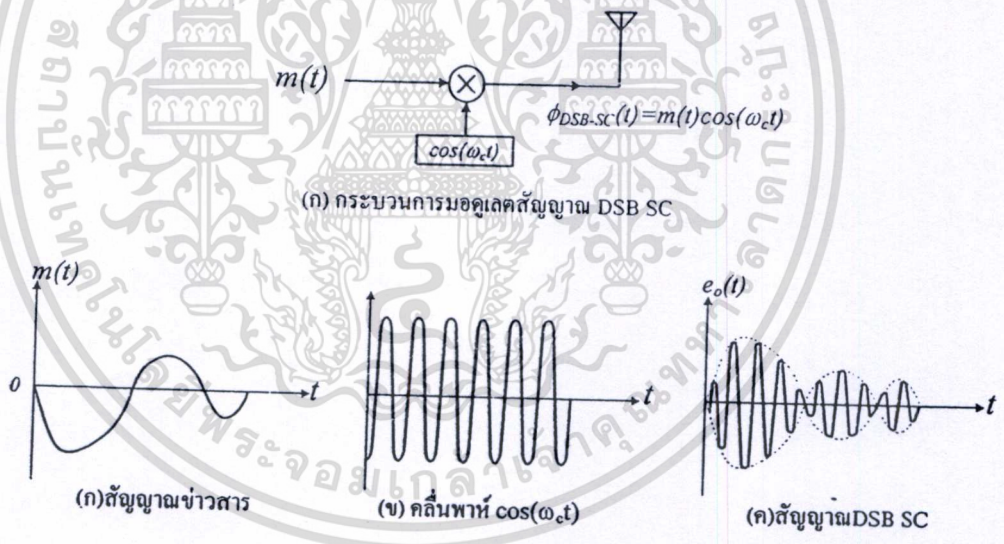
$$m(t) \cos(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$

สัญญาณ AM ในโดเมนความถี่  $\Phi_{DSB-SC}(\omega)$  จะมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Phi_{DSB-SC}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \tag{3.27}$$

ถ้าแบนด์วิดท์ของ  $M(\omega)$  ตามสมการที่ (3.26) มีค่าเป็น  $B$  เฮิรตซ์หรือ  $W$  เรเดียนต่อวินาที ( $W = 2\pi B$ ) จากสมการที่ (3.27) จะได้ว่า  $\Phi_{DSB-SC}(\omega)$  จะมีแบนด์วิดท์เป็น  $2W$  เรเดียนต่อวินาที แสดงในรูปที่ 3.16 และเป็นสิ่งที่น่าสังเกตว่า ค่าความถี่กึ่งกลางแบนด์ของสัญญาณ AM นั้นอยู่ที่ความถี่ของคลื่นพาห้คือ  $\omega_c$  ซึ่งแกนตั้งที่  $\omega_c$  ในโดเมนของความถี่นี้จะแบ่งสเปกตรัมที่เกิดขึ้นออกเป็นสองส่วนที่สมมาตรกัน ส่วนของสัญญาณที่มีสเปกตรัมอยู่ที่ความถี่สูงกว่า และต่ำกว่าความถี่  $\omega_c$  นั้นมีชื่อว่า แถบข้างส่วนบนหรือไซด์แบนด์สูง (upper sideband : USB) แถบข้างส่วนล่างหรือไซด์แบนด์ต่ำ (lower sideband : LSB) ตามลำดับ ในทำนองเดียวกันบนแกนความถี่ด้านลบ ค่าความถี่  $-\omega_c$  ก็จะถูกแบ่งทำให้เกิดเป็นไซด์แบนด์สูงและไซด์แบนด์ต่ำขึ้นเช่นกัน แต่ในกรณีความถี่ด้านลบ ไซด์แบนด์สูงจะหมายถึงส่วนสเปกตรัมที่มีความถี่เป็นลบมากกว่า  $-\omega_c$  และไซด์แบนด์ต่ำจะหมายถึงส่วนสเปกตรัมที่มีความถี่เป็นลบน้อยกว่า  $-\omega_c$



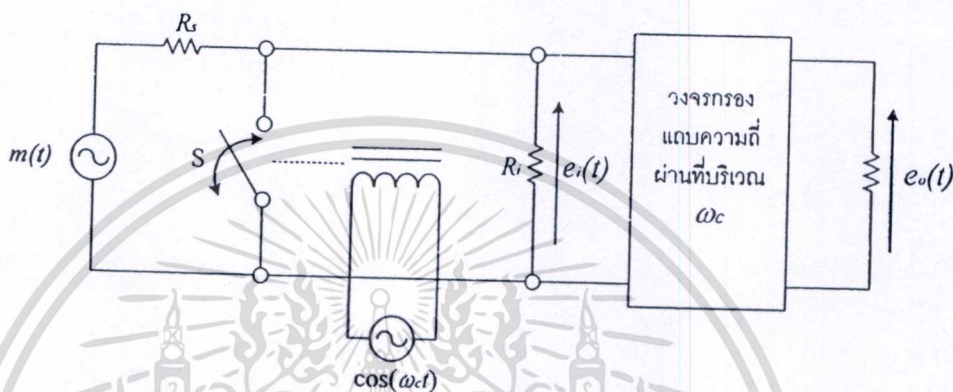
รูปที่ 3.17 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC

ถ้าสัญญาณ  $m(t)$  นั้นไม่มีส่วนประกอบเชิงความถี่ที่เป็นไฟตรง ไซด์แบนด์ทั้งสองที่เกิดจากการมอดูเลตก็จะอยู่ห่างกันอย่างชัดเจน และสเปกตรัมของสัญญาณ AM ก็จะไม่มีองค์ประกอบขึ้น

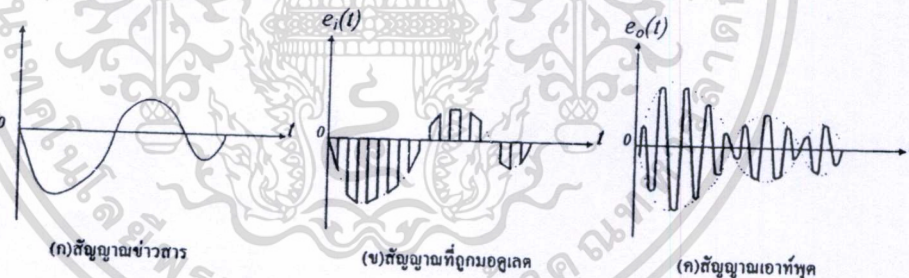
### 3.6.2 วิธีการสร้างสัญญาณ DSB SC

#### 3.6.2.1 ช็อปปเปอร์มอดูเลเตอร์ (chopper modulator)

มีโครงสร้างของวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.18 วงจรชนิดนี้มีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า มอดูเลเตอร์แบบสวิตช์ (switching modulator) การทำงานของวงจรตามรูปที่ 3.18 จะใช้คลื่นพาห้  $\cos(\omega_c t)$  เป็นตัวควบคุมสวิตช์ S ให้ตัดต่อวงจรด้วยความถี่  $\omega_c$

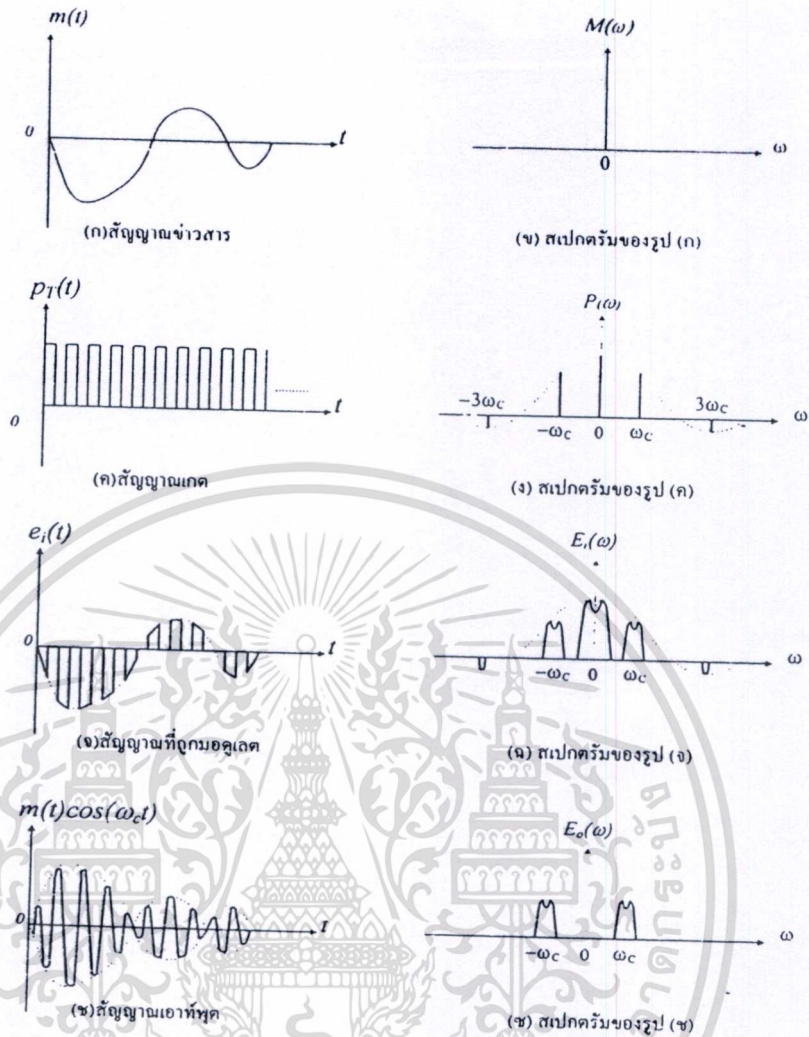


รูปที่ 3.18 วงจรมอดูเลเตอร์แบบช็อปปเปอร์



รูปที่ 3.19 (ก) สัญญาณข่าวสาร (ข) สัญญาณที่ถูกมอดูเลต (ค) สัญญาณเอาต์พุต

ถ้าสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  มีลักษณะแสดงในรูปที่ 3.19 (ก) สัญญาณจะถูกตัดโดยสวิตช์ S ให้ขาดเป็นช่วงๆ ดังรูปที่ 3.19 (ข) เมื่อสัญญาณผ่านวงจรกรองแถบความถี่ที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับสองเท่าของแบนด์วิดท์ของ  $m(t)$  และมีความถี่กึ่งกลางแบนด์ที่  $\omega_c$  จะได้เอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณออกมาเป็นสัญญาณดีเอสบี เอสซี ตามต้องการ



รูปที่ 3.20 สัญญาณและสเปกตรัมของสัญญาณในกระบวนการมอดูเลตแบบซ็อฟเปอร์

การวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ เพื่อแสดงว่าเอาท์พุทของวงจรมอดูเลเตอร์แบบซ็อฟเปอร์ นั้นคือ สัญญาณ ดีเอสบี เอสซี ทำได้ดังนี้คือ พิจารณาการตัดต่อวงจรของสวิตช์ S ที่ทำให้สัญญาณ  $m(t)$  ตามรูป 3.19 (ก) กลายมาเป็นสัญญาณคิสิกคริตตามรูป 3.19 (ข) นั้นจะเทียบได้กับการนำเอาสัญญาณ  $m(t)$  ตามรูป 3.19 (ก) ไปคูณกับสัญญาณเกตมีคาบ (periodic gate)  $p_T(t)$  ตามรูป 3.20 (ค) ซึ่งมีคาบเวลามูลฐานเท่ากับ  $\omega_c$  โดยอาศัยการกระจายอนุกรมฟูเรียร์ของ  $p_T(t)$  จะได้

$$p_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n e^{jn\omega_c t} \tag{3.24}$$

$P_n$  คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ของ  $p_T(t)$  ดังนั้นสัญญาณคิสิกคริตตามรูป 3.19 (ข)

สามารถเขียนในรูปอนุกรมได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 e_i(t) &= m(t) p_i(t) \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n m(t) e^{jn\omega_c t}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

โดยใช้คุณสมบัติการเลื่อนความถี่ในการแปลงฟูเรียร์ เมื่อให้  $m(t) \leftrightarrow M(\omega)$  และ  $e_i(t) \leftrightarrow E_i(\omega)$  จะได้การแปลงฟูเรียร์ของสมการ (3.25) เป็น

$$E_i(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n M(\omega - n\omega_c) \tag{3.26}$$

ซึ่งถ้า  $m(t)$  มีสเปกตรัมดังรูป 3.20 (ข) จะได้สเปกตรัมของ  $e_i(t)$  ดังรูป 3.20 (จ) เมื่อ  $e_i(t)$  ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน ส่วนของสเปกตรัมที่อยู่นอกแบนด์วิดท์ของวงจรกรองสัญญาณนั้นจะถูกขจัดทิ้ง เหลือเพียงสเปกตรัมที่ต้องการดังในรูป 3.20 (ซ) สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$E_o(\omega) = P_{-1}M(\omega + \omega_c) + P_1M(\omega - \omega_c) \tag{3.27}$$

โดยอาศัยคุณสมบัติการแปลงฟูเรียร์ผกผันจะได้

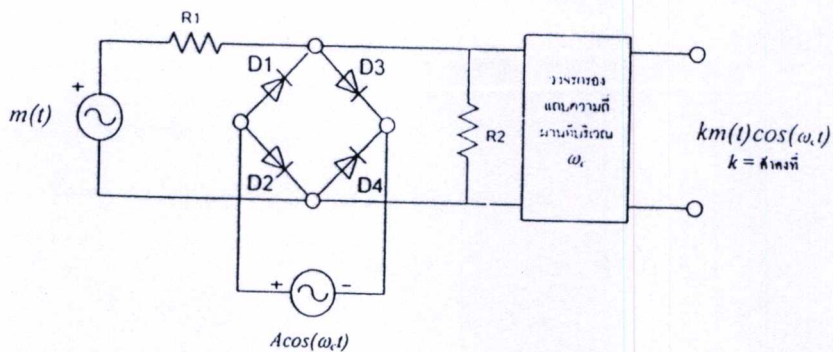
$$e_o(t) = m(t) \{ P_{-1}e^{-j\omega_c t} + P_1e^{j\omega_c t} \} \tag{3.28}$$

แต่เนื่องจากสำหรับ  $p_T(t)$  มีสัมประสิทธิ์  $P_1 = P_{-1}$  ดังนั้นจะได้

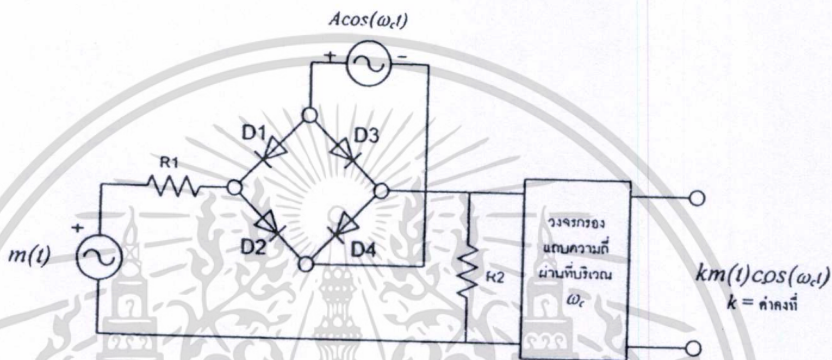
$$e_o(t) = 2P_1m(t) \cos(\omega_c t) \tag{3.29}$$

จากสมการ (3.29) จะได้สัญญาณ คือ เอสบี เอสซี

ในการสร้างวงจรจริง สวิตช์ S ในรูปที่ 3.19 นั้นอาจจะใช้ไดโอดมาต่อกันดังรูปที่ 3.21 (ก) การต่อสวิตช์ในลักษณะเช่นนี้มีชื่อว่า การต่อสวิตช์แบบชันด์ (shunt) หรือแบบขนาน โดยหลักการเดียวกัน วงจรอาจถูกสร้างให้ทำงานโดยใช้สวิตช์มาต่อในแบบอนุกรม ดังในรูปที่ 3.21 (ข) วงจรนี้ทำงานโดยหลักการเดียวกันกับวงจรรูปที่ 3.21 (ก) และกรณีที่สัญญาณมีขนาดไม่มากนักอุปกรณ์ที่เป็นสวิตช์นี้จะใช้เป็นอนาล็อกสวิตช์ธรรมดาได้



(ก) แบบใช้บริดจ์ไดโอดทำหน้าที่สวิตช์แบบขนาน



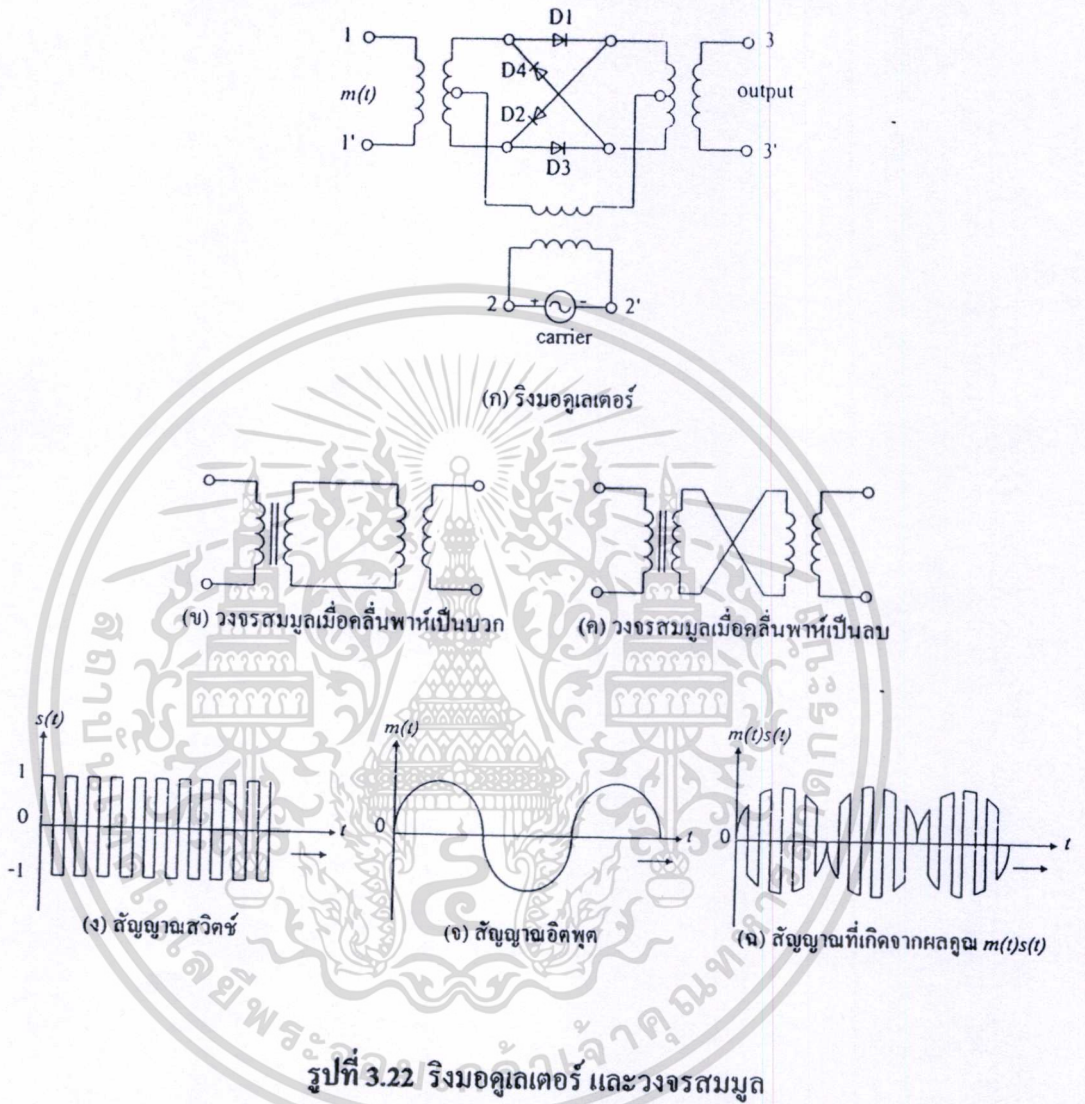
(ข) แบบใช้บริดจ์ไดโอดทำหน้าที่สวิตช์แบบอนุกรม

รูปที่ 3.21 วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้ไดโอด

### 3.6.2.2 ริงมอดูเลเตอร์ (ring modulator)

เป็นการมอดูเลเตอร์แบบสวิตช์ซึ่งมีไดโอดต่อกันแสดงในรูปที่ 3.22 (ก) การทำงานของ วงจรอธิบายได้ดังนี้ เมื่อไม่มีสัญญาณ  $m(t)$  เข้ามาและให้คลื่นพหุมีขนาดแรงพอ ถูกป้อนเข้ามา ระหว่างขั้ว 2-2' พบว่าในช่วงเวลาที่คลื่นพหุมีสถานะเป็นบวก คือ แรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว 2 สูงกว่า แรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว 2' ไดโอด D1 และ D3 จะนำกระแส แต่ D2 และ D4 จะตัดกระแส ดังนั้นวงจร สมมูลในสถานะเช่นนี้ วงจรสมมูลจะเป็นดังแสดงในรูปที่ 3.22 (ข) พอถึงช่วงเวลาที่สถานะของ คลื่นพหุเปลี่ยนเป็นลบ คือ แรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว 2 มีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ขั้ว 2' ไดโอด D1 และ D3 จะตัดกระแสแต่ D2 และ D4 จะนำกระแส ทำให้วงจรสมมูลในสถานะการณีนี้นี้เป็นดังแสดงใน รูปที่ 3.22 (ค) และจะเห็นว่าคลื่นพหุจะเป็นตัวคอยควบคุมการติดต่อวงจรให้สัญญาณอินพุทไป ปรากฏเป็นบวก หรือสลับกันที่เอาต์พุท ตามสถานะของคลื่นพหุ อธิบายได้ว่า สถานะภาพของการ ติดต่อสวิตช์จะเป็นฟังก์ชันของเวลา คือ  $s(t)$  จะมีค่าเท่ากับ +1 และ -1 เมื่อคลื่นพหุมีสถานะของ สัญญาณเป็นค่าบวกและค่าลบตามลำดับ เพราะฉะนั้นเมื่อสัญญาณ  $m(t)$  ตามรูปที่ 3.22(จ) เข้ามาจะ

ให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาดังรูปที่ 3.22 (ฉ) และเมื่อนำสัญญาณนี้ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านก็  
จะกลายเป็นสัญญาณ DSB SC ตามต้องการ



สัญญาณเอาต์พุต  $V_o(t)$  ตามรูปที่ 3.22(ฉ) เกิดจากผลคูณของสัญญาณอินพุต  $m(t)$  กับ  
สวิตช์  $s(t)$  ตามรูปที่ 3.22(ง)

$$v_o(t) = m(t)s(t) \tag{3.30}$$

เนื่องจาก  $s(t)$  เป็นสัญญาณมีคาบสามารถกระจายอนุกรมฟูเรียร์ได้ในรูปสมการต่อไปนี้

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega_c t} \tag{3.31}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

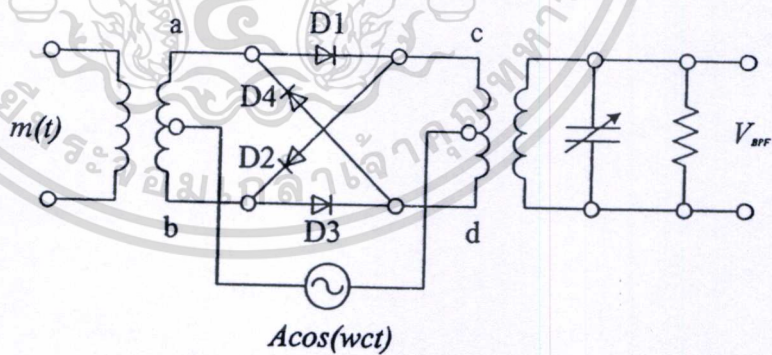
$S_n$  คือค่าขนาดของคลื่นฮาร์โมนิกในรูปอนุกรมฟูเรียร์ของ  $s(t)$  เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.31) ในสมการ (3.30) จะได้

$$V_o(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n m(t) e^{jn\omega_c t} \quad (3.32)$$

เมื่อนำ  $V_o(t)$  ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีความถี่กึ่งกลางที่  $\omega_c$  และมีแบนด์วิดท์ที่เหมาะสมแล้ว จะได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ คือ

$$\begin{aligned} v_{BPF} &= S_{-1} m(t) e^{-j\omega_c t} + S_1 m(t) e^{j\omega_c t} \\ &= 2S_1 m(t) \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

ทั้งนี้เพราะ  $S_1 = S_{-1}$  จะเห็นได้ว่า  $v_{BPF}$  คือสัญญาณ DSB SC ตามต้องการ ในทางปฏิบัติแล้ว วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน มักจะสร้างขึ้นด้วยวงจรแทงก์รีโซแนนซ์ (tank resonance) ประกอบด้วยความแน่นนำของขดลวดเอาต์พุตของหม้อแปลงไฟฟ้าขนานกับตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดการรีโซแนนซ์ที่ความถี่  $\omega_c$  และมีตัวความต้านทานเป็นตัวที่ช่วยจำกัดค่าตัวประกอบคุณสมบัติ (quality factor) ของวงจรให้เหมาะสม ดังนั้นวงจรสมบูรณจึงมีลักษณะง่ายๆ ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรริงมอดูเลเตอร์เชิงปฏิบัติ

ข้อได้เปรียบของริงมอดูเลเตอร์ที่เหนือกว่า มอดูเลเตอร์แบบตัดคือ มีเอาต์พุตที่แรงกว่าเป็น 2 เท่า ทั้งนี้การวิเคราะห์สัญญาณ  $p_T(t)$  และ  $s(t)$  จะพบว่า  $P_1 = \frac{1}{\pi}$  และ  $S_1 = \frac{2}{\pi}$

### 3.7 บทสรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงวงจรสายพานกระแสและหลักการการทำงานของวงจรที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ โดยได้กล่าวถึงประวัติความเป็นมา การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้า วงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่าง และยังได้พูดถึงการมอดูเลตสัญญาณ โดยแบ่งออกเป็น การมอดูเลตแอมพลิจูด การมอดูเลตแบบซีเอฟเปอร์ และการมอดูเลตแบบบริง ในส่วนวิธีการทำงานของวงจรซีเอฟเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่างจะได้มีการกล่าวในหัวข้อถัดไป



## วงจรช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแส แบบแรงดันอินพุตแตกต่าง

### 4.1 วงจรช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์

แอมพลิจูดมอดูเลเตอร์ (Amplitude Modulator: AM) คือ การมอดูเลตระหว่างสัญญาณ  
ข่าวสาร (Baseband signal) และสัญญาณพาหะ (Carrier signal) โดยความถี่ของสัญญาณพาหะจะมี  
ค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณข่าวสาร แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต AM จะถูกควบคุมด้วยแอม  
พลิจูดของสัญญาณข่าวสาร โดยมีความถี่เท่ากับสัญญาณพาหะ สัญญาณพาหะที่นำมามอดูเลตกับ  
สัญญาณข่าวสารที่เป็นที่นิยมคือ สัญญาณรูปคลื่นไซน์ แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมก็  
สามารถนำมาเป็นสัญญาณพาหะได้เช่นเดียวกันเรียกว่า ช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์ (chopper modulator)  
[1] ช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์คือ การนำเอาสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมาคูณสัญญาณข่าวสารเป็นช่วงๆ  
ตามความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ปัจจุบันนี้ช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์ถูกแบ่งออกเป็นโคความม  
อดูเลเตอร์ (cowan modulator) และริงมอดูเลเตอร์ (ring modulator) ที่สร้างโดยใช้ไดโอดและหม้อ  
แปลงเป็นส่วนใหญ่ประกอบจึงทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และเมื่อเร็วๆนี้ที่  
วงจรช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ได้ถูกนำเสนอในงานวิจัย [2]  
โดยวงจรถูกสร้างขึ้นจากวงจรสายพานกระแสสองวงจร ตัวด้านทานแบบมอสสามวงจรถ่วงและวงจ  
รกลับเฟสสัญญาณหนึ่งวงจร

งานวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่สร้างขึ้นมาจากวงจรสายพาน  
กระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่างหนึ่งวงจร มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็นสวิตช์สี่ตัวและทำงาน  
เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งวงจร เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ได้มีการนำเสนอ  
ใน [2] วงจรที่นำเสนอนี้มีข้อดีกว่าดังนี้

1. วงจรช็อพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอใช้สายพานกระแสหนึ่งวงจร มอสทรานซิสเตอร์สี่  
ตัวทำงานเป็นสวิตช์และวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งวงจร (ใช้มอสทั้งหมด 18 ตัว) ในขณะที่วงจรใน  
บทความ [2] ใช้วงจรสายพานกระแสสองวงจร ตัวด้านทานแบบมอสสามวงจรถ่วง และวงจรถ่วงกลับเฟส  
สัญญาณหนึ่งวงจร (ใช้มอสทั้งหมด 43 ตัว) ดังนั้นวงจรที่นำเสนอจึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็น  
วงจรรวมมากกว่าวงจรที่ได้มีการนำเสนอในบทความ [2]

2. วงจรที่ได้มีการนำเสนอในบทความ [2] ใช้สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่อยู่ในรูปของ  
กระแสเป็นคลื่นพาหะ ซึ่งโดยทั่วไปสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่กำเนิดได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณจะ  
อยู่ในรูปของแรงดันเสียเป็นส่วนใหญ่ [3]-[5] ดังนั้นวงจรมอดูเลเตอร์ในบทความ [2] อาจจะต้องใช้

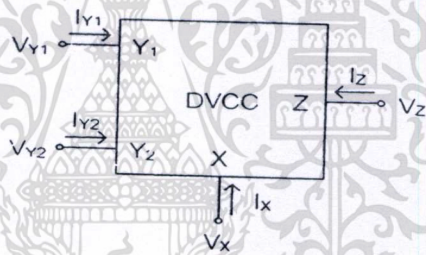
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นกระแส เพื่อเปลี่ยนสัญญาณแรงดันจากวงจรกำเนิดสัญญาณเป็นกระแสเพื่อควบคุมวงจรถายพานกระแสนั้นหมายถึงอาจจะต้องใช้มอสมากกว่า 43 ตัวในขณะที่วงจรที่นำเสนอใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่อยู่ในรูปแรงดันเป็นคลื่นพาร์ เพื่อควบคุมสวิทช์โดยตรง ดังนั้นวงจรที่นำเสนอจึงมีความง่ายกว่า

3. วงจรที่นำเสนอในบทความ [2] เหมาะกับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นถ้าโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำมาต่อใช้งาน วงจรจะต้องการวงจรบัฟเฟอร์ ในขณะที่วงจรที่นำเสนอสามารถต่อกับโหลดค่าต่างๆ ได้โดยไม่ต้องการวงจรบัฟเฟอร์ใดๆ

### 4.2 วงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่าง

วงจรถายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่าง (Differential Voltage Current Conveyor: DVCC) สามารถแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าดังรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นวงจรที่นำเสนอใน [6] โดยมีคุณสมบัติมีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูงและมีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตกว้าง



รูปที่ 4.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร DVCC

ค่าความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าขั้วต่างๆ ของวงจรสามารถแสดงได้คือ

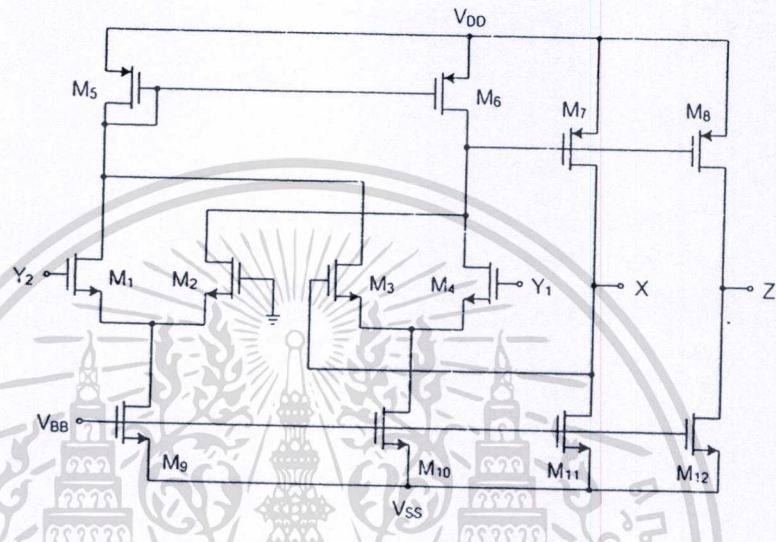
$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Y1} \\ V_{Y2} \\ I_x \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

วงจร DVCC เป็นวงจรมีแรงดันอินพุตสองอินพุตคือ Y<sub>1</sub> และ Y<sub>2</sub> โดยแต่ละอินพุตจะมีอิมพีแดนซ์สูง ส่วนขั้ว X เป็นเอาต์พุตแรงดันที่อิมพีแดนซ์ต่ำที่สามารถกำหนดได้ตามสมการที่ 4.2 ในขณะเดียวกันถ้าป้อนกระแสเข้าที่ขั้ว X ของวงจร DVCC จะได้กระแสที่ขั้ว Z เท่ากับกระแสที่ขั้ว X อธิบายได้ตามสมการที่ 4.3 วงจร DVCC ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_x = V_{Y1} - V_{Y2} \quad (4.2)$$

$$I_z = I_x \quad (4.3)$$

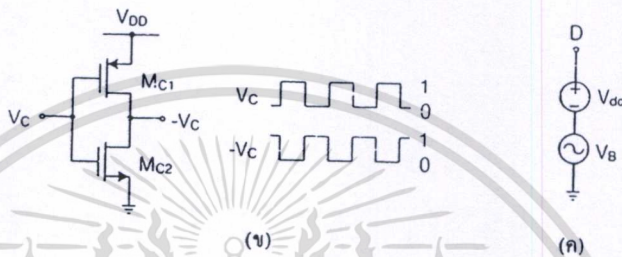
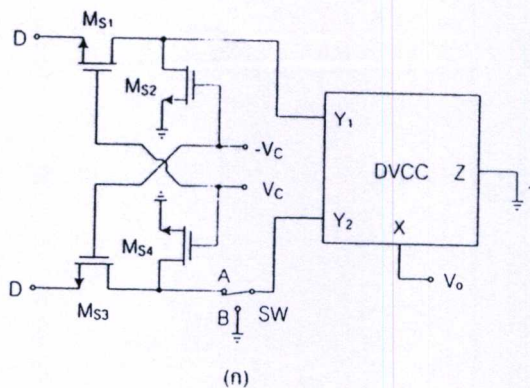


รูปที่ 4.2 วงจร DVCC ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

การทำงานของวงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่าง จะประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 12 ตัว ตั้งแต่ M1-M12 การทำงาน โดยผลต่างแรงดันของวงจรขึ้นอยู่กับคู่ผลต่าง M1-M4 ได้รับการสะท้อนกระแสจาก M5-M6 โดยที่ขั้ว  $Y_1$  และ  $Y_2$  เป็นแรงดันอินพุตกระแส  $I_z = I_x$

#### 4.3 วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 4.3(ก) วงจรประกอบด้วยวงจร DVCC หนึ่งวงจร มอสที่ทำงานเป็นสวิตช์สี่ตัว ( $M_{S1}-M_{S4}$ ) และวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งวงจร (รูปที่ 4.3(ข))

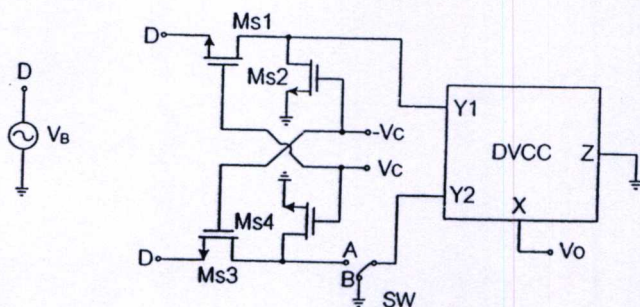


รูปที่ 4.3 (ก) วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ (ข) วงจรอินเวอร์เตอร์ (ค) การยกระดับสัญญาณด้วยแรงดัน DC

โหมดการทำงานของวงจร โควานมอดูเลเตอร์ รังมอดูเลเตอร์และแอมพลิฟายมอดูเลเตอร์ สามารถเลือกได้ด้วยสวิตช์ SW และแรงดัน  $V_{DC}$  สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีเฟสต่างจากอินพุต 180 องศา สัญญาณนี้จะใช้ควบคุมให้สวิตช์  $M_{S1}-M_{S4}$  นำกระแสและหยุดนำกระแส

4.3.1 การทำงานของวงจรโควานซีพเปอร์มอดูเลเตอร์

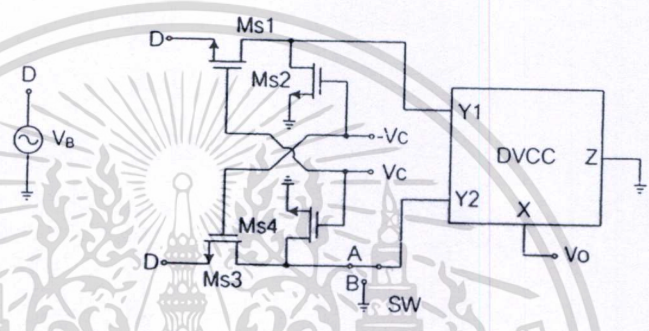
วงจรมอดูเลเตอร์จะทำงานเป็น โควานซีพเปอร์มอดูเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 เมื่อสวิตช์ SW อยู่ในตำแหน่ง B และ  $V_{DC}=0$  (ไม่ใช้) สัญญาณอินพุต  $V_B$  จะถูกป้อนเข้าสู่อินพุต  $Y_1$  ของวงจร DVCC ตามช่วงจังหวะความถี่ของคลื่นพาหุรูปคลื่นสี่เหลี่ยม  $V_C$  ที่ใช้ควบคุมมอสสวิตช์  $M_{S1}$  และ  $M_{S2}$  ซึ่งมอสทั้งสองจะทำงานและหยุดทำงานสลับกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 4.4 วงจรโควานซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การทำงานของวงจรรีจิสเตอร์มอดูเลเตอร์

เอาต์พุตแบบริงสามารถกำหนดได้เมื่อสวิตช์ SW ถูกเลือกอยู่ในตำแหน่ง A และ  $V_{DC}=0$  (ไม่ใช่) สัญญาณอินพุต  $V_b$  จะถูกป้อนเข้าสู่อินพุต  $Y_1$  และ  $Y_2$  ของวงจร DVCC ตามจังหวะความถี่ของคลื่นพาห์  $V_c$  ที่ใช้ควบคุมมอสสวิตช์  $M_{S1}$  ถึง  $M_{S4}$  กลุ่มมอส  $M_{S2}-M_{S3}$  และ  $M_{S1}-M_{S4}$  จะทำงานและหยุดทำงานสลับกันโดยมอสสวิตช์  $M_{S2}$  และ  $M_{S4}$  จะทำหน้าที่รีเซ็ตสัญญาณที่ขั้ว  $Y_1$  และ  $Y_2$  จากสมการที่ 4.1 เอาต์พุตแรงดันของวงจรจึงสามารถสวิงได้ทั้งซีกบวกและลบซึ่งเป็นเอาต์พุตของรีจิสเตอร์มอดูเลเตอร์

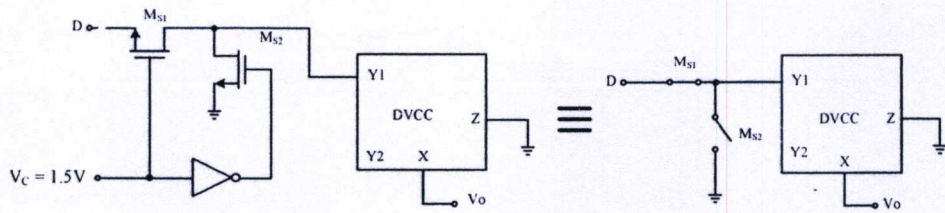


รูปที่ 4.5 วงจรรีจิสเตอร์มอดูเลเตอร์

4.3.3 การทำงานของวงจรแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์

ส่วนแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์สามารถกำหนดได้โดยเลือกสวิตช์ SW อยู่ในตำแหน่ง A และ  $V_{DC}=DC$  (ใช้) ในที่นี้เรากำหนดให้มีค่า 0.25 V สัญญาณอินพุต  $V_b$  จะถูกป้อนเข้าสู่อินพุต  $Y_1$  และ  $Y_2$  ของวงจร DVCC ตามจังหวะความถี่ของคลื่นพาห์  $V_c$  ที่ใช้ควบคุมมอสสวิตช์  $M_{S1}$  ถึง  $M_{S4}$  ในกรณีนี้สัญญาณข่าวสาร  $V_b$  จะถูกยกระดับด้วยแรงดัน  $V_{DC}$  ซึ่งค่าแรงดัน  $V_{DC}$  นี้จะใช้สำหรับควบคุมค่าดัชนีการมอดูเลต กลุ่มมอสสวิตช์  $M_{S2}-M_{S3}$  และ  $M_{S1}-M_{S4}$  จะทำงานและหยุดทำงานสลับกันตามจังหวะความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแรงดัน  $V_c$  และ  $-V_c$  จะทำให้มอสสวิตช์  $M_{S1}$  และ  $M_{S3}$  ทำงานและหยุดทำงานสลับกัน จากสมการที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้คือการมอดูเลตทางแอมพลิฟายเออร์และการใช้งานวงจรรีจิสเตอร์มอดูเลเตอร์ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.1





รูปที่ 4.7 วงจรในการหาค่าความต้านทานทางอินพุต

ตามคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์จะได้ว่า  $r_m = r_D$  เป็นความต้านทานทางอินพุต ซึ่งมีค่าเป็นอนันต์ วงจรในหาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรให้มองเข้าไปที่ขั้ว X จะสามารถหาได้จากการกำหนดค่าให้  $V_{Y1}$  และ  $V_{Y2}$  เป็นศูนย์ จากการวิเคราะห์ห้วงจรค่า  $r_X$  มีเท่ากับ [6]

$$r_X \approx \frac{(g_{m3} + g_{m4})(g_{d12} + g_{d34} + g_{d6})}{2g_{m3}g_{m4}g_{m7}} \quad (4.4)$$

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้วการปฏิบัติงานมักจะไม่เป็นไปตามอุดมคติ [6] โดยเฉพาะปัจจัยหลักที่มีผลคือค่าความนำถายไอออน  $g_m$  ของทรานซิสเตอร์และตัวทรานซิสเตอร์ที่ไม่สมพงษ์กัน ดังนั้นเมื่อสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวไม่สมพงษ์กันและใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กโดยค่าความสัมพันธ์  $V_{Y1}$ ,  $V_{Y2}$  และ  $V_X$  สามารถหาได้จาก

$$V_X \approx \frac{g_{m7}g_{meq}}{g_{m7}g_{meq} + (g_{d12} + g_{d34} + g_{d6})(g_{d7} + g_{d10})} \times (V_{Y1} - V_{Y2}) \quad (4.5)$$

เมื่อ

$$g_{meq} = \frac{2g_{m1}g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} = \frac{2g_{m3}g_{m4}}{g_{m3} + g_{m4}}$$

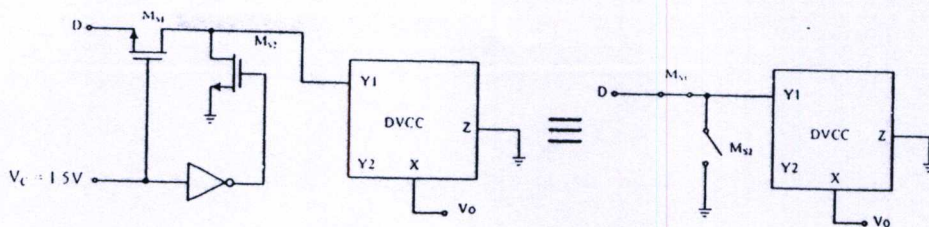
$$g_{dij} = \frac{2g_{di}g_{dj}}{g_{di} + g_{dj}}$$

โดยที่  $g_{di}$  และ  $g_{mi}$  จะแสดงถึงค่าความนำไฟฟ้าที่ขาเดรน และค่าความนำถายไอออนของตัวทรานซิสเตอร์  $M_i$  ตามลำดับ โดยที่จะไม่มีแรงดันที่พอร์ท Y1 และ Y2 จะถูกส่งผ่านไปที่พอร์ท X เพียงอย่างเดียว ถ้าค่า  $g_{m7}g_{meq} \gg (g_{d12} + g_{d34} + g_{d6})(g_{d7} + g_{d10})$

จากการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม pspice ค่า  $g_{m1} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m2} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m3} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m4} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m7} = 5.20 \times 10^{-04}$

หาค่าความต้านทานทางอินพุต ( $r_D$ ) สามารถหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจรในการหาค่าความต้านทานทางอินพุต

ตามคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์จะได้ว่า  $r_m = r_D$  เป็นความต้านทานทางอินพุต ซึ่งมีค่าเป็นอนันต์ วงจรในหาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรให้มองเข้าไปที่ขั้ว X จะสามารถหาได้จากการกำหนดค่าให้  $V_{Y1}$  และ  $V_{Y2}$  เป็นศูนย์ จากการวิเคราะห์วงจรค่า  $r_x$  มีเท่ากับ [6]

$$r_x \approx \frac{(g_{m3} + g_{m4})(g_{d12} + g_{d34} + g_{d6})}{2g_{m3}g_{m4}g_{m7}} \quad (4.4)$$

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้วการปฏิบัติงานมักจะไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยเฉพาะปัจจัยหลักที่มีผลคือค่าความนำถ่ายไอออน  $g_m$  ของทรานซิสเตอร์และตัวทรานซิสเตอร์ที่ไม่สมพียงกัน ดังนั้นเมื่อสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวไม่สมพียงกันและใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กโดยค่าความสัมพันธ์  $V_{Y1}$ ,  $V_{Y2}$  และ  $V_x$  สามารถหาได้จาก

$$V_x \approx \frac{g_{m7}g_{meq}}{g_{m7}g_{meq} + (g_{d12} + g_{d34} + g_{d6})(g_{d7} + g_{d10})} \times (V_{Y1} - V_{Y2}) \quad (4.5)$$

เมื่อ

$$g_{meq} = \frac{2g_{m1}g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} = \frac{2g_{m3}g_{m4}}{g_{m3} + g_{m4}}$$

$$g_{dj} = \frac{2g_{di}g_{dj}}{g_{di} + g_{dj}}$$

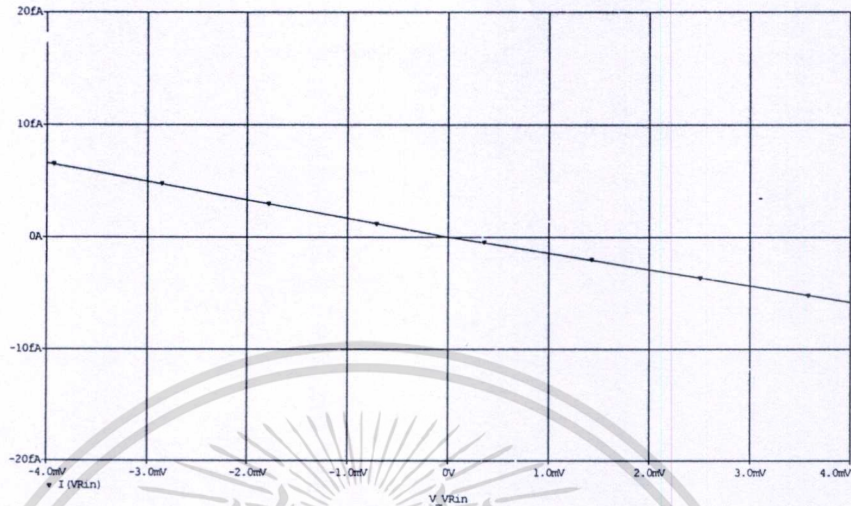
โดยที่  $g_{di}$  และ  $g_{mi}$  จะแสดงถึงค่าความนำไฟฟ้าที่ขาเดรน และค่าความนำถ่ายไอออนของตัวทรานซิสเตอร์  $M_i$  ตามลำดับ โดยที่จะไม่มีแรงดันที่พอร์ท Y1 และ Y2 จะถูกส่งผ่านไปที่พอร์ท X เพียงอย่างเดียว ถ้าค่า  $g_{m7}g_{meq} \gg (g_{d12} + g_{d34} + g_{d6})(g_{d7} + g_{d10})$

จากการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม pspice ถ้า  $g_{m1} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m2} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m3} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m4} = 1.19 \times 10^{-04}$ ,  $g_{m7} = 5.20 \times 10^{-04}$

หาค่าความต้านทานทางอินพุต ( $r_D$ ) สามารถหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันการประกวดโครงงานวิทยาศาสตร์ระดับมัธยมศึกษาตอนต้น ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลที่ได้เผยแพร่ไว้ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_D = \frac{\Delta V_i}{\Delta I_i} \tag{4.6}$$



รูปที่ 4.8 ค่ากระแสที่อินพุทขาเข้าของวงจร

จากรูปที่ 4.8 แรงดัน -2mV จะทำให้ค่ากระแส 3.2809fA และที่จุดแรงดันเท่ากับ 2mV จะให้ค่ากระแส -2.8685fA จากสมการที่ 4.6 เมื่อทำการแทนค่าลงไปจะได้ค่าความต้านทานทางอินพุท

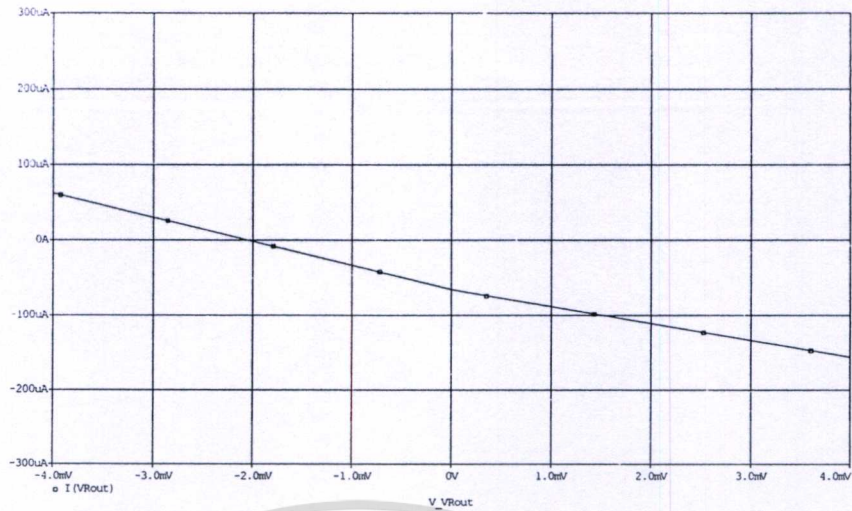
$$r_D = \frac{4 \times 10^{-3}}{6.149 \times 10^{-15}} = 65.04 \times 10^{10} \Omega$$

ในการทำงานเกี่ยวกับการหาค่าความต้านทานทางเอาต์พุท ( $r_o$ ) สามารถหาได้จาก

$$r_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \tag{4.7}$$

จากรูป 4.9 ที่แรงดัน -2mV จะทำให้ค่ากระแส -1.4862uA และที่จุดแรงดันเท่ากับ 2mV จะให้ค่ากระแส -110.866uA จากสมการที่ 4.7 เมื่อทำการแทนค่าลงไปจะได้ค่าความต้านทานทางเอาต์พุท

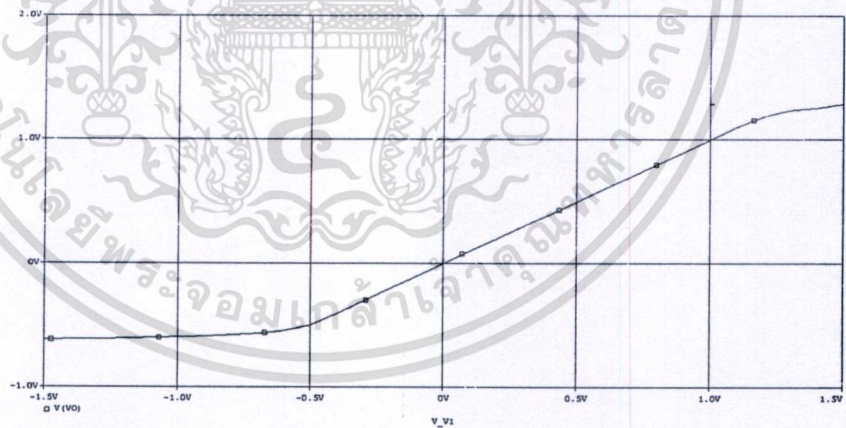
$$r_{out} = \frac{4 \times 10^{-3}}{112.3522 \times 10^{-6}} = 35.6 \Omega$$



รูปที่ 4.9 ค่ากระแสที่เอาต์พุตของวงจร

จะเห็นว่าการทำงานของวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอนี้มีค่าความต้านทานทางอินพุตสูงทำให้วงจรไม่กินกระแสและมีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตต่ำ เหมาะที่จะนำไปใช้งานกับโหลดได้โดยตรงโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์

จากการจำลองการทำงาน ช่วงการทำงานของวงจรมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอมีช่วงปฏิบัติงานอยู่ในช่วง  $-0.5V$  ถึง  $0.5V$  สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.10

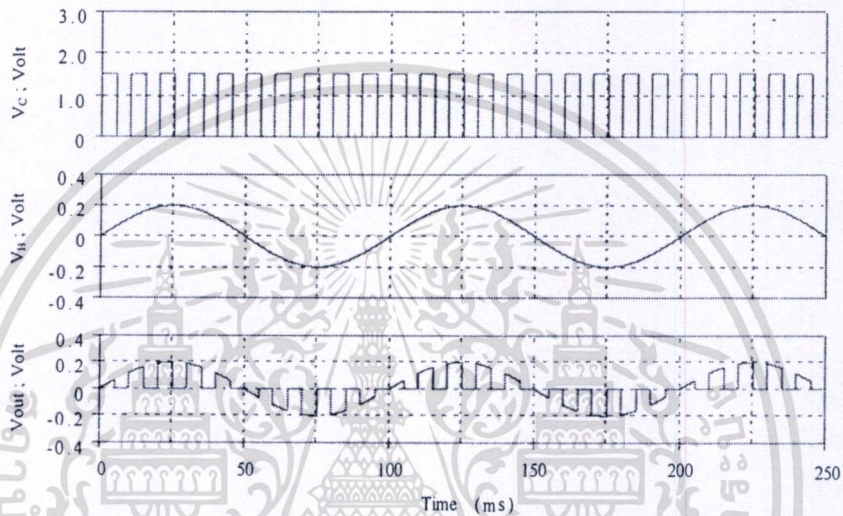


รูปที่ 4.10 ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

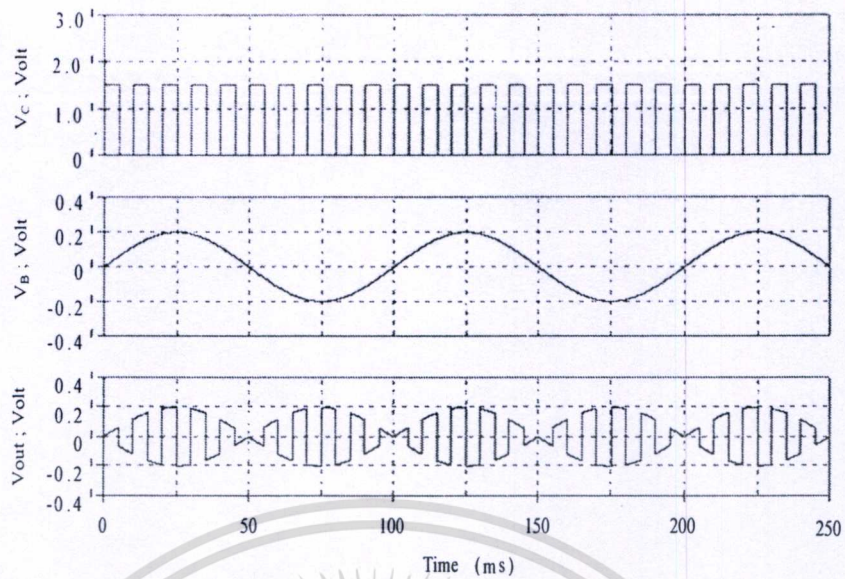
#### 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE การจำลองได้ใช้ พารามิเตอร์  $0.5\mu\text{m}$  จาก MIETEC [7] วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2\text{ V}$  วงจร DVCC ในรูปที่ 4.2 กำหนดค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ตาม [8]  $M_{S1}$ - $M_{S4}$  เท่ากับ  $2\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  และแรงดันไบอัส  $V_{BB}$  เท่ากับ  $-1.2\text{V}$  สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมกำหนดค่าสูงสุดเท่ากับ  $1.5\text{V}$  ค่าต่ำสุดเท่ากับ  $0\text{V}$



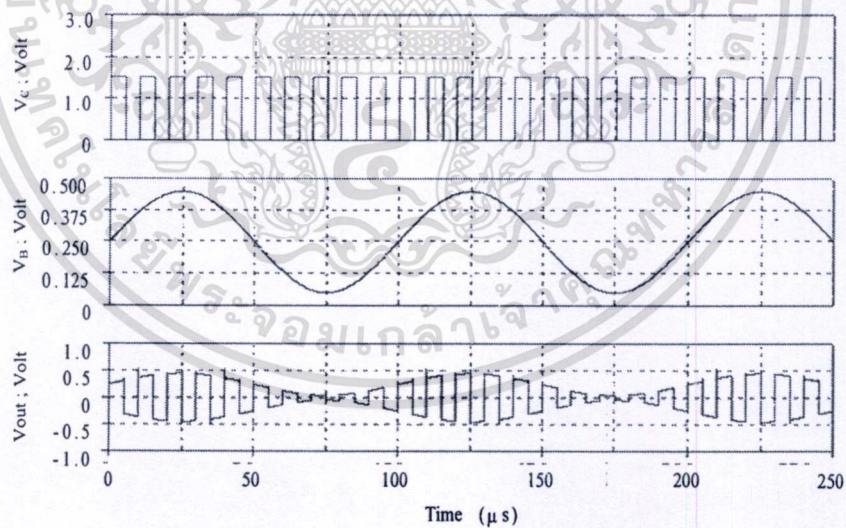
รูปที่ 4.11 การทำงานของโคแวนซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

รูปที่ 4.11 แสดงการทำงานของโคแวนซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ เมื่อสัญญาณ  $V_b$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่  $10\text{ kHz}$  แอมพลิจูด  $200\text{mV}_{\text{peak}}$  และ  $V_c$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่  $100\text{ kHz}$  ในกรณีนี้สวิทช์ถูกเลือกไว้ที่ตำแหน่ง B และ  $V_{DC}$  เท่ากับ  $0\text{V}$



รูปที่ 4.12 การทำงานของริงซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

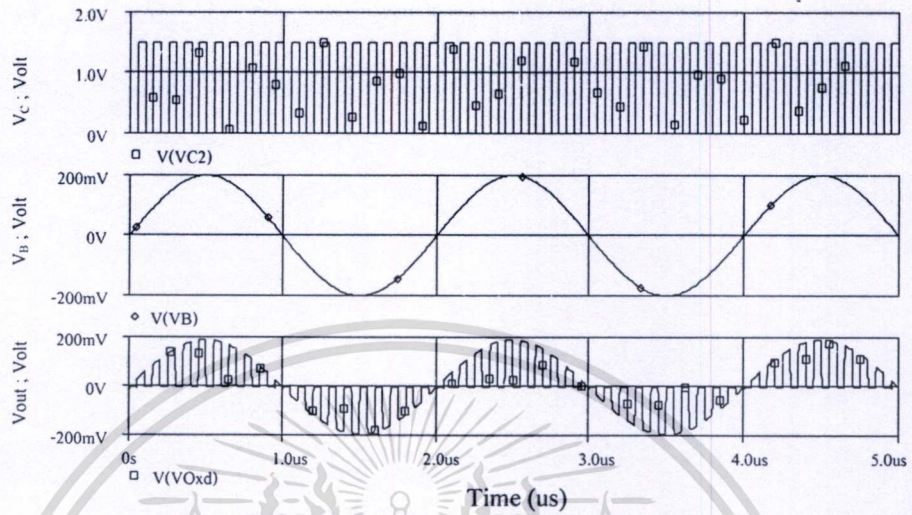
รูปที่ 4.12 แสดงการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ เมื่อสวิทช์ถูกเลือกไว้ที่ตำแหน่ง A ส่วน  $V_{DC}$  เท่ากับ 0V



รูปที่ 4.13 การทำงานของแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

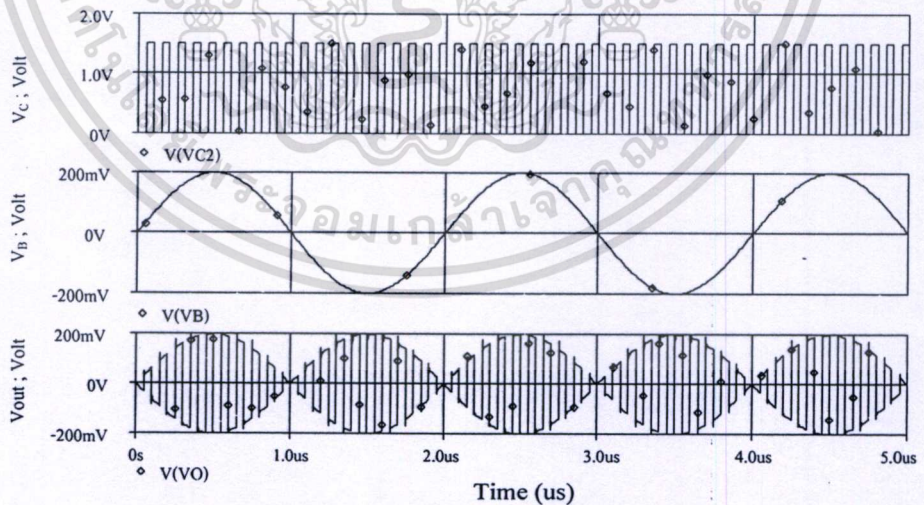
ส่วนรูปที่ 4.13 แสดงการทำงานของแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์ ในกรณีนี้สวิทช์ถูกเลือกไว้ที่ตำแหน่ง A และแรงดัน  $V_{DC}$  เท่ากับ 0.25V ถูกใช้เพื่อ ยกกระตบสัญญาณและกำหนดค่าดัชนีการมอดูเลตในทางปฏิบัติแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $V_{DC}$  อาจจะเป็นแหล่งจ่ายอิสระจากภายนอก ดังนั้นการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ขึ้นต้นการคาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขกระดับสัญญาณจึงสามารถทำได้โดยต่อแหล่งจ่ายสัญญาณ  $V_B$  อนุกรมกับแรงดัน  $V_{DC}$  (รูปที่ 4.3(ค)) แล้วจึงป้อนให้กับอินพุตที่โนด D ของวงจร

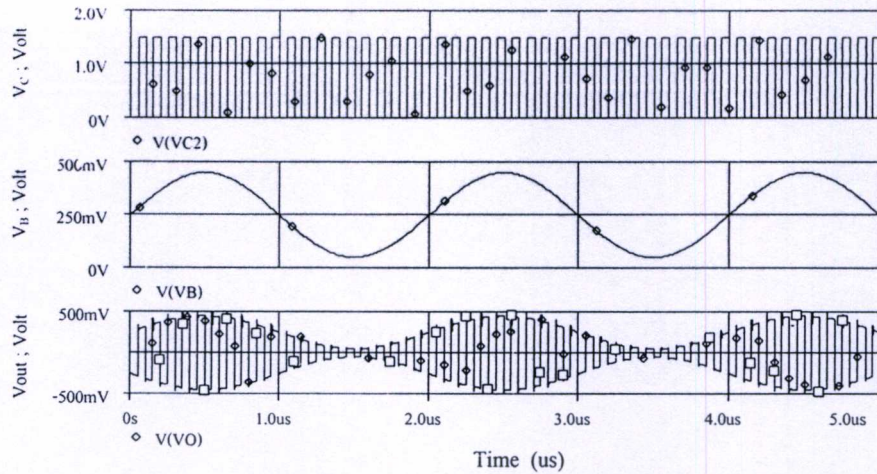


รูปที่ 4.14 ผลการทำงานของวงจร โควานซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ความถี่ 500kHz

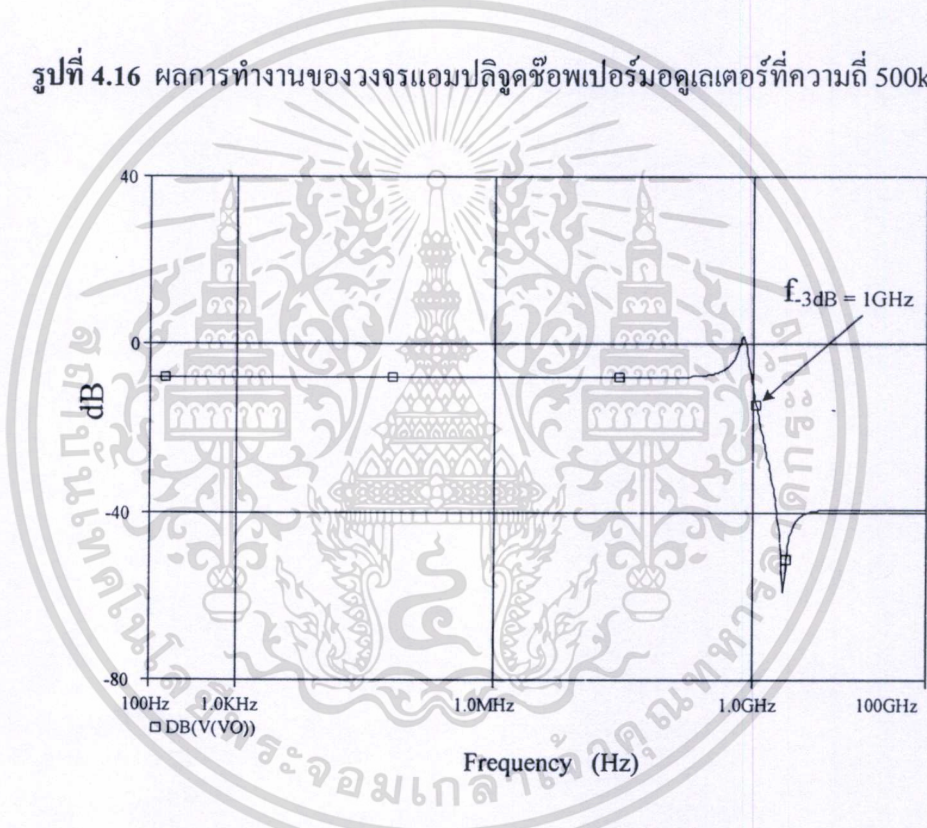
จากรูปที่ 4.14 ให้  $V_B$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 500 kHz แอมพลิจูด 200mVpeak และ  $V_C$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 10 MHz



รูปที่ 4.15 ผลการทำงานของวงจรริงซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ที่ความถี่ 500kHz



รูปที่ 4.16 ผลการทำงานของวงจรแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์ที่ความถี่ 500kHz



รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

จากรูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร โดยการจำลองค่าความถี่ที่ -3dB จะมีค่าความถี่เท่ากับ 1 GHz

#### 4.6 การคิมอดูเลตสัญญาณ

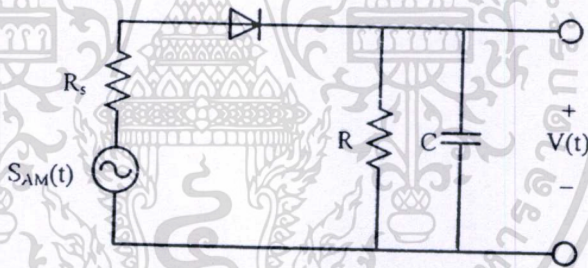
ในการคิมอดูเลตสัญญาณเป็นกระบวนการที่ทำการกู้สัญญาณกลับคืนมา โดยจะทำการแยกสัญญาณข้อมูลออกจากคลื่นพาห์ โดยวิธีการที่ง่ายที่สุดในการคิมอดูเลต สัญญาณ AM เพื่อให้ได้

สัญญาณข้อมูล  $m(t)$  กลับคืนมาสามารถกระทำได้หลายวิธี วิธีการแบบหนึ่งซึ่งเรียกว่า เอนเวโลปด์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคเตอร์ (envelope detector) ซึ่งเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมาก เพราะเป็นวิธีการที่ไม่ซับซ้อน มีโครงสร้างของวงจรค่อนข้างง่าย และยังให้ประสิทธิภาพที่ดีพอใช้ ด้วยเหตุนี้จึงมีการนำวิธีการนี้มาใช้งานกันทั่วไปในเครื่องรับวิทยุ AM ข้อจำกัดของวิธีการนี้คือ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะต้องใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมากเพียงพอ และค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตที่ใช้ก็จะต้องมาขนาดน้อยกว่า 100%

รูปที่ 4.18 แสดงตัวอย่างวงจรเอนเวโลปดีเทคเตอร์แบบหนึ่งซึ่งประกอบด้วยไดโอด ความต้านทาน  $R$  และตัวเก็บประจุ  $C$  ลักษณะการทำงานของวงจรเป็นดังต่อไปนี้ ในช่วงที่สัญญาณเข้ามีค่าเป็นบวก ไดโอดจะถูกไบแอสไปข้างหน้า (forward-bias) และตัวเก็บประจุจะถูกอัดประจุอย่างรวดเร็วจนมีแรงดันเท่ากับสัญญาณเข้าจนกระทั่งสัญญาณเข้ามีขนาดสูงสุด จากนั้นสัญญาณเข้าก็เริ่มตกลงส่งผลให้ไดโอดถูกไบแอสย้อนกลับ (reverse-biased) ในช่วงนี้ตัวเก็บประจุ  $C$  จะคายประจุออกอย่างช้าๆ ผ่านความต้านทาน  $R$  การคายประจุจะเกิดขึ้นจนกระทั่งสัญญาณเข้ามีขนาดเป็นบวกและมีแรงดันสูงกว่าแรงดันที่รอมตัวเก็บประจุอีกครั้ง ซึ่งส่งผลให้ไดโอดถูกไบแอสไปข้างหน้าอีกครั้ง กระบวนการต่างๆ เหล่านี้จะเกิดขึ้นซ้ำไปเรื่อยๆ



รูปที่ 4.18 วงจรเอนเวโลปดีเทคเตอร์ (Envelope detector)

สมมติว่าไดโอดที่ใช้มีคุณสมบัติที่เป็นอุดมคติคือ ในช่วงที่เป็นการไบแอสไปข้างหน้าความต้านทานของไดโอดมีค่าต่ำมากเท่ากับ  $r_f$  (ค่าความต้านทานภายในไดโอด) และในช่วงที่เป็นการไบแอสย้อนกลับไดโอดมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์ สมมติให้สัญญาณ AM เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันที่มีความต้านทานภายในเท่ากับ  $R_s$  เพื่อให้การสะสมประจุในช่วงที่ไดโอดถูกไบแอสไปข้างหน้าเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วและทันต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า ค่าคงตัวทางเวลา (time constant) ของการสะสมประจุควรมีขนาดที่เล็กกว่าคาบของสัญญาณคลื่นพาห้  $1/f_c$  นั่นคือ

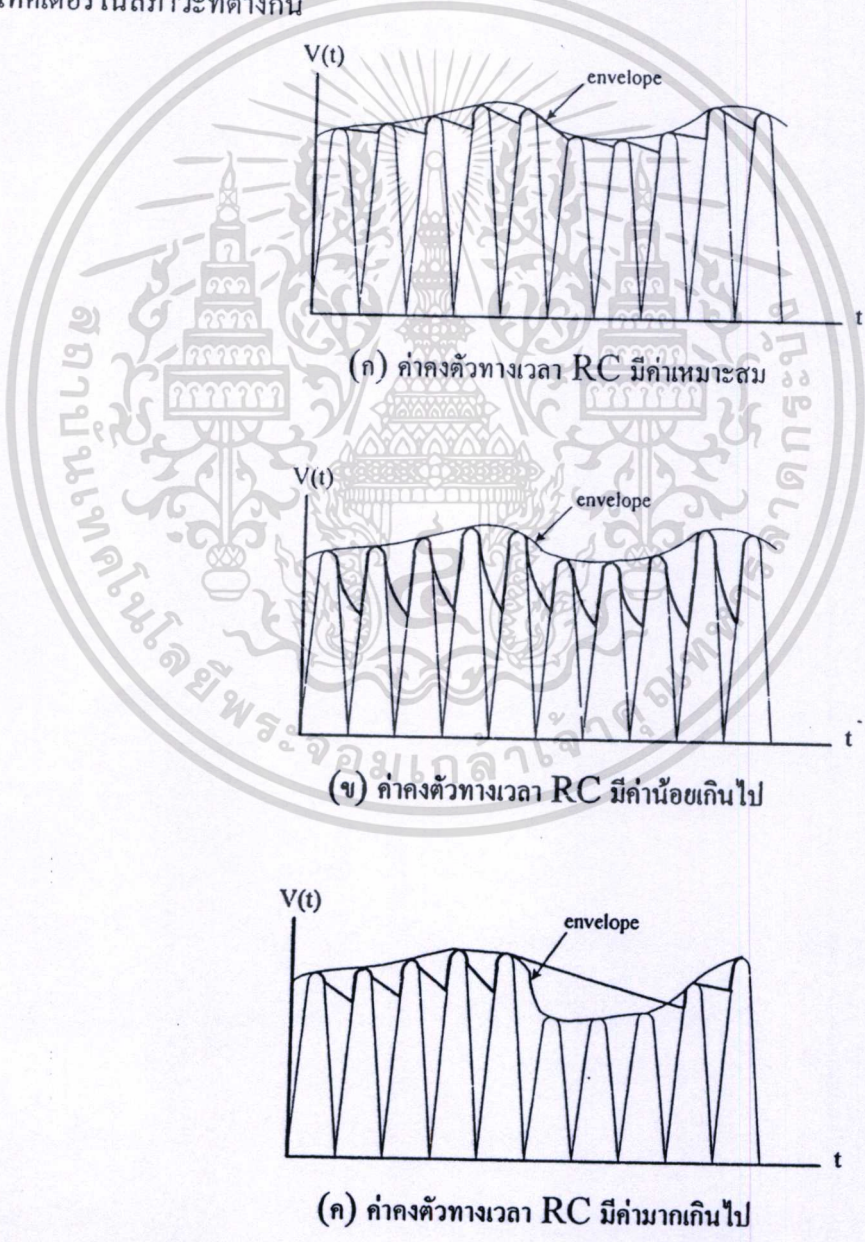
$$(r_f + R_s)C \ll 1/f_c \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางกลับกันช่วงที่ตัวเก็บประจุ C คายประจุนอกผ่านทาง R ค่าคงตัวทางเวลาควรจะมีขนาดที่ใหญ่เพื่อที่การคายประจุจะเกิดขึ้นอย่างช้าๆ ในช่วงจุดสูงสุดของแรงดันคลื่นพาที่ติดกัน แต่ต้องไม่นานเกินไปจนไม่อาจติดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล นั่นคือว่า

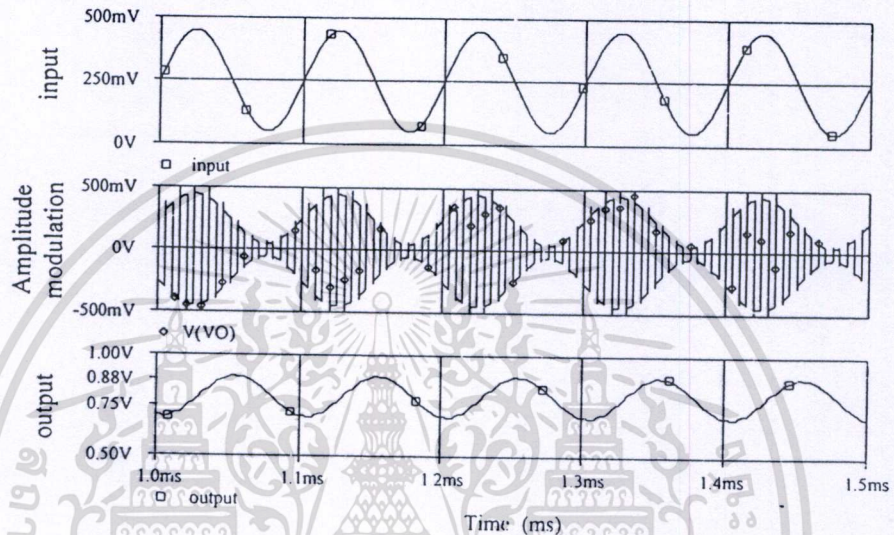
$$1/f_c \ll RC \ll 1/W \tag{4.9}$$

โดยที่ W คือ แบนด์วิคท์ของสัญญาณข้อมูล ผลที่ได้คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีรูปร่างเหมือนกับเอนVELOPE ของสัญญาณ AM ตัวอย่างสัญญาณที่ได้ยินมาจากวงจรเอนVELOPE ดีเทคเตอร์ในสถานะที่ต่างกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**รูปที่ 4.19** สัญญาณที่ได้จากวงจรเอนVELOPE ดีเทคเตอร์  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.19 พิจารณารูปที่ 4.19 (ก) ค่าคงตัวทางเวลา RC ที่เลือกใช้มีความเหมาะสมกับสัญญาณ AM ดังจะเห็นได้จากรูปสัญญาณที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ AM ส่วนรูปที่ 4.19 (ข) ค่าคงตัวทางเวลา RC ที่เลือกใช้ค่อนข้างเล็กเกินไปทำให้สัญญาณที่ได้มีริบเปิล (ripple) ค่อนข้างมาก สำหรับรูปที่ 4.19 (ค) เป็นกรณีที่ค่าคงตัวทางเวลา RC มีขนาดมากเกินไปจนสัญญาณที่ได้จากวงจรดีเทคเตอร์เปลี่ยนแปลงช้ากว่าเอนVELOปจึงทำให้สัญญาณเพิ่มขึ้นไปจากเดิม



รูปที่ 4.20 สัญญาณที่ได้จากการดีมอดูเลชัน

จากรูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณที่ได้จากการดีมอดูเลชัน โดยที่สัญญาณอินพุตคือ สัญญาณชานน์ที่มีความถี่ 10 kHz ที่ป้อนให้วงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ สัญญาณ amplitude modulation คือ สัญญาณที่มอดูเลตโดยวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์ สัญญาณเอาต์พุตคือ สัญญาณที่ได้ผ่านการดีมอดูเลตสัญญาณกลับคืนมา

ตารางที่ 4.2 สรุปค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจร

พารามิเตอร์	ค่า
แหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้	$\pm 2\text{ V}$
ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต	-500mV ถึง 500mV
Input resistance (node D)	$65.04 \times 10^{10}$ โอห์ม
Output resistance (node X)	35.6 โอห์ม
กำลังงานที่ใช้ของวงจรซีพเปอร์มอดูเลเตอร์	3.39m W
ช่วงปฏิบัติงานของวงจร	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ 1GHz ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวิธีการนำวงจรสายพานกระแสนิคแรงดันอินพุตแตกต่างกันมาสร้างเป็นซีพเพอร์วงจรมอดูเลเตอร์ที่สามารถกำหนดรูปแบบการมอดูเลเตอร์ได้สามแบบในวงจรเดียวกัน และได้แสดงวิธีการทำงานในรูปแบบการมอดูเลตแบบต่างๆ นอกจากนี้ได้ทำการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานภายใน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรซีพเพอร์มอดูเลเตอร์ที่ได้นำเสนอมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูง และมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำซึ่งเหมาะนำไปต่อกับโหลดโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์อีกด้วย และเมื่อทำการคิมอดูเลตสัญญาณโดยวิธีการเอนเวโลปคีเทคชันและได้สัญญาณคลื่นรูปไซน์กลับคืนมา



## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรโคแวนซ์เฟอรัมมอดูเลเตอร์ ริงซ์เฟอรัมมอดูเลเตอร์และแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์ วงจรที่นำเสนอใช้วงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่างกันหนึ่ง วงจร มอสที่ทำงานเป็นสวิทช์สี่ตัวและวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างจากมอสสองตัวหนึ่งวงจร เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรซีพเฟอรัมมอดูเลเตอร์ที่แนะนำเสนอไว้ก่อนหน้านี้ วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าวงจรใน [1] และถ้าเปรียบเทียบกับวงจรซีพเฟอรัมมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอใน [2] วงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์น้อยกว่า คลื่นพาห์เป็นแรงดันซึ่งง่ายต่อการใช้งานมากกว่า สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอสามารถต่อใช้งานกับโหลดได้โดยไม่ต้องการวงจรบัฟเฟอร์ใดๆ

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอกับวงจร ในวารสารต่างๆ

พารามิเตอร์	วงจรที่นำเสนอ	วงจรใน [1]	วงจรใน [2]
อุปกรณ์ส่วนประกอบ	วงจร DVCC 1 วงจร มอสสวิทช์ 4 ตัว วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 วงจร (ใช้มอสทั้งหมด 18 ตัว และ แหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่งจ่าย)	หม้อแปลง 1 ตัว ไดโอด 4 ตัว	วงจร CCII 2 ตัว ตัวต้านทานแบบมอส 3 ตัว วงจรกลับเฟสสัญญาณ 1 วงจร (ใช้มอสทั้งหมด 43 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแส 2 แหล่งจ่าย)
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 2V$		+1.5V
ช่วงอินพุตปฏิบัติงาน	$\pm 0.5V$		$\pm 0.3V$
การใช้กำลังงาน	3.39mW		0.8mW
เหมาะกับการสร้าง IC	ใช่	ไม่ใช่	ใช่

## บรรณานุกรม

- [1] J. E. Pearson, "**Basic communication theory**," UK: Prentice Hall, 1992.
- [2] A. Monpapassorn, "**Chopper modulators using current conveyer analogue switches**," Analog Intergrated Circuits and Signal Processing, Vol. 45, pp. 155-162, 2005.
- [3] M. T. Abuelma'Atti and M. Al-Shahrani, "**New CFOA-based triangular/square wave generator**," International Journal of Electronics, Vol. 84, pp. 583–588, 1998.
- [4] M. T. Abuelma'atti and M. K. Alabsi, "**A low-cost dual-slope triangular/square wave generator**," International Journal of Electronics, Vol. 91, pp. 185–190, 2004.
- [5] W.-S. Chung, H. Kim, H.-W. Cha, and H.-J. Kim, "**Triangular/square-wave generator with independently controllable frequency and amplitude**," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 54, pp. 105-109, 2005.
- [6] H. O. Elwan and A. M. Soliman, "**Novel CMOS differential voltage current conveyer and its applications**," IEE Proceeding of Circuits Devices and System, Vol. 144, pp. 195-200, 1997.
- [7] M. Kumngern and K. Dejhan, "**High frequency and high precision CMOS full-wave rectifier**," International Journal of Electronics, Vol. 93, pp. 185-199, 2006.
- [8] S. Minaei and M. A. Ibrahim, "**General configuration for realizing current-mode first-order all-pass filter using DVCC**," International Journal of Electronics, Vol. 92, pp. 347-356, 2005.
- [9] B. Wilson, "**High Performance Current Conveyer Implementation**," Electron. Lett., Vol.20; no.24; Nov.1984; pp.990-991
- [10] H.W. Cha, K. Watanabe, "**Windband CMOS Current Conveyer**," Electron.Lett., Vol.32; no.14; 1984; pp.1245-1246
- [11] M.A. Ismail, A.M. Soliman, "**Windband CMOS Current Conveyer**," Electron.Lett., Vol.32; no.25; 1998; pp.2368-2369



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ 0.5 micron MIETEC Pspice

<p>NMOS ( LEVEL=3 UO=460.5 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=0.62 XJ=0.15U                  RSH=2.73 LD=0.04U VMAX=130E3 NSUB=1.71E17 PB=0.761 ETA=00                  THETA=0.129 PHI=0.905 GAMMA=0.69 KAPPA=0.10 CJ=76.4E-5 MJ=0.357                  CJSW=5.68E-10 MJSW=0.302 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10                  KF=3.07E-28 DELTA=+0.42 NFS=1.2E11)</p>
<p>PMOS ( LEVEL=3 UO=100 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=-0.58 XJ=0.10U                  RSH=1.81 LD=0.03U VMAX=113E3 NSUB=2.08E17 PB=0.911 ETA=00                  THETA=0.120 PHI=0.905 GAMMA=0.76 KAPPA=2 CJ=85E-5 MJ=0.429                  CJSW=4.67E-10 MJSW=0.631 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10                  KF=1.08E-29 DELTA=0.81 NFS=0.52E11)</p>

ตารางที่ 2 ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	ค่า W/L ( $\mu m / \mu m$ )
M1-M4	1.6/1
M5-M6	8/1
M7-M9	20/1
M10-M12	90/1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# วิศวกรรมลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วิศวกรรมลาดกระบัง

ปีที่ 26 ฉบับที่ 1

ปีพ.ศ. 2552

<b>วิศวกรรมโทรคมนาคม</b>		
1.	การออกแบบวงจรเทอร์นารีซีแควนเซียลลอจิก สมปอง วิเศษพานิชกิจ กุ๊เกียรติ ศิลปศาสตร์ กอบชัย เดชหาญ	1
2.	วงจรรีโพอเปอร์มอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่างกันเป็นวงจรพื้นฐาน มนตรี คำเงิน ถิติมา ตริพิชัย กอบชัย เดชหาญ	7
3.	วงจรรองความถี่หลายฟังก์ชันใหม่กระแสที่ปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบ สามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ	13
4.	วงจรรองความถี่หลายรูปแบบใหม่กระแสที่ปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยกระแสแบบหนึ่งอินพุตและ สามเอาต์พุต มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ	19
5.	วงจรรากที่สองอย่างง่ายที่สร้างด้วยเทคโนโลยีซีมอส มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ	25
6.	วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสด้วยโครงสร้างดีฟเฟอเรนเชียลโดยใช้ CCCII มนตรี สมดุลยกันก จตุพล จวงสง พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ	31
7.	การวิเคราะห์กระบวนการการเข้าถึงหลายสล็อตแบบแรมดอมค่า p-persistent สำหรับโครงข่าย DOCSIS ธัญวรัตน์ ทวาระโสภณ สุวิพล สิริชิวภาค	37
<b>วิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง</b>		
8.	การออกแบบและวิเคราะห์วงจรจำลองเซลล์แสงอาทิตย์ เอก เอื้อตระการวิวัฒน์ ชัยวุฒ ชูรักษ์ วิจิตร กิณเรศ	42
<b>วิศวกรรมเคมี</b>		
9.	การพัฒนากระบวนการแบบต่อเนื่องเพื่อนำกลับสารเคมีที่ใช้ในการผลิตน้ำยาฆ่าเชื้อจากทางน้ำยา ชัยวุฒิ สายแสงธรรม ดวงกมล ณ ระนอง สุรพิชญ ลอยกุลนันท์ จวีร์วรรณ คงแก้ว	48
<b>วิศวกรรมเครื่องกล</b>		
10.	การศึกษาแนวทางปรับปรุงศักยภาพของการประยุกต์กล้องเว็บแคมในการวัดระยะเชิงภาพ เทอด อักษรทอง รัตนะพล หุยนันท์	54
<b>วิศวกรรมอุตสาหการ</b>		
11.	การออกแบบการทดลองแบบแฟคตอเรียล เพื่อหาสภาวะที่เหมาะสมสำหรับการเคลือบแล็กเกอร์ บนแผ่นเหล็กเคลือบดีบุก ทศพล เกียรติเจริญผล	60

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรรีโอมอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ แรงดันอินพุตแตกต่างเป็นวงจรมอดูเลเตอร์พื้นฐาน

## Differential Voltage Current Conveyor-Based Chopper Modulator Circuit

มนตรี คำเงิน ชิตินา ศรีพยัคฆ์ กอบชัย เคชหาญ

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทความนี้นำเสนอวงจรรีโอมอดูเลเตอร์ที่สามารถกำหนดรูปแบบการมอดูเลตได้สามแบบในวงจรเดียวคือโคแวนมอดูเลเตอร์ รีงมอดูเลเตอร์และแอมพลิจูดมอดูเลเตอร์ วงจรที่นำเสนอสร้างจากวงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่างหนึ่งวงจร สวิตช์แบบมอสฟิลด์และวงจรรีโอมอดูเลเตอร์ที่สร้างจากมอสสองตัวหนึ่งวงจร วงจรที่นำเสนอมีข้อดีดังนี้ มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำดังนั้นจึงสามารถต่อกับโหลดค่าต่างๆ ได้โดยไม่ต้องการวงจรมอดูเลตเพิ่มเติม ใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนน้อยซึ่งเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์ด้วยสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรรีโอมอดูเลเตอร์โดยตรง ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถยืนยันการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

คำสำคัญ: รีโอมอดูเลเตอร์, โคแวนมอดูเลเตอร์, รีงมอดูเลเตอร์, แอมพลิจูดมอดูเลเตอร์, DVCC

### Abstract

This paper presents a chopper modulators which can able assign three modulators in one circuit. It consists of Cowan, Ring and amplitude modulators. The proposed circuit is implemented from the different voltage current conveyor (DVCC), four-MOS transistors switch and two-MOS transistors inverter. The advantage of this proposed circuit is high-input and low-output impedance and is able to connect with any load without buffer and the number of transistor is quite less which is suitable for integrated circuits. The technique is to control the switch by using the square pulse which is obtained from direct signal generator. All simulation results are base on the PSPICE program simulator which confirms the performance of the proposed circuit and technique.

**Key words:** Chopper modulator, Cowan modulator, Ring modulator, Amplitude modulator, DVCC

### 1. บทนำ

วงจรรีโอมอดูเลเตอร์คือการมอดูเลตที่ใช้ขนาดของสัญญาณขาเข้าเพื่อทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณ

คลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณขาเข้า การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation: AM) การมอดูเลตแบบแถบความถี่ข้างคู่ที่ขจัดสัญญาณคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

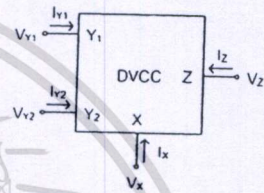
พาร์ (Double Side Band Suppress Carrier: DSB-SC) และการมอดูเลตแบบแถบความถี่ข้างเดียว (Single Side Band: SSB) คือสามรูปแบบมาตรฐานการมอดูเลตทางแอมพลิจูดที่ใช้สัญญาณชาแนลเป็นคลื่นพาร์ [1] นอกจากนี้คลื่นพาร์ที่ใช้สัญญาณชาแนลแล้ว สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมสามารถใช้เป็นคลื่นพาร์ได้เช่นกัน โดยเรียกการมอดูเลตแบบนี้ว่าข้อเพอร์มอดูเลเตอร์ [1] โดยทั่วไปวงจรข้อเพอร์มอดูเลเตอร์สามารถแบ่งได้เป็นวงจรมอดูเลเตอร์และโควาน (Cowan) มอดูเลเตอร์ที่ใช้ใช้โคโอดและหม้อแปลงเป็นส่วนประกอบ ดังนั้นจึงไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

เมื่อเร็วๆ นี้ วงจรข้อเพอร์มอดูเลเตอร์ที่เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ได้ถูกนำเสนอใน [2] วงจรสร้างขึ้นจากวงจรสายพานกระแสสองวงจร ตัวค้ำทานแบบมอสสามวงจรและวงจรกลับเฟสสัญญาณหนึ่งวงจร

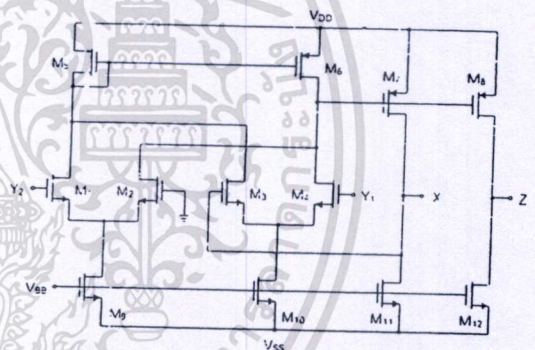
บทความนี้ นำเสนอวงจรข้อเพอร์มอดูเลเตอร์ที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสแบบแรงดันอินพุตแตกต่างหนึ่งวงจร มอสที่ทำงานเป็นสวิทช์สี่ตัวและวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งวงจร เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรข้อเพอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอใน [2] วงจรที่นำเสนอมีข้อดีกว่าดังนี้

- (1) วงจรที่นำเสนอใช้วงจรสายพานกระแสหนึ่งวงจร มอสสี่ตัวและวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งวงจร (ใช้มอสทั้งหมด 18 ตัว) ในขณะที่วงจรใน [2] ใช้วงจรสายพานกระแสสองวงจร ตัวค้ำทานแบบมอสสามวงจรและวงจรกลับเฟสสัญญาณหนึ่งวงจร (ใช้มอสทั้งหมด 43 ตัว) ดังนั้นวงจรที่นำเสนอจึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่า วงจรที่นำเสนอใน [2]
- (2) วงจรที่นำเสนอใน [2] ใช้สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่อยู่ในรูปของกระแสเป็นคลื่นพาร์ ซึ่งโดยทั่วไปสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่กำเนิดได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณจะอยู่ในรูปแรงดันเสียเป็นส่วนมาก [3]-[5] ดังนั้นวงจรมอดูเลเตอร์ใน [2] อาจจะต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นกระแสเพื่อเปลี่ยนสัญญาณแรงดันจากวงจรกำเนิดสัญญาณเป็นกระแสเพื่อควบคุมวงจรสายพานกระแส นั้น

- หมายถึงอาจจะต้องใช้มอสมากกว่า 43 ตัว ในขณะที่วงจรที่นำเสนอใช้สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่อยู่ในรูปแรงดันเป็นคลื่นพาร์เพื่อควบคุมสวิทช์โดยตรง ดังนั้นวงจรที่นำเสนอจึงมีความง่ายกว่า
- (3) วงจรที่นำเสนอใน [2] เหมาะกับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นถ้าโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ค่าต่ำมาต่อใช้งาน วงจรจะต้องการวงจรมัฟเฟอร์ ในขณะที่วงจรที่นำเสนอสามารถต่อกับโหลดค่าต่างๆ ได้โดยไม่ต้องการวงจรมัฟเฟอร์ใดๆ



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าวงจร DVCC



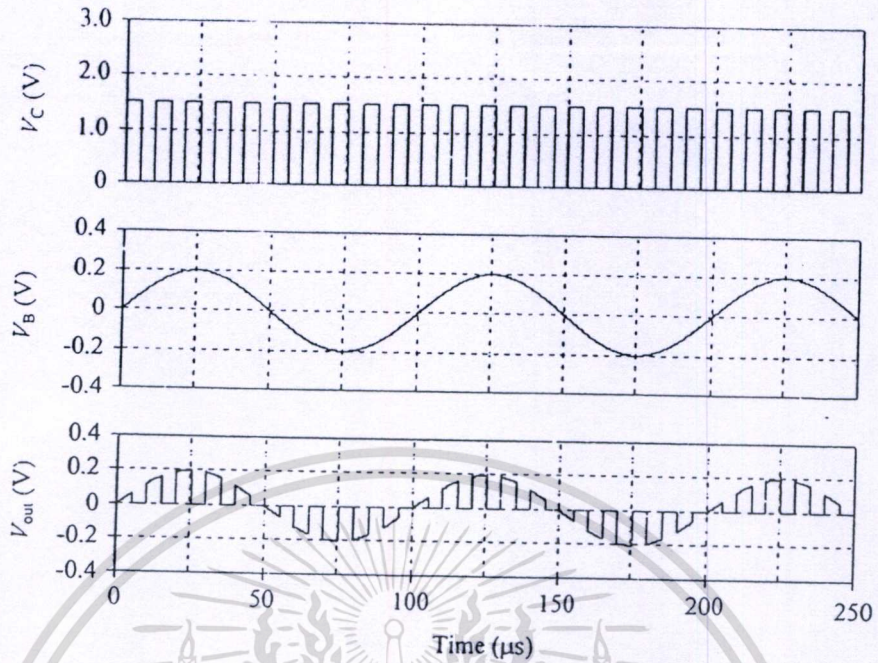
รูปที่ 2 วงจร DVCC ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

## 2. วงจรที่นำเสนอ

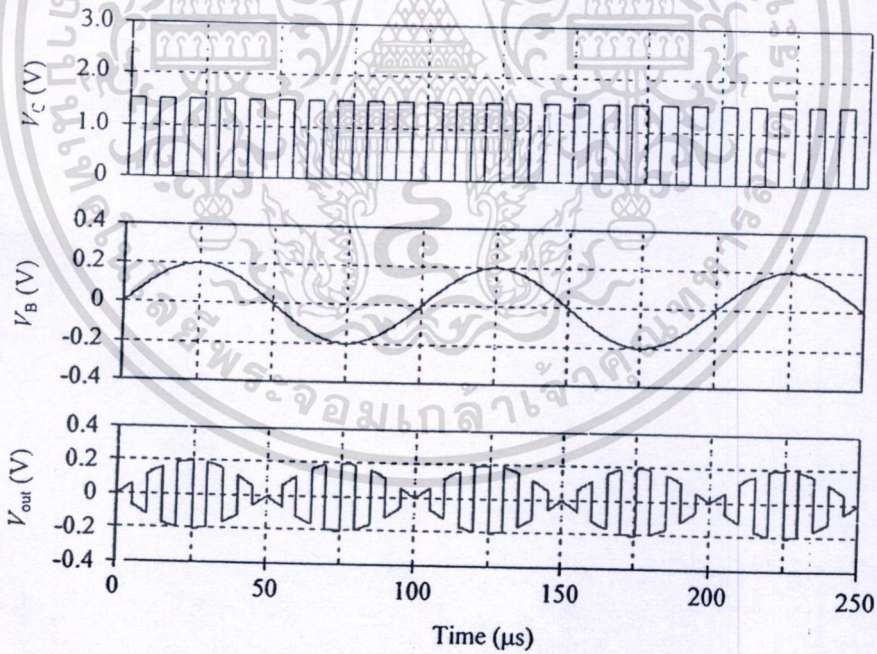
สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่าง (Differential Voltage Current Conveyor: DVCC) สามารถแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งเป็นวงจรที่นำเสนอใน [6] โดยมีคุณสมบัติมีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูงและมีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตกว้าง [6] ค่าความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าต่างๆ ของวงจรสามารถแสดงได้คือ

$$\begin{pmatrix} V_X \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{Y1} \\ V_{Y2} \\ I_X \end{pmatrix} \quad (1)$$



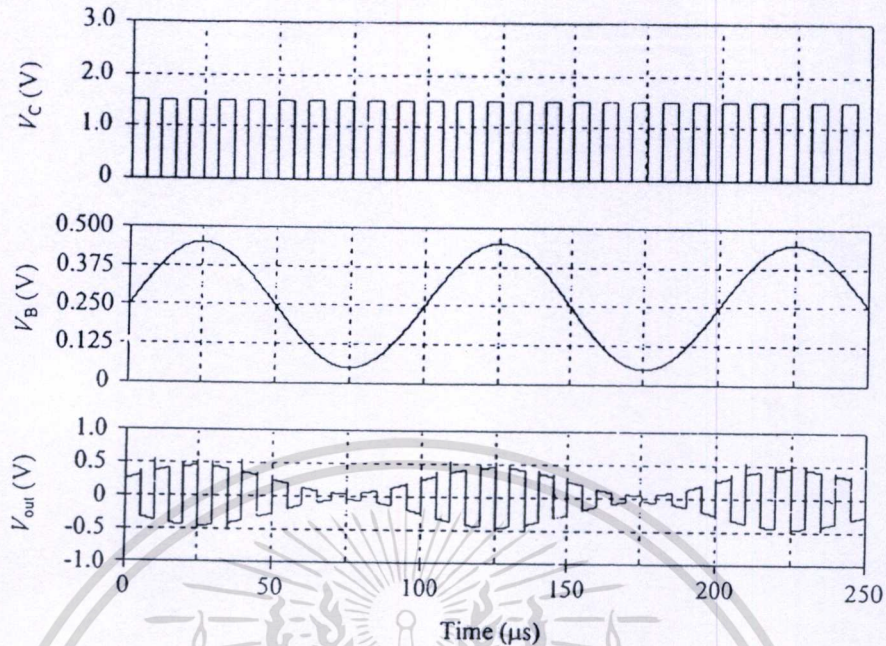


รูปที่ 4 การทำงานของโศวนซ้อเพอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ



รูปที่ 5 การทำงานของริงซ้อเพอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6 การทำงานของแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ

เพื่อไม่ให้เกิดปัญหาโอเวอร์มอดูเลชัน ในกรณีนี้ค่าแรงดัน  $V_{DC}$  จะต้องมีค่ามากกว่าขนาดสัญญาณ  $V_{B(peak)}$  จากการจำลองการทำงานช่วงปฏิบัติการของวงจรมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอมีค่าประมาณ  $-500\text{mV}$  ถึง  $500\text{mV}$  ที่แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2\text{V}$  ดังนั้นถ้าป้อนสัญญาณ  $V_B$  เท่ากับ  $200\text{mV}_{peak}$  แรงดัน  $V_{DC}$  จะต้องมีค่ามากกว่า  $200\text{mV}$  จากวงจรมอดูเลเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 3 จะเห็นได้ว่าเอาต์พุตของวงจรสามารถค่อกับโหนดค่าต่างๆ ได้โดยตรงโดยไม่ต้องการวางจอร์บัพเฟอร์ใดๆ

ตารางที่ 1 การใช้งานวงจรซ็พเพอร์มอดูเลเตอร์

ซ็พเพอร์เอท์พุท	ตำแหน่งสวิทช์	$V_{DC}$
โคความมอดูเลเตอร์	B	ไม่ใช่
ริงมอดูเลเตอร์	A	ไม่ใช่
แอมพลิฟายมอดูเลเตอร์	A	ใช่

### 3. ผลการจำลองการทำงาน

วงจรซ็พเพอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 3 จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE การจำลองได้ใช้

พารามิเตอร์  $0.5\mu\text{m}$  จาก MIETEC [7] วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2\text{V}$  วงจร DVCC ในรูปที่ 2 กำหนดค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ตาม [8]  $M_{S1}-M_{S4}$  เท่ากับ  $2\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  และแรงดันไบอัส  $V_{BB}$  เท่ากับ  $-1.2\text{V}$  สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมกำหนดค่าสูงสุดเท่ากับ  $1.5\text{V}$  ค่าต่ำสุดเท่ากับ  $0\text{V}$

รูปที่ 4 แสดงการทำงานของโคความซ็พเพอร์มอดูเลเตอร์ เมื่อสัญญาณ  $V_B$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายนความถี่  $10\text{kHz}$  แอมพลิฟาย  $200\text{mV}_{peak}$  และ  $V_C$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่  $100\text{kHz}$  ในกรณีนี้สวิทช์ถูกเลือกไว้ที่ตำแหน่ง B และ  $V_{DC}$  เท่ากับ  $0\text{V}$  รูปที่ 5 แสดงการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ เมื่อสวิทช์ถูกเลือกไว้ที่ตำแหน่ง A ส่วน  $V_{DC}$  เท่ากับ  $0\text{V}$  ส่วนรูปที่ 6 แสดงการทำงานของแอมพลิฟายมอดูเลเตอร์ ในกรณีนี้สวิทช์ถูกเลือกไว้ที่ตำแหน่ง A และแรงดัน  $V_{DC}$  เท่ากับ  $0.25\text{V}$  ถูกใช้เพื่อขยับระดับสัญญาณและกำหนดค่าดัชนีการมอดูเลต ในทางปฏิบัติแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $V_{DC}$  อาจจะเป็นแหล่งจ่ายอิสระจากภายนอก ดังนั้นการขยับระดับสัญญาณจึงสามารถทำได้โดยต่อแหล่งจ่ายสัญญาณ  $V_B$  อนุกรมกับแรงดัน  $V_{DC}$  (รูปที่ 3(ค)) แล้วจึงป้อนให้กับอินพุทที่โหนด D ของวงจร

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของ วงจรที่นำเสนอกับวงจรในวารสารต่างๆ

พารามิเตอร์	วงจรที่นำเสนอ	วงจรใน [1]	วงจรใน [2]
อุปกรณ์ส่วนประกอบ	วงจร DVCC 1 วงจร มอสสวิทช์ 4 ตัว วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 วงจร (ใช้มอสทั้งหมด 18 ตัว และ แหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่งจ่าย)	หม้อแปลง 1 ตัว ไดโอด 4 ตัว	วงจร CCH 2 ตัว ตัวต้านทานแบบมอส 3 ตัว วงจรถ่ายเฟสสัญญาณ 1 วงจร (ใช้มอสทั้งหมด 43 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแส 2 แหล่งจ่าย)
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 2V$	-	+1.5V
ช่วงอินพุตปฏิบัติงาน	$\pm 0.5V$	-	$\pm 0.3V$
การใช้กำลังงาน	2mW	-	0.8mW
เหมาะกับการสร้าง IC	ใช่	ไม่ใช่	ใช่

4. สรุป

บทความนี้ นำเสนอวงจรโวลตาจชีฟเพอร์มอดูเลเตอร์ ริงชีฟเพอร์มอดูเลเตอร์และแอมพลิฟายเออร์มอดูเลเตอร์ วงจรที่นำเสนอใช้วงจรสายพานกระแสชนิดแรงดัน อินพุตแตกต่างหนึ่งวงจร มอสที่ทำงานเป็นสวิทช์สี่ตัว และวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างจากมอสสองตัวหนึ่งวงจร เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรซีฟเพอร์มอดูเลเตอร์ที่เขื่อนำเสนอไว้ก่อนหน้านี้ วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าวงจรใน [1] และถ้าเปรียบเทียบกับวงจรซีฟเพอร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอใน [2] วงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์น้อยกว่า คลื่นพาห้เป็นแรงดันซึ่งง่ายต่อการใช้งานมากกว่า สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอสามารถต่อใช้งานกับโหมคค่าต่างๆ ได้โดยไม่ต้องการวงจรบัฟเฟอร์ใดๆ คุณสมบัติโดยสรุปเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่เคยนำเสนอก่อนหน้านี้แสดงได้ดังตารางที่ 2

[3] M. T. Abuelma'Atti and M. Al-Shahrani, "New CFOA-based triangular/square wave generator," International Journal of Electronics, Vol. <http://www.informaworld.com/smpp/title-content=t713599654-db=all-tab=issueslist-branches=84-v8484>, pp. 583-588, 1998.

[4] M. T. Abuelma'Atti and M. K. Alabsi, "A low-cost dual-slope triangular/square wave generator," International Journal of Electronics, Vol. <http://www.informaworld.com/smpp/title-content=t713599654-db=all-tab=issueslist-branches=84-v8491>, pp. 185-190, 2004.

[5] W.-S. Chung, H. Kim, H.-W. Cha, and H.-J. Kim, "Triangular/square-wave generator with independently controllable frequency and amplitude," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 54, pp. 105-109, 2005.

[6] H. O. Elwan and A. M. Soliman, "Novel CMOS differential voltage current conveyor and its applications," IEE Proceeding of Circuits Devices and System, Vol. 144, pp. 195-200, 1997.

[7] M. Kumngern and K. Dejhan, "High frequency and high precision CMOS full-wave rectifier," International Journal of Electronics, Vol. 93, pp. 185-199, 2006.

[8] S. Minaei and M. A. Ibrahim, "General configuration for realizing current-mode first-order all-pass filter using DVCC," International Journal of Electronics, Vol. 92, pp. 347-356, 2005.

5. เอกสารอ้างอิง

[1] J. E. Pearson, Basic communication theory, UK: Prentice Hall, 1992.

[2] A. Monpapasorn, "Chopper modulators using current conveyor analogue switches," Analog Intergrated Circuits and Signal Processing, Vol. 45, pp. 155-162, 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวธิดิมา ตรีพยัคฆ์ เกิดเมื่อวันที่ 21 มกราคม พ.ศ. 2526 ที่จังหวัดเพชรบูรณ์  
สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัย  
นเรศวร ปีการศึกษา 2549 และในปีการศึกษา 2550 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตร  
วิศวกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้