

การออกแบบวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดและสูงสุดใช้โหมคส์กตาแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ  
โดยหักล้างค่าศักดาเทรสโสลด์ทั้งด้วยเทคโนโลยีซีเอ็มอส

ON THE DESIGN OF LOW-VOLTAGE, VOLTAGE MODE MINIMUM AND  
MAXIMUM CIRCUIT WITH THRESHOLD VOLTAGE CANCELLATION  
IN CMOS TECHNOLOGY

สุรชัย จันท์ฉาย  
SURACHAI CHUNCHAY

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

การออกแบบวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดและสูงสุดใช้โหมดศักดาแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ  
โดยหักล้างค่าศักดาทรสโสด์ทิ้งด้วยเทคโนโลยีซีมอส

ON THE DESIGN OF LOW-VOLTAGE, VOLTAGE MODE MINIMUM AND  
MAXIMUM CIRCUIT WITH THRESHOLD VOLTAGE CANCELLATION  
IN CMOS TECHNOLOGY

สุรัชย์ จันทร์ฉาย

SURACHAI CHUNCHAY

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 70926

วัน,เดือน,ปี..2.2..ค.ศ..2550

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**ON THE DESIGN OF LOW-VOLTAGE, VOLTAGE MODE MINIMUM  
AND MAXIMUM CIRCUIT WITH THRESHOLD VOLTAGE  
CANCELLATION IN CMOS TECHNOLOGY**

**SURACHAI CHUNCHAY**

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

**2007**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดและสูงสุดใช้โหมค ศักดาแหล่งจ่ายแรงดันต่ำโดยหักล้างค่าศักดาเทรสโพลด์ทั้ง ด้วยเทคโนโลยีซีมอส
นักศึกษา	นายสุรัชย์ จันทร์ฉาย
รหัสประจำตัว	47061055
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดและสูงสุดใช้โหมคศักดาแหล่งจ่ายไฟต่ำโดยหักล้างค่าศักดาเทรสโพลด์ทั้งด้วยเทคโนโลยีซีมอสสำหรับสัญญาณแรงดันอินพุทแบบหลายสัญญาณที่ทำงานได้ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส วงจรสร้างขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและวงจรกันชนป้องกันกลับกระแส โครงสร้างของวงจรมีความง่ายไม่ซับซ้อน สามารถทำงานที่แรงดันต่ำได้ดี วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติคือ มีความเที่ยงตรงและความเร็วสูงภายใต้เงื่อนไขการทำงานที่แหล่งจ่าย  $\pm 1.5V$  และมีช่วงแรงดันอินพุทปฏิบัติงาน  $\pm 600mV$  ซึ่งคุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

<b>Thesis Title</b>	On the Design of Low-Voltage, Voltage Mode Minimum and Maximum Circuit with Threshold Voltage Cancellation in CMOS Technology
<b>Student</b>	Mr. Surachai Chunchay
<b>Student ID.</b>	47061055
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunication Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr. Kobchai Dejhan

### **ABSTRACT**

This thesis proposes on the design of low-voltage, voltage mode minimum and maximum circuit. The proposed circuit is realized by sub-circuits such as voltage level-shifter and shunt feedback buffer circuits. This achieved circuit has a simple scheme with minimum components at  $\pm 1.5$ Volts power supply, input dynamic range of  $\pm 600$ mV is achieved. Performance including the DC-characteristic, high-frequency response are carried out by PSpice.

## กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ ในครั้งนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีเพราะได้รับเมตตาจาก รองศาสตราจารย์ ดร. กอบชัย เดชหาญ ที่ได้ให้ความกรุณาแนะนำแก่วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้อเครื่องมือและอุปกรณ์ ต่างๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อและคุณแม่ ที่ให้กำเนิด และดูแลเลี้ยงดูอบรมสั่งสอนเป็นอย่างดี ให้กำลังใจและสนับสนุน ในการทำวิจัยเรื่องนี้จนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ อาจารย์กฤษณ์ อ่างแก้ว และ ดร. มนตรี คำเงิน ที่ได้ให้คำแนะนำด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์แก่ข้าพเจ้าในการทำวิจัยครั้งนี้ จนทำให้การวิจัยสำเร็จผลตามเป้าหมายที่ต้องการ รวมไปถึงเพื่อนสนิททุกๆ คนที่เป็นกำลังใจ ด้วยดีเสมอมา

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	2
1.3 การพัฒนาในงานวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 มอสรานซิสเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 มอสรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	5
2.3 มอสรานซิสเตอร์ชนิดดีฟิชั่น.....	12
2.4 วงจรสมมูลย์ของมอสรานซิสเตอร์.....	15
2.5 ผลตอบสนองความถี่.....	17
2.6 บทสรุป.....	21
บทที่ 3 หลักการและวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	22
3.1 บทนำ.....	22
3.2 หลักการของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดและสูงสุด.....	22
3.2.1 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดและสูงสุดใช้วงจร โอทีเอ.....	22
3.2.2 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดใช้วงจรสายพานกระแส.....	26
3.2.3 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดแบบหลายเอาต์พุต.....	29
3.3 วงจรสะท้อนกระแส.....	30
3.4 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน.....	31

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.5 วงจรกันชนป้องกันกระแส.....	33
3.6 สรุป.....	34
บทที่ 4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด.....	35
4.1 บทนำ.....	35
4.2 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอ.....	35
4.3 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร.....	39
4.4 ผลการเลียนแบบการทำงาน.....	41
4.5 สรุป.....	49
บทที่ 5 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด.....	50
5.1. บทนำ.....	50
5.2. หลักการและวงจรที่นำเสนอ.....	50
5.3 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร.....	54
5.4 ผลการเลียนแบบการทำงาน.....	56
5.5. สรุป.....	64
บทที่ 6 การประยุกต์ใช้งาน.....	65
6.1 บทนำ.....	65
6.2 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก.....	65
6.2.1 วงจรคัลลิปแรงดันบวกด้วยวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด.....	66
6.2.2 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอกด้วยวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด.....	67
6.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก.....	69
6.4 วงจรซีอ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์.....	72
6.5 ผลการจำลองวงจรซีอ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์.....	74
6.6 บทสรุป.....	76
บทที่ 7 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	77

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
7.1 บทสรุป.....	77
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	77
เอกสารอ้างอิง.....	79
ภาคผนวก.....	81
ก. พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองการทำงาน.....	82
ข. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา.....	83
ประวัติผู้เขียน.....	96

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์.....	41
4.2 คุณสมบัติของวงจรถ่วงจับค่าสูงสุดที่นำเสนอ.....	42
5.1 ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์.....	56
5.2 คุณสมบัติของวงจรถ่วงจับค่าต่ำสุดที่นำเสนอ.....	64

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ.....	5
2.2 โครงสร้างของมอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล.....	6
2.3 แสดงการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์ในช่วงต่างๆ.....	9
2.4 การไบอัสมอสมทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS (ข) PMOS.....	10
2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D$ และ $V_{DS}$ เมื่อ $\lambda=0$ .....	11
2.6 แสดงคุณสมบัติทางเอาท์พุทของมอสมทรานซิสเตอร์.....	12
2.7 ดีฟิสิชันมอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล.....	13
2.8 คุณสมบัติ $I_D$ - $V_{DS}$ ของมอสมทรานซิสเตอร์แบบดีฟิสิชันชนิดเอ็นแชนแนล.....	14
2.9 แสดงคุณสมบัติ $I_D$ - $V_{GS}$ ของมอสมทรานซิสเตอร์ทั้งหมด.....	14
2.10 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์.....	16
2.11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์กรณีพื้นฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอร์ส.....	16
2.12 แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสมทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง.....	18
2.13 การหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร.....	19
3.1 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดโดยใช้วงจรโอทีเอ.....	23
3.2 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดโดยใช้วงจรโอทีเอ.....	25
3.3 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดโดยใช้วงจรสายพานกระแส.....	27
3.4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดโดยใช้วงจรสายพานกระแส.....	28
3.5 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดของ Yamakawa.....	29
3.6 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดของ Yamakawa ในแบบใช้มอสมทรานซิสเตอร์.....	30
3.7 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	31
3.8 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน.....	32
3.9 วงจรกันชนป้อนกลับกระแส.....	33
4.1 วงจรกันชนป้อนกลับกระแส.....	36
4.2 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน.....	36
4.3 วงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่สมบูรณ์.....	37
4.4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่สมบูรณ์ที่นำเสนอ.....	38
4.5 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ.....	40
4.6 คุณสมบัติทาง ไฟฟ้ากระแสตรง ของวงจรตรวจจับค่าสูงสุด.....	42

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 การตอบสนองความถี่ของวงจร.....	42
4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุต.....	43
4.9 ผลการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุตที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา.....	44
4.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุต สำหรับกรณี อินพุต $V_{in1}$ ขนาด $1V_{p-p}$ ความถี่ 1MHz และ $V_{in2}=0$ 45 .....	45
4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุต สำหรับอินพุต $V_{in1}$ และ $V_{in2}$ ความถี่ 1MHz และ 125kHz ขนาด $1V_{p-p}$ และ $V_{in3}=0$ .....	46
4.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุต ที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา .....	47
4.13 เอาท์พุทแบบครึ่งคลื่นของวงจรที่นำเสนอที่อุณหภูมิแตกต่างกัน.....	48
5.1 วงจรกันชนป้องกันกลับกระแส.....	50
5.2 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน.....	52
5.3 วงจรกันชนป้องกันกลับกระแสสำหรับวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด.....	52
5.4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่สมบูรณ์ที่นำเสนอ.....	53
5.5 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ.....	55
5.6 คุณสมบัติทาง DC ของวงจรตรวจจับค่าต่ำสุด.....	57
5.7 การตอบสนองความถี่ของวงจร.....	57
5.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุต.....	58
5.9 ผลการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุตที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา.....	59
5.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุต สำหรับ กรณีอินพุต $V_{in1}$ ขนาด $1V_{p-p}$ ความถี่ 1MHz และ $V_{in2}=0$ .....	60
5.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 3 อินพุต สำหรับ อินพุต $V_{in1}$ และ $V_{in2}$ ความถี่ 1MHz และ 250kHz ขนาด $1V_{p-p}$ และ $V_{in3}=0$ .....	60
5.12 ผลการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุตที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา.....	62
5.13 เอาท์พุทของแบบครึ่งคลื่นของวงจรที่นำเสนอที่อุณหภูมิแตกต่างกัน.....	63
6.1 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุต.....	66
6.2 บล็อกวงจรคัลิปแรงดันบวก.....	67
6.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกโดยใช้วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด.....	67

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.4 วงจรรวมสัญญาณ.....	68
6.5 การทำงานของวงจรคลิป์แรงดัน.....	70
6.6 การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก .....	71
6.7 วงจรโควานซ์อ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์.....	73
6.8 วงจรริงอ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์.....	73
6.9 วงจรเลื่อนเฟส 180 องศา.....	74
6.10 การทำงานของวงจร โควานซ์อ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์.....	74
6.11 การทำงานของวงจรริงอ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์.....	75

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรตรวจจับค่าสูงสุด (Minimum circuit) และค่าต่ำสุด (Maximum circuit) คือวงจรที่มีความสำคัญที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้มากมาย เช่นการควบคุมแบบพีชชีในเครื่องใช้ไฟฟ้าในบ้าน การประมวลผลสัญญาณภาพ เครือข่ายประสาท ระบบอัตโนมัติ เป็นต้น จากอดีตจนถึงปัจจุบันวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดได้รับการพัฒนาและนำเสนออย่างต่อเนื่องเพื่อให้ได้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่มีคุณสมบัติที่ดี วงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ดีควรมีคุณสมบัติเช่น มีความเที่ยงตรงสูง มีช่วงปฏิบัติการทางขนาดและความถี่กว้าง มีความเร็วสูง และถ้าเป็นวงจรสมัยใหม่คุณสมบัติของวงจรเช่น ใช้กำลังงานต่ำ ใช้อุปกรณ์น้อยและมีความง่ายเพื่อให้เหมาะกับการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมคือพารามิเตอร์ที่ต้องการที่เพิ่มเติมขึ้นมา ที่ผ่านมามีวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดนำเสนอไว้ในวารสารโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นวงจรพื้นฐานได้แก่ ใช้ออปแอมป์ (Op-amp) [1] วงจรโอทีเอ (OTA) [2]-[3] วงจรสายพานกระแส (Current conveyor) [4] แต่อย่างไรก็ตาม วงจรดังกล่าวเหมาะกับการประยุกต์ใช้งานบางประเภทเท่านั้น เช่น การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและพีชชีโลจิก การนำเอาวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานในการตัดสินใจ เช่น ระบบเครือข่ายประสาทเทียม ระบบประมวลผลสัญญาณภาพ จำเป็นจะต้องใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่มีหลายอินพุตซึ่งหากนำวงจรถูกกล่าวมาใช้งาน จำเป็นต้องใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดเป็นจำนวนมาก วงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นพื้นฐานดังกล่าวเมื่อนำมาสร้างเป็นระบบจะทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ ใช้กำลังงานมาก นอกจากนี้เมื่อต้องการวงจรตรวจจับค่าสูงสุดหรือต่ำสุดที่มีหลายอินพุตจะต้องนำวงจรตรวจจับค่าสูงสุดหรือต่ำสุดมาต่อในลักษณะแบบขนานซึ่งทำให้เกิดปัญหาการหน่วงเวลาของสัญญาณเกิดขึ้นอีกด้วย เมื่อต้องการวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายประสาทเทียม ระบบประมวลผลสัญญาณภาพ มักสร้างวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่มีหลายอินพุตในรูปแบบของวงจร Winner-Take-All (WTA) [5]-[10] เป็นหลัก

วงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่สร้างในรูปแบบของวงจร WTA ที่มีหลายอินพุตที่รู้จักกันดีคือใช้โครงสร้างวงจรคอมมอนอิมิตอร์ [5] แต่ปัญหาหลักของวงจรถูกกล่าวคือความผิดพลาดในย่านการเปลี่ยนช่วงเมื่ออินพุตสองอินพุตหรือมากกว่าขณะเข้าใกล้ค่าอินพุตสูงสุดและปัญหาความผิดพลาดของสัญญาณทางเอาท์พุตที่เรียกว่า “Comer error” เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าววงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่มีหลายอินพุตในรูปแบบของวงจร WTA โหมดกระแสจึงได้นำเสนอใน [6]-[10] ด้วยหลักการของวงจรโหมดกระแสทำให้วงจรที่นำเสนอเหล่านั้นมีคุณสมบัติคือ มีความเที่ยงตรง มีความเร็วสูง มี

การตอบสนองความถี่สูงได้ดี แต่อย่างไรก็ตาม วงจรที่นำเสนอดังกล่าวบางวงจรยังมีโครงสร้างที่ไม่เหมาะสมกับวงจรประเภทแรงดันต่ำ [7] สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปสัญญาณกระแส [6]-[10] ซึ่งเหมาะเป็นวงจรร้อยในการออกแบบระบบขนาดใหญ่ วงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่มีสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปแรงดันได้ถูกนำเสนอไว้ใน [11]-[14] ซึ่งเป็นวงจรที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายทั้งในแบบเป็นวงจรร้อยหรือใช้งานเป็นวงจรขนาดใหญ่เพราะโดยปกติแล้วสัญญาณจากแหล่งจ่ายต่างๆ มักจะอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดัน คุณสมบัติค่าอิมพีแดนซ์ทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรที่มีอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปสัญญาณแรงดันคืออินพุตอิมพีแดนซ์จะต้องสูงมากๆ ในทางอุดมคติควรเข้าใกล้อนันต์ส่วนเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะต้องมีค่าต่ำมากๆ ในทางอุดมคติควรเข้าใกล้ศูนย์ ถึงแม้ว่าวงจรที่นำเสนอใน [11]-[14] จะมีคุณสมบัติมีความเร็วสูงและความเที่ยงตรงสูง [11]-[12] มีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตกว้างด้วยอินพุตแบบ Rail-to-Rail [13]-[14] แต่วงจรดังกล่าวบางวงจรไม่เหมาะสมกับใช้งานในวงจรประเภทใช้แรงดันต่ำ [12]-[13] หรือบางวงจรมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง [11]-[12] ซึ่งอาจจะต้องการวงจรบัฟเฟอร์เพิ่มเข้ามา

## 1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

จากความสำคัญและปัญหาที่กล่าวมา วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและค่าแรงดันต่ำสุดที่มีหลายอินพุตอินพุตเพื่อให้สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบควบคุมต่างๆ ระบบประมวลผลสัญญาณ ระบบเครือข่ายประสาทเทียม วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติคือ มีความแม่นยำ มีความเที่ยงตรงและมีความเร็วสูง มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำและเหมาะกับการนำไปสร้างวงจรรวม

## 1.3 การพัฒนาในงานวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดและสูงสุดด้วยเทคโนโลยีซีมอส วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดและค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรเลื่อนระดับแรงดัน วงจรกันชนป้องกันกระแส เมื่อใช้วงจรวจรเลื่อนระดับแรงดันและวงจรถูกกันชนป้องกันกระแสมาประกอบร่วมกัน ค่าแรงดันเทรซโฮลด์ของมอสทรานซิสเตอร์สามารถหักล้างกันทิ้งไปได้ วงจรที่นำเสนอมีสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปแรงดัน วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดและค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอมีคุณสมบัติคือ มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยซึ่งทำให้เหมาะกับการนำไปสร้างวงจรรวม สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 1.5$  โวลต์ วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดและค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอสามารถขยายอินพุตได้  $n$  อินพุตพร้อมๆ กันโดยเกิดปัญหาการหน่วงเวลาของสัญญาณน้อยมาก คุณสมบัติ

ของวงจรจะวิเคราะห์ด้วยวิธีทางคณิตศาสตร์และยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

#### 1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาวิจัยเพื่อออกแบบวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและค่าแรงดันต่ำสุดที่มี  $n$  อินพุตด้วยเทคโนโลยีซีมอส โดยเนื้อหาจะแบ่งออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 จะกล่าวถึงที่มาของงานวิจัยและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ส่วนเนื้อหาในบทต่อมามีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ได้มีการนำเสนอไว้ในวารสารต่างๆ ที่ใช้อุปกรณ์แอ็คทีฟได้แก่ วงจรออปแอมป์ วงจรโอทีเอ และวงจรสายพานกระแส นอกจากนี้จะกล่าวถึงวงจรร้อยที่จะนำมาใช้ออกแบบวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและค่าแรงดันต่ำสุดซึ่งได้แก่ วงจรเลื่อนระดับแรงดัน วงจรกันชนป้อนกลับแบบลบ วงจรสะท้อนกระแส

บทที่ 4 จะกล่าวถึงวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอ การจำลองและผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice จะแสดงคุณสมบัติของวงจร

บทที่ 5 จะกล่าวถึงวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่นำเสนอ การจำลองและผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice จะแสดงคุณสมบัติของวงจร

บทที่ 6 จะเป็นการประยุกต์ใช้งานวงจรที่นำเสนอเป็นวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก และเป็นวงจรมอดูเลเตอร์

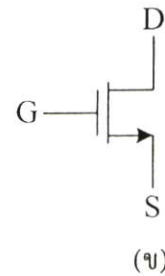
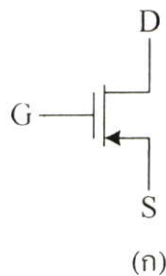
บทที่ 7 จะเป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

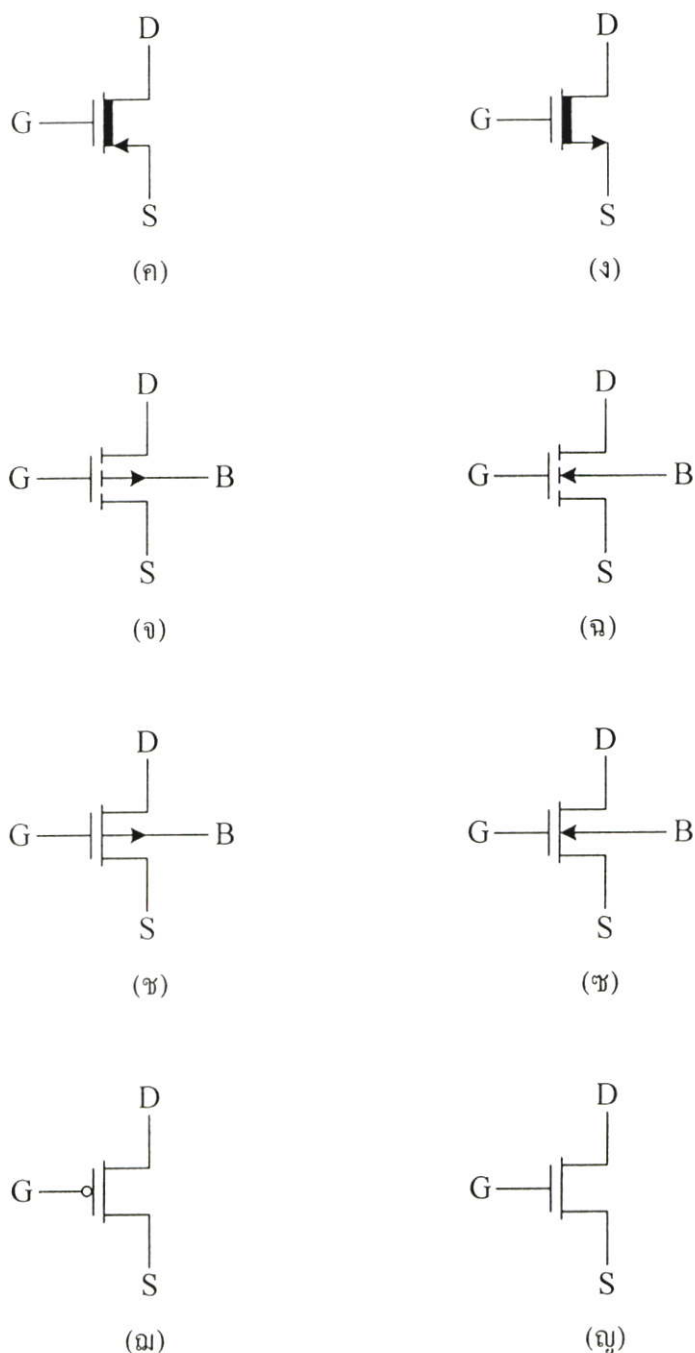
## บทที่ 2

# มอสทรานซิสเตอร์

### 2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) คืออุปกรณ์ที่ใช้สนามไฟฟ้ามาควบคุมการไหลของกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน แนวความคิดเกี่ยวกับมอสทรานซิสเตอร์ได้มีการพัฒนามาก่อนการสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) ในต้นทศวรรษ 1930 ได้มีหลักฐานแสดงถึงการจดสิทธิบัตรสำหรับอุปกรณ์ที่คล้ายกับซิลิกอนมอสทรานซิสเตอร์สมัยใหม่แต่ไม่ได้สร้างขึ้นจากซิลิกอน โดยในสมัยนั้นในกระบวนการสร้างมีความยากที่ การควบคุมรอยสัมผัสหรือรอยต่อของฉนวนกับสารกึ่งตัวนำยังมีความยุ่งยากอีกทั้งขาดความเข้าใจในกระบวนการของฉนวนและสารกึ่งตัวนำ จึงทำให้อุปกรณ์ที่คล้ายมอสทรานซิสเตอร์ในสมัยนั้นไม่สามารถนำไปใช้งานจริงได้ จนกระทั่งมีการเกิดขึ้นมาของกระบวนการ Silicon planer และเทคโนโลยีสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมรอยต่อระหว่างออกไซด์และซิลิกอนได้ดี ทำให้มอสทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้งานได้จริงและเป็นที่แพร่หลายในปลายทศวรรษ 1970 จนกระทั่งถึงปัจจุบันนี้ มอสเป็นทรานซิสเตอร์ที่ทำงานโดยผลของสนามไฟฟ้าสามารถถูกแบ่งออกเป็นประเภทต่างๆ ได้หลายแบบขึ้นอยู่กับเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่ง เช่น ถ้าแบ่งตามชนิดของพาหะที่ใช้ในการนำกระแสจะสามารถแบ่งได้เป็นสองชนิด คือมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล (n-channel MOS Transistor) ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้อิเล็กตรอนในการนำกระแสและมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนล (p-channel MOS Transistor) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้โฮลเป็นพาหะในการนำกระแส สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและเอ็นแชนแนลแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 แต่ถ้าแบ่งมอสทรานซิสเตอร์ตามลักษณะการทำงานจะสามารถแบ่งได้สองลักษณะคือทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode Transistor) และแบบดีพลิชัน โหมด (Depletion Mode Transistor)



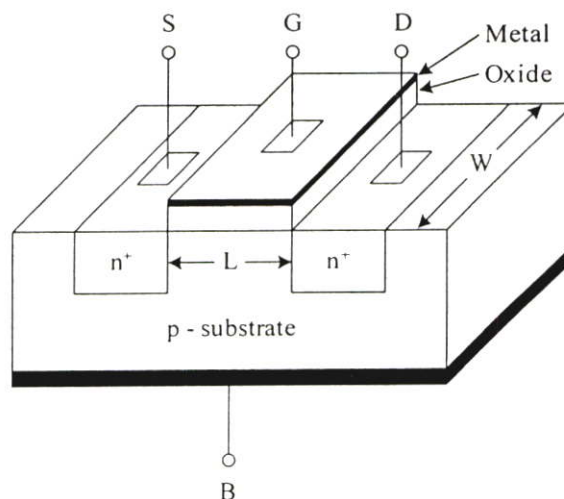


รูปที่ 2.1 มออสทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ

## 2.2 มออสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์

มออสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์เป็นชนิดที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมากกว่าชนิดดีพลีชันเพราะสามารถสร้างได้ด้วยเทคโนโลยีซีมอสแบบมาตรฐานโดยไม่ต้องใช้วิธีการที่พิเศษ รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างมออสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์แบบเอ็นแซนแนล ส่วนของซอร์ส (Source) และเดรน (Drain) สร้างขึ้นจากการแพร่อะตอมของสารเจือชนิดเอ็น (n-Type) ที่มี

ความหนาแน่นสูง ( $n^+$ ) เข้าไปในแผ่นผลึกฐานรอง (Body หรือ Substrate) ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-Type) ซึ่งเป็นแผ่นผลึกซิลิกอนรูปเดี่ยว ส่วนของเกต (Gate) จะเป็นโลหะหรือชั้นของโพสิซิโคนที่ซ้อนอยู่บนชั้นของออกไซด์โดยมีโลหะอลูมิเนียมเป็นขั้วต่อไฟฟ้า การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลที่โดยอธิบายเทียบกับทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลสามารถพิจารณาได้ตามโครงสร้างรูปที่ 2.3 ซึ่งแสดงถึงการทำงานในช่วงต่างๆ ของ  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$  จากรูป 2.3(ก) ซอร์ส เคนและฐานต่อลงกราวด์ ในกรณีนี้มีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานคล้ายกับตัวเก็บประจุโดยเกตและผิวของซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เหมือนแผ่นระนาบ (Plate) ของตัวเก็บประจุ ซึ่งมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนคั่นระหว่างกลาง ถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบ ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮล (Hole) จะถูกดูดเข้ามาสะสมบริเวณแชนแนลมีผลให้บริเวณแชนแนลกลายเป็น  $p^+$  และเรียกว่า “แชนแนลสะสม” (Accumulate Channel) บริเวณซอร์สและเคนที่เป็น  $n^+$  ถูกแยกจากกันด้วยแชนแนล  $p^+$  เมื่อมองในลักษณะวงจรมูลย์แล้วจะพบว่า มีลักษณะของไดโอดสองตัวต่อกันหลังชนกัน ดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้แรงดันที่ซอร์สและเคนจะต้องมีค่ามากๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะเป็นกระแสรั่วไหลหรือกรณีที่แรงดันเคนซอร์สมีค่ามากๆ จะทำให้ทรานซิสเตอร์เบรกดาวน์ ในกรณีที่แรงดันเกตมีค่าเป็นบวกไม่มาก ประจุบวกข้างใต้เกตจะถูกผลักออกไปทำให้แชนแนลเปลี่ยนไปเป็น  $p$  และเป็นบริเวณปลดพาหะ (Depletion region) ในที่สุด เมื่อแรงดันที่เกตเพิ่มมากขึ้นประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะถูกดึงดูดเข้ามาที่บริเวณแชนแนลและแชนแนลจะแปรสภาพเป็นบริเวณ  $n$  ตามรูป 2.3(ข) ซึ่งเชื่อมต่อบริเวณซอร์สและเคนเข้าด้วยกันและเรียกว่า แชนแนลกลับ (Inverted Channel) แรงดันเกตซอร์สที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้เกตมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวณฐานรองเป็นนิยามของแรงดันแทรชโฮล (Threshold voltage) ของมอสทรานซิสเตอร์ใช้สัญลักษณ์  $V_T$



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล

เมื่อแรงดันเกตขอลักส์มีค่ามากกว่า  $V_T$  จะมีแขนแนลชนิดอื่นเกิดขึ้นและสามารถเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอร์สได้ สำหรับกรณีค่าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สน้อยกว่า  $V_T$  ปกติจะสมมติว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานและไม่มีการไหลระหว่างซอร์สและเดรน อย่างไรก็ตามสมมติว่าไม่มีกระแสไหลระหว่างซอร์สและเดรนระหว่างที่ทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส นั่นเป็นเพียงการประมาณเท่านั้น ในความเป็นจริงสำหรับแรงดันที่เกตมีค่าใกล้เคียง  $V_T$  จะไม่ใช่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใดแต่จะเกิดกระแสต่ำกว่าแอมป์ (Subthreshold Current) สามารถไหลได้ในปริมาณเล็กน้อยซึ่งการทำงานในลักษณะนี้จะมีคุณสมบัติเหมือนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่า  $V_T$  จะทำให้แขนแนลเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อ  $V_{GS}$  เพิ่มขึ้นความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแขนแนลก็จะเพิ่มขึ้นด้วยและสรุปได้ว่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม  $V_{GS} - V_T$  ซึ่งนิยามเป็นแรงดันระหว่างเกตและซอร์สประสิทธิภาพซึ่งใช้สัญลักษณ์คือ " $V_{eff}$ " ซึ่งค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนกำหนดได้คือ

$$Q = C_{ox}(V_{GS} - V_T) = C_{ox}V_{eff} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ เมื่อแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อยทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างซอร์สและเดรน มีผลให้เกิดกระแสไหลจากเดรนไปซอร์ส ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{GS}$  และกระแส  $I_D$  จะเหมือนกับกรณีของความต้านทานซึ่งมีความสัมพันธ์เป็น

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

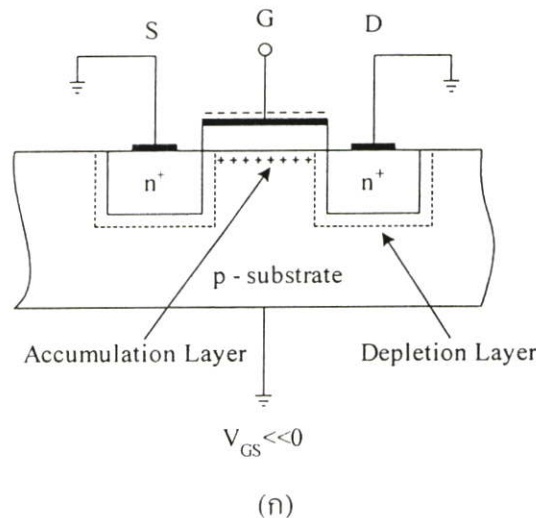
ในขณะที่  $\mu$  เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอนและ  $Q$  เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในแขนแนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้ว่า

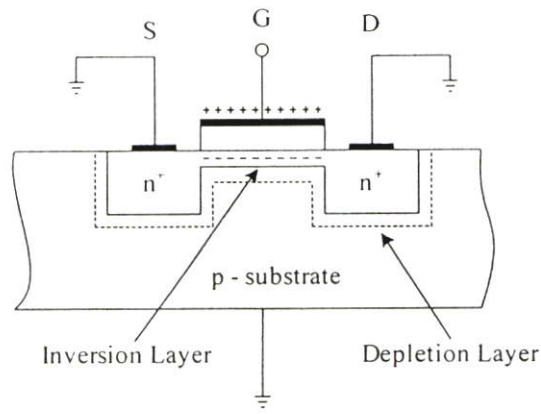
$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.3)$$

สมการ (2.3) เป็นความสัมพันธ์ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีแรงดันระหว่างเดรนและซอร์สมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในเชิงโครงสร้างอธิบายได้ตามรูปที่ 2.3(ข) โดยเมื่อ  $V_{GS}$  มากกว่า  $V_T$  และ  $V_{DS} = 0V$  ซึ่งขณะนี้แขนแนลถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแต่ไม่มีกระแสไหล เนื่องจากแรงดันระหว่างซอร์สและเดรนมีค่าเป็นศูนย์โวลต์และเมื่อให้แรงดัน  $V_{GS}$  ค่าน้อยๆ ค่าหนึ่ง

จะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านแซนแนลได้ ซึ่งการทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้เสมือนเป็นตัวต้านทานมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ (2.3) และแสดงได้ด้วยกราฟในรูปที่ 2.3(ข) และจะเห็นว่า  $I_D$  และ  $V_{DS}$  สัมพันธ์กันอย่างสิ้นเชิงสำหรับค่า  $V_{DS}$  น้อยๆ

เมื่อแรงดันระหว่างเดรนและซอร์สเพิ่มมากขึ้น ความหนาแน่นของประจุพาหะที่แซนแนลจะลดลงตามแนวแซนแนลจากซอร์สไปเดรนตามรูปที่ 2.3(ค) การลดลงของประจุพาหะในแซนแนลนี้มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมแซนแนลที่ตำแหน่งต่างๆ ไม่เท่ากัน กล่าวคือสมมติว่าแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าแรงดันที่ซอร์ส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากซอร์สไปเดรนอย่างต่อเนื่องภายในแซนแนล มีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและแซนแนลจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $V_{GS}$  ที่ตำแหน่งด้านซอร์สและแรงดันเกตแซนแนลมีค่าต่ำสุดที่ตำแหน่งปลายด้านเดรนและแรงดันเกตที่ทำให้เกิดแซนแนลคือ  $V_G = V_{GS} - V_T$  เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  กระแสจะไม่ไหลและไม่มีแซนแนลเกิดขึ้นเพื่อที่จะทำให้แซนแนลเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนถึงสุดปลายด้านเดรน แรงดันเกตจะต้องมีค่ามากกว่า  $V_{DS}$  นั่นคือ  $V_G > V_{DS}$  หรือ  $V_{GS} - V_T > V_{DS}$  ซึ่งหมายถึงแรงดันที่เกตเมื่อเปรียบเทียบกับทุกจุดในแนวแซนแนลจะต้องมีศักย์เป็นบวกจึงจะทำให้เกิดแซนแนล โดยในขณะนี้ทรานซิสเตอร์ทำงานและอยู่ในช่วงอิ่มตัว กระแสเดรน  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของแรงดัน  $V_{DS}$  อย่างไม่เป็นเชิงเส้นตามกราฟในรูปที่ 2.3(ค) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้  $V_{DS} < V_{GS} - V_T$  เรียกว่า ช่วงไม่อิ่มตัว (Non-saturation region) เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากขึ้น จนกระทั่งค่า  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  ทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่สถานะอิ่มตัวและลักษณะ โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้แสดงได้ดังรูป 2.3(ค)

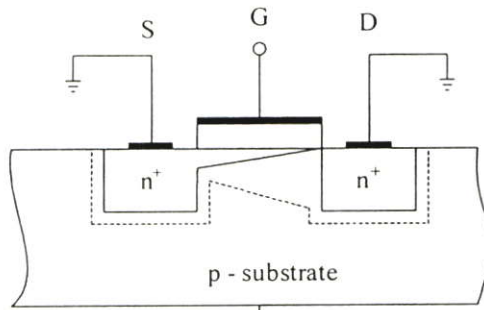




$$V_{GS} > V_T$$

$$V_{DS} = 0$$

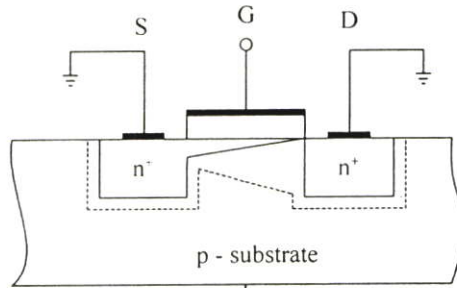
(ข)



$$V_{GS} > V_T$$

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T$$

(ค)



$$V_{GS} > V_T$$

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

(ง)

รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงต่างๆ

และเมื่อค่าของแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นไปอีกจนกระทั่ง  $V_{GS} > V_{DS} - V_T$  ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อม แชนแนลที่ปลายด้านเดรนมีค่าสูงกว่า  $V_{GS} - V_{DS}$  ดังนั้นจะทำให้เกิดภาวะพินช์ออฟ (Pinch off) กล่าวคือ แชนแนลซึ่งเป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออก เริ่มจากบริเวณด้านเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าซึ่งจะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมของประจุลบ เพื่อทำหน้าที่เป็นแชนแนล ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกันดังแสดงดังรูป 2.3(ง) และจะมีกระแสแพร่ (Diffusion current) จากส่วนของซอร์สไปยังเดรน ช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูง และคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ กระแสเดรนในภาวะนี้จึงมีค่าคงที่แม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตามแสดงในกราฟตามรูปที่ 2.3(ง) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้เรียกว่าช่วงอิ่มตัว (Saturation region) คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะพิจารณาได้จากแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ (Large-signal model) ดังรูปที่ 2.4 สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันสำหรับมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวสามารถแสดงได้คือ

$$I_D = K \left[ (V_{GS} - V_T) - \left( \frac{V_{DS}}{2} \right) \right] V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.4)$$

โดยที่  $K = \mu_n C_{ox} W/L$

$$K = \mu_n C_{ox}$$

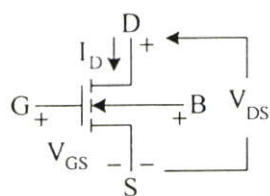
$\mu_n$  คือค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแส ( $\text{cm}^2/\text{volt}\cdot\text{second}$ )

$C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$  คือค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ ( $\text{F}/\text{cm}^2$ )

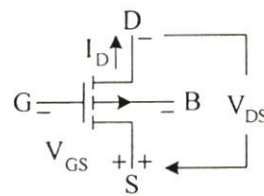
$W$  คือความกว้างประสิทธิผลของแชนแนล

$L$  คือความยาวประสิทธิผลของแชนแนล (Effective channel length)

$\lambda$  คือ Channel length modulation parameter ( $\text{volt}^{-1}$ )

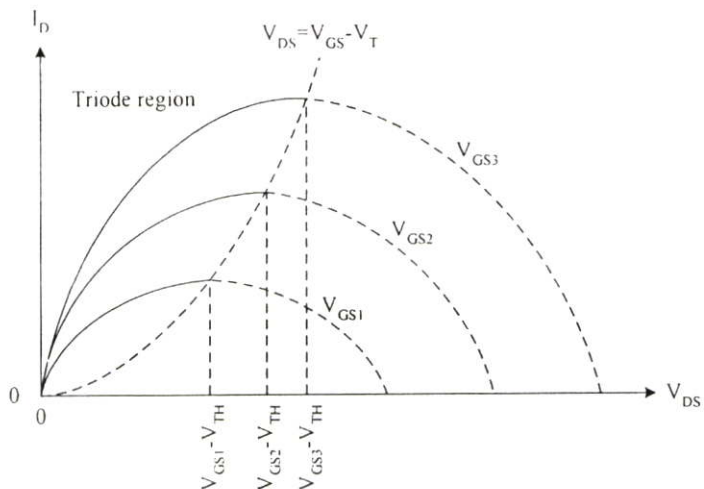


(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 การไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS (ข) PMOS



รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{DS}$  เมื่อ  $\lambda=0$

แรงดันแทชโวลต์กำหนดได้คือ

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left( \sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right) \tag{2.5}$$

จากสมการ (2.4) สามารถทำงานได้ในช่วงต่างๆ ขึ้นกับค่า  $V_{GS}-V_T$  ถ้าค่า  $V_{GS}-V_T$  เป็นศูนย์หรือลบ มอสทรานซิสเตอร์จะอยู่ในช่วงคัทออฟซึ่งแชนแนลจะมีพฤติกรรมเหมือนเปิดวงจรซึ่งเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้เป็น

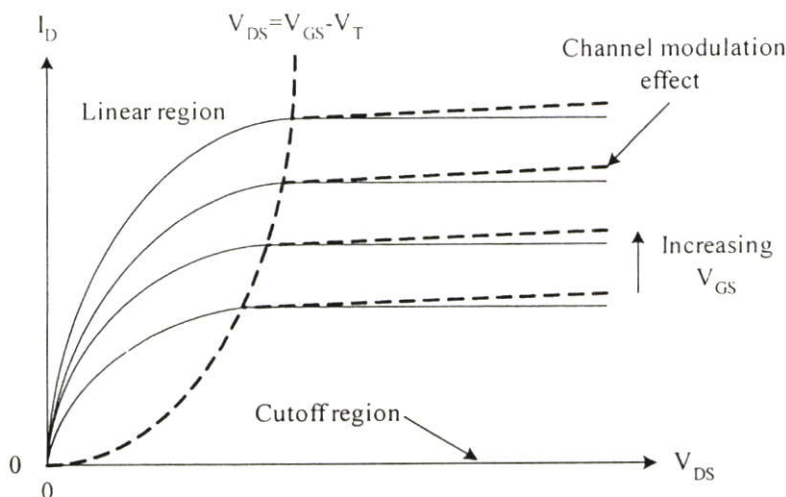
$$I_D = 0 \text{ เมื่อ } (V_{GS} - V_T) \leq 0 \tag{2.6}$$

จากสมการ (2.4) สมมุติให้  $\lambda=0$  นำมาเขียนกราฟได้ตามรูปที่ 2.5 สำหรับค่า  $V_{GS}-V_T$  ค่าต่างๆ จุดสูงสุดของกราฟแต่ละเส้นเรียกว่าจุดอิ่มตัว โดยค่าต่างๆ ของ  $V_{DS}$  ที่เกิดขึ้นที่ค่านี้เรียกว่าแรงดันอิ่มตัว

$$V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_T \tag{2.7}$$

$V_{DS(sat)}$  เป็นค่าที่แบ่งขอบเขตการทำงาน โดยค่า  $V_{DS}$  น้อยกว่า  $V_{DS(sat)}$  แล้วมอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวตามสมการ (2.4) และมีเงื่อนไขว่า

$$0 < V_{DS} \leq (V_{GS} - V_T) \tag{2.8}$$



รูปที่ 2.6 แสดงคุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์

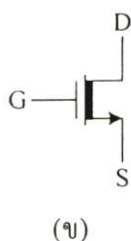
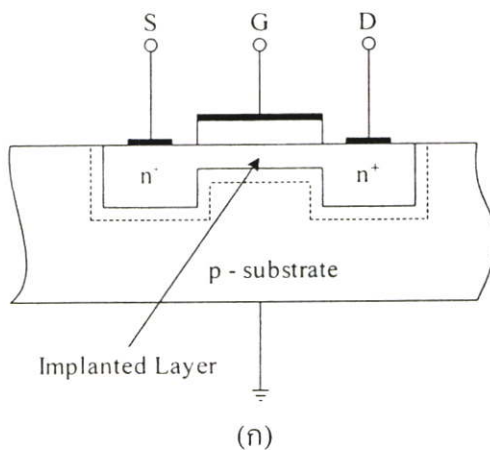
เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากกว่า  $V_{DS(sat)}$  ช่วงนี้เรียกว่าช่วงอิ่มตัว ช่วงนี้กระแส  $I_D$  ไม่ขึ้นกับ  $V_{DS}$  ถ้าสมมุติว่าไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการคือ

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS} \quad (2.9)$$

จากรูปที่ 2.6 แสดงถึงคุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้จากสมการที่ (2.4) (2.6), (2.7) (2.8) และ (2.9) โดยที่เส้นทึบคือกราฟที่ไม่พิจารณาถึงผลของ  $\lambda$  ( $\lambda=0$ ) ส่วนเส้นประคือกราฟที่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ( $\lambda \neq 0$ ) รวมอยู่ด้วย

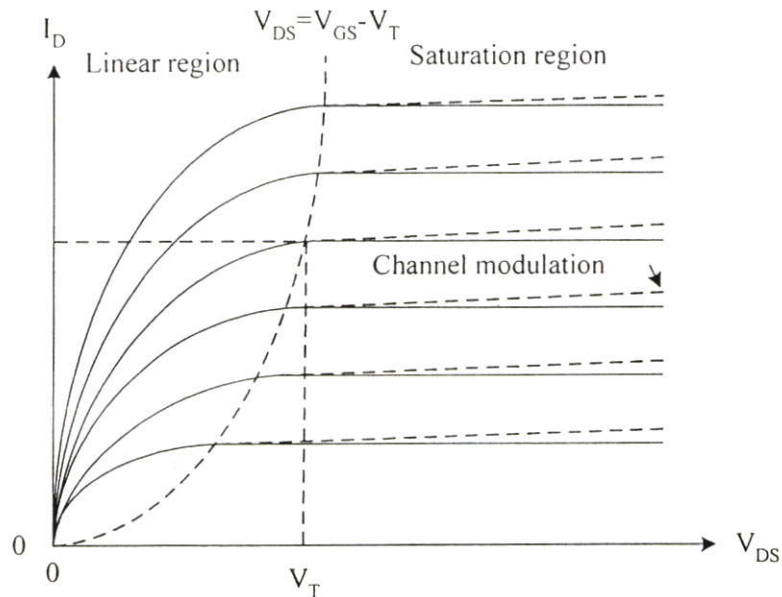
### 2.3 มอสทรานซิสเตอร์ชนิดดีพีเอ็น

ดีพีเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลมีลักษณะโครงสร้างและสัญลักษณ์แสดงตามรูปที่ 2.7 โดยส่วนของซอร์สและเดรนจะถูกสร้างขึ้นโดยการแพร่อะตอมของสารเจือชนิดเอ็นซึ่งมีความหนาแน่นสูงเข้าไปในแผ่นผลึกฐานรองของสารกึ่งตัวนำชนิดพี หลังจากนั้นส่วนของแชนแนลจะถูกสร้างขึ้นด้วยวิธีการอิมพลานเตชัน ซึ่งเป็นวิธีการยิงอะตอมสารเจือเข้าไปในเนื้อสารกึ่งตัวนำ ส่วนลักษณะโครงสร้างอื่นๆ ของทรานซิสเตอร์แบบนี้จะเหมือนกับแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ทุกประการ

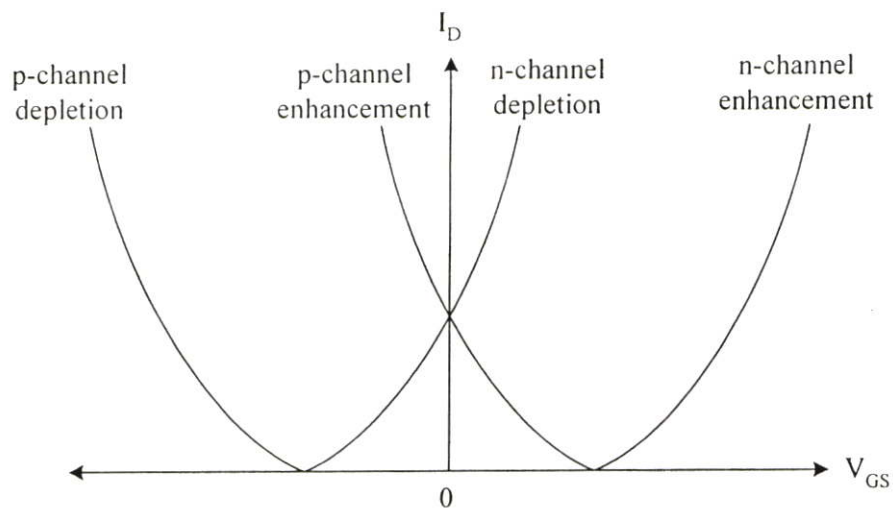


รูป 2.7 คีพลีชันมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์

จากลักษณะ โครงสร้างในรูปที่ 2.7(ก) จะเห็นว่าขณะที่แรงดันเกตเป็นศูนย์และแรงดันซอร์สเดรน  $V_{DS}$  มีค่าๆ หนึ่งก็จะมีกระแสเดรนเกิดขึ้น นั่นคือแม้ว่าไม่มีแรงดันที่เกต กระแสก็จะสามารถไหลผ่านแชนแนลได้ เนื่องจากแชนแนลได้ถูกสร้างขึ้นมาก่อนแล้ว ซึ่งต่างจากกรณีเอ็นฮานซ์เมนต์ที่จำเป็นต้องให้แรงดันที่เกตมีค่าๆ หนึ่งเพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดแชนแนล การนำไฟฟ้าและความลึกของแชนแนลจะถูกควบคุมด้วย  $V_{DS}$  เหมือนกับกรณีของเอ็นฮานซ์เมนต์ เมื่อให้ค่า  $V_{GS}$  เป็นบวกจะทำให้ความกว้างขึ้น โดยการดึงอิเล็กตรอนเข้ามาสะสมที่แชนแนลและทำให้การนำไฟฟ้าดีขึ้น เมื่อค่า  $V_{GS}$  เป็นลบอิเล็กตรอนจะถูกผลักออกจากแชนแนล ทำให้แชนแนลแคบลง และการนำไฟฟ้าลดลงในการทำงานขณะที่  $V_{GS}$  เป็นลบนั้นเรียกว่า การทำงานในช่วงคิพลีชัน โหมด เมื่อ  $V_{GS}$  เป็นลบมากขึ้นจนถึงค่าหนึ่ง ซึ่งทำให้อิเล็กตรอนถูกผลักออกไปจากแชนแนลจนหมดและแชนแนลหายไปทำให้กระแส  $I_D$  มีค่าเป็นศูนย์แม้ว่า  $V_{DS}$  ไม่เป็นศูนย์ก็ตาม โดยค่าที่เป็นลบของ  $V_{GS}$  ที่นำไปให้แชนแนลหายไปนั่นก็คือค่าแรงดันเทรชโฮลต์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบคิพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล



รูปที่ 2.8 คุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล



รูปที่ 2.9 แสดงคุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{GS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด

จากรูปที่ 2.8 ได้แสดงถึงคุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล ซึ่งคล้ายกับกรณีของเอ็นฮานซ์เมนต์ ยกเว้นค่า  $V_T$  มีค่าเป็นลบสำหรับ NMOS และเป็นบวกสำหรับ PMOS และสามารถทำงานเป็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดได้ โดยการให้ค่า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวก กราฟ  $I_D$ - $V_{GS}$  ตามรูปที่ 2.9 เป็นการสรุปคุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{GS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดการทำงานแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดและดีพลีชันโหมดและชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแชนแนลและชนิดพี

## 2.4 วงจรสมมูลย์ของมอสทรานซิสเตอร์

วงจรสมมูลย์ (Small-signal equivalent circuit) ของมอสทรานซิสเตอร์เป็นการแทนอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้าเพื่อนำไปใช้การวิเคราะห์ผลตอบสนองหรือพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็กโดยพิจารณาแยกกับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ซึ่งพิจารณาเป็นปริมาณทางไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งได้กล่าวก่อนหน้านี้ มอสทรานซิสเตอร์มีพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (Voltage-controlled current source) โดยเป็นการให้สัญญาณ  $v_{gs}$  และทำให้เกิดกระแส  $g_m v_{gs}$  ที่ปลายด้านเดรน ความต้านทานที่ทางอินพุตมีค่าสูงมากในทางปฏิบัติ ซึ่งในทางอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ความต้านทานที่ทางออก (ความต้านทานที่มองเข้าไปที่ปลายด้านเดรน) มีค่าสูง ในการพิจารณาอย่างง่าย ๆ จะสมมุติว่ามีค่าเป็นอนันต์ตามรูปที่ 2.10(ก) ข้อเสียของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูป 2.10(ก) คือจะเป็นการสมมุติว่ากระแสเดรนจะอยู่ในช่วงอิมิต์วและไม่ขึ้นกับแรงดันเดรน ซึ่งจากหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้นพบว่าคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงอิมิต์วนั้นจริงๆ แล้วขึ้นอยู่กับ  $V_{DS}$  ในลักษณะเชิงเส้น ทำให้แบบจำลองได้เปลี่ยนไปเป็นรูป 2.10(ข) โดยมีตัวต้านทาน  $r_o$  มาต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สซึ่งมีค่าประมาณ

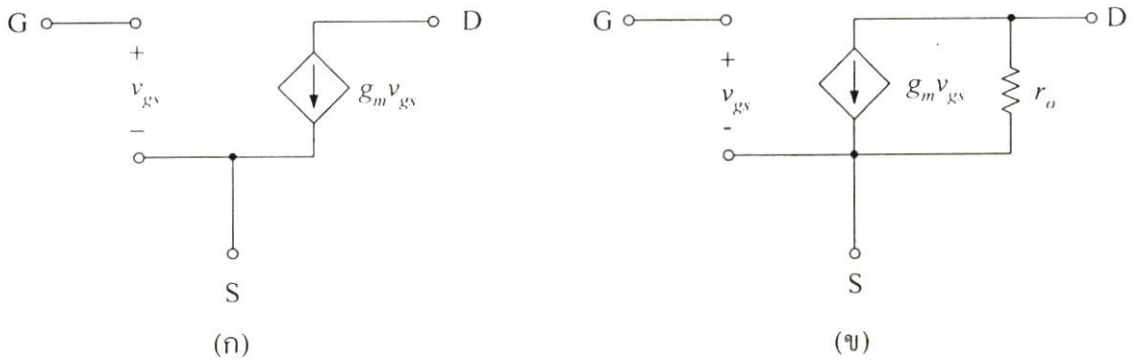
$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \quad (2.10)$$

ขณะที่  $V_A = 1/\lambda$  โดยทั่วไปค่า  $r_o$  อยู่ในช่วง 10 ถึง 1000 k $\Omega$  ค่า  $r_o$  ที่พิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณา มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิมิต์ว ซึ่งให้ค่าความต้านทานที่ทางออกมีค่ามาก (เช่นแนลขาดออกจากกันระหว่างซอร์สและเดรน) แต่ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิมิต์ว นั้นค่าความต้านทานที่ทางออกจะมีค่าเป็น

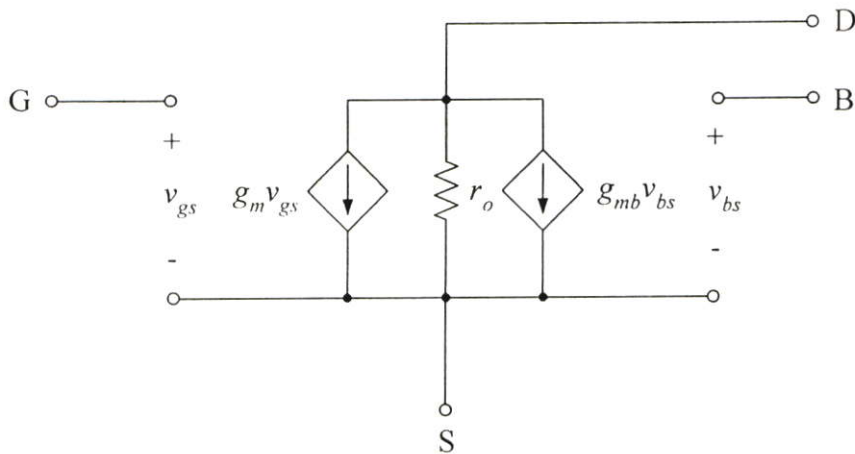
$$r_o = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{\partial V_{ds}}{\partial I_D} \cong \frac{1}{K(V_{GS} - V_T - V_{DS})} \quad (2.11)$$

เราจะพิจารณาพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กคือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ซึ่งมีค่าคือ

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{gs}} \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.10 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) ไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ขณะทำงานในช่วงอิมิตัว (ข) พิจารณาผลของ  $\lambda$  โดยเพิ่มความต้านทานที่ทางออก



รูปที่ 2.11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของมอสทรานซิสเตอร์กรณีพื้นฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอร์ส

ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิมิตัว จากสมการ (2.12) จะได้

$$g_m = \sqrt{\frac{2K'W}{L} |I_D| (1 + \lambda V_{DS})} \cong \sqrt{\frac{2K'W}{L} |I_D|} \tag{2.13}$$

จากสมการ (2.13) พบว่าค่าของ  $g_m$  ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็กลง ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน  $I_D$  เป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่และในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิมิตัวจะได้

$$g_m = \frac{K'W}{L} V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \cong \frac{K'W}{L} V_{DS} \tag{2.14}$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวถึงข้างต้นเป็นแบบจำลองที่ยังไม่พิจารณาผลของฐานรอง (Body effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อฐานรองไม่ได้ต่อกับปลายด้านซอร์สและทำให้เกิด  $v_{bs}$  ขึ้น แสดงตามรูปที่ 2.11 สัญญาณ  $v_{bs}$  จะทำให้เกิดกระแสทรานส์  $g_m v_{bs}$  โดย  $g_{mb}$  เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่ฐานรอง

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{sb}} \right|_{v_{gs} = \text{constant}} \quad \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{sb}} \right|_{v_{ds} = \text{constant}} \quad (2.15)$$

กรณีมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัวจะได้

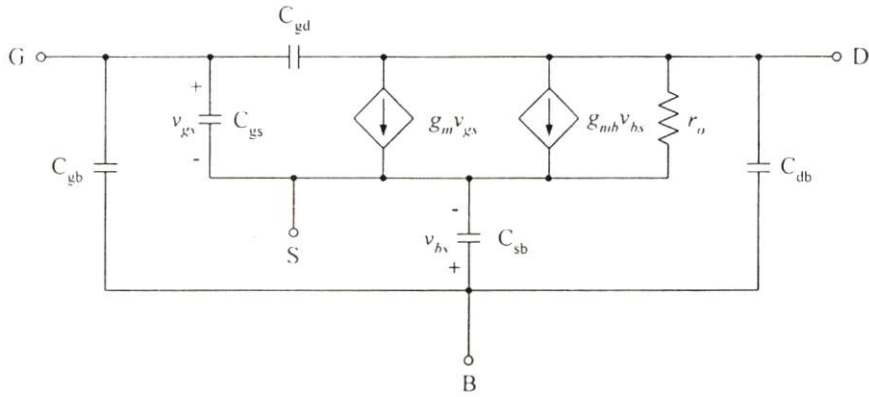
$$g_{mbs} = g_m \frac{\gamma}{2(2|\phi_f| + V_{SB})^2} = \eta g_m \quad (2.16)$$

กรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะได้

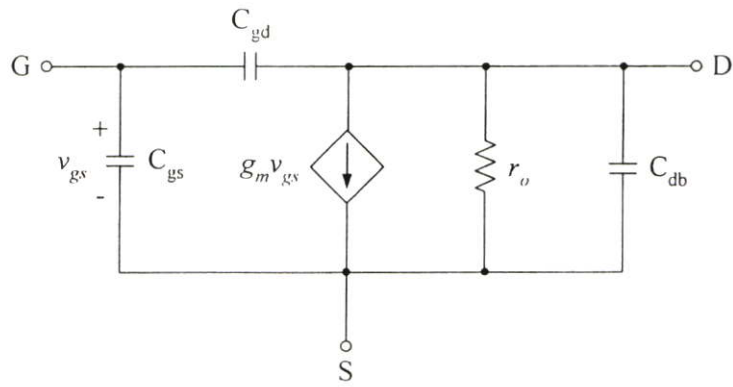
$$g_{mbs} = \frac{K\gamma V_{DS}}{2(2|\phi_f| + V_{SB})^2} \quad (2.17)$$

## 2.5 ผลตอบสนองความถี่

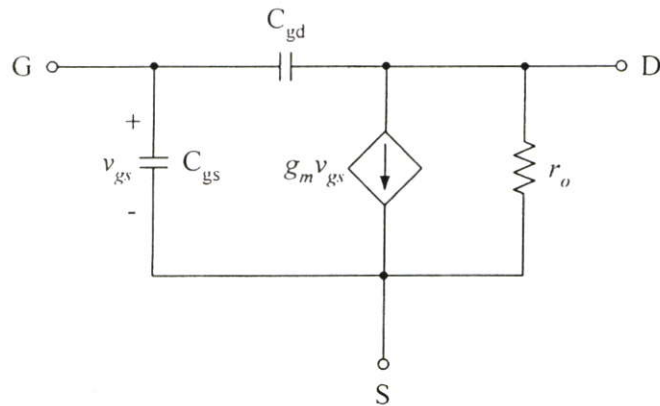
จากหัวข้อที่แล้วซึ่งได้กล่าวถึงวงจรสมมูลหรือแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ ในหัวข้อนี้จะได้เสนอดังแบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้รวมเอาค่าความจุไฟฟ้ามาพิจารณาด้วย รูปที่ 2.12(ก) แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งรวมค่าความจุไฟฟ้าจำนวนห้าตัวคือ  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{sb}$ ,  $C_{db}$  และ  $C_{cb}$  อย่างไรก็ตามวงจรนี้ค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อนสำหรับการวิเคราะห์ด้วยมือแต่เหมาะสำหรับในการวิเคราะห์การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ รูปที่ 2.12(ข) แสดงวงจรสมมูลกรณีที่มีซอร์สเชื่อมต่อกับฐานรอง ซึ่งวงจรที่ได้มีความสะดวกในการวิเคราะห์มากกว่าวงจรในรูป 2.12(ก) มากแต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูป 2.12(ค) คือวงจรที่เหมาะสมในการวิเคราะห์ด้วยมือมากที่สุดโดยพิจารณาค่าความจุ  $C_{cb}$  มีค่าน้อยมากๆ ซึ่งจะทำให้วงจรที่วิเคราะห์ได้ง่ายมากขึ้น ค่าความจุทั้งห้าที่ได้กล่าวถึงข้างต้นมีเพียงค่าความจุที่เกทซอส  $C_{gs}$  เท่านั้นที่มีบทบาทสำคัญที่สุดในบรรดาค่าความจุทั้งห้าและเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์และพิจารณาที่ความถี่สูง ขณะที่ค่าความจุ  $C_{gs}$  และ  $C_{cb}$  เป็นค่าความจุแฝงในย่านดีฟิซิชั่นระหว่างฐานรองกับซอร์สและฐานรองกับเดรนตามลำดับ และมีค่าเป็น



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.12 (ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง (ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีที่ซอร์สต่อกับฐานรอง (ค) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณีที่  $C_{sb}$  มีค่าน้อยมากๆ

ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตและฐานรอง ( $C_{gb}$ ) เป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic oxide capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชั้นสารทางด้านเกต (โลหะหรือโพลีซิลิกอน) กับฐานรอง โดยค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gb}$  มีค่าคงที่ แต่จริงๆ แล้วค่าความจุไฟฟ้าแฝงชนิดนี้จะวางตัวตามแนวโพลีซิลิกอนและโลหะบนแผ่นชิปและจะถูกพิจารณาเฉพาะการจำลองและการคำนวณของวงจรและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่มีความถี่สูง โดยใช้คอมพิวเตอร์ค่าโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับความหนาของ

ออกไซด์และมีค่าอยู่ในช่วง 0.04fF ถึง 0.15fF ต่อตารางไมครอนของรอยต่อที่เชื่อมล่ำกัน ค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gs}$  และ  $C_{gd}$  เกิดจากเกทกับซอสและเกทกับเดรน ตามลำดับ โดยที่  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุออกไซด์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่จากเกทถึงแซนแนล ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดข้างใต้เกทมีค่าเท่ากับ  $C_{ox}WL$  ซึ่งค่านี้เป็นค่าโดยแท้จริงของการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และเป็นรูปแบบการใช้งานในการควบคุมให้เกิดการนำไฟฟ้าที่แซนแนลขณะที่ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ค่าความจุไฟฟ้านี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่าๆ กันระหว่างซอสและเดรนจะได้

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox} WL \quad (2.18)$$

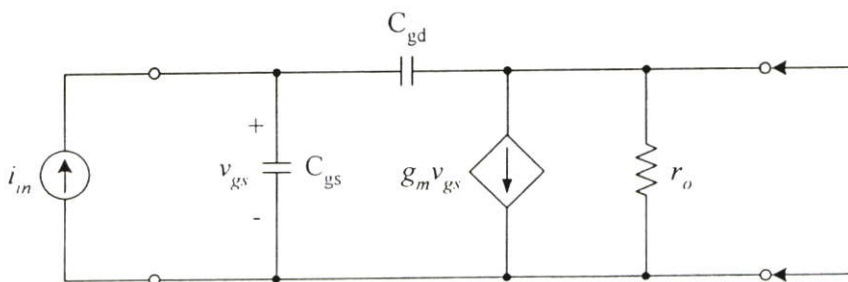
ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว แซนแนลจะหุดแคบลงจนขาดออกที่ปลายด้านเดรน ซึ่งทำให้แรงดันเดรนมีผลเพียงเล็กน้อยต่อทั้งแซนแนลและประจุที่เกท ดังนั้นส่วนหนึ่งของค่า  $C_{gd}$  โดยทั่วไปแล้วมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงการทำงานอิ่มตัว ขณะที่อีกส่วนซึ่งเกิดจากค่าความจุแฝงที่ออกไซด์ เนื่องจากบางส่วนของเกทซ้อนทับกับบางส่วนของเดรน โดยค่า  $C_{gd}$  มีค่าอยู่ในระดับ 1fF ถึง 10fF ในการคำนวณค่า  $C_{gs}$  ในช่วงอิ่มตัวเราจะต้องคำนวณค่าจำนวนประจุทั้งหมด  $Q_T$  ที่อยู่ในแซนแนล จะได้

$$Q_T = \frac{2}{3} WLC_{ox}(V_{GS} - V_T) \quad (2.19)$$

ดังนั้น

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (2.20)$$

นอกจากนี้ค่าความจุ  $C_{gs}$  ยังต้องกรรวมกับส่วนที่เกิดจากค่าความจุออกไซด์เนื่องจากพื้นที่บางส่วนของเกทซ้อนทับพื้นที่บางส่วนของซอร์ส



รูปที่ 2.13 การหาอัตราขยายกระแสขณะปัดวงจร

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งสำหรับการทำงานที่ความถี่สูงของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็น วงจรขยายคือความถี่ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity-gain frequency) คือ  $f_T$  โดยมีนิยามว่าเป็น ความถี่ที่อัตราขยายกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในรูปแบบวงจรคอมมอนซอร์สที่มีค่าเป็น หนึ่งขณะที่ปัดวงจร รูปที่ 2.13 แสดงแบบจำลองแบบ Hybrid- $\pi$  ของมอสทรานซิสเตอร์ในลักษณะ คอมมอนซอร์สระหว่างขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุต ในการหาอัตราขยายกระแสขณะปัดวงจร จะต้องทำการปัดกระแส  $i_i$  ที่อินพุตและที่เอาต์พุตปัดวงจร กระแสที่เอาต์พุตสามารถเขียนได้คือ

$$i_o = g_m v_{gs} - sC_{gd}v_{gs} \quad (2.21)$$

เนื่องจากค่า  $C_{gd}$  มีค่าน้อยมาก ทำให้พจน์หลังของสมการ (2.21) มีค่าน้อยมากๆ ดังนั้นสมการที่ (2.21) สามารถประมาณได้คือ

$$i_o \cong g_m v_{gs} \quad (2.22)$$

จากรูปที่ 2.13 สามารถแสดงค่า  $v_{gs}$  ในพจน์ของกระแสอินพุต  $i_i$  ได้คือ

$$v_{gs} = \frac{i_i}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.22) และ (2.23) จะได้อัตราขยายกระแสขณะปัดวงจรได้เป็น

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.24)$$

เมื่อ  $s=j\omega$  จะได้อัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่งที่ความถี่

$$\omega_T = g_m / (C_{gs} + C_{gd}) \quad (2.24)$$

ดังนั้นความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ค่า  $f_T$  คือ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) จะเห็นว่าค่า  $f_T$  แปรผันตามค่า  $g_m$  และแปรผกผันกับค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อแทนค่า  $g_m$  ลงในสมการที่ (2.26) เราจะพบว่าค่า  $f_T$  จะขึ้นอยู่กับกระแสเดรนซึ่งสามารถสรุปได้ว่ากระแสเดรนมีส่วนในการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง โดยทั่วไปค่าของ  $f_T$  จะมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 100MHz สำหรับเทคโนโลยีแบบเก่า เช่น เทคโนโลยีซีมอสขนาด  $5\mu\text{m}$  แต่ถ้าเป็นเทคโนโลยีความเร็วสูงที่ใหม่กว่า เช่น เทคโนโลยีซีมอสขนาด  $0.8\mu\text{m}$  จะมีค่า  $f_T$  อยู่ในช่วงหลายๆ GHz

## 2.6 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ โดยได้แบ่งมอสทรานซิสเตอร์ออกเป็น 2 ชนิด คือ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์และชนิดคิพลิชัน โครงสร้าง การเกิดช่องทางเดินกระแส แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่และขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์คือเนื้อหาที่ได้กล่าวถึง แบบจำลองทั้งสองแบบของมอสทรานซิสเตอร์จะถูกใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่จะนำเสนอ

### บทที่ 3

## หลักการและวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

### 3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการของของวงจรตรวจจับค่าแรงดันดันหรือกระแสสูงสุดและต่ำสุดเพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับทำความเข้าใจ วงจรตรวจกับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่ใช้อุปกรณ์แอมป์เป็นพื้นฐานคือ ใช้วงจรโอทีเอ ใช้วงจรสายพานกระแส จึงเป็นวงจรที่หยิบยกมาเพื่ออธิบายถึงหลักการของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดดังกล่าว หลังจากนั้นจะกล่าวถึงวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดแบบหลายอินพุตที่ออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ ต่อมาจะกล่าวถึงวงจรย่อยที่ใช้เป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่จะนำเสนอในบทที่ 4 และ 5 วงจรที่จะกล่าวถึงได้แก่ วงจรเลื่อนระดับแรงดัน วงจรสะท้อนกระแส วงจรกันชนป้องกันกลับกระแสซึ่งเนื้อหาต่างๆ มีดังต่อไปนี้

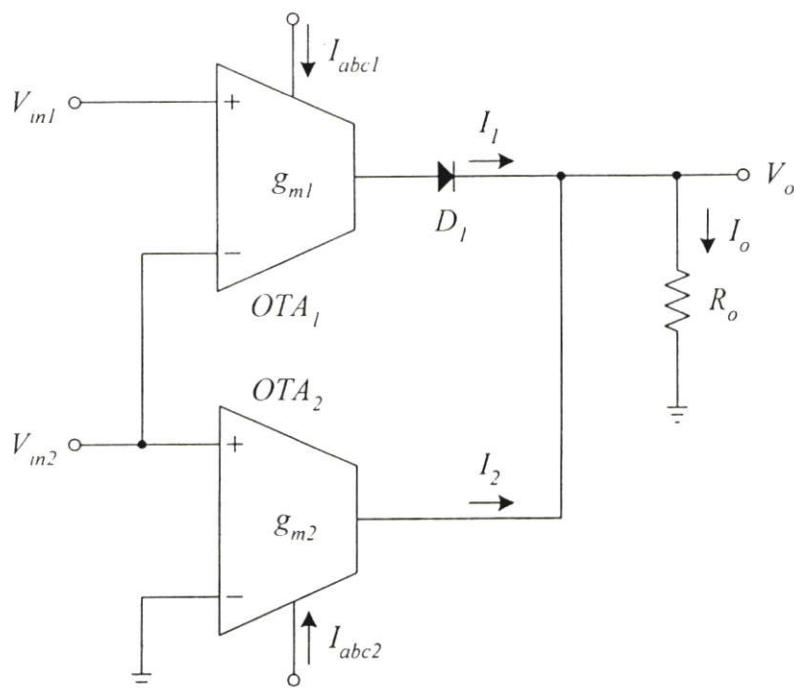
### 3.2 หลักการของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดและสูงสุด

#### 3.2.1 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดและสูงสุดใช้วงจรโอทีเอ

วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่ใช้โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นวงจรที่นำเสนอใน [3] วงจรประกอบด้วยวงจรโอทีเอ 2 วงจร ไดโอด 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว (ตัวต้านทานอาจจะแทนได้ด้วยวงจรโอทีเอ 1 วงจร) การทำงานของวงจรมีดังนี้  $OTA_1$  และ  $D_1$  ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแส ตัวต้านทาน  $R_0$  ทำหน้าที่แปลงค่ากระแส  $I_0$  เป็นแรงดัน  $V_{out}$  ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของตัวโอทีเอสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส ถ้าวงจรโอทีเอถูกสร้างด้วยมอสทรานซิสเตอร์ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะเป็นสัดส่วนกับรากที่สองของ  $I_{out}$  แต่ถ้าถูกสร้างด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะแปรผันตรงกับ  $I_{abc}$  วงจรโอทีเอคือวงจรขยายค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เมื่อป้อนแรงดันเข้าที่อินพุต เอาท์พุทที่ได้คือกระแสซึ่งเป็นที่รู้กันดีว่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันอินพุต ( $V_{in}$ ) และกระแสเอาท์พุท ( $I_{out}$ ) ของวงจรโอทีเอสามารถเขียนได้คือ [15]

$$I_{out} = g_m (V_{in+} - V_{in-}) \quad (3.1)$$

โดยที่  $V_{in+}$  คืออินพุท Non-inverting ส่วน  $V_{in-}$  คืออินพุท Inverting และ  $g_m$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์หรือค่าความนำของโอทีเอ



รูปที่ 3.1 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดโดยใช้วงจรถอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ 3.1 จะสามารถกำหนดสมการได้คือ

$$I_o = I_1 + I_2 \quad (3.2)$$

และ

$$V_o = I_o R_o \quad (3.3)$$

จากคุณสมบัติของไดโอด  $D_1$  ค่ากระแส  $I_1$  จะสามารถกำหนดได้คือ

$$I_1 = \begin{cases} 0 & ; V_{m1} \leq V_{m2} \\ g_{m1}(V_{m1} - V_{m2}) & ; V_{m1} > V_{m2} \end{cases} \quad (3.4)$$

พิจารณาในกรณีที่  $V_{m1} < V_{m2}$  จะสามารถเขียนสมการได้คือ

$$I_o = g_{m2} V_{m2} \quad (3.5)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.3) จะได้สมการ

$$V_o = g_{m2} R_o V_{m2} \quad (3.6)$$

พิจารณาในกรณีที่  $V_{m1} > V_{m2}$  จะสามารถเขียนสมการได้คือ

$$I_o = g_{m1} V_{m1} \quad (3.7)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.7) ลงในสมการที่ (3.3) จะได้สมการ

$$V_o = g_{m1} R_o V_{m1} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.6) และ (3.8) จะเห็นว่าวงจรในรูปที่ 3.1 เป็นวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดระหว่างอินพุต  $V_{m1}$  และ  $V_{m2}$  และถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = 1/R_o$  จะสามารถเขียนสมการได้ว่า

$$V_o = \max(V_{m1}, V_{m2}) = \begin{cases} V_{m2} & ; V_{m1} \leq V_{m2} \\ V_{m1} & ; V_{m1} > V_{m2} \end{cases} \quad (3.9)$$

รูปที่ 3.2 คือวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด วงจรใช้วงจรโอทีเอ 2 วงจรและไดโอด 2 ตัวทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแส โดย OTA1 และ D1 ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดกระแสแบบลบ ส่วน  $R_o$  ทำหน้าที่แปลงกระแส  $I_o$  เป็นแรงดัน  $V_o$  จากวงจรในรูปที่ 3.2 จะสามารถกำหนดสมการได้คือ

$$I_3 = I_2 - I_1 \quad (3.10)$$

หรือ

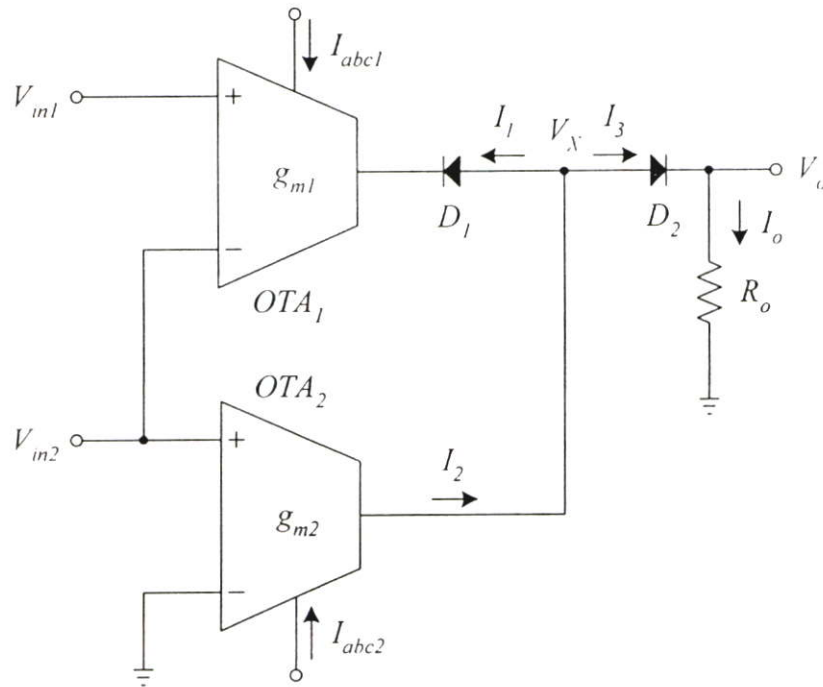
$$I_3 = g_{m2} V_{m2} - I_1 \quad (3.11)$$

ถ้ากำหนดให้  $V_x$  มีค่ามากกว่า  $V_o$

$$V_o = (g_{m2} V_{m2} - I_1) R_o \quad (3.12)$$

จากคุณสมบัติของไดโอด  $D_1$  กระแส  $I_1$  จะสามารถกำหนดได้คือ

$$I_1 = \begin{cases} g_{m1}(V_{m2} - V_{m1}) & ; V_{m1} < V_{m2} \\ 0 & ; V_{m1} \geq V_{m2} \end{cases} \quad (3.13)$$



รูปที่ 3.2 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดโดยใช้วงจรโอทีเอ

จากคุณสมบัติของไดโอด  $D_2$  ความสัมพันธ์ของกระแส  $I_3$  และ  $I_o$  จะสามารถเขียนได้คือ

$$I_o = \begin{cases} 0 & ; V_X \leq V_o \\ g_{m2}V_{in2} - I_1 & ; V_X > V_o \end{cases} \quad (3.14)$$

พิจารณาในกรณีที่  $V_{in1} < V_{in2}$  จะสามารถเขียนสมการได้คือ

$$V_o = (g_{m2}V_{in2} - g_{m1}(V_{in2} - V_{in1}))R_o \quad (3.15)$$

กำหนด  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  จะได้เอาท์พุทคือ

$$V_o = g_m R_o V_{in1} \quad (3.16)$$

พิจารณาในกรณีที่  $V_{in1} > V_{in2}$  จะสามารถเขียนสมการได้คือ

$$V_o = g_{m1} R_o V_{in2} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.16) และ (3.17) จะเห็นว่าวงจรในรูปที่ 3.2 เป็นวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดระหว่างอินพุต  $V_{m1}$  และ  $V_{m2}$  และถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = 1/R_0$  จะสามารถเขียนสมการได้ว่า

$$V_o = \min(V_{m1}, V_{m2}) = \begin{cases} V_{m1} & ; V_{m1} < V_{m2} \\ V_{m2} & ; V_{m1} \geq V_{m2} \end{cases} \quad (3.18)$$

### 3.2.2 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดใช้วงจรสายพานกระแส

วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 วงจรประกอบด้วยวงจรสายพานกระแส 1 วงจร ไดโอด 1 ตัว และตัวต้านทาน 3 ตัว จากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสคือ  $V_x = V_y$  และ  $I_z = I_x$  เมื่อ  $V_x$  และ  $V_y$  คือแรงดันที่ขั้ว X และ Y ตามลำดับ ในขณะที่  $I_z$  และ  $I_x$  คือกระแสที่ไหลที่ขั้ว Z และ X ตามลำดับ เมื่อใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสดังกล่าว จะได้ว่า

$$I_x = \frac{V_{m2} - V_{m1}}{R_1} \quad (3.19)$$

จากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส  $I_x = I_z$  ถ้าค่ากระแส  $I_z$  มีค่าเป็นลบ ( $V_{m1} > V_{m2}$ ) ไดโอด  $D_1$  จะได้รับไบอัสตรงทำให้  $D_1$  นำกระแส ทำให้เกิดกระแส  $I_o$  ไหลในทิศทางตรงกันข้าม เมื่อค่ากระแส  $I_z$  มีค่าเป็นบวก ( $V_{m1} < V_{m2}$ ) ไดโอด  $D_1$  จะได้รับไบอัสกลับทำให้ไดโอด  $D_2$  ไม่ทำงานจากการทำงานดังกล่าวสามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

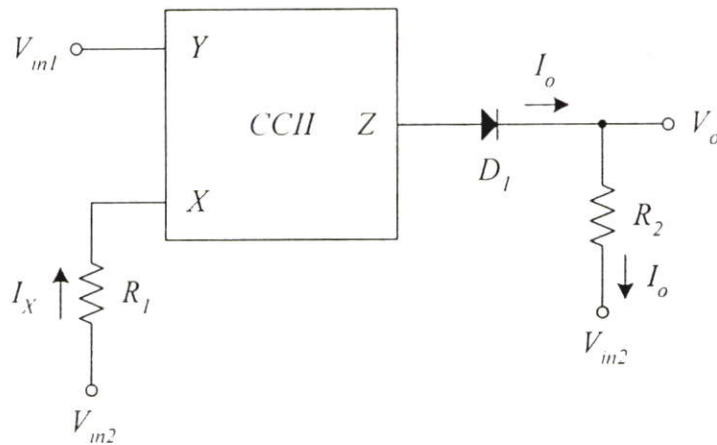
$$I_o = \begin{cases} 0 & ; V_{m1} \leq V_{m2} \\ -I_z = -I_x & ; V_{m1} > V_{m2} \end{cases} \quad (3.20)$$

เมื่อ

$$V_o = I_o R_2 + V_{m2} \quad (3.21)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.21) ด้วยสมการ (3.20) จะได้

$$V_o = \begin{cases} V_{m2} = V_{m1} & ; V_{m1} \leq V_{m2} \\ \left( \frac{V_{m1} - V_{m2}}{R_1} \right) R_2 + V_{m2} & ; V_{m1} > V_{m2} \end{cases} \quad (3.22)$$



รูปที่ 3.3 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดโดยใช้วงจรสายพานกระแส

จากสมการที่ (3.22) เมื่อกำหนด  $R_1=R_2$  จะกำหนดคุณสมบัติวงจรในรูปที่ 3.3 ได้ว่า

$$V_o = \begin{cases} V_{m2} ; & V_{m1} \leq V_{m2} \\ V_{m1} ; & V_{m1} > V_{m2} \end{cases} \quad (3.23)$$

วงจรในรูปที่ 3.4 คือวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดโดยใช้วงจรสายพานกระแส วงจรนี้ใช้อุปกรณ์เท่ากับวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดในรูปที่ 3.3 เมื่อใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสจะสามารถหาสมการได้ว่า

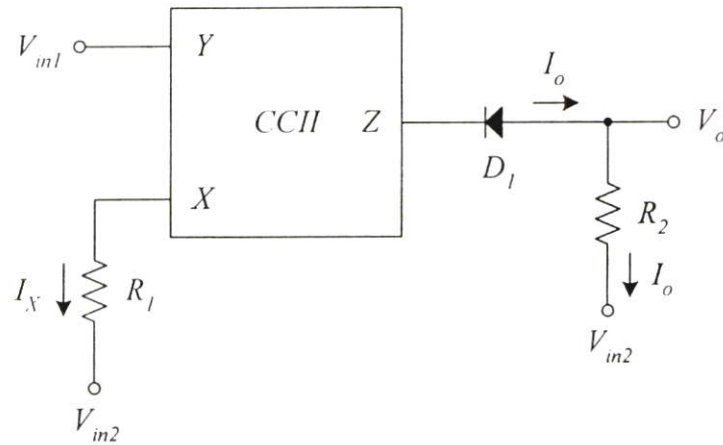
$$I_x = \frac{V_{m2} - V_{m1}}{R_1} \quad (3.24)$$

ไดโอด  $D_1$  จะทำงานเมื่อกระแส  $I_z$  มีค่าเป็นบวก ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_z$  กับ  $I_o$  คือ

$$I_o = \begin{cases} I_z ; & V_{m1} < V_{m2} \\ 0 ; & V_{m1} \geq V_{m2} \end{cases} \quad (3.25)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.24) ด้วยสมการ (2.25) จะได้

$$I_o = \begin{cases} \frac{V_{m1} - V_{m2}}{R_1} ; & V_{m1} < V_{m2} \\ 0 ; & V_{m1} \geq V_{m2} \end{cases} \quad (3.26)$$



รูปที่ 3.4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดโดยใช้วงจรสายพานกระแส

เมื่อ

$$V_o = V_{in2} - I_o R_2 \quad (3.27)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.27) ด้วยสมการ (3.26) จะได้

$$V_o = \begin{cases} V_{in2} - R_2 \left( \frac{V_{in1} - V_{in2}}{R_1} \right) & ; V_{in1} < V_{in2} \\ V_{in2} & ; V_{in1} \geq V_{in2} \end{cases} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.28) เมื่อกำหนด  $R_1 = R_2$  จะกำหนดคุณสมบัติวงจรในรูปที่ 3.4 ได้ว่า

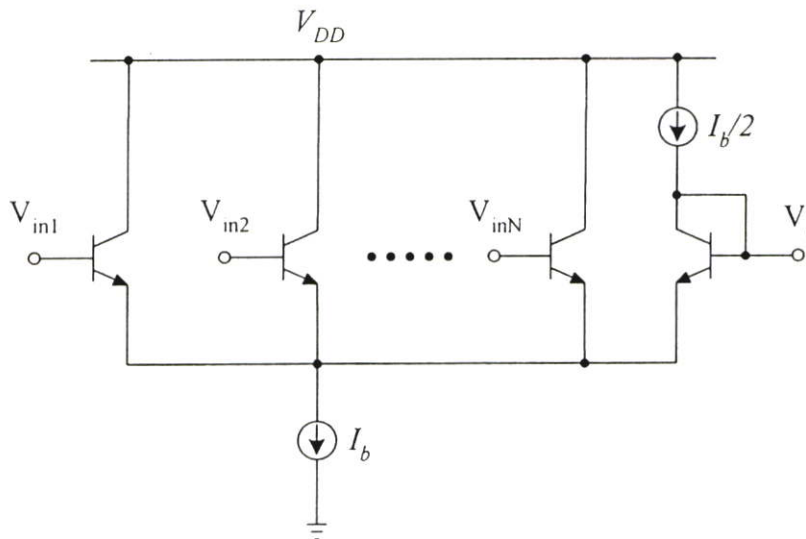
$$V_o = \begin{cases} V_{in2} & ; V_{in1} < V_{in2} \\ V_{in1} & ; V_{in1} \geq V_{in2} \end{cases} \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) แสดงได้ว่าวงจรในรูปที่ 3.4 คือวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดระหว่างอินพุต  $V_{in1}$  และอินพุต  $V_{in2}$

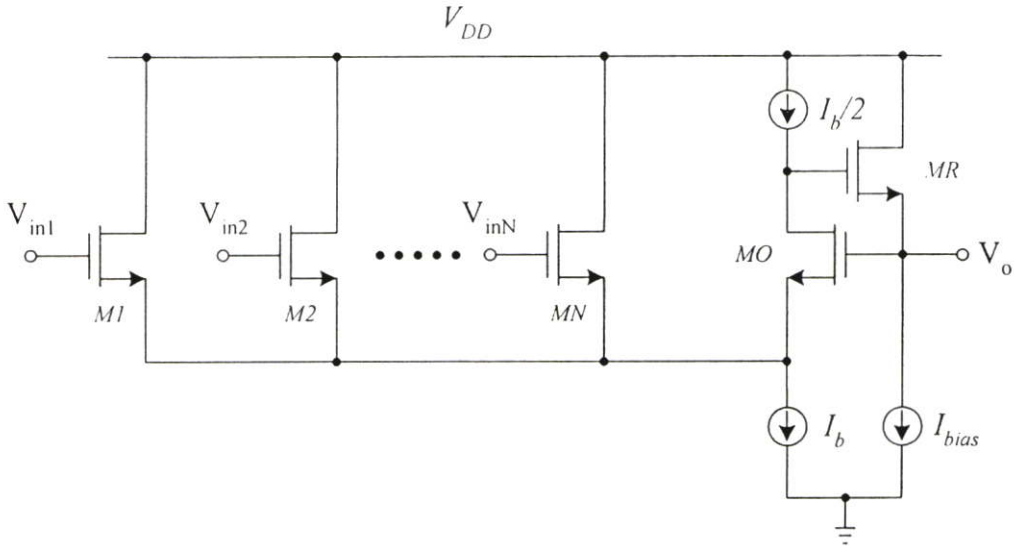
### 3.2.3 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดแบบหลายเอาต์พุต

รูปที่ 3.5 คือวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดของ Yamakawa [4] ซึ่งเป็นวงจรที่รู้จักกันดี วงจรใช้โครงสร้างการต่อทรานซิสเตอร์แบบคอมมอนอีมิเตอร์ซึ่งสามารถมีอินพุตได้ถึง  $n$  อินพุตแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าตามอินพุต  $V_{in}$  ที่มีค่ามากที่สุด ทรานซิสเตอร์อินพุตทั้งหมดจะได้รับไบแอสด้วยกระแส  $I_b/2$  ทรานซิสเตอร์ที่มีอินพุตสูงสุดจะมีค่ากระแสไบแอสสูงสุด วงจรในรูปที่ 3.5 สามารถสร้างใหม่โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 เนื่องจากโดยปกติแล้วค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในตัวของมอสทรานซิสเตอร์จะมีค่าน้อยกว่าในตัวไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นเมื่ออินพุตสองอินพุตหรือมากกว่าต่างมีค่าเข้าใกล้ค่าสูงสุด ค่ากระแส  $I_b/2$  จะถูกแบ่งออกเป็นหลายๆ สาขา ซึ่งทำให้แรงดันเอาต์พุตจะไม่มีค่าตามแรงดันอินพุตสูงสุด ซึ่งปัญหาดังกล่าวนี้ จะเรียกว่า “Corner error” ค่าความนำของมอสทรานซิสเตอร์ที่ต่ำนี้สามารถแก้ไขโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ MR ต่อในลักษณะป้อนกลับกระแสซึ่งจะช่วยให้การตอบสนองทางความถี่ของวงจรดีขึ้นด้วย จากวงจรในรูปที่ 3.5 และ 3.6 จะสามารถเขียนสมการได้ว่า

$$V_{out} = \max\{V_{in1}, V_{in2}, \dots, V_{inN}\} \quad (3.30)$$



รูปที่ 3.5 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดของ Yamakawa [4]



รูปที่ 3.6 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดของ Yamakawa [4] ในแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์

### 3.3 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) เป็นวงจรที่สำคัญอย่างมากสำหรับการออกแบบวงจรประเภทอนาล็อกที่ออกแบบโดยใช้หลักการของวงจรรวม วงจรสะท้อนกระแสที่เราเห็นกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่ประมาณ 4 วงจรที่เป็นวงจรที่เป็นที่นิยมและใช้งานคือ วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน วงจรสะท้อนกระแสแบบคาคโคด วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง แต่อย่างไรก็ตาม วงจรสะท้อนยังได้รับการพัฒนาและเผยแพร่มาอย่างต่อเนื่อง แต่เนื่องจากจากวิทยานิพนธ์นี้ นำเอาเฉพาะวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานมาใช้งานดังนั้นจึงจะขอกล่าวถึงเฉพาะวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานนี้เท่านั้น

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์เพียงสองตัวเท่านั้น ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต ( $I_{out}$ ) และกระแสอินพุต ( $I_{in}$ ) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in} \tag{3.2}$$

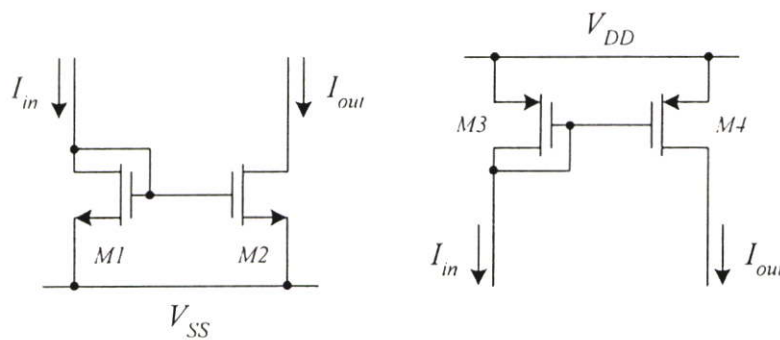
โดยที่  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 สำหรับค่าความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรสามารถกำหนดให้คือ

$$r_{out} = r_{o2} \tag{3.3}$$

ค่าความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรกำหนดให้คือ

$$r_{out} = \frac{1}{g_{ds2}} \quad (3.4)$$

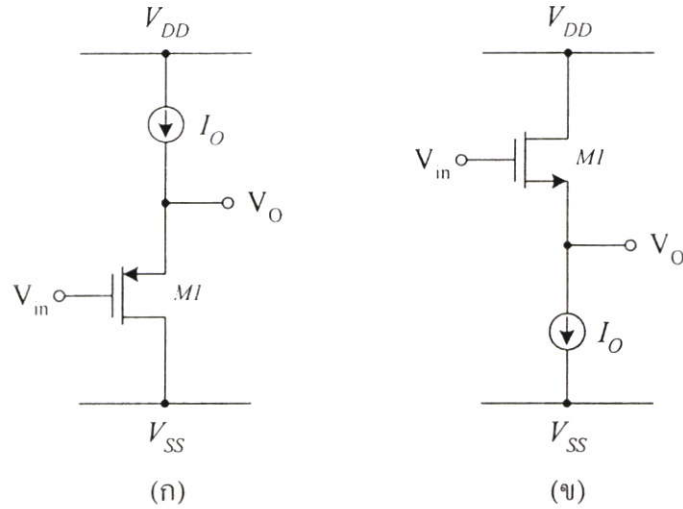
เมื่อ  $g_{ds2}$  คือค่าความนำระหว่างขาคอนและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M2 จากสมการที่ (3.3) และ (3.4) จะเห็นว่าความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 3.1 จะขึ้นอยู่กับความต้านทานทางเอาต์พุตของ Q2 ( $r_{o2}$ ) หรือค่าความนำทางเอาต์พุต ( $g_{ds}$ ) ของ M2 ซึ่งค่าความต้านทานทางเอาต์พุตนี้ในทางอุดมคติควรมีค่าเข้าใกล้อนันต์ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสในแบบต่างๆ เพื่อเพิ่มค่าความต้านทานทางเอาต์พุตซึ่งจะมีผลที่ดีต่อการสะท้อนกระแสของวงจรด้วย



รูปที่ 3.7 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (ก) แบบววก (ข) แบบลบบ

### 3.4 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน

วงจรเลื่อนระดับแรงดัน (Voltage level shifter) ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 1 ตัว และแหล่งจ่ายกระแส 1 แหล่งจ่าย วงจรสามารถออกแบบเป็นวงจรที่เลื่อนระดับทั้งแบบววกและแบบลบบเพียงแค่เปลี่ยนชนิดของมอสทรานซิสเตอร์และตำแหน่งของมอสทรานซิสเตอร์เท่านั้น วงจรทั้งสองแบบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

สมมติว่าทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 3.8(ก) และ (ข) ทำงานในย่านอิมิตัว จากวงจรในรูปที่ 3.2(ก) จะสามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้คือ

$$V_O = V_m + V_{KP} \quad (3.2)$$

โดย  $V_{KP} = \sqrt{\frac{I_O}{\beta_P}} + V_{TP}$   $\beta_P = \frac{\mu_P C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)$  และ  $V_{TP}$  คือค่าแรงดันเทรชโฮลด์ของ PMOS ส่วนรูปที่ 3.2(ข) สามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้คือ

$$V_O = V_m - V_{KN} \quad (3.30)$$

โดยที่  $V_{KN} = \sqrt{\frac{I_O}{\beta_N}} + V_{TN}$   $\beta_N = \frac{\mu_N C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)$  และ  $V_{TN}$  คือค่าแรงดันเทรชโฮลด์ของ NMOS การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.8 สามารถทำได้โดยเขียนวงจรดังกล่าวเป็นวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก ถ้าให้ความสำคัญกับค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาคาเกตและซอร์ส ( $C_{gs}$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์เป็นสำคัญ ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรในรูปที่ 3.2 สามารถหาได้คือ

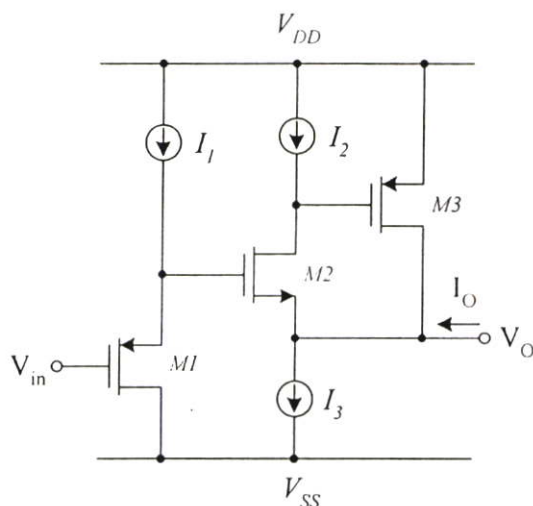
$$\frac{V_O(s)}{V_m(s)} = \frac{g_{d1} + g_O + g_{m1} + sC_{gs1}}{g_{m1} + sC_{gs1}} \quad (3.20)$$

ถ้ากำหนด  $g_{d1}$  และ  $g_o \ll g_m$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{V_o(s)}{V_m(s)} \approx 1 \quad (3.20)$$

โดยที่  $g_{m1}$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ  $M1$   $g_{d1}$  คือค่าความนำที่ขาคอนของ  $M1$  ส่วน  $g_o$  คือค่าความนำภายในของแหล่งจ่ายกระแส จากสมการที่ (3.20) จะเห็นว่าวงจรเลื่อนระดับแรงดันมีอัตราการขยายประมาณ 1 เท่า โดยมีค่าการตอบสนองความถี่ที่สูงมาก

### 3.5 วงจรกันชนป้อนกลับกระแส



รูปที่ 3.9 วงจรกันชนป้อนกลับกระแส

วงจรกันชนป้อนกลับกระแสแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 วงจรประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ 3 ตัว และแหล่งจ่ายกระแส 3 แหล่งจ่าย สมมุติว่ามอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิ่มตัว สมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์สามารถแสดงได้คือ

$$I_{D1} = -K_p (V_{SG1} - |V_{TP}|)^2 \quad (3.21)$$

และ

$$I_{D2} = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad (3.22)$$

โดยที่  $K_p = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)$   $K_n = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)$   $V_{TH}$  คือค่าแรงดันเทรชโฮลด์ของ NMOS และ  $V_{TP}$  คือค่าแรงดันเทรชโฮลด์ของ PMOS แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_1$  และทรานซิสเตอร์ M1 ประกอบเป็นวงจรเลื่อนระดับแรงดัน ส่วนทรานซิสเตอร์ M2 M3 และแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_2$  และ  $I_3$  เป็นวงจรกันชนป้อนกลับกระแส จากรูปที่ 3.9 ถ้าแรงดัน  $V_{in}$  ถูกป้อนเข้าที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์ M1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรเลื่อนระดับแรงดัน โดยมีเอาต์พุตอยู่ที่ขาซอร์ส ซึ่งสามารถกำหนดได้คือ

$$V_{S1} = V_m + \sqrt{\frac{I_1}{K_p}} + |V_{TP}| \quad (3.23)$$

และ

$$V_O = V_{S1} + \sqrt{\frac{I_1}{K_p}} + |V_{TP}| - \sqrt{\frac{I_2}{K_n}} - V_{TN} \quad (3.24)$$

ถ้ากำหนดกระแสไบอัสของ M1 และ M2 มีค่าเท่ากับ

$$\sqrt{\frac{I_2}{K_n}} + V_{TN} = \sqrt{\frac{I_1}{K_p}} + |V_{TP}| \quad (3.25)$$

สมการที่ (3.24) จะสามารถเขียนได้คือ

$$V_O = V_m \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) สามารถสรุปได้ว่า วงจรในรูปที่ 3.9 คือวงจรกันชน (Buffer circuit) ที่มีคุณสมบัติ  $V_{in} = V_{out}$  โดยวงจรดังกล่าวมีคุณสมบัติมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมากเนื่องจากอินพุตต่อเข้ากับขาเกต ส่วนทางด้านเอาต์พุตจะใช้ทรานซิสเตอร์ M3 มาทำหน้าที่ป้อนกลับแบบลบซึ่งจะทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำมาก

### 3.6 สรุป

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่ได้นำเสนอไว้ในอดีต เพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจจึงได้หยิบยกเอาวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นพื้นฐานคือ วงจรโอทีเอ วงจรสายพานกระแส มาอธิบายการทำงาน ต่อมาได้กล่าวถึงวงจรร้อยที่ใช้เป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดซึ่งจะนำเสนอในบทต่อไป

## บทที่ 4

# วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด

### 4.1 บทนำ

วงจรตรวจจับค่าแรงดันหรือกระแสสูงสุดคือวงจรบล็อกพื้นฐานที่สามารถประยุกต์ใช้งานได้มากมาย เช่น ใช้งานในเครือข่ายประสาท การประมวลผลแบบดิจิทัลและฟิซซี่โลจิก [16] ที่ผ่านมามีวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟ เช่น ใช้วงจรโอทีเอ ใช้วงจรสายพานกระแสต่อร่วมกับไดโอดและตัวต้านทานเผยแพร่ใน [2]-[4] ข้อเสียของวงจรดังกล่าวคือเนื่องจากใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟต่อร่วมกับไดโอด ซึ่งไดโอดจะทำงานได้ต้องมีแรงดันตกคร่อมตัวมัน 0.6V จึงทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณค่อนข้างมากและเนื่องจากวงจรใช้วงจรแอ็กทิฟเป็นพื้นฐานจึงทำให้ไม่เหมาะกับการขยายเป็นวงจรที่มีหลายอินพุต นอกจากนี้วงจรที่ใช้โอทีเอเป็นพื้นจะมีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตที่แคบ โดยปกติแล้ววงจรตรวจจับค่าแรงดันหรือกระแสสูงสุดหลายอินพุตจะสร้างจากวงจร Winner Take All หรือจากวงจรคอมมอนอิมิตอร์หรือคอมมอนซอร์ส [5]-[14]

ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดหลายอินพุตแบบอนาลอก โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติ เป็นวงจรมีความง่าย มีความเร็วสูง มีความเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก โครงสร้างของวงจรประกอบด้วย วงจรเลื่อนระดับแรงดัน วงจรกันชนป้องกันกลับกระแส จากโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอเหมาะกับวงจรประเภทใช้แรงดันต่ำและเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

### 4.2 วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอ

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรกันชนป้องกันกลับกระแส วงจรประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่  $I_2$  และ  $I_3$  และมอสทรานซิสเตอร์ M2 และ M3 ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ M2 และ M3 ทำงานในย่านอิ่มตัว มอสทรานซิสเตอร์ M3 ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสด้านบวก ส่วน  $I_3$  เป็นตัวจ่ายกระแสด้านลบหรืออีกนัยหนึ่งคือรักษาสภาพการเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้คงที่ จากวงจรสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ M2 และ M3 สามารถกำหนดได้คือ

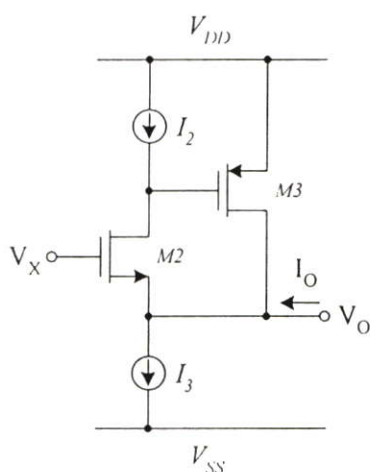
$$I_{D2} = K_2(V_{GS2} - V_{T2})^2 \quad (4.1.1)$$

และ

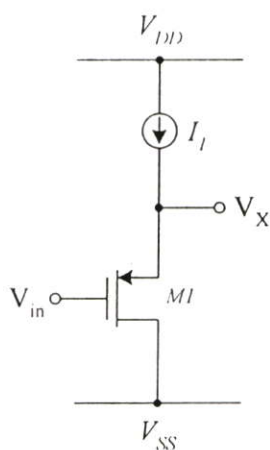
$$I_{D3} = K_3(V_{SG3} - |V_{T3}|)^2 \quad (4.1.2)$$

โดยที่  $K_1=0.5\mu_3C_{ox}(W/L)$   $K_3=0.5\mu_3C_{ox}(W/L)$   $V_{T2}$  และ  $V_{T3}$  คือค่าแรงดันแธรชโฮลด์ และ  $\mu_2$  และ  $\mu_3$  คือค่าสภาพคล่องตัวของพาหะที่ผิวบริเวณแกนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ M2 และ M3 ตามลำดับ จากรูปที่ 4.1 แรงดัน  $V_X$  ถูกป้อนเข้าที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ M2 และมีเอาต์พุตออกที่ขาซอร์สของตัวมัน จากวงจรในรูปที่ 4.1 สามารถกำหนดสมการแรงดันเอาต์พุตได้คือ

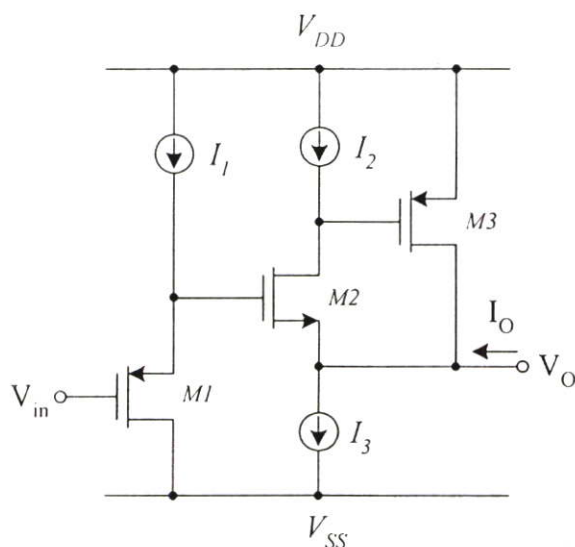
$$V_O = V_X - \sqrt{\frac{I_2}{K_2}} - V_{T2} \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.1 วงจรกันชนป้อนกลับกระแส



รูปที่ 4.2 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน



รูปที่ 4.3 วงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่สมบูรณ์

จากสมการที่ (4.2) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยแรงดัน  $V_x$  และค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นค่าแรงดันออฟเซต ซึ่งค่าแรงดันออฟเซตนี้ต้องกำจัดทิ้งไป ค่าแรงดันออฟเซตนี้สามารถหักล้างออกด้วยวงจรเลื่อนระดับแรงดันที่แสดงในรูปที่ 4.2 จากวงจรเลื่อนระดับแรงดันในรูปที่ 4.2 ค่าแรงดันเอาต์พุตสามารถกำหนดได้คือ

$$V_x = V_m + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + |V_{T1}| \quad (4.3)$$

เมื่อนำวงจรในรูปที่ 4.1 และวงจรในรูปที่ 4.2 มารวมกัน วงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่สมบูรณ์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 แรงดันเอาต์พุตสามารถเขียนได้คือ

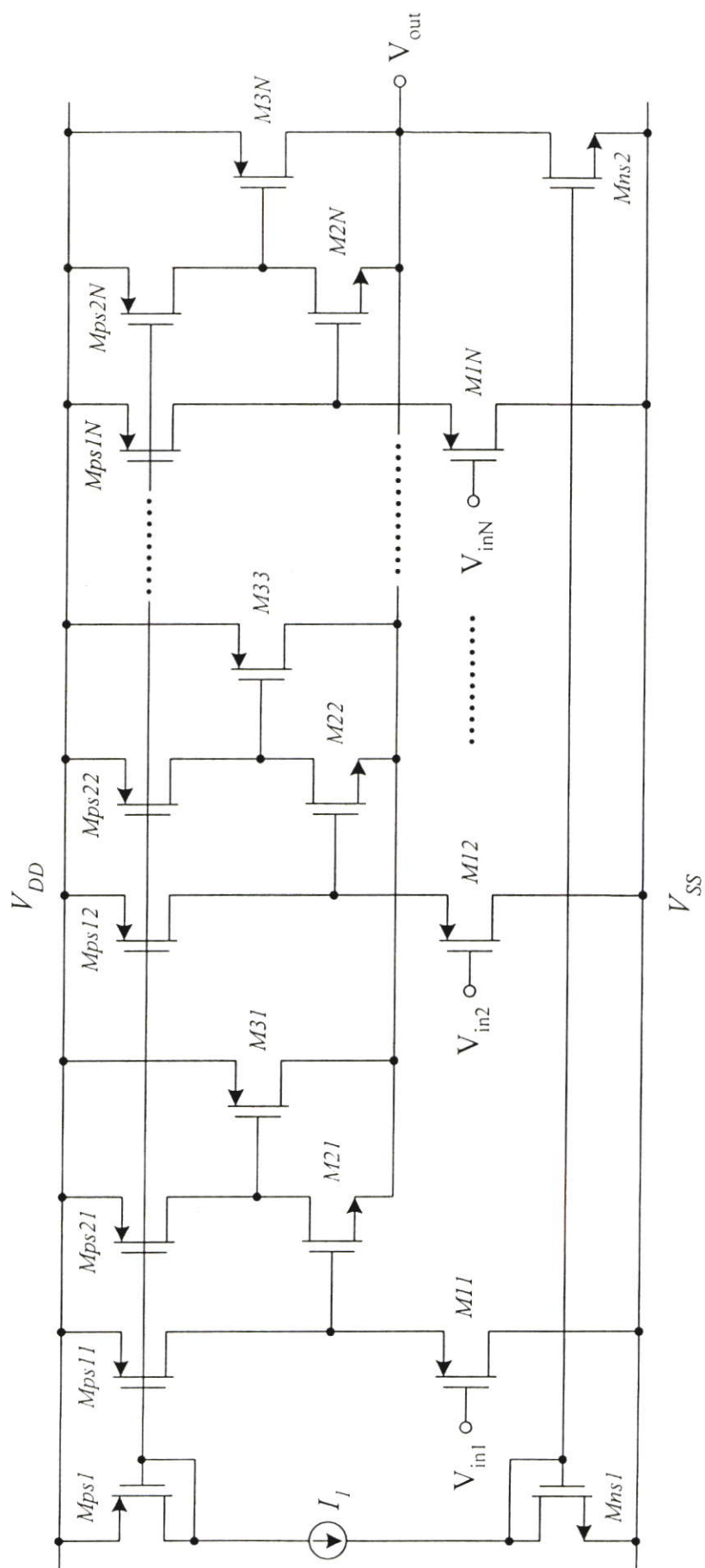
$$V_O = V_{S2} = V_m + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + |V_{T1}| - \sqrt{\frac{I_2}{K_2}} - V_{T2} \quad (4.4)$$

และถ้ากำหนดให้

$$\sqrt{\frac{I_2}{K_2}} + V_{T2} = \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + |V_{T1}| \quad (4.5)$$

สมการที่ (4.4) จะมีค่าเป็น

$$V_O = V_m \quad (4.6)$$



รูปที่ 4.4 วงจรตรวจจ่ายค่าแรงดันสูงสุดที่สมบูรมที่นำเสนอ

จากสมการที่ (4.6) สรุปได้ว่าวงจรในรูปที่ 4.3 คือวงจรกันชนที่ให้ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับอินพุต ซึ่งวงจรดังกล่าวนี้จะใช้เป็นวงจรส่วนประกอบที่สำคัญสำหรับวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่จะนำเสนอต่อไป

โดยใช้วงจรในรูปที่ 4.3 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่สมบูรณ์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 โดยนำวงจรรูปที่ 4.3 มาต่อในลักษณะขนาน ถ้าค่าแรงดันของอินพุตใดมีค่ามากที่สุด ทรานซิสเตอร์  $M_{i3}$  ของอินพุตชุดนั้นจะนำกระแสส่วนอินพุตที่มีค่าแรงดันน้อยกว่าจะหยุดนำกระแส ทำให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  เท่ากับแรงดันอินพุตของชุดอินพุตที่มีค่าแรงดันสูงสุด กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน  $M_{i3}$  ของชุดอินพุตที่มีค่าแรงดันสูงสุด โดยที่  $i = 1, 2, \dots, N$  คือจำนวนชุดอินพุต จากการทำงานดังกล่าววงจรในรูปที่ 4.4 สามารถกำหนดเป็นสมการได้คือ

$$V_{out} = \text{Max}(V_{m1}, V_{m2}, \dots, V_{mN}) \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.7) แสดงได้ว่าวงจรในรูปที่ 4.4 คือวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่มีอินพุตได้  $n$  อินพุต วงจรที่นำเสนอใช้วงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่แสดงในรูปที่ 4.3 จากสมการที่ (4.6) ซึ่งแสดงคุณสมบัติของวงจรดังกล่าว จะเห็นว่าสมการไม่มีค่าพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบของอุณหภูมิรวมอยู่ ดังนั้นเมื่อวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดในรูปที่ 4.4 ใช้วงจรในรูปที่ 4.3 เป็นวงจรพื้นฐาน วงจรที่นำเสนอจึงเป็นอิสระจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิด้วย

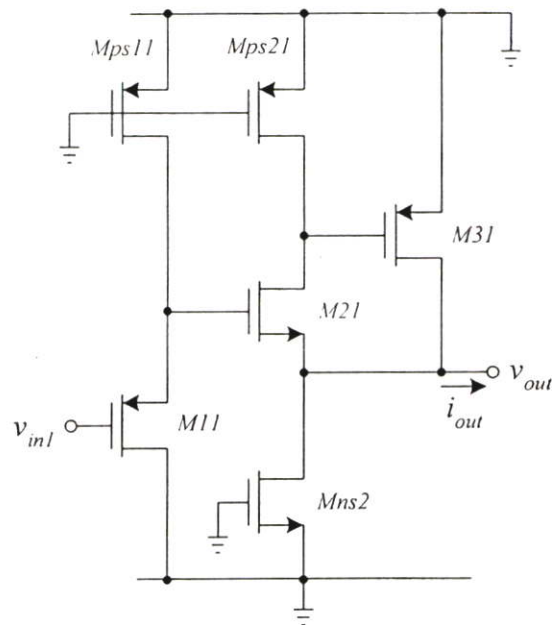
### 4.3 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

วงจรที่จะนำมาวิเคราะห์หาประสิทธิภาพแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นวงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่ใช้เป็นอินพุตของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 โดยเลือกเอาเพียง 1 ชุดอินพุตเท่านั้นมาวิเคราะห์ ถ้าสมมุติว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิต์และใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรสามารถหาได้ดังนี้

ค่าพารามิเตอร์แรกที่จะพิจารณาคือค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ( $r_m$ ) เนื่องจากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์มีสูงมาก เมื่ออินพุตถูกป้อนเข้าที่ขาเกตจึงทำค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรที่นำเสนอมีค่าสูงมากตามไปด้วยซึ่งสามารถประมาณได้คือ

$$r_m \approx \infty \quad (4.8)$$

แต่ในทางปฏิบัติค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์อาจจะไม่เป็นอนันต์แต่จะมีค่าสูงมากซึ่งอยู่ในย่าน  $M\Omega$



รูปที่ 4.5 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ

ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ( $r_o$ ) ของวงจรในรูปที่ 4.5 มีค่าประมาณ

$$r_o = \frac{v_{out}}{i_{out}} \approx \frac{g_{d(Mps21)} + g_{d(M21)}}{g_{m(M31)}(g_{d(M21)} + g_{m(Mps21)}) + (g_{d(Mns2)} + g_{d(M21)})(g_{m(M21)} + g_{d(M21)} + g_{d(Mns2)} + g_{d(M31)})} \quad (4.9)$$

ถ้าค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในสมการที่ (4.9) กำหนดได้จากการจำลองการทำงานมีค่าคือ

$$g_{d(M21)} = 4.54 \times 10^{-5} \text{ A/V}$$

$$g_{d(M31)} = 4.48 \times 10^{-5} \text{ A/V}$$

$$g_{d(Mps21)} = 1.95 \times 10^{-5} \text{ A/V}$$

$$g_{d(Mns2)} = 1.31 \times 10^{-4} \text{ A/V}$$

$$g_{m(M21)} = 1.36 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$g_{m(M31)} = 1.71 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$g_{m(Mps21)} = 7.31 \times 10^{-4} \text{ A/V}$$

ดังนั้นค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ  $40\Omega$

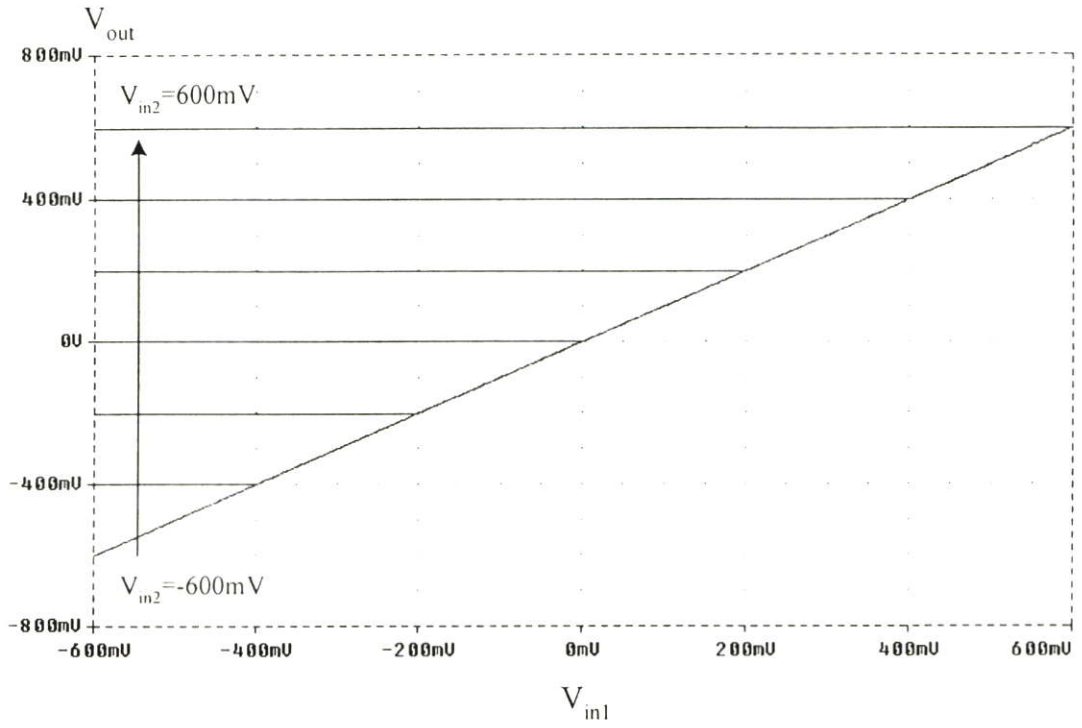
#### 4.4 ผลการเลียนแบบการทำงาน

เพื่อตรวจสอบการทำงานและประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอ วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 จะถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์  $0.5\mu\text{m}$  ของ MIETEC กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{DD}=1.5$  โวลต์ และ  $V_{SS}=-1.5$  โวลต์ แหล่งจ่ายกระแสที่  $I_1=60\mu\text{A}$  เนื่องจากวงจรในรูปที่ 4.4 ใช้วงจรในรูปที่ 4.3 มาต่อแบบขนานกัน ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของอินพุตชุดที่ 1 จะเหมือนกับชุดที่ 2 หรือชุดต่อๆ ไป ดังนั้นค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ชุดที่ 1 จะเหมือนกับชุดที่ 2 หรือชุดต่อๆ ไปด้วย ซึ่งค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ชุดที่ 1 ในวงจรที่ 4.4 กำหนดได้ดังตารางที่ 4.1 สำหรับวงจรตรวจจับค่าสูงสุด 2 อินพุตและ 3 อินพุต กำหนดค่า Mns2 เท่ากับ  $200\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  และ  $300\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  ตามลำดับ ทรานซิสเตอร์ Mns2 จะทำหน้าที่จ่ายกระแส ดังนั้นถ้าต้องการกระแสจำนวนมากเพื่อขับโหลดจึงสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า W/L ของ Mns2

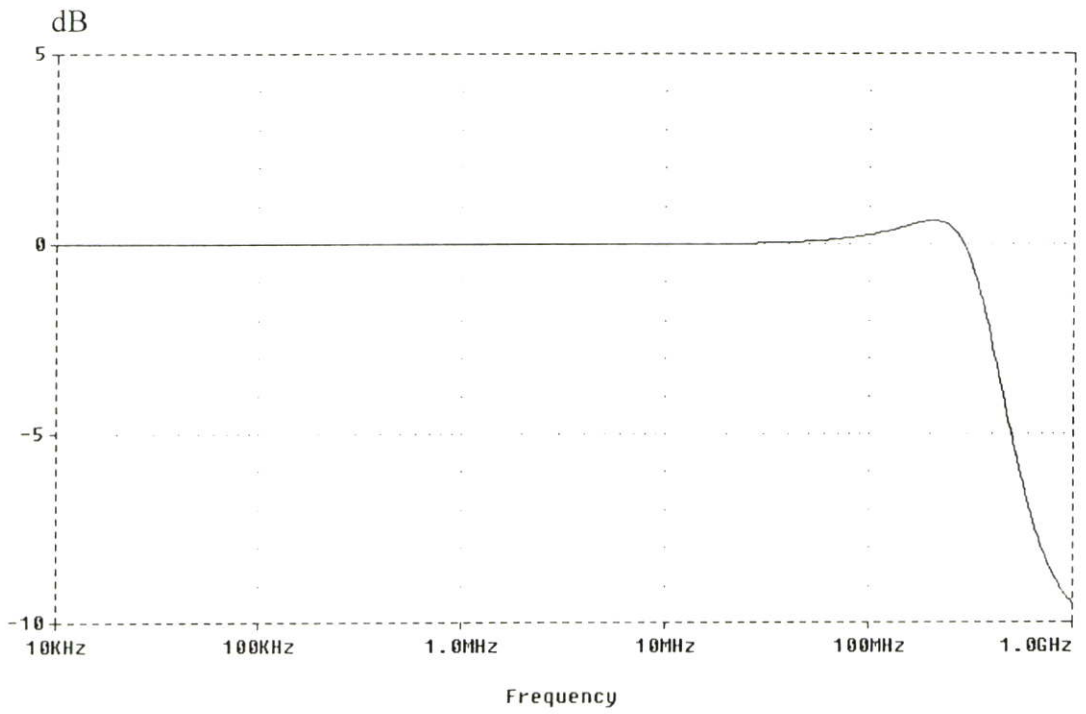
ตารางที่ 4.1 ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	ค่า W/L( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )
M11, M12	20/1
M13	100/1
Mps1	500/2
Mps11	40/2
Mps21	100/2
Mns1	200/2

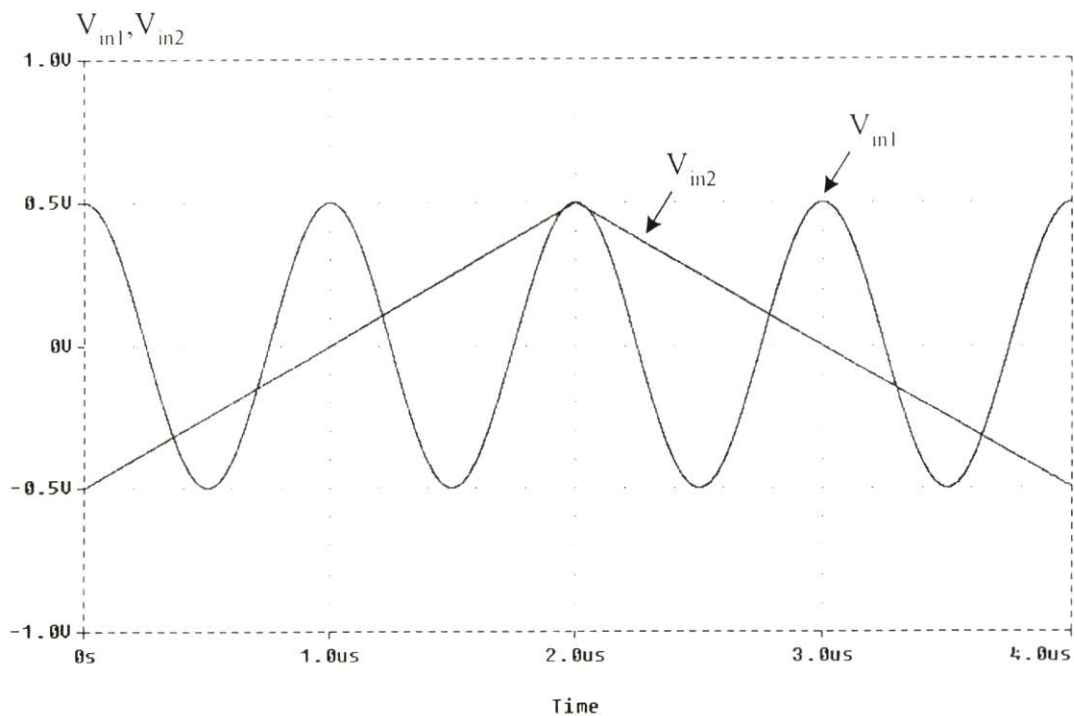
รูปที่ 4.6 แสดงคุณสมบัติทาง ไฟฟ้ากระแสตรง ของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดแบบ 2 อินพุต ซึ่งแรงดันออฟเซตถูกปรับให้มีค่าจนใกล้กับ 0 จากรูปที่ 4.6 วงจรที่นำเสนอมีย่านอินพุตปฏิบัติงานกว้างประมาณ  $\pm 600$  mV รูปที่ 4.7 แสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอ จากผลการจำลอง แบนด์วิดท์ของวงจรมีค่า 415MHz รูปที่ 4.8 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 1MHz เข้าที่อินพุต  $V_{in1}$  และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 250kHz เข้าที่อินพุต  $V_{in2}$  รูปคลื่นทั้งสองมีขนาด  $1V_{p-p}$  จากผลการจำลองการทำงานแสดงได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องและพบว่าความไวในช่วงการเปลี่ยนสถานะจากอินพุตหนึ่งไปยังอินพุตหนึ่งจะใช้เวลาไม่เกิน  $0.5\mu\text{s}$



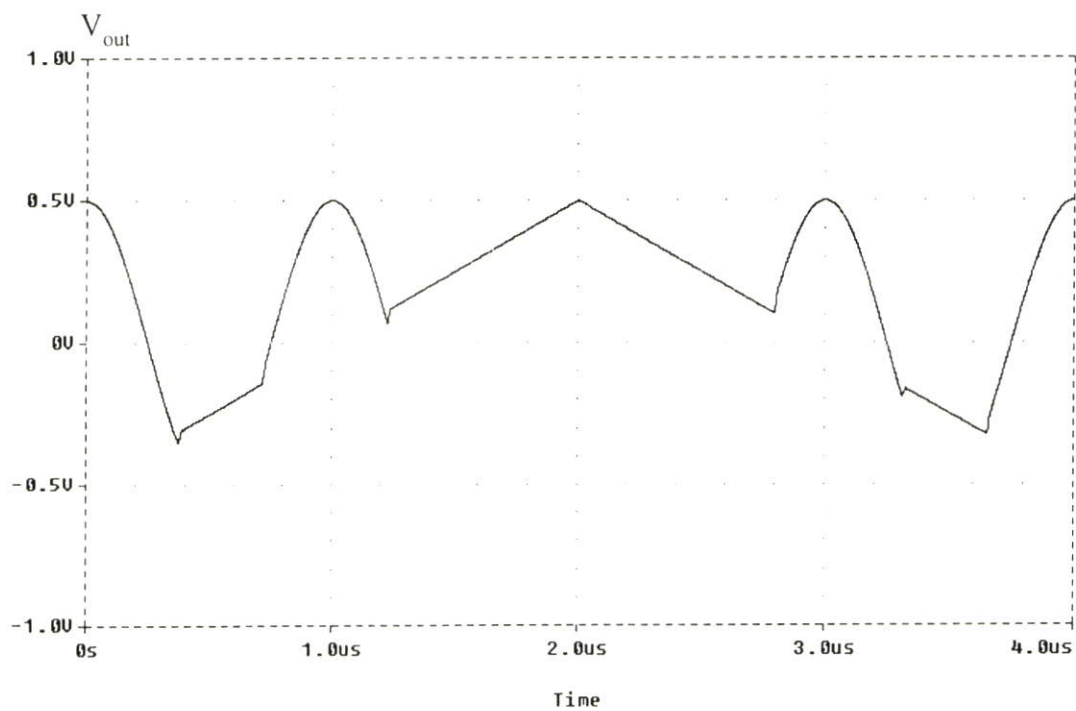
รูปที่ 4.6 คุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรง ของวงจรตรวจจับค่าสูงสุด



รูปที่ 4.7 การตอบสนองความถี่ของวงจร

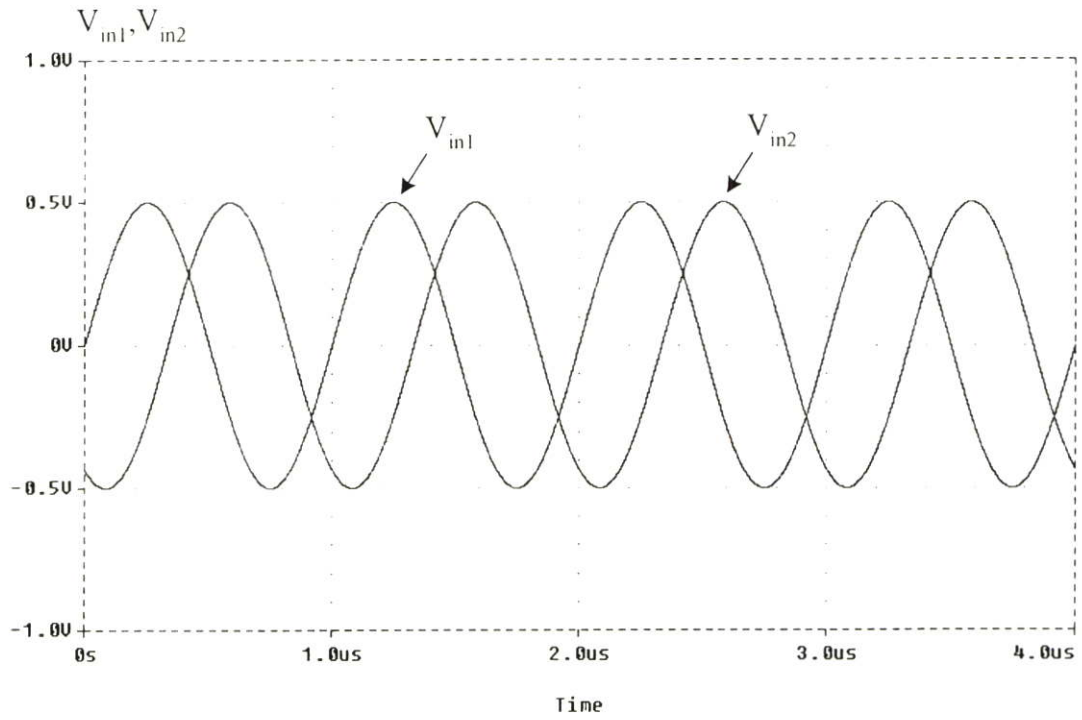


(ก)

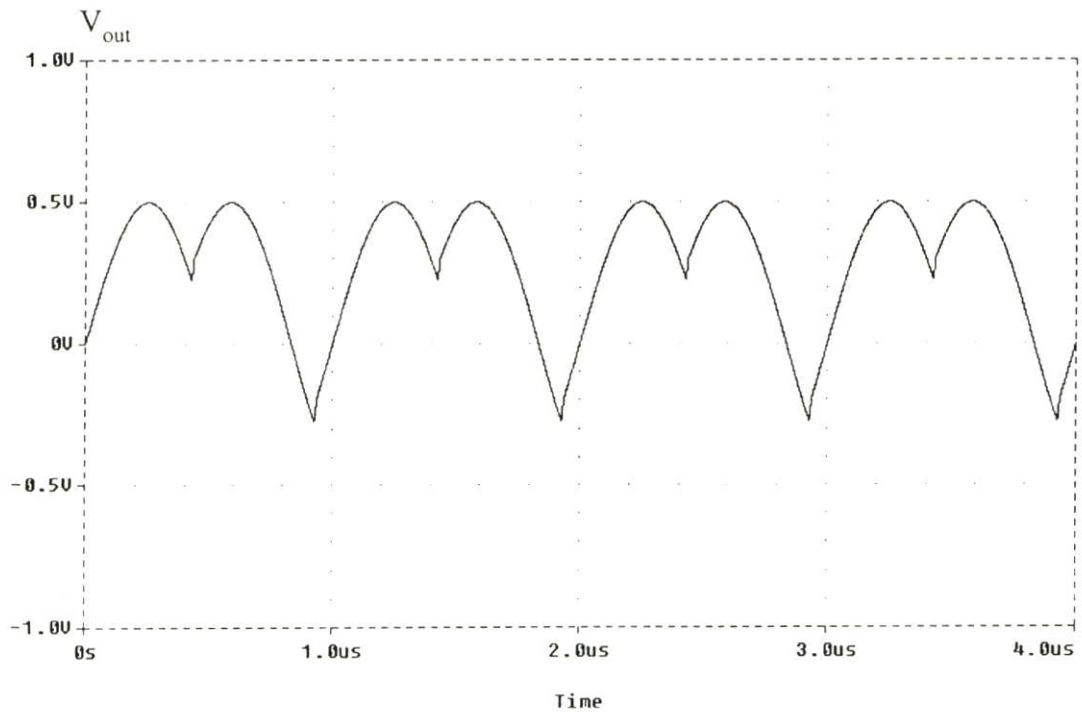


(ข)

รูปที่ 4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุต (ก) อินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ 250kHz ตามลำดับ (ข) เอาท์พุท

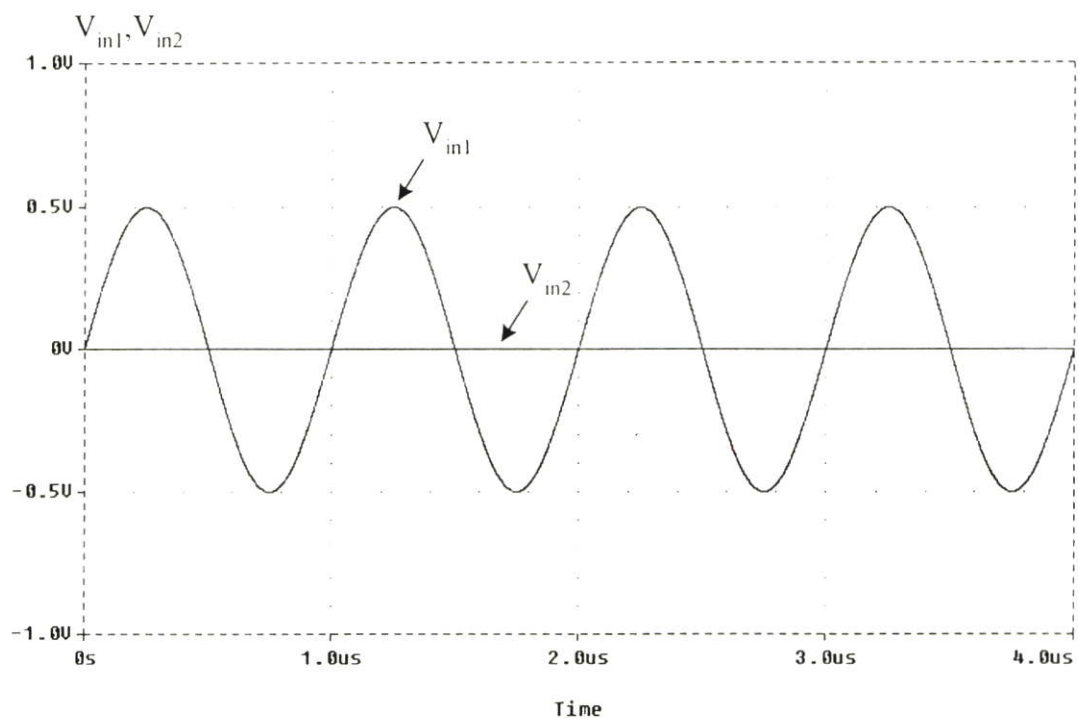


(ก)

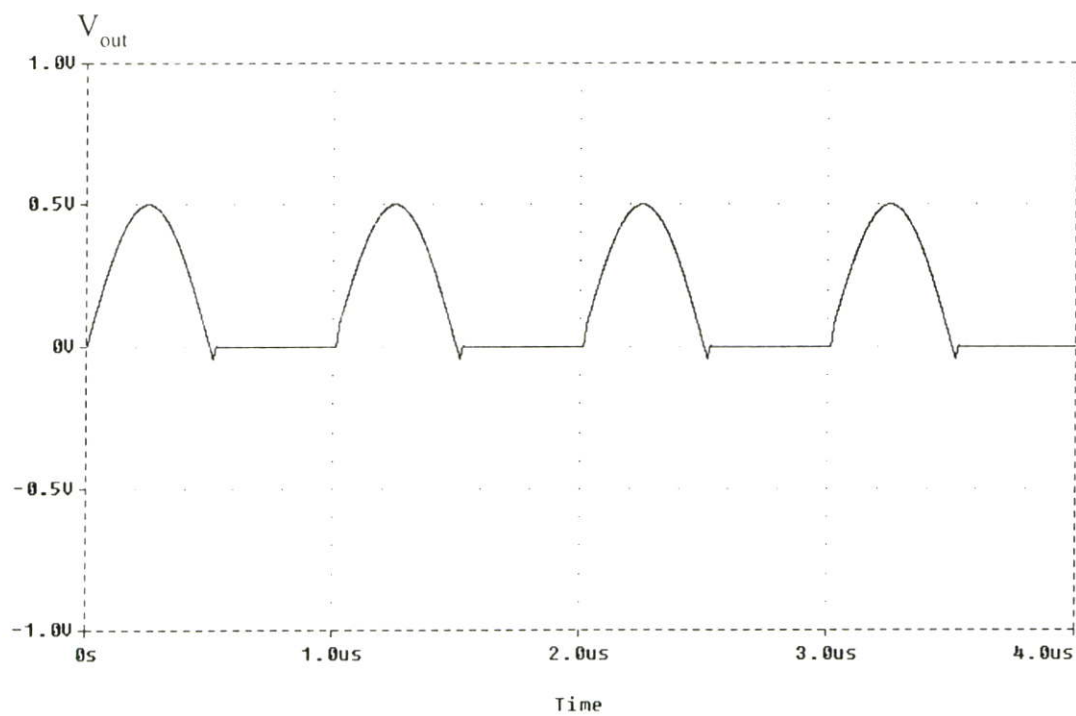


(ข)

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุตที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา (ก) อินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ขนาด  $1V_{P-P}$  ความถี่ 1MHz (ข) เอาท์พุท



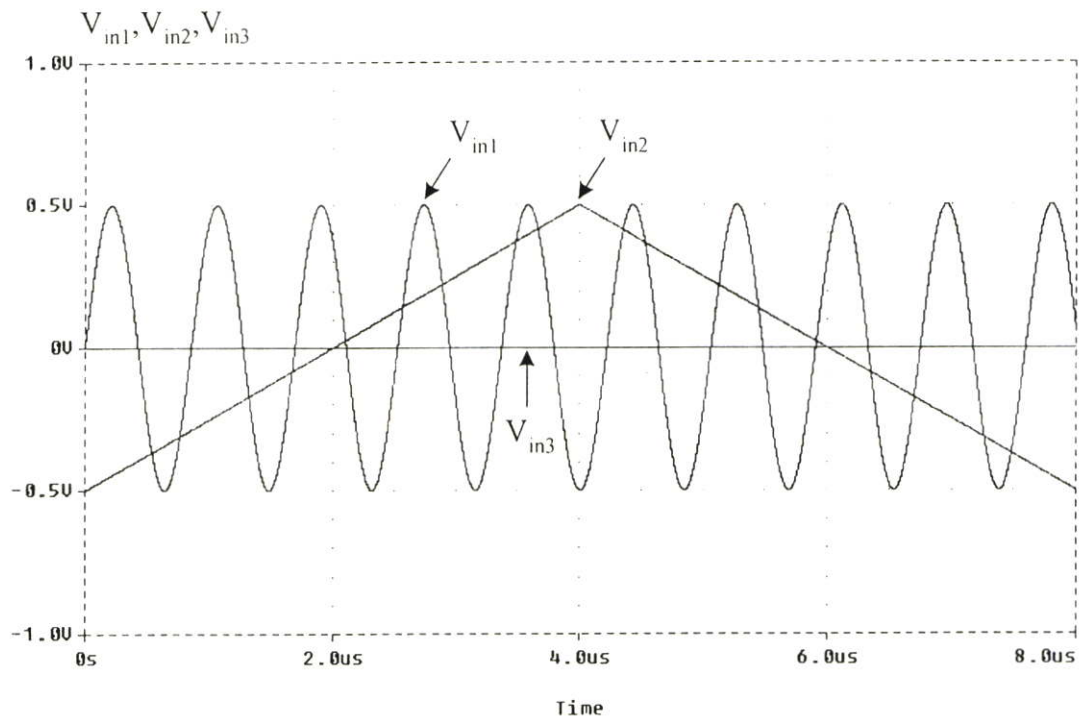
(ก)



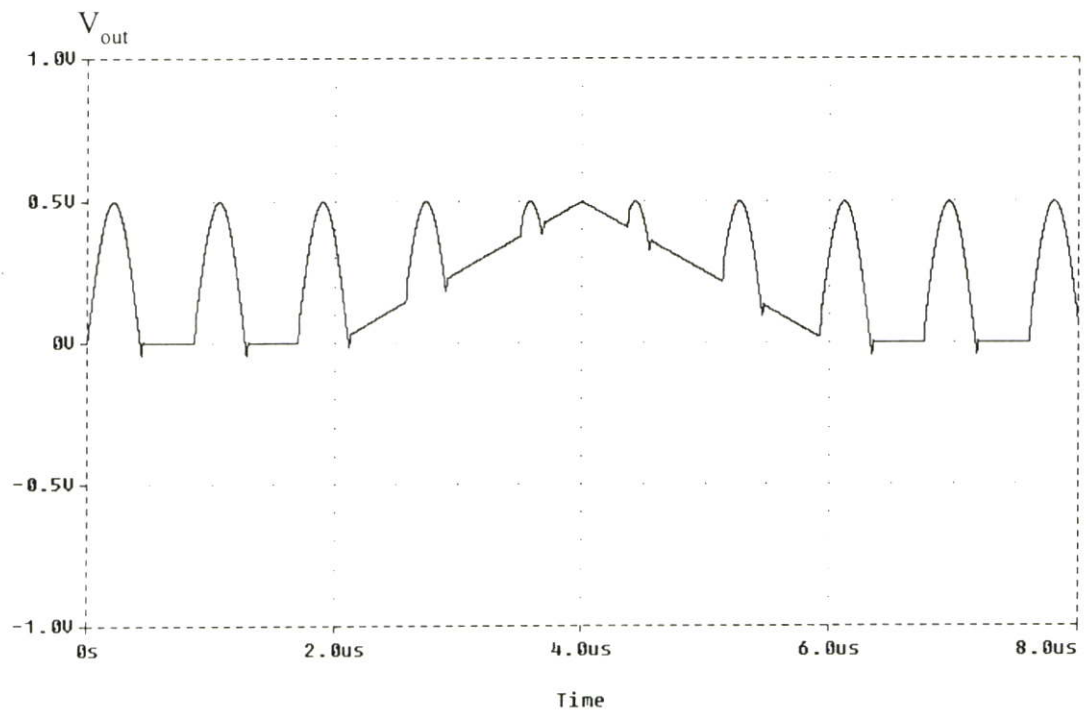
(ข)

รูปที่ 4.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรจذبค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุต สำหรับกรณีอินพุต

$V_{in1}$  ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}=0$  (ก) อินพุต (ข) เอาท์พุท

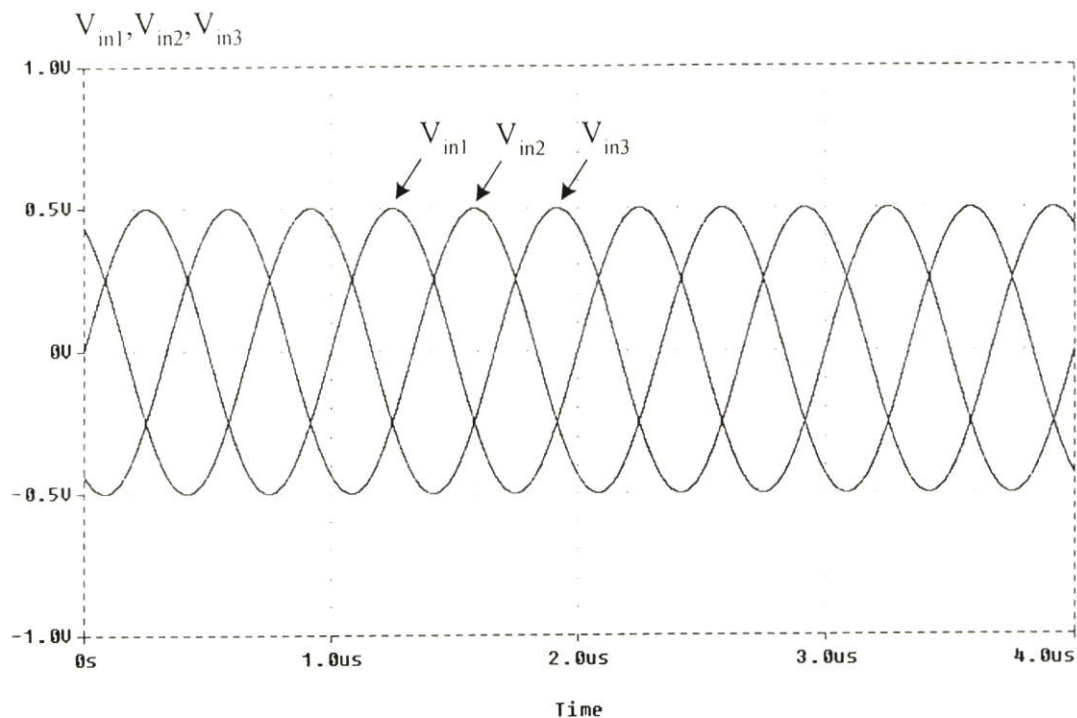


(ก)

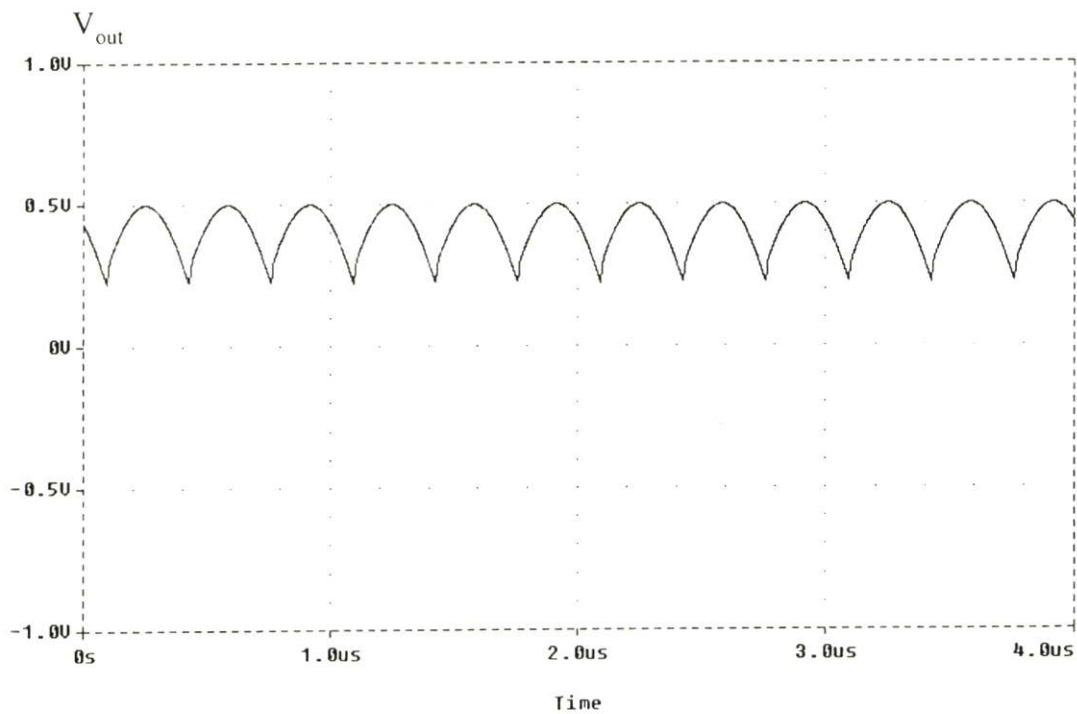


(ข)

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุต สำหรับอินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ความถี่ 1MHz และ 125kHz ขนาด  $1V_{p-p}$  และ  $V_{in3}=0$  (ก) อินพุต (ข) เอาท์พุท

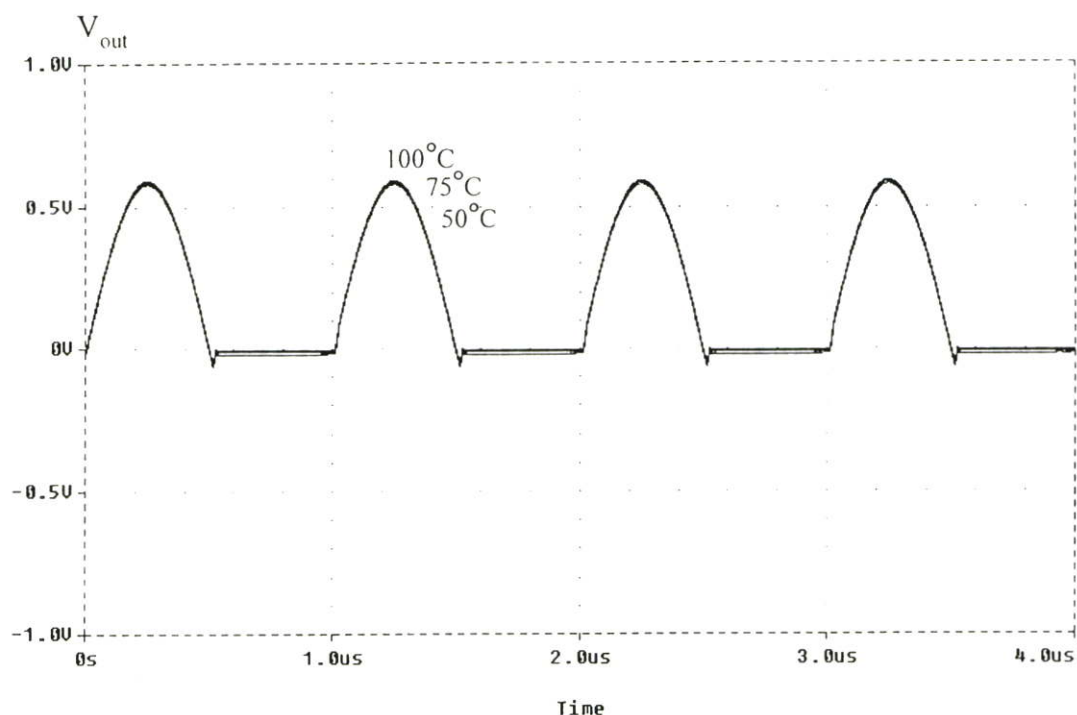


(ก)



(ข)

รูปที่ 4.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรจذبค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุตที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา (ก) อินพุต  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$  และ  $V_{in3}$  ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz (ข) เอาท์พุท



รูปที่ 4.13 เอาต์พุตแบบครึ่งคลื่นของวงจรที่นำเสนอสู่อุณหภูมิแตกต่างกัน

รูปที่ 4.9 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุต โดยทั้งสองอินพุตป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz ขนาด  $1V_{p-p}$  สัญญาณทั้งสองมีเฟสต่างกัน 120 องศาแสดงในรูปที่ 4.9(ก) เอาต์พุตแสดงได้ดังรูปที่ 4.9(ข) จากเอาต์พุตจะเห็นว่าวงจรสามารถตรวจจับค่าสูงสุดของรูปคลื่นได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 4.10 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุต สำหรับกรณีอินพุต  $V_{in1}$  คือสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}$  มีค่า 0 โวลต์ รูปคลื่นทางเอาต์พุตของการทำงานกรณีดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.10(ข) จากการทำงานในกรณีนี้วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นได้ จากผลการจำลองจะเห็นว่ารูปคลื่นทางเอาต์พุตมีความเที่ยงตรง นอกจากนี้ยังสามารถกำหนดจุดตัดของรูปคลื่นได้ตามความต้องการได้อีกด้วย ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดค่าแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรง ได้ตามต้องการที่  $V_{in2}$  จากกรณีนี้ทำให้วงจรสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรไม่เป็นเชิงเส้นได้เป็นอย่างดี รูปที่ 4.11 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุตสำหรับกรณีอินพุต  $V_{in1}$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 125kHz ทั้งคู่มีขนาด  $1V_{p-p}$  ส่วน  $V_{in3}$  มีค่า 0 โวลต์ รูปคลื่นทางเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11(ข) จากผลการจำลองแสดงวงจรสามารถตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 4.12 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุต โดยแต่ละอินพุตเป็นสัญญาณ

รูปคลื่นซายน์ความถี่ 1MHz มีเฟสต่างกัน 120 องศา เอาท์พุทแสดงได้ดังรูปที่ 4.12(ข) การทำงานของวงจรตรวจ จับแรงดันที่แสดงในรูปที่ 4.9 และ 4.12 สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้ในวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดราเจอร์ [17] เพื่อควบคุมแอมพลิจูดของวงจรกำเนิดสัญญาณ เพื่อแสดงว่าวงจรตรวจจับค่าแรงดันที่นำเสนอมีเสถียรภาพดี เอาท์พุทแบบครึ่งคลื่นของวงจรที่นำเสนอที่อุณหภูมิ 50°C 75°C และ 100°C เมื่อป้อนอินพุท  $V_{in1}$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 1MHz ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}=0$  โวลต์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.13 ผลการจำลองนี้เพื่อยืนยันสมการที่ (4.7)

ตารางที่ 4.2 คุณสมบัติของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	ค่า
เทคโนโลยี	0.5 $\mu$ m CMOS
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1.5V$
ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุท	$\pm 6000mV$
แบนด์วิดท์ของวงจร	415MHz
การใช้กำลังงาน (2 อินพุท)	0.64mW

#### 4.5 สรุป

วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอในบทนี้เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติคือมีประสิทธิภาพดี มีโครงสร้างวงจรที่ง่าย วงจรที่นำเสนอสามารถมีอินพุทได้ n อินพุทโดยวงจรประกอบขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและวงจรป้อนกลับกระแสซึ่งทำให้วงจรสามารถปรับค่าแรงดันออฟเซตได้โดยง่าย ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแสดงว่าวงจรที่นำเสนอมีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเที่ยงตรง ทำงานที่แรงดันต่ำและมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก

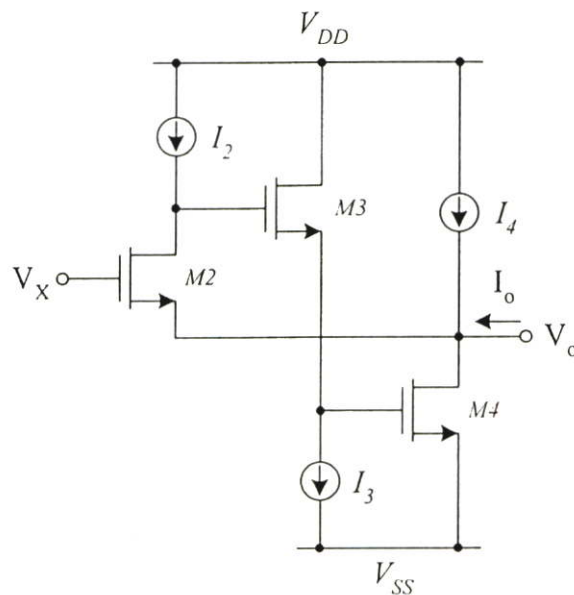
## บทที่ 5

# วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด

### 5.1. บทนำ

บทที่ 4 ที่ผ่านมามีได้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดแบบหลายเอาต์พุต โดยใช้หลักการที่เหมือนกับที่กล่าวไว้ในบทที่ 4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดจึงสามารถนำเสนอในบทที่ 5 วงจรที่นำเสนอสร้างจากวงจรแบบ Winner Take All ดังนั้นจึงสามารถมีอินพุตได้  $n$  อินพุตโดยไม่เกิดการหน่วงสัญญาณเช่นเดียวกับวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด วงจรสร้างขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและใช้การป้อนกลับกระแสทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าต่ำ วงจรเลื่อนระดับแรงดันที่ป้อนกลับกระแสเพื่อช่วยทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำนี้จะเรียกว่า วงจรกันชนป้อนกลับกระแส วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติ มีความแม่นยำ โครงสร้างไม่ซับซ้อน มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมากและใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ

### 5.2. หลักการและวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 5.1 วงจรกันชนป้อนกลับกระแส

รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่จะใช้เป็นวงจรพื้นฐานเพื่อสร้างวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด วงจรประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$  และทรานซิสเตอร์  $M2$ ,  $M3$ ,  $M4$

ทรานซิสเตอร์ M3 M4 และ  $I_3$  ทำงานเป็นวงจรเลื่อนระดับแรงดันเพื่อกลับสถานะทางส่วนเอาต์พุต จากวงจรในรูปที่ 5.1 แรงดัน  $V_X$  ถูกป้อนเข้าที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์ M2 และเอาต์พุตออกที่ขาซอร์สของตัวมัน ถ้าสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ M2 ทำงานในย่านอิ่มตัว สมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ M2 สามารถกำหนดได้คือ

$$I_{D2} = K_p(V_{GS2} - V_{T2})^2 \quad (5.1)$$

โดยที่  $K_p = 0.5\mu_p C_{OX}(W/L)$   $V_{TH2}$  คือค่าแรงดันแธรชโฮลด์ และ  $\mu_p$  คือค่าสภาพคล่องตัวของพาหะที่ผิวบริเวณแชนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ M2 จากวงจรในรูปที่ 5.1 ค่า  $V_{GS2} = V_X - V_O$  และ  $I_{D2} = I_2$  ดังนั้นจากสมการที่ (5.1) แรงดันเอาต์พุตสามารถกำหนดได้คือ

$$V_o = V_X - \sqrt{\frac{I_2}{K_2}} - V_{T2} \quad (5.2)$$

จากสมการที่ (5.2) จะเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 5.1 มีค่าพจน์ที่เป็นแรงดัน DC ประกอบอยู่ซึ่งเป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตไม่เท่ากับอินพุต ซึ่งค่าแรงดัน DC นี้สามารถหักล้างทิ้งไปด้วยวงจรเลื่อนระดับแรงดันที่แสดงดังรูปที่ 5.2 จากวงจรในรูปที่ 5.2 M1 เป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P ซึ่งสมการกำหนดได้คือ

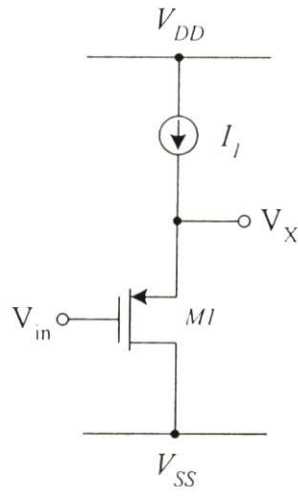
$$I_{D1} = K_1(V_{GS1} - |V_{T1}|)^2 \quad (5.3)$$

เมื่อ  $V_{GS1} = V_X - V_m$  และ  $I_{D1} = I_1$  สมการที่ (5.4) เขียนใหม่ได้คือ

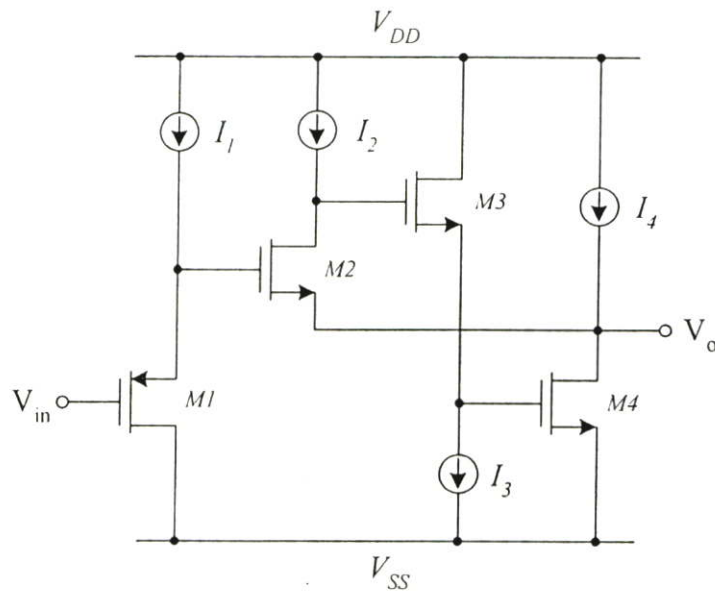
$$V_X = V_m + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + |V_{T1}| \quad (5.4)$$

วงจรในรูปที่ 5.2 คือวงจรเลื่อนระดับแรงดันที่นำมาชดเชยแรงดันออฟเซตวงจรในรูปที่ 5.1 ดังนั้นเมื่อนำวงจรในรูปที่ 5.1 มาต่อที่เอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 5.2 จะได้วงจรวงจรดังรูปที่ 5.3 สมการแรงดันเอาต์พุตเขียนได้คือ

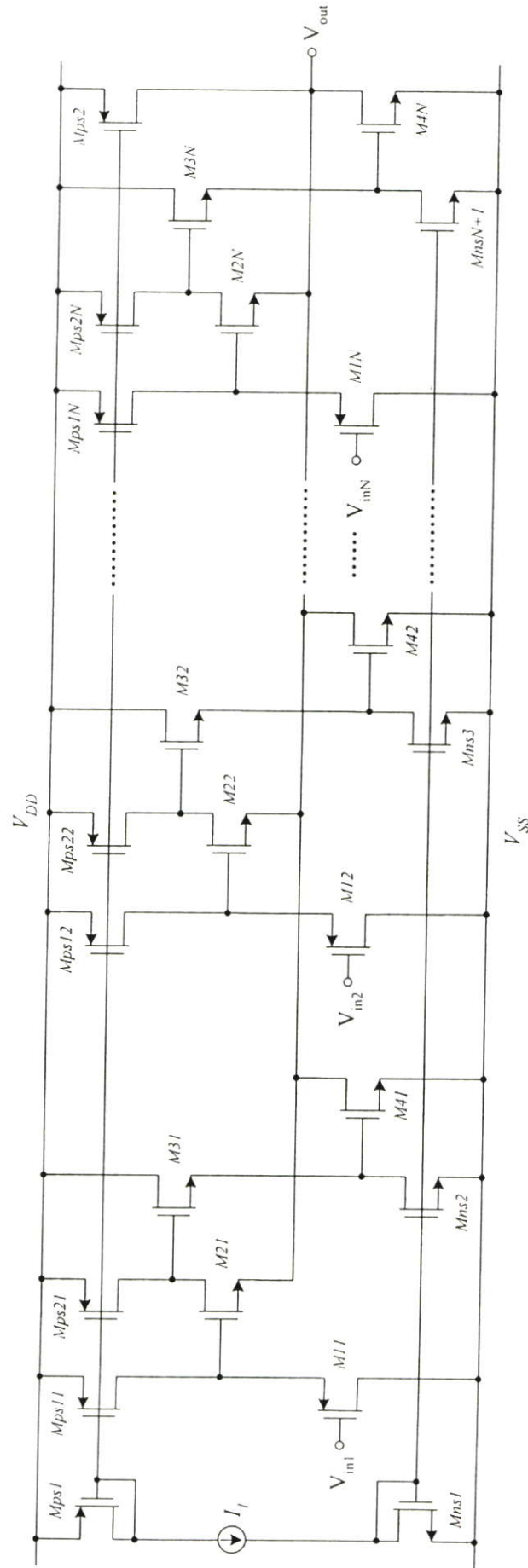
$$V_o = V_{S2} = V_m + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + |V_{T1}| - \sqrt{\frac{I_2}{K_2}} - V_{T2} \quad (5.5)$$



รูปที่ 5.2 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน



รูปที่ 5.3 วงจรกันชนป้อนกลับกระแสสำหรับวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด



รูปที่ 5.4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันค่าสุดท้ายที่สมบูรณที่นำเสนอ

ถ้ากำหนดให้

$$\sqrt{\frac{I_2}{K_2}} + V_{T2} = \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + |V_{T1}| \quad (5.6)$$

สมการที่ (5.5) จะมีค่าเท่ากับ

$$V_o = V_m \quad (5.7)$$

จากสมการที่ (5.7) สามารถแสดงได้ว่าวงจรในรูปที่ 5.3 คือวงจรกันชนที่ใช้การป้อนกลับกระแส เพื่อให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำ วงจรกันชนป้อนกลับกระแสใช้วงจรจเรื่อนระดับแรงมาทำการหักล้างค่าคงที่เช่น ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ค่าแรงดันเทรชโวลต์ ของมอสทรานซิสเตอร์ ดังนั้น จากสมการที่ (5.6) จึงสามารถแสดงได้ว่า  $V_o = V_m$  นอกจากนั้นสมการที่ (5.7) ยังสามารถแสดงได้ว่าวงจรในรูปที่ 5.3 ไม่มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอีกด้วยเพราะปราศจากค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และแรงดันเทรชโวลต์ของมอสทรานซิสเตอร์รวมอยู่ในสมการ

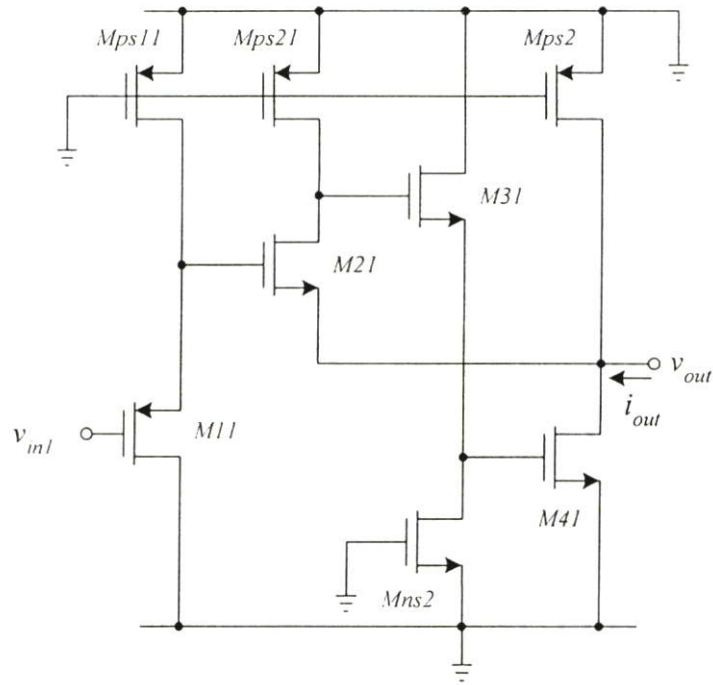
เมื่อใช้วงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่แสดงในรูปที่ 5.3 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 วงจรที่นำเสนอสามารถมีอินพุตได้  $n$  อินพุตโดยใช้วงจรในรูปที่ 5.3 มาต่อในลักษณะขนานกัน ถ้าอินพุตใดมีค่าน้อยที่สุดทรานซิสเตอร์  $M1$  ของอินพุตชุดนั้นจะนำกระแส ทำให้แรงดันที่เอาท์พุท  $V_o$  มีค่าเท่ากับอินพุตที่น้อยที่สุด กระแส  $I_{out}$  จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน  $M1$  ของชุดที่นำกระแส จากวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 5.4 สามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$V_{out} = \text{Min}(V_{m1}, V_{m2}, \dots, V_{mN}) \quad (5.8)$$

จากสมการที่ (5.8) จะสามารถสรุปได้ว่าวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 5.4 คือวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดที่มี  $n$  อินพุต นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังไม่มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอีกด้วย

### 5.3 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

วงจรที่จะนำมาวิเคราะห์หาประสิทธิภาพแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งเป็นวงจรกันชนป้อนกลับกระแสที่ใช้เป็นอินพุตของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอในรูปที่ 5.4 โดยเลือกเอาเพียง 1 ชุดอินพุตเท่านั้นมาวิเคราะห์ ถ้าสมมุติว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัวและใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรสามารถหาได้ดังนี้



รูปที่ 5.5 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ

ค่าพารามิเตอร์แรกที่จะพิจารณาคือค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ ( $r_{in}$ ) เนื่องจากค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์มีสูงมาก เมื่ออินพุทถูกป้อนเข้าที่ขาเกตจึงทำค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรที่นำเสนอมีค่าสูงมากตามไปด้วยซึ่งสามารถประมาณได้คือ

$$r_{in} \approx \infty \quad (5.9)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุท ( $r_o$ ) ซึ่งเป็นเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันสามารถประมาณค่าได้จากมอสทรานซิสเตอร์ M21 M41 Mps21 และ Mps2 โดยมีค่าประมาณดังนี้

$$r_o = \frac{v_o}{i_o} \approx \frac{gd_{12} + gd_2}{gm_5(gd_2 + gm_{12}) + (gd_4 + gd_2)(gm_2 + gd_2 + gd_4 + gd_5)} \quad (5.10)$$

จากสมการที่ (5.9) ถ้าตัวแปรค่าตัวแปรที่เกี่ยวข้องดังนี้

$$gd_2 = 4.69 \times 10^{-5} \text{ A/V}$$

$$gd_5 = 4.95 \times 10^{-5} \text{ A/V}$$

$$gd_{12} = 1.88 \times 10^{-5} \text{ A/V}$$

$$g_{d4}=5.01 \times 10^{-4} \text{ A/V}$$

$$g_{m2}=1.38 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$g_{m5}=1.38 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$g_{m12}=7.28 \times 10^{-4} \text{ A/V}$$

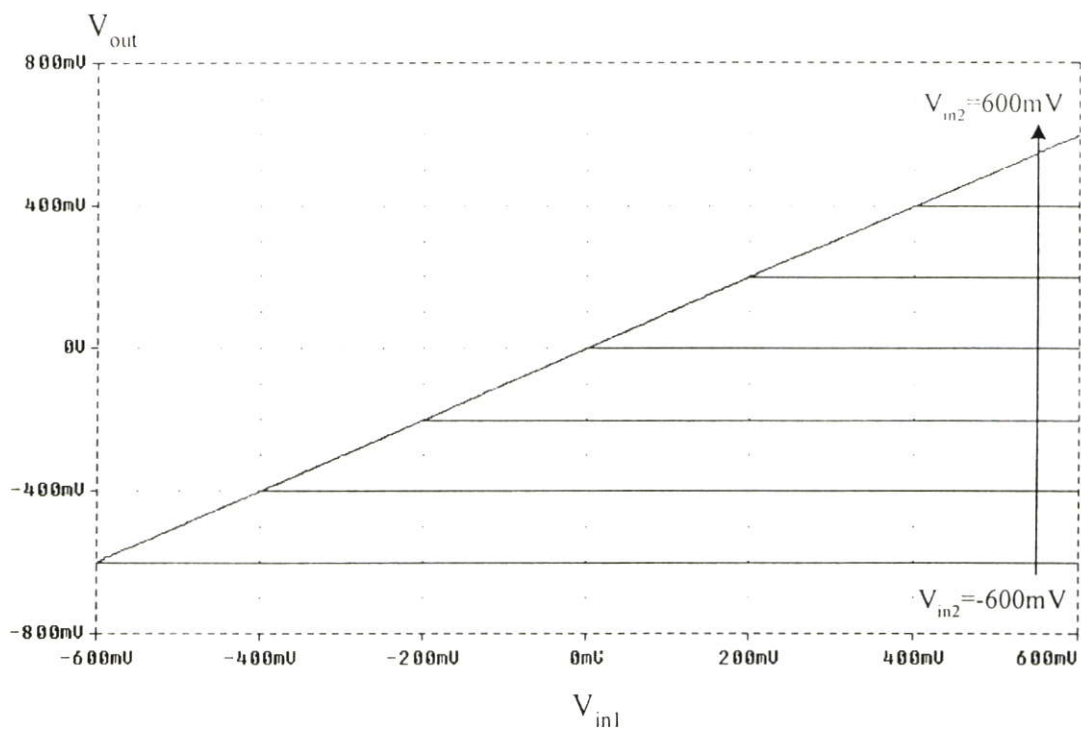
ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุตประมาณ  $40\Omega$

#### 5.4 ผลการเลียนแบบการทำงาน

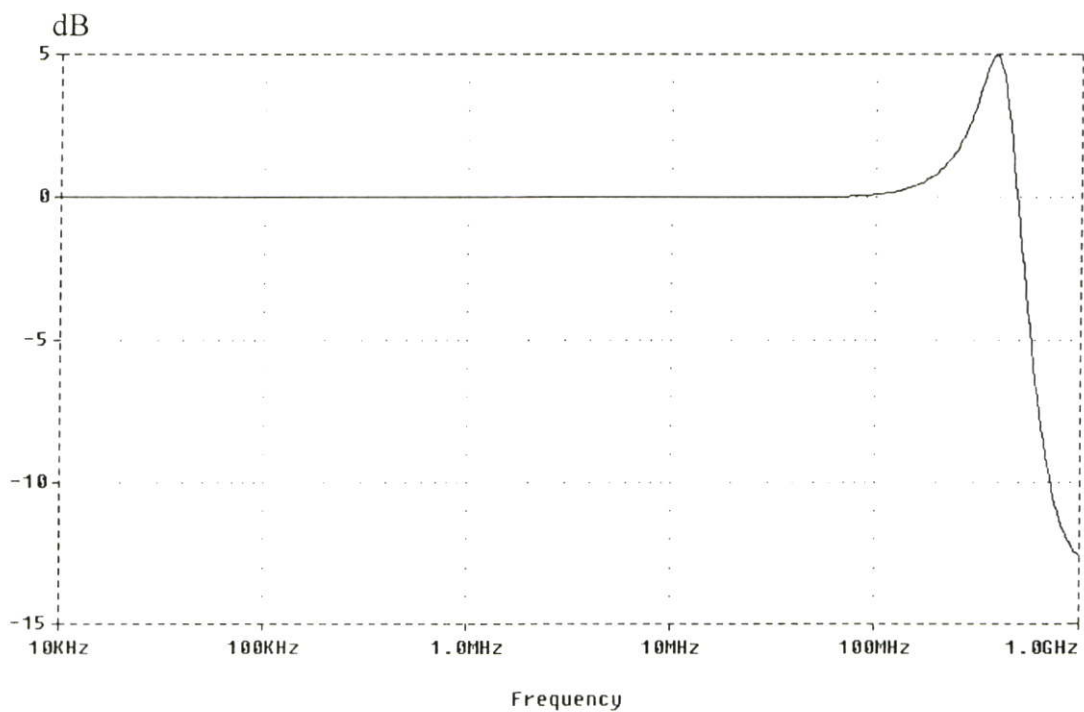
วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่นำเสนอในรูปที่ 5.4 จะถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบการทำงานและประสิทธิภาพโดยใช้พารามิเตอร์ขนาด  $0.5\mu\text{m}$  ของ MIETEC กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{DD}=V_{SS}=1.5\text{V}$  แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_1=60\mu\text{A}$  เนื่องจากวงจรในรูปที่ 5.4 ใช้วงจรในรูปที่ 5.3 มาต่อแบบขนานกัน ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ของอินพุตชุดที่ 1 จะเหมือนกับชุดที่ 2 หรือชุดต่อๆ ไป ดังนั้นค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ชุดที่ 1 จะเหมือนกับชุดที่ 2 หรือชุดต่อๆ ไปด้วย ซึ่งค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ชุดที่ 1 ในวงจรที่ 5.4 กำหนดได้ดังตารางที่ 5.1 สำหรับวงจรตรวจจับค่าสูงสุด 2 อินพุตและ 3 อินพุต กำหนดค่า Mps2 เท่ากับ  $200\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  และ  $300\mu\text{m}/2\mu\text{m}$  ตามลำดับ ทรานซิสเตอร์ Mps2 จะทำหน้าที่จ่ายกระแส ดังนั้นถ้าต้องการกระแสจำนวนมากเพื่อขับโหลดจึงสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า W/L ของ Mps2

ตารางที่ 5.1 ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

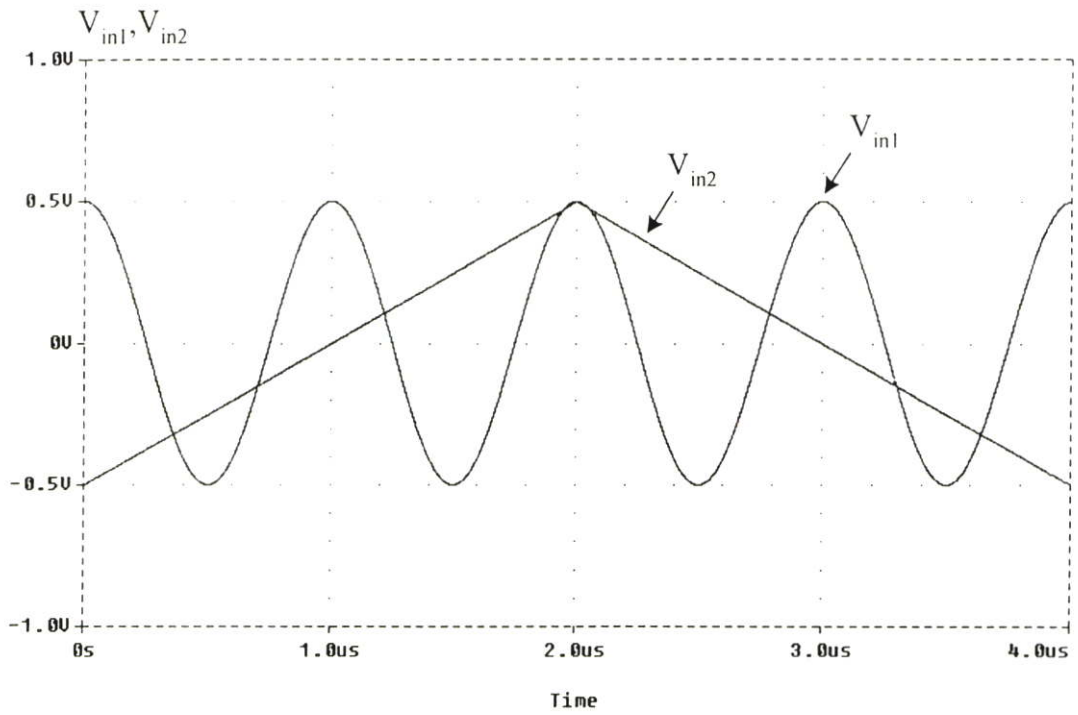
มอสทรานซิสเตอร์	ขนาด W/L( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )
M11, M21, M31	20/1
M41	100/1
Mns1	300/1
Mns2	50/1
Mps1	100/1
Mps11	300/1
Mps11	50/1



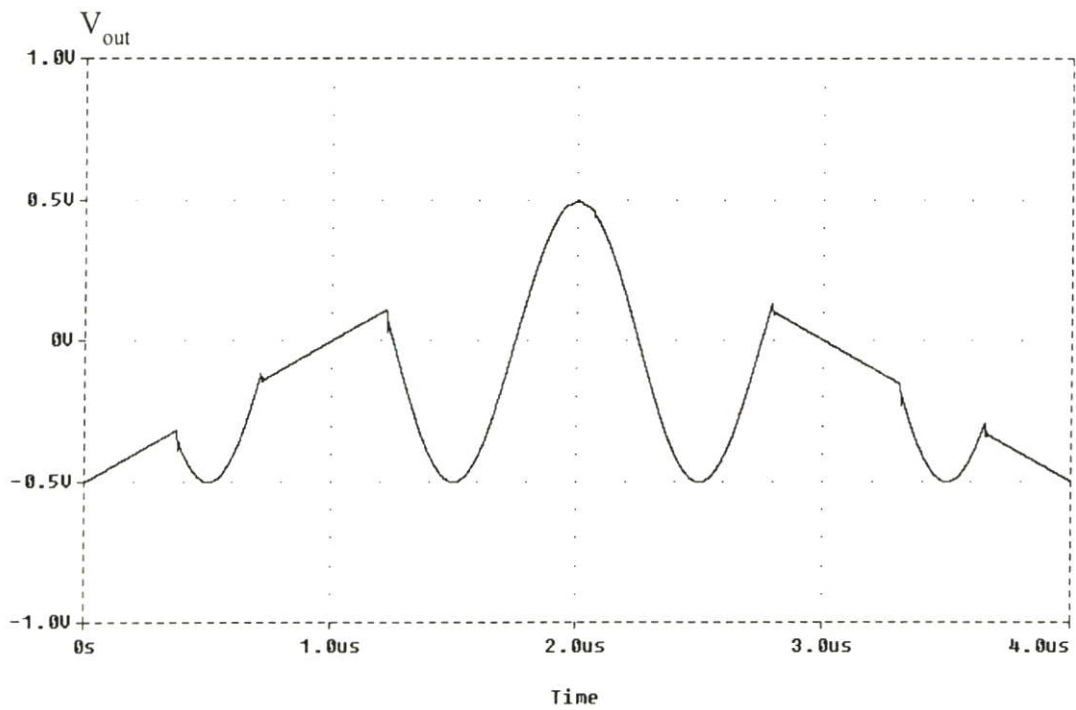
รูปที่ 5.6 คุณสมบัติทาง DC ของวงจรตรวจจับค่าต่ำสุด



รูปที่ 5.7 การตอบสนองความถี่ของวงจร

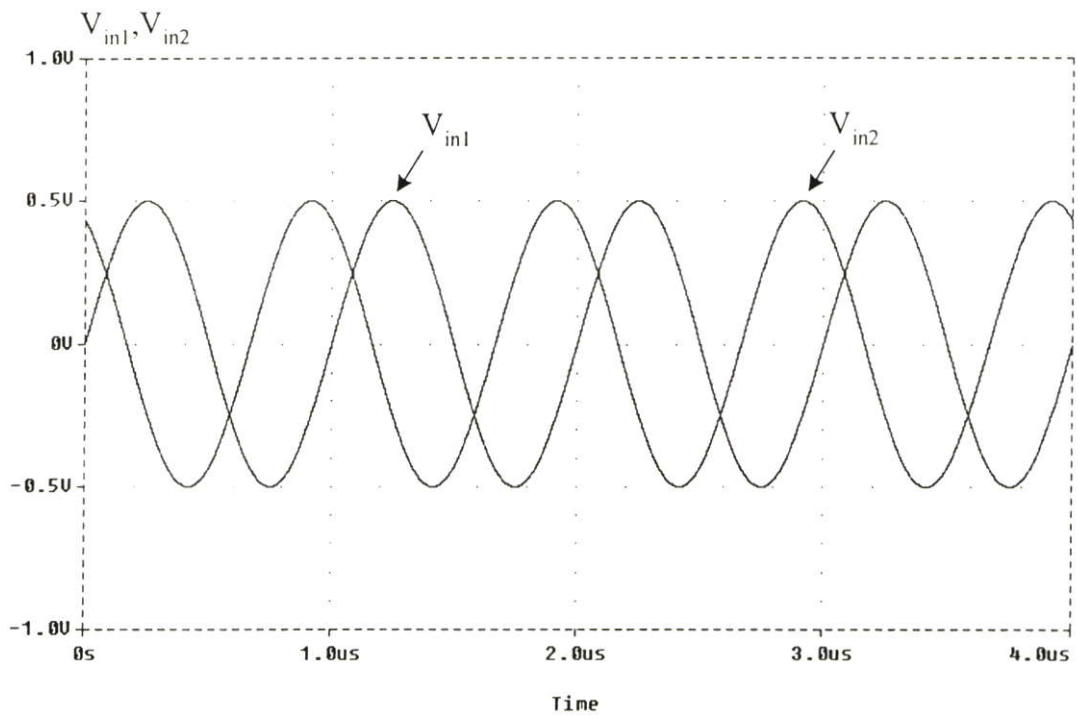


(ก)

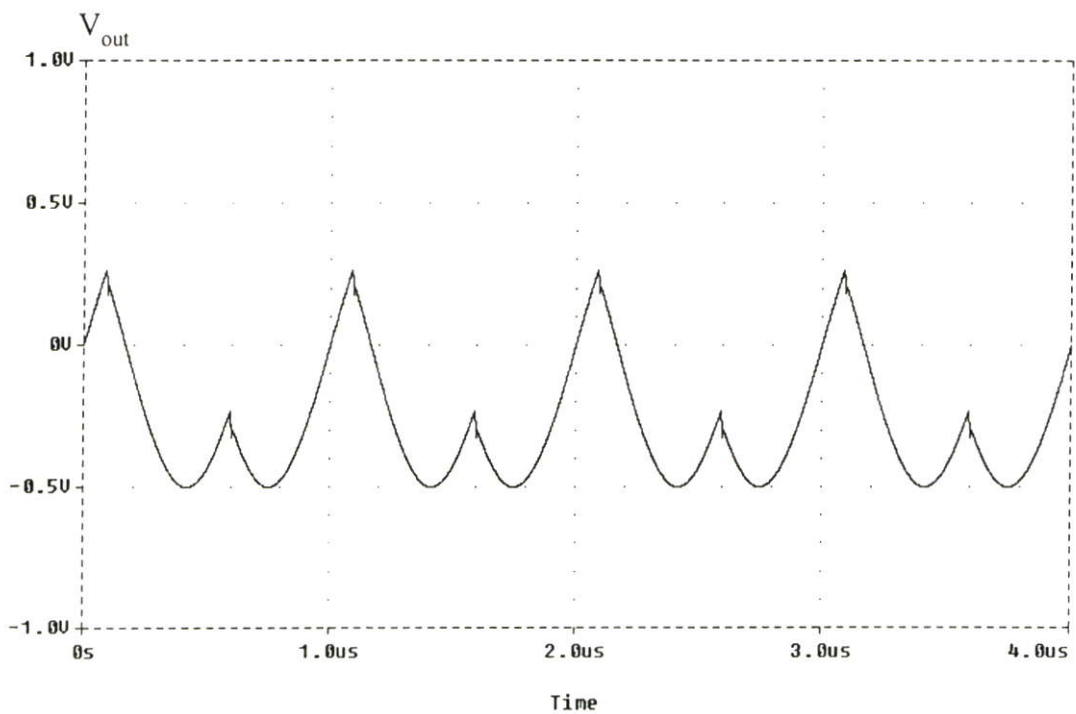


(ข)

รูปที่ 5.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุต (ก) อินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ 250kHz ตามลำดับ (ข) เอาต์พุต

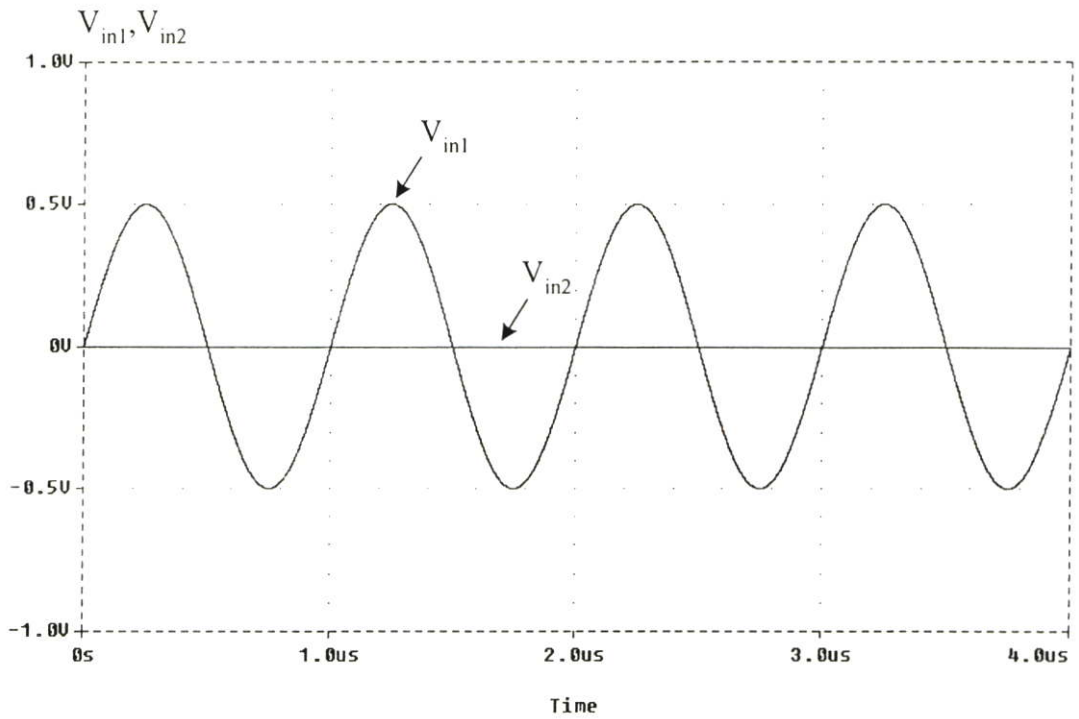


(ก)

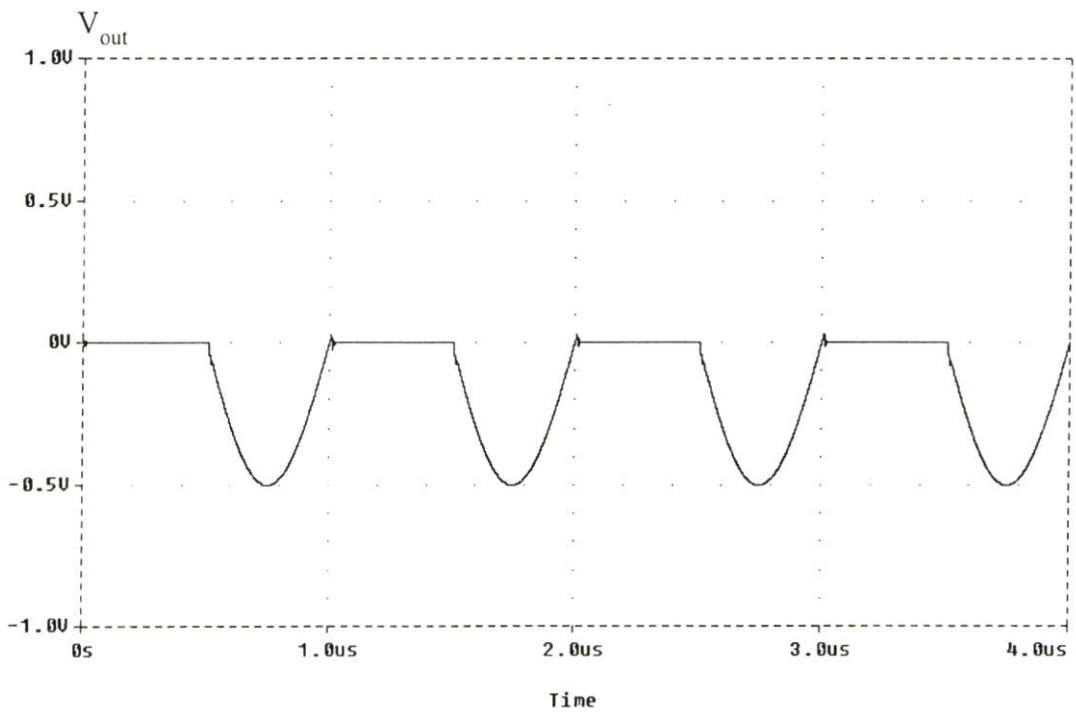


(ข)

รูปที่ 5.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุตที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา (ก) อินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz (ข) เอาท์พุท



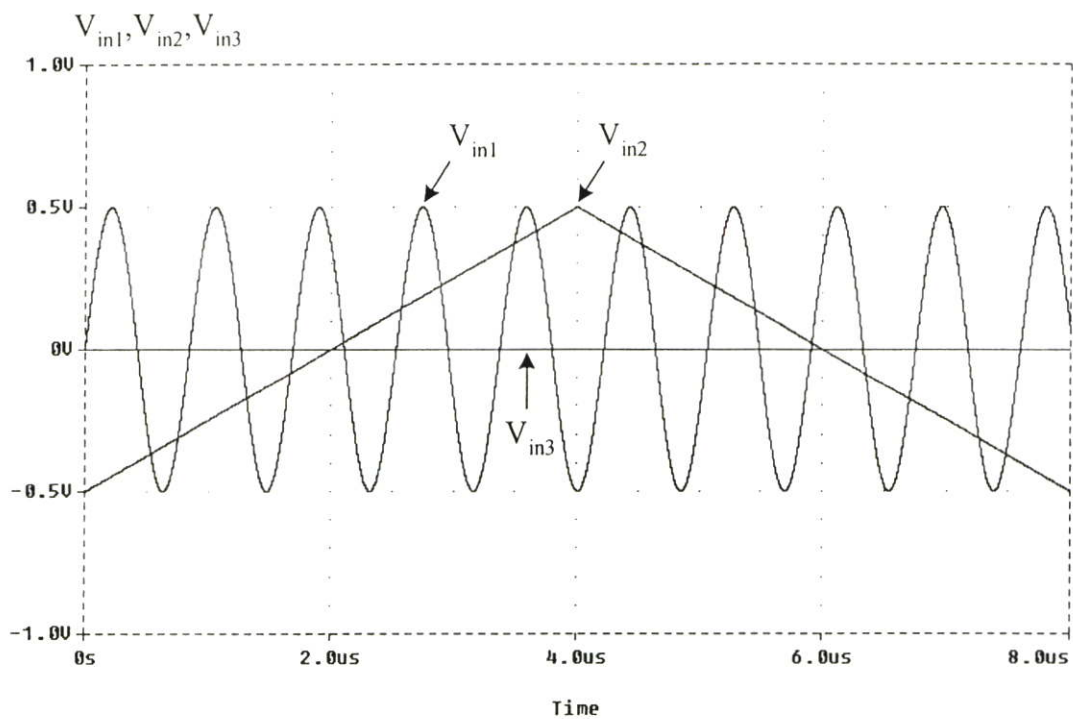
(ก)



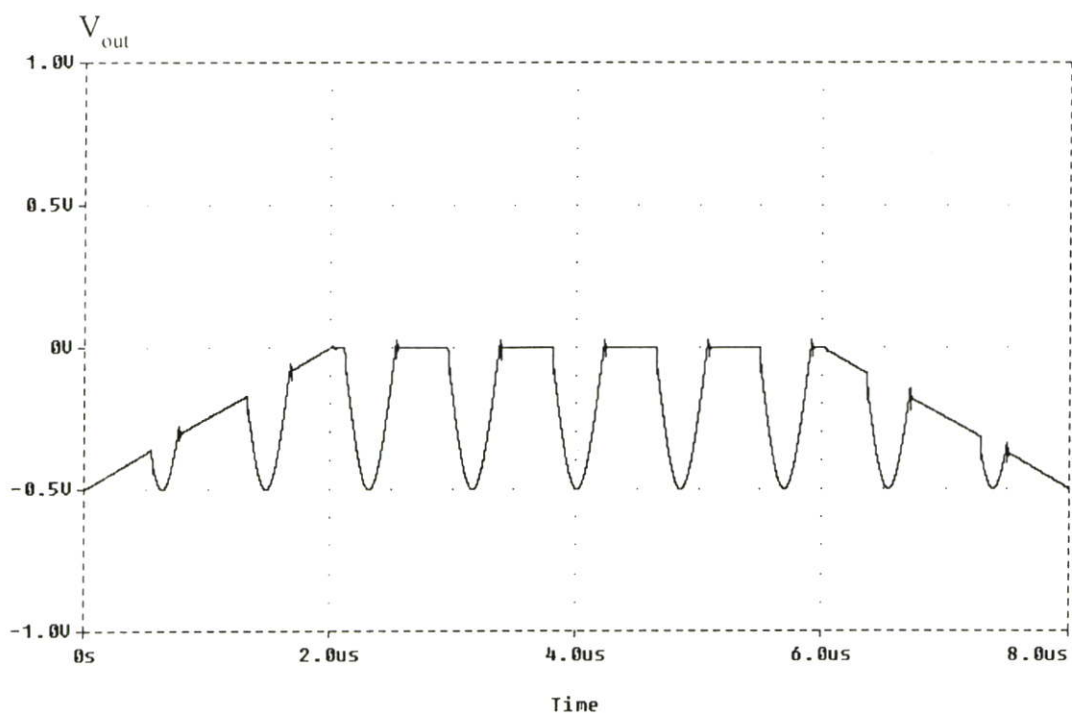
(ข)

รูปที่ 5.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุต สำหรับกรณีอินพุต

$V_{in1}$  ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}=0$  (ก) อินพุต (ข) เอาท์พุต

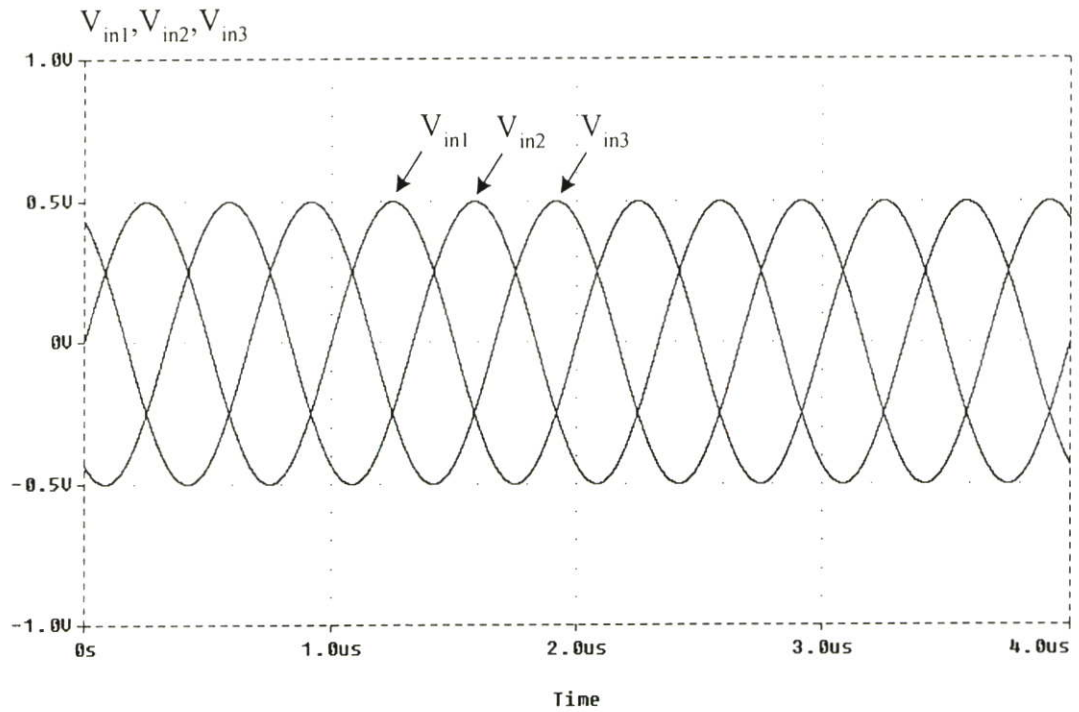


(ก)

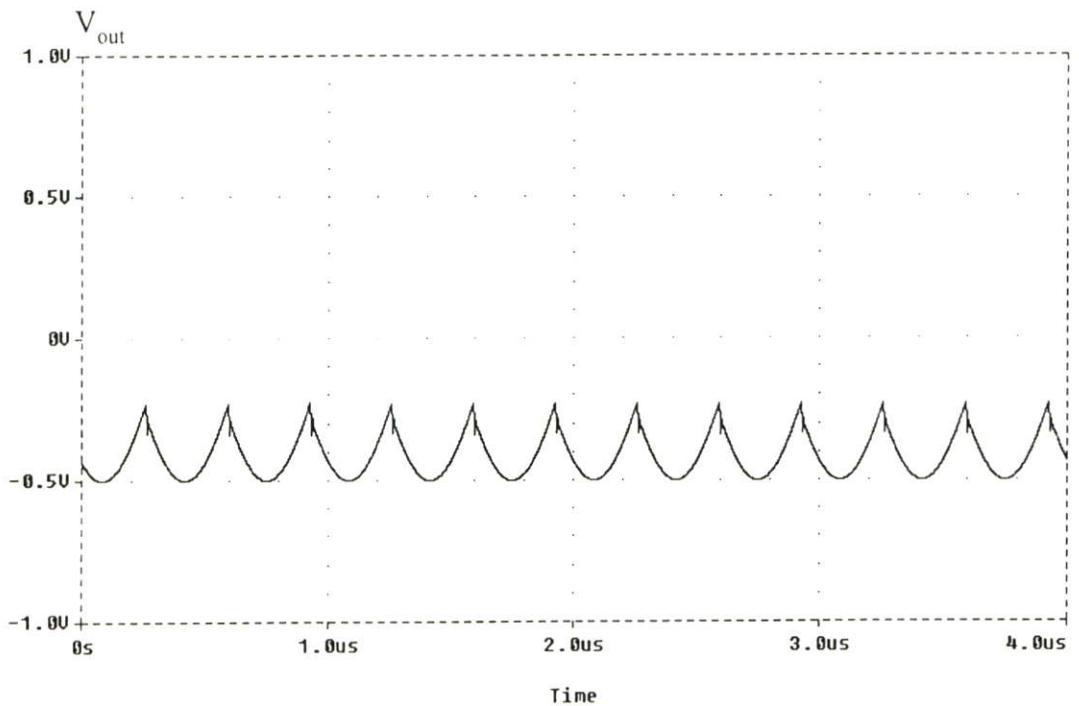


(ข)

รูปที่ 5.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 3 อินพุต สำหรับอินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  ความถี่ 1MHz และ 250kHz ขนาด 1V<sub>p-p</sub> และ  $V_{in3}=0$  (ก) อินพุต (ข) เอาท์พุท

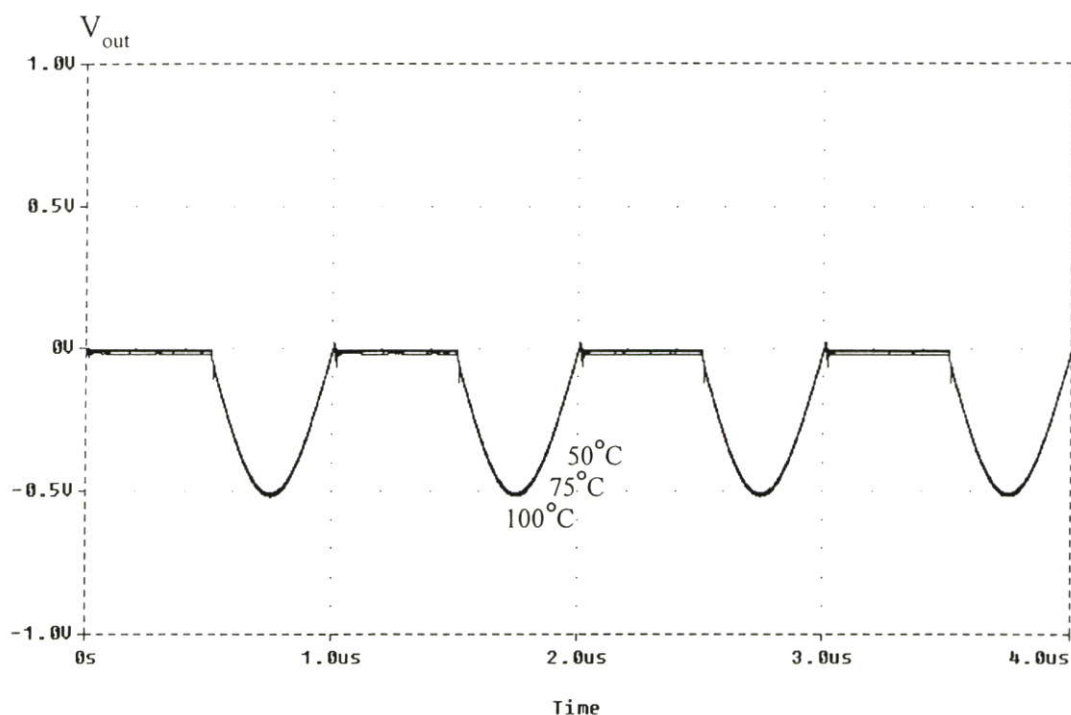


(ก)



(ข)

รูปที่ 5.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุตที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา (ก) อินพุต  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$  และ  $V_{in3}$  ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz (ข) เอาท์พุท



รูปที่ 5.13 เอาท์พุทของแบบครึ่งคลื่นของวงจรที่นำเสนอที่อุณหภูมิแตกต่างกัน

รูปที่ 5.6 แสดงคุณสมบัติทาง DC ของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดแบบ 2 อินพุท จากผลการจำลองในรูปที่ 5.6 วงจรที่นำเสนอมีย่านอินพุทปฏิบัติงานกว้างประมาณ  $\pm 600$  mV รูปที่ 5.7 แสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอ จากผลการจำลองแบนด์วิดท์ของวงจรมีค่า 500MHz รูปที่ 5.8 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz เข้าที่อินพุท  $V_{in1}$  และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 250kHz เข้าที่อินพุท  $V_{in2}$  รูปคลื่นทั้งสองมีขนาด  $1V_{p-p}$  จากผลการจำลองการทำงานแสดงได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 5.9 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุท โดยทั้งสองอินพุทป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz ขนาด  $1V_{p-p}$  สัญญาณทั้งสองมีเฟสต่างกัน 120 องศาแสดงในรูปที่ 5.9(ก) เอาท์พุทแสดงได้ดังรูปที่ 5.9(ข) จากเอาท์พุทจะเห็นว่าวงจรสามารถตรวจจับค่าสูงสุดของรูปคลื่นได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 5.10 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 2 อินพุท สำหรับกรณีอินพุท  $V_{in1}$  คือสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}$  มีค่า 0 โวลต์ รูปคลื่นทางเอาท์พุทของการทำงานกรณีดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.10(ข) จากการทำงานในกรณีนี้วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นได้ จากผลการจำลองจะเห็นว่ารูปคลื่นทางเอาท์พุทมีความเที่ยงตรง นอกจากนี้ยังสามารถกำหนดจุดตัดของรูปคลื่นได้ตามความต้องการได้อีกด้วย ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดค่าแรงดัน DC ได้ตามต้องการที่  $V_{in2}$

จากกรณีนี้ทำให้วงจรสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรไม่เป็นเชิงเส้นได้เป็นอย่างดี รูปที่ 5.11 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุตสำหรับกรณีอินพุต  $V_{in1}$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 125kHz ทั้งคู่มีขนาด  $1V_{p-p}$  ส่วน  $V_{in3}$  มีค่า 0 โวลต์ รูปคลื่นทางเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.11(ข) จากผลการจำลองแสดงวงจรสามารถตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 5.12 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด 3 อินพุต โดยแต่ละอินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz มีเฟสต่างกัน 120 องศา เอาต์พุตแสดงได้ดังรูปที่ 5.12(ข) การทำงานของวงจรตรวจจับค่าแรงดันที่แสดงในรูปที่ 5.9 และ 5.12 สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้ ในวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดราเจอร์เพื่อควบคุมแอมพลิจูดของวงจรกำเนิดสัญญาณได้เช่นเดียวกับวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่ได้นำเสนอไปก่อนหน้านี้ เพื่อแสดงว่าวงจรตรวจจับค่าแรงดันที่นำเสนอมีเสถียรภาพดี เอาต์พุตแบบครึ่งคลื่นของวงจรที่นำเสนอที่อุณหภูมิ  $50^{\circ}\text{C}$   $75^{\circ}\text{C}$  และ  $100^{\circ}\text{C}$  เมื่อป้อนอินพุต  $V_{in1}$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1MHz ขนาด  $1V_{p-p}$  ความถี่ 1MHz และ  $V_{in2}=0$  โวลต์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.13 ผลการจำลองนี้เพื่อยืนยันสมการที่ (5.7)

ตารางที่ 5.2 คุณสมบัติของวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	ค่า
เทคโนโลยี	0.5 $\mu\text{m}$ CMOS
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 1.5\text{V}$
ช่วงปฏิบัติการทางอินพุต	$\pm 4000\text{mV}$
แบนด์วิดท์ของวงจร	500MHz
การใช้กำลังงาน (2 อินพุต)	0.669mW

### 5.5. สรุป

วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่นำเสนอในบทนี้เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพดีคือ มีความเที่ยงตรง มีโครงสร้างวงจรที่ง่ายและสามารถมีอินพุตได้  $n$  อินพุต วงจรประกอบขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและวงจรป้อนกลับกระแสซึ่งทำให้สามารถปรับค่าแรงดันออฟเซตได้ด้วยแหล่งจ่ายกระแส ผลการจำลองการทำงานของวงจรสามารถแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอมีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเร็วสูง มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิที่ดีและมีความเที่ยงตรง

## บทที่ 6

# การประยุกต์ใช้งาน

### 6.1 บทนำ

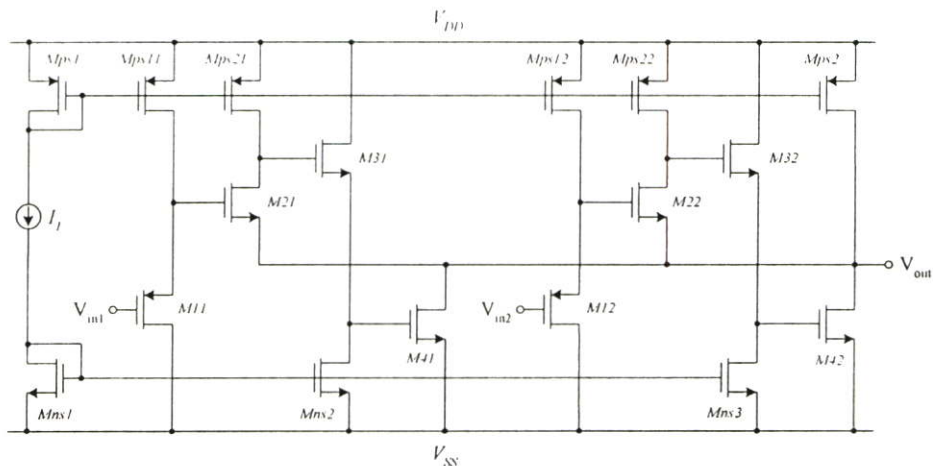
วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกโดยใช้วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดได้นำเสนอในบทที่ 6 นี้ วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดจะถูกนำมาทำหน้าที่เป็นวงจรคลิปแรงดันบวก โดยการใช้วงจรคลิปแรงดันบวกที่สร้างจากวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดทำให้เหมาะกับการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกที่มีจำนวนบิตมาก การเพิ่มจำนวนบิตสามารถทำได้ง่ายและมีความเที่ยงตรงต่อนั้นได้นำวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดมาประยุกต์ใช้งานเป็น วงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์ 2 วงจรที่นำเสนอได้แก่ วงจรโคแวนช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์และวงจรริงช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์ทั้งสองเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมเพราะสามารถสร้างได้ด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด คุณสมบัติวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกและวงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์จะถูกตรวจสอบโดยใช้โปรแกรม PSpice ผลการจำลองแสดงว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้เป็นที่น่าพอใจ

### 6.2 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

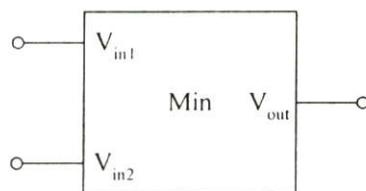
วงจรคลิป (Clipping circuit) คือวงจรที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก โดยทั่วไปวงจรคลิปมักจะถูกสร้างโดยใช้ออปแอมป์ทำงานร่วมกับซีเนอร์ไดโอด [18] ซึ่งทำงานในโหมดแรงดัน จุดคลิปสามารถกำหนดได้ด้วยค่าแรงดันซีเนอร์ไดโอดซึ่งการเปลี่ยนจุดคลิปสามารถทำได้ด้วยค่าแรงดันของซีเนอร์ไดโอด การจะเปลี่ยนจุดคลิปของวงจรจะต้องเปลี่ยนตัวซีเนอร์ไดโอดซึ่งทำให้ยุ่งยาก นอกจากนี้วงจรคลิปที่ใช้ออปแอมป์เป็นพื้นฐานไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมและวงจรทำงานได้ที่ความถี่ไม่สูงเนื่องจากค่า GBW ที่มีอยู่ในตัวออปแอมป์จะจำกัดการทำงานของวงจร เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการนำวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดมาทำหน้าที่เป็นวงจรคลิปแรงดัน วงจรที่จะนำเสนอทำงานในโหมดแรงดันแต่มีข้อดีหลายประการคือ เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ สามารถเปลี่ยนจุดคลิปได้ง่าย วงจรคลิปแรงดันบวกที่สร้างจากวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดจะถูกนำมาสร้างเป็นวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกซึ่งประโยชน์ของการใช้วงจรคลิปลดกล่าวคือทำให้สามารถเพิ่มบิตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกได้โดยง่ายโดยปราศจากการปรับแต่งวงจรหรือไม่ต้องการเพิ่มการถ่วงน้ำหนักเมื่อต้องการเพิ่มบิตเหมือนกับวงจรใน [19]

### 6.2.1 วงจรคลิปลแรงดันบวกด้วยวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด

วงจรคลิปลแรงดันบวกจะใช้วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดในบทที่ 5 มาสร้าง วงจรคลิปลหนึ่งวงจรจะใช้วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่มี 2 อินพุทหนึ่งวงจร วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่มี 2 อินพุทที่จะนำมาใช้เป็นวงจรคลิปลแสดงได้ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งเป็นวงจรที่เหมือนกับวงจรที่แนะนำเสนอในบทที่ 5 ทุกประการ การนำวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดมาสร้างเป็นวงจรคลิปลแรงดันบวกมีดังนี้ อินพุท  $V_{in1}$  จะกำหนดให้เป็นอินพุทของสัญญาณดิจิทัล  $V_{in}$  ส่วนอินพุท  $V_{in2}$  จะกำหนดให้เป็นแรงดันคลิปลอินพุท  $V_C$  แรงดันคลิปลคือแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้เป็นตัวกำหนดจุดคลิปลที่ตำแหน่งต่างๆ ที่แอมพลิฟิเคชันของสัญญาณ  $V_{in}$  ด้วยคุณสมบัติของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด ขนาดแอมพลิฟิเคชันที่อยู่สูงกว่าค่าแรงดัน  $V_C$  จะถูกคลิปลทิ้งไป ด้วยเหตุนี้จึงเรียกว่าวงจรคลิปลแรงดันบวกซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก จากวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดในรูปที่ 6.1 เมื่อนำมาทำหน้าที่เป็นวงจรคลิปลสามารถแสดงเป็นบล็อกได้ดังรูปที่ 6.2 วงจรในรูปที่ 6.2 จะเหมือนกับวงจรในรูปที่ 6.1 ทุกประการ การกำหนดแรงดันอินพุท  $V_{in}$  และ  $V_C$  สามารถสลับกันได้โดยไม่มีผลใดๆ กับคุณสมบัติการคลิปลแรงดันของวงจร

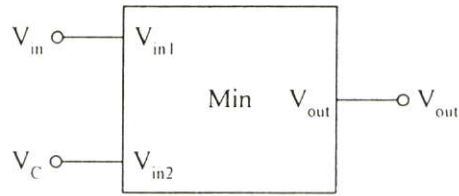


(ก)



(ข)

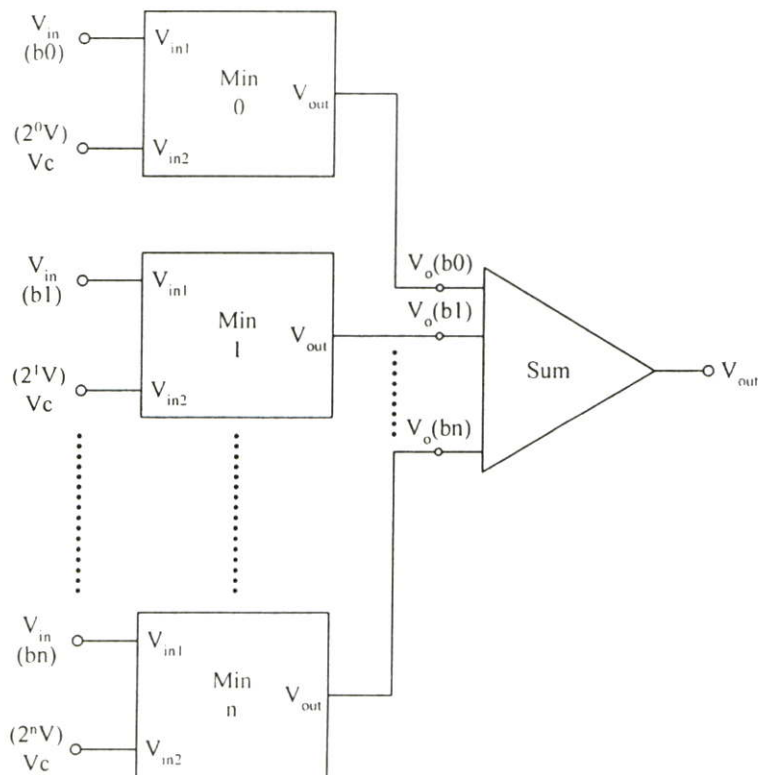
รูปที่ 6.1 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุท (ก) วงจร (ข) บล็อกสัญลักษณ์



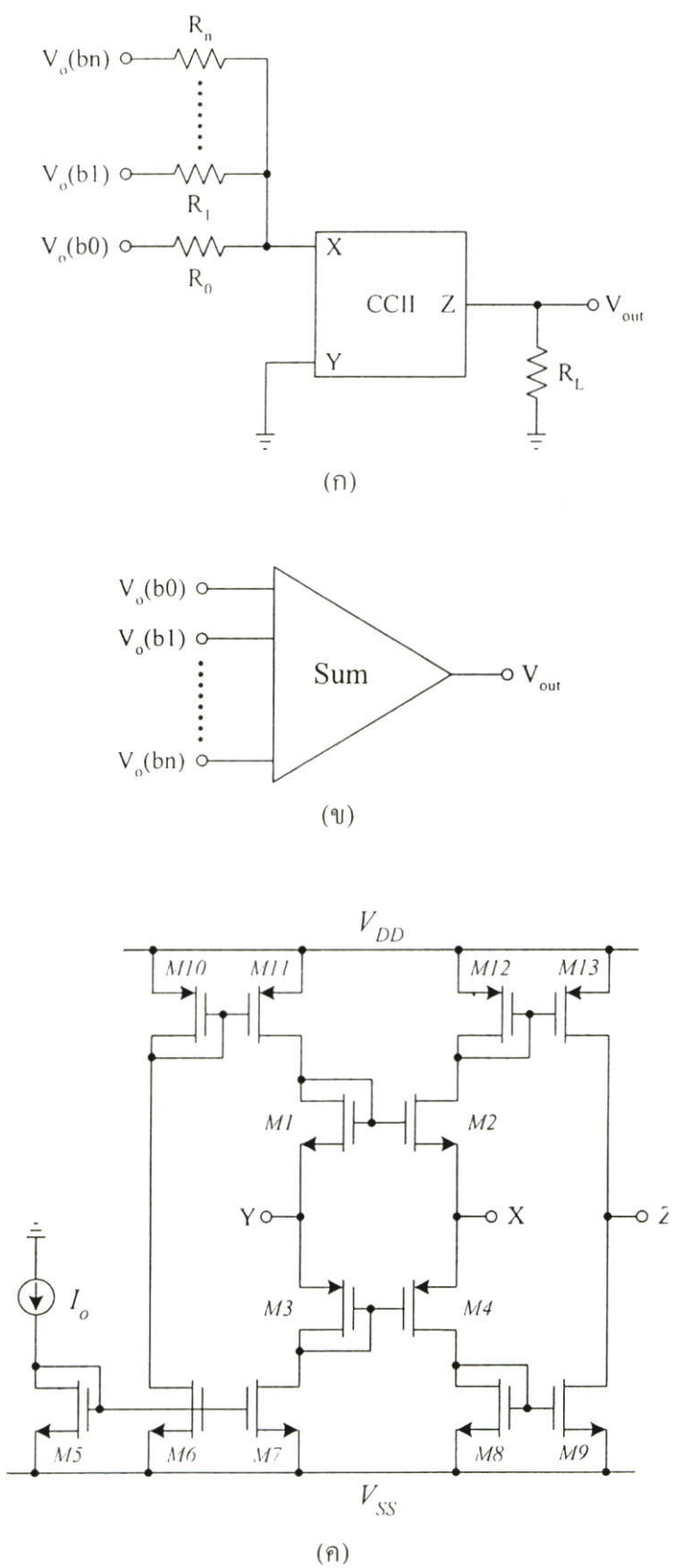
รูปที่ 6.2 บล็อกวงจรคลิป์แรงดันบวก

### 6.2.2 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกด้วยวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุด

ในปัจจุบันการประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลมีการใช้งานอย่างกว้างขวาง แต่เนื่องจากแหล่งกำเนิดสัญญาณโดยปกติมักจะเป็นสัญญาณอนาลอก ดังนั้นระบบการประมวลผลจึงต้องการวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลเป็นวงจรส่วนหน้าเสมอ ในทางกลับกันหลังจากที่ผ่านกระบวนการประมวลผลแล้วจำเป็นต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก เนื่องจากรับรู้ของมนุษย์เป็นอนาลอกดังนั้นวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกจึงมีความจำเป็นเท่าๆ กัน คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรทั้งสองคือความเที่ยงตรงเพราะความผิดพลาดจากการแปลงจะมีผลต่อคุณภาพของสัญญาณทั้งอินพุทและเอาต์พุท



รูปที่ 6.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกโดยใช้วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด



รูปที่ 6.4 วงจรรวมสัญญาณ (ก) วงจรรวมสัญญาณด้วย CCII (ข) บล็อกสัญญาณ (ค) วงจร CCII

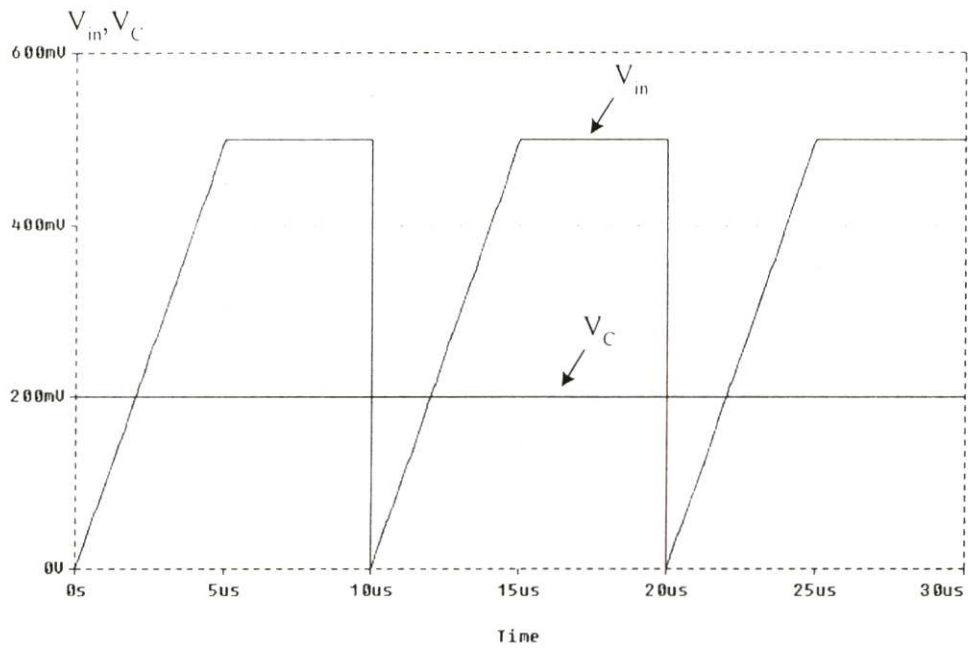
วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกโดยใช้วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดสามารถถอดรหัสได้อย่างถูกต้องจะนำเสนอในบทนี้ซึ่งวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 6.3 การกำหนดน้ำหนักของแต่ละบิตสัญญาณดิจิทัลทำได้โดยการกำหนดค่าแรงดันคลิป์ของวงจรคลิป์ “ค่าแรงดันคลิป์สูงสุด ( $2^n V$ )” ที่นำมาใช้จะต้องไม่มากกว่าค่าแรงดันลอจิก “1” ของสัญญาณดิจิทัล” สัญญาณแรงดันที่ถูกคลิป์ตามค่าน้ำหนักของแต่ละบิตจะถูกนำมารวมกันทางเอาต์พุตด้วยวงจรรวมสัญญาณ (Summing circuit) ซึ่งวงจรที่นำมาใช้แสดงได้ดังรูปที่ 6.4 เอาต์พุตที่ได้คือสัญญาณอนาลอก วงจรรวมสัญญาณจะสร้างจากวงจรสายพานกระแส (CCII) และตัวต้านทาน จากวงจรในรูปที่ 6.4(ก) ค่าแรงดันเอาต์พุตสามารถกำหนดได้คือ

$$V_{out} = \left( \frac{V_o(b0)}{R_0} + \frac{V_o(b1)}{R_1} + \dots + \frac{V_o(bn)}{R_n} \right) R_L \quad (5.1)$$

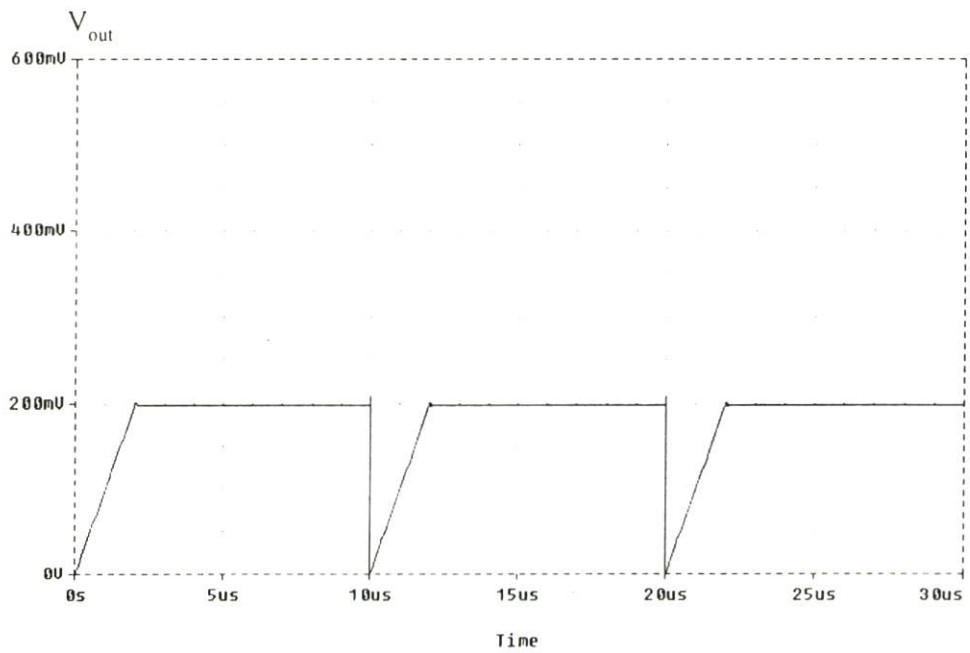
ถ้ากำหนด  $R_0=R_1\dots R_n=R_L$  อัตราการขยายของวงจรจะเท่ากับ 1 วงจรสายพานกระแสสามารถสร้างได้ด้วยวงจรที่แสดงในรูปที่ 6.4(ค) การปรับอัตราการขยายหรือสโลปของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกสามารถทำได้โดยง่ายจากการกำหนดค่า  $V_C$  ซึ่งเป็นแรงดันคลิป์ทำให้ง่ายต่อจะนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบควบคุมอัตโนมัติอีกด้วย จากวงจรแปลงค่าสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกที่นำเสนอจะเห็นว่าการเพิ่มบิตของวงจรสามารถทำได้โดยง่ายเพียงแค่เพิ่มวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดเข้าไปโดยไม่ต้องมีการปรับแต่งเพื่อเพิ่มการถ่วงน้ำหนักเหมือนกับวงจรใน [19]

### 6.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรคลิป์แรงดันแบบบวกและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกที่นำเสนอ จะทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้โมเดลขนาด  $0.5\mu\text{m}$  ของ MIETEC วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่ใช้สร้างวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกกำหนดค่า W/L เหมือนกับวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุตที่นำเสนอในบทที่ 5 ทุกประการ วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดันคือ  $V_{DD}=1.5V$  และ  $V_{SS}=-1.5V$  ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรรูปที่ 6.4(ค) กำหนดได้คือ  $10\mu\text{m}/0.6\mu\text{m}$  สำหรับ NMOS ทุกตัวและ  $30\mu\text{m}/0.6\mu\text{m}$  สำหรับ PMOS ทุกตัว กระแสไบอัส  $I_0=50\mu\text{A}$  และ  $R_0=R_1\dots R_n=R_L=1k\Omega$  รูปที่ 6.5 แสดงผลการจำลองการทำงานเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  เป็นสัญญาณพัลส์ขนาด  $0.5V_{p,p}$  และป้อนแรงดันคลิป์  $V_C$  เท่ากับ  $0.2V$  ให้กับวงจรคลิป์แรงดันในรูปที่ 6.2 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตแสดงได้ดังรูปที่ 6.5(ข) จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง จะเห็นว่าขนาดของแอมพลิฟายเออร์ที่มากกว่า  $0.2V$  ถูกตัดทิ้งไปอย่างถูกต้อง

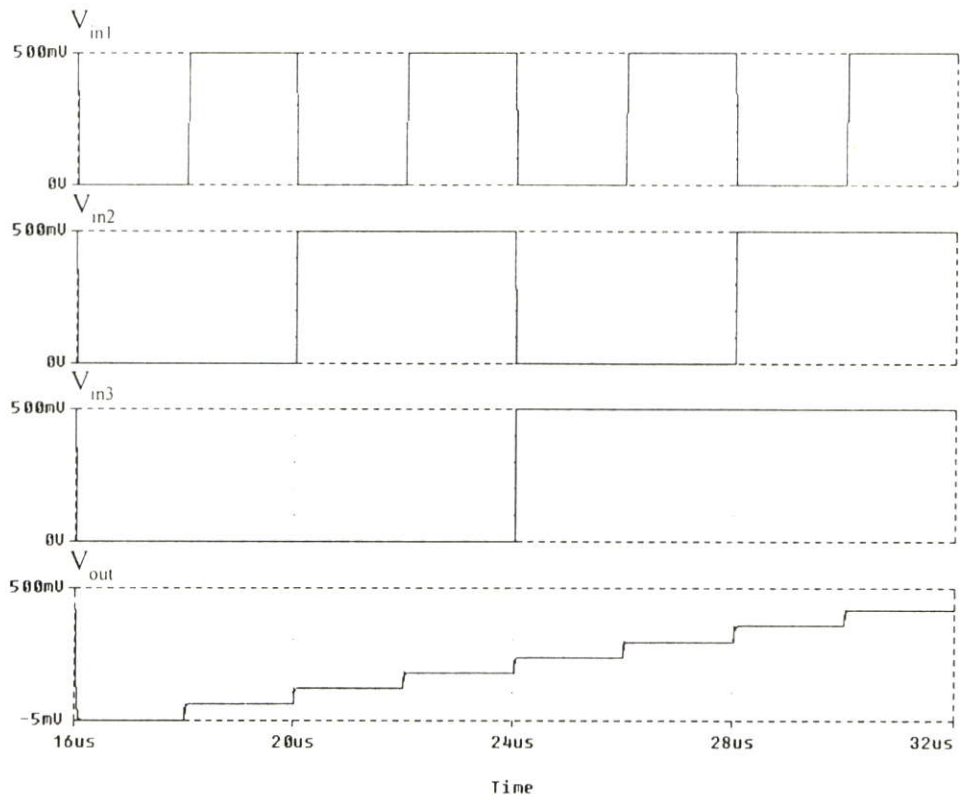


(ก)

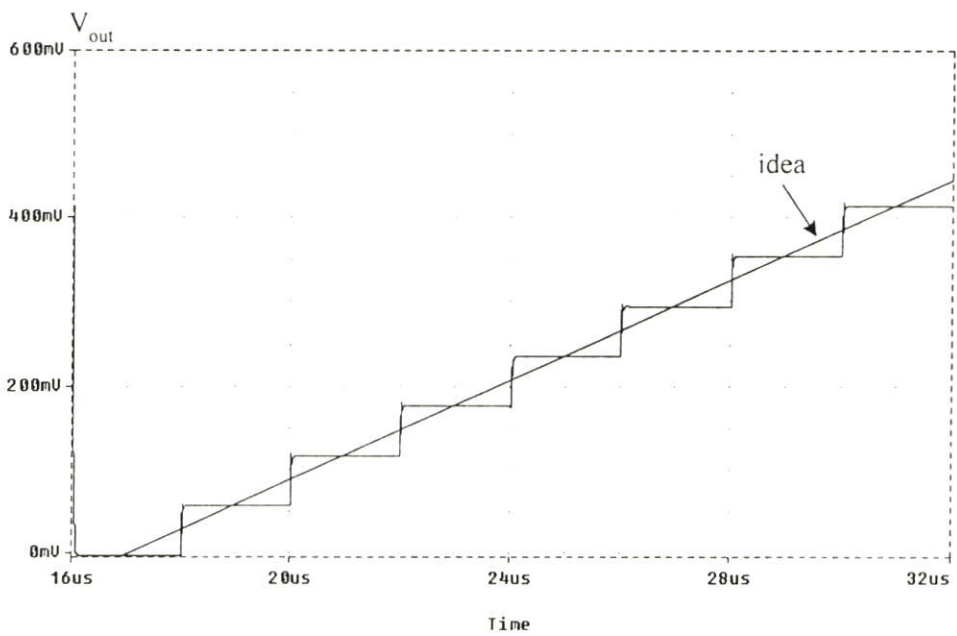


(ข)

รูปที่ 6.5 การทำงานของวงจรคัปแรงดัน



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.6 การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก (ก) สัญญาณอินพุต (ข) สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกขยาย

รูปที่ 6.6 แสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก โดยได้ทดลองออกแบบเป็นวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกขนาด 3 บิต กำหนดสถานะ โลจิก “0”=0V และ โลจิก “1”=0.5V จากเงื่อนไขการออกแบบที่ว่า ค่าแรงดันคลิป์สูงสุด ( $2^iV$ ) ที่นำมาใช้จะต้องไม่มากกว่าค่าแรงดัน โลจิก “1” ของสัญญาณดิจิทัล ดังนั้นแรงดันคลิป์ V จึงกำหนดเท่ากับ 0.0625V ดังนั้น อินพุต  $V_C(2^iV)=0.0625V$  อินพุต  $V_C(2^iV)=0.125V$  และอินพุต  $V_C(2^iV)=0.25V$  จากผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 6.6 จะเห็นว่าผลการจำลองเป็นไปตามทฤษฎีของการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกโดยแรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงตามค่าน้ำหนักของจำนวนบิตอินพุตที่ป้อนเข้ามา จากรูปจะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงเป็นไปตามค่าทางอุดมคติซึ่งสามารถกำหนดได้จากการคำนวณ

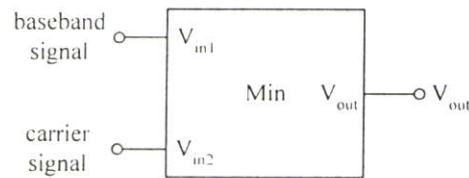
เนื่องจากช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดคือ  $\pm 600mV$  ที่แหล่งจ่าย  $\pm 1.5V$  และเพื่อป้องกันความผิดพลาดได้เลือกใช้  $500mV$  ซึ่งจะเห็นว่าค่อนข้างแคบ การเพิ่มช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตให้กว้างขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่าแหล่งจ่ายแรงดันให้สูงขึ้นซึ่งจะทำให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตกว้างขึ้นตามไปด้วย

#### 6.4 วงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์

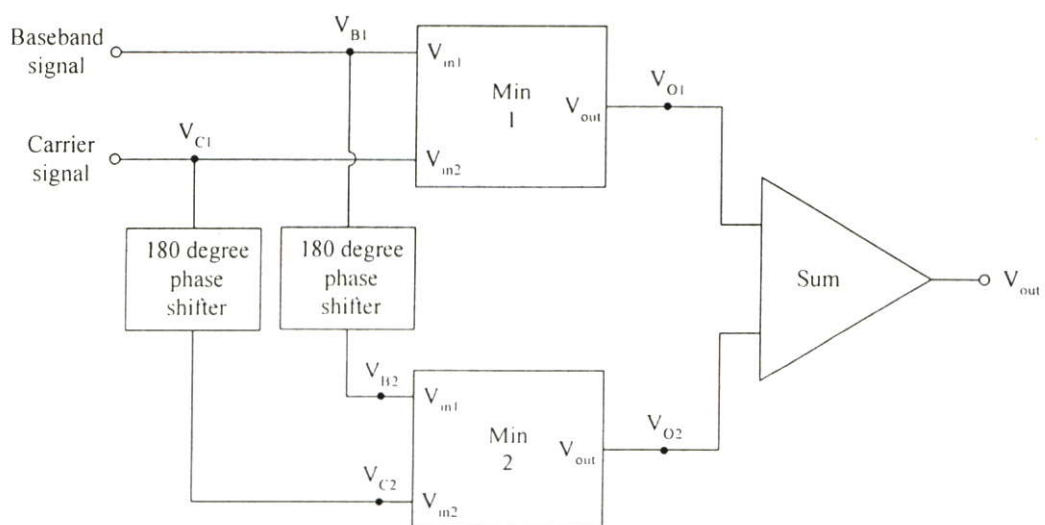
แอมพลิฟายด์มอดูเลเตอร์ (Amplitude Modulator: AM) คือการมอดูเลตระหว่างสัญญาณข่าวสาร (Baseband signal) และสัญญาณพาหะ (Carrier signal) โดยความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีค่าสูงกว่าความถี่สัญญาณข่าวสาร แอมพลิฟายด์ของสัญญาณเอาต์พุต AM จะถูกควบคุมด้วยแอมพลิฟายด์ของสัญญาณข่าวสาร โดยมีความถี่เท่ากับสัญญาณพาหะ สัญญาณพาหะที่นำมามอดูเลตกับสัญญาณข่าวสารที่คุ้นเคยกันดีคือสัญญาณรูปคลื่นไซน์ แต่อย่างไรก็ตาม สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมก็สามารถนำมาเป็นสัญญาณพาหะได้เช่นเดียวกันซึ่งจะเรียกว่า “ช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์” (Chopper modulator) [20] ช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์คือการนำเอาสัญญาณพาหะรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมาตัดสัญญาณข่าวสารเป็นช่วงๆ ตามความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ในปัจจุบันนี้ ช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์ถูกแบ่งออกเป็น โควานมอดูเลเตอร์ (Cowan modulator) และริงมอดูเลเตอร์ (Ring modulator) ที่สร้างได้โดยใช้ไดโอดและหม้อแปลงเป็นส่วนประกอบจึงทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

เนื้อหาในตอนที่ 6.4 นี้จะเป็นการนำเอาวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจร โควานช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์และวงจรริงช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอสามารถสร้างได้ด้วยอุปกรณ์โซลิตสเดจทั้งหมดจึงทำให้เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้ไดโอดและหม้อแปลงเป็นพื้นฐาน วงจร โควานช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุต อินพุตที่ 1 ป้อนสัญญาณข่าวสารส่วนอินพุตที่ 2 ป้อนสัญญาณพาหะซึ่งบล็อควงจร โควานช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 6.7 ด้วยคุณ

สมบัติของวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดจะสามารถเป็นวงจร โควานซ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์ได้ สำหรับวงจรจริงซ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์จะใช้วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุด 2 อินพุต 2 วงจร วงจร เลื่อนเฟส 180 องศา 2 วงจร และวงจรรวมสัญญาณ 1 วงจร ซึ่งบล็อกวงจรจริงซ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.8 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดสองอินพุตที่นำมาใช้สร้างวงจรซ็อป เอร์มอดูเลเตอร์แสดงดังในรูปที่ 6.1 วงจรรวมสัญญาณแสดงดังในรูปที่ 6.4 ในขณะที่วงจรเลื่อน เฟส 180 องศา จะใช้วงจรอินเวอร์ตดิ้งแอมพลิไฟ์ที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 ซึ่งวงจรแสดงได้ดังรูป ที่ 6.9 เมื่อกำหนดค่า  $R_m = R_o$  ค่า  $V_o = -V_{in}$  ซึ่งเครื่องหมายลบจะแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตจะกลับขั้ว กับสัญญาณอินพุต จากบล็อกวงจรซ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 6.7 และ 6.8 จะเห็นได้ว่า วงจรสามารถสร้างได้ด้วยมอสทรานซิสเตอร์เกือบทั้งหมด ถึงแม้ว่าจะใช้ตัวต้านทานแบบลอยตัว อยู่บ้างแต่ตัวต้านทานเหล่านั้นสามารถแทนได้ด้วยวงจรตัวต้านทานแบบมอส ซึ่งที่ผ่านมามีวงจร ตัวต้านทานลอยตัวแบบมอสนำเสนอไว้มากมาย [21]-[23] ดังนั้นวงจรที่นำเสนอจึงมีความ เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้วงจรยังใช้แรงดันต่ำอีกด้วยจึงทำให้สามารถ นำมาใช้ในเครื่องมือสื่อสารหรือเครื่องมือประเภทพกพาได้เป็นอย่างดี

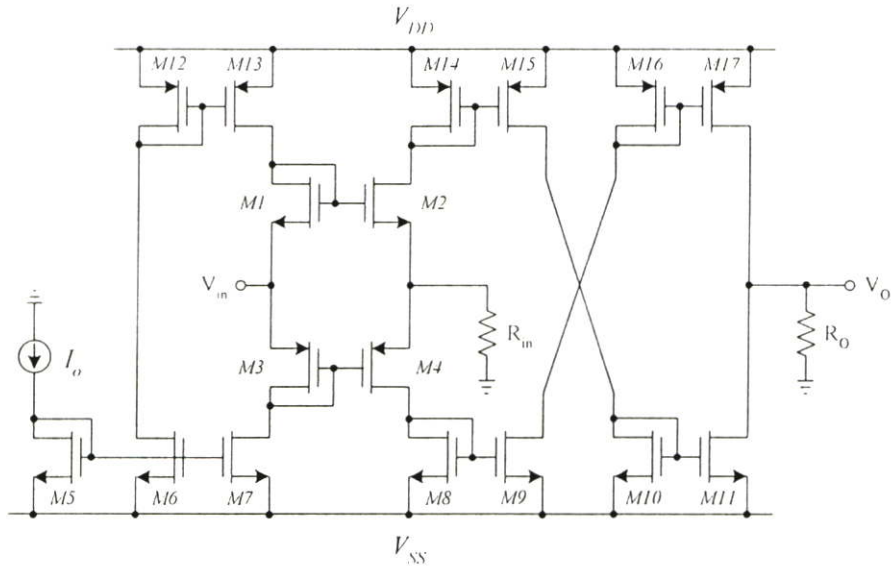


รูปที่ 6.7 วงจร โควานซ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์

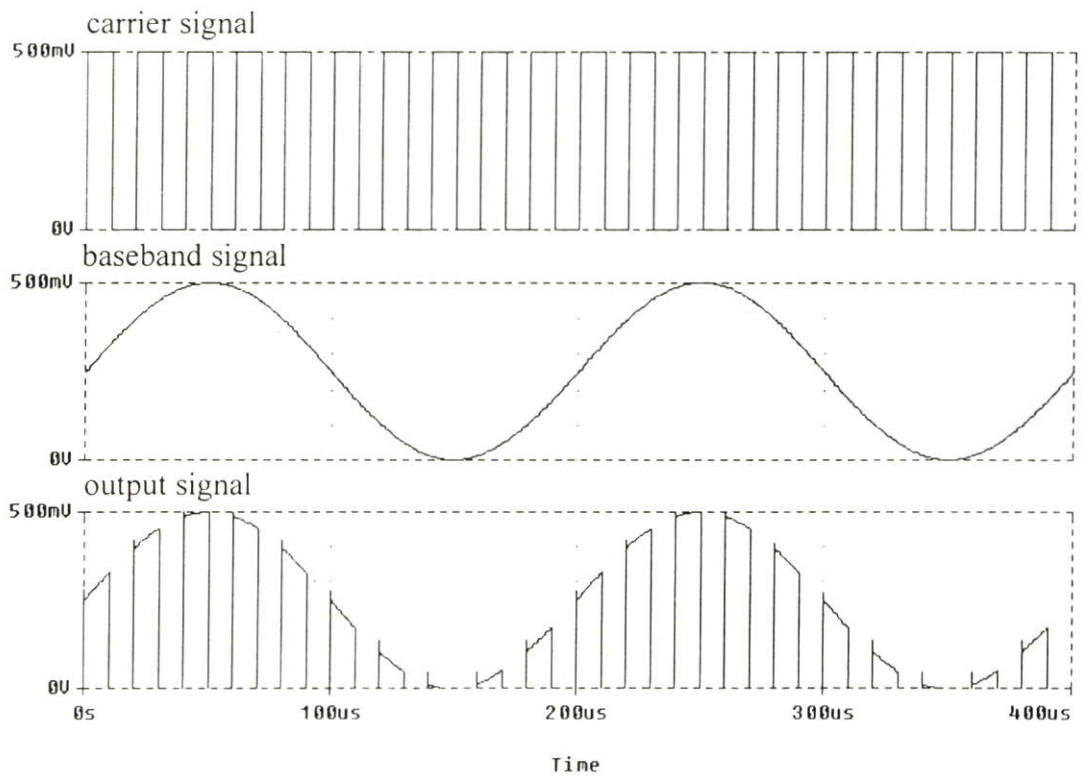


รูปที่ 6.8 วงจรจริงซ็อปเปอร์มอดูเลเตอร์

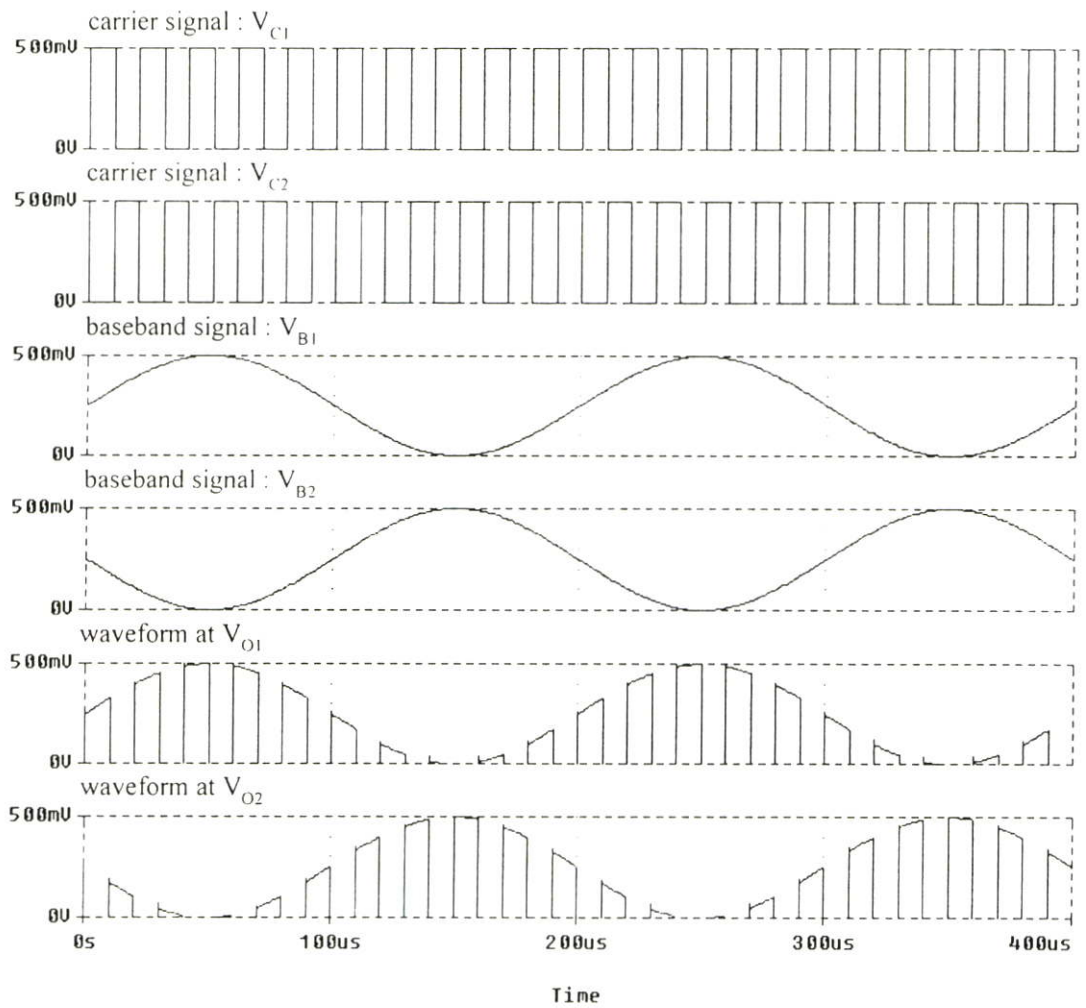
6.5 ผลการจำลองวงจรซีออปเปอร์มอดูเลเตอร์



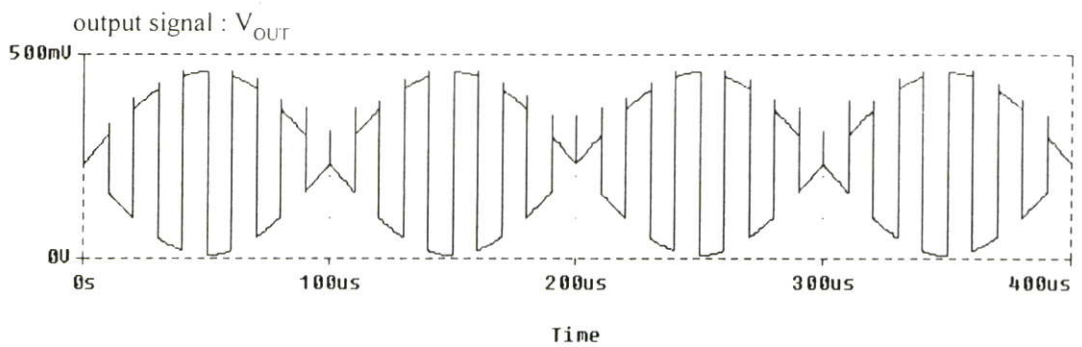
รูปที่ 6.9 วงจรเลื่อนเฟส 180 องศา



รูปที่ 6.10 การทำงานของวงจร โควานซีออปเปอร์มอดูเลเตอร์



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.11 การทำงานของวงจรรีจิวเออร์มอดูเลเตอร์ (ก) รูปคลื่นที่จุดต่างๆ (ข) รูปคลื่นเอาต์พุต

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรรีจิวเออร์มอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ จะทำการเขียนแบบการทำงาน of วงจรด้วยโปรแกรม PSpice ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น โมเดล แหล่งจ่ายแรงดัน ค่า W/L

ของวงจรถวายค่าแรงดันต่ำสุด วงจรรวมสัญญาณ ค่าความต้านทาน จะมีค่าเหมือนกับการจำลองในหัวข้อ 6.3 ทุกประการ สำหรับค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 6.9 กำหนดได้คือ  $10\mu\text{m}/0.6\mu\text{m}$  สำหรับ NMOS ทุกตัวและ  $30\mu\text{m}/0.6\mu\text{m}$  สำหรับ PMOS ทุกตัว กระแสไบอัส  $I_0=50\mu\text{A}$  ผลการจำลองการทำงานมีดังนี้ รูปที่ 6.10 แสดงการทำงานของวงจร โควานซ์ออปเปอร์มอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณพาหะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด  $500\text{mV}_{\text{p-p}}$  ความถี่  $50\text{kHz}$  ในขณะที่สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด  $500\text{mV}_{\text{p-p}}$  ความถี่  $5\text{kHz}$  โดยสัญญาณข่าวสารจะบวกค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $250\text{mV}$  เข้าไปด้วยเพื่อให้สัญญาณมีระดับเดียวกับสัญญาณพาหะ จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณพาหะจะมีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร ส่วนรูปที่ 6.11 แสดงการทำงานของวงจรริงซ์ออปเปอร์มอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณพาหะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด  $500\text{mV}_{\text{p-p}}$  ความถี่  $50\text{kHz}$  ในขณะที่สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด  $500\text{mV}_{\text{p-p}}$  ความถี่  $5\text{kHz}$  โดยสัญญาณข่าวสารจะบวกค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $250\text{mV}$  เข้าไปด้วยเพื่อให้สัญญาณมีระดับเดียวกับสัญญาณพาหะ เหมือนกับการจำลองของวงจร โควานซ์ออปเปอร์มอดูเลเตอร์ รูปคลื่นที่จุดต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 6.11(ก) ส่วนรูปคลื่นเอาต์พุทแสดงได้ดังรูปที่ 6.11(ข) จากผลการจำลองจะเห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้ดี ขนาดรูปคลื่นเอาต์พุทจะต่ำกว่า  $500\text{mV}_{\text{p-p}}$  เล็กน้อย

## 6.6 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้จะเป็นการนำเอาวงจรถวายค่าแรงดันต่ำสุดที่นำเสนอในบทที่ 5 มาประยุกต์ใช้งานสร้างเป็นวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกและวงจรช้อปเปอร์มอดูเลเตอร์ วงจรถวายค่าแรงดันต่ำสุดจะทำหน้าที่เป็นตัวคลิปแรงดันบวก วงจรคลิปแรงดันสามารถกำหนดจุดคลิปสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้โดยง่ายดังนั้นวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกที่สร้างขึ้นด้วยวงจรวจรถวายค่าแรงดันต่ำสุดจึงสามารถเพิ่มจำนวนบิตได้โดยไม่ต้องมีการปรับปรุงวงจรถวายค่าแรงดันต่ำสุดแต่อย่างใด นอกจากนั้นยังได้ใช้วงจรถวายค่าแรงดันต่ำสุดมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจร โควานซ์ออปเปอร์มอดูเลเตอร์และวงจรริงซ์ออปเปอร์มอดูเลเตอร์อีกด้วย นี่เป็นเพียงสองตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรถวายค่าแรงดันที่ได้กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้เท่านั้น นอกจากนี้วงจรถวายค่าแรงดันสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรอื่นๆ ได้อีกมากมาย

## บทที่ 7

# สรุปและข้อเสนอแนะ

### 7.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าสูงสุดและต่ำสุดที่มีหลายอินพุตซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในงานการประมวลผลสัญญาณภาพ เครือข่ายประสาทเทียม ระบบอัตโนมัติและควบคุมได้เป็นอย่างดี วงจรที่นำเสนอออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสและเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอจะอยู่ในบทที่ 4 ส่วนวงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดที่นำเสนอจะอยู่ในบทที่ 5 ซึ่งรายละเอียดของเนื้อหาทั้งสองบทมีดังนี้

เนื้อหาในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดหลายอินพุตแบบอนาล็อกโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส วงจรสร้างขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและใช้วิธีการป้อนกลับกระแสทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าต่ำ วงจรเลื่อนระดับแรงดันที่ป้อนกลับกระแสเพื่อช่วยทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าต่ำนี้จะเรียกว่า “วงจรถักชนป้อนกลับกระแส” วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่นำเสนอมีคุณสมบัติดังนี้ มีความแม่นยำ โครงสร้างไม่ซับซ้อน มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมากและใช้แรงดันต่ำ

จากหลักการในบทที่ 4 วงจรตรวจจับค่าแรงดันต่ำสุดสามารถนำเสนอในบทที่ 5 วงจรที่นำเสนอสร้างขึ้นในแบบวงจร Winner Take All ดังนั้นจึงสามารถมีอินพุตได้  $n$  อินพุตโดยไม่ทำให้เกิดการหน่วงเวลาของสัญญาณ วงจรสร้างขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและใช้การป้อนกลับกระแสทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าต่ำเหมือนกับบทที่ 4 แต่จะปรับเปลี่ยนให้วงจรสามารถเลือกค่าแรงดันต่ำสุดที่ป้อนเข้ามาทางอินพุต วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติคือ มีความแม่นยำ โครงสร้างไม่ซับซ้อน มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมากและใช้แรงดันต่ำเช่นเดียวกับวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดที่ได้นำเสนอในบทที่ 5

วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่นำเสนอในบทที่ 4 และบทที่ 5 ได้ตีพิมพ์ลงในวารสารวิศวกรรมลาดกระบังสองบทความ

### 7.2 ข้อเสนอแนะ

วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรที่ได้ออกแบบและมีความสมบัติเป็นที่น่าพอใจ แต่อย่างไรก็ตามวงจรที่นำเสนอยังสามารถพัฒนาต่อไปได้ในอนาคตเพื่อให้ได้วงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่ดีที่สุด คุณสมบัติที่ให้ความสำคัญสำหรับวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดคือ มีความเที่ยงตรงสูง มีความเร็ว ใช้อุปกรณ์น้อยที่สุดเพื่อ

นำไปสร้างเป็นวงจรรวมจะใช้พื้นที่ชิปน้อยที่สุด แต่ปัญหาที่มีมักจะพบคือวงจรไม่ค่อยมีความเที่ยงตรง ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นที่บริเวณการเปลี่ยนช่วงของสองอินพุตหรือมากกว่า ซึ่งจะเรียกว่า Corner error การแก้ปัญหาดังกล่าวคือวงจรจะต้องมีความเร็วสูง การลดการหน่วงเวลาของสัญญาณคือจะต้องออกแบบให้วงจรใช้อุปกรณ์น้อยที่สุด สำหรับแนวทางอื่นๆ ที่จะพัฒนาวงจรตรวจจับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดให้ดีที่สุดต่อไปในอนาคตมีดังนี้

- ออกแบบวงจรให้มีความง่ายโดยใช้อุปกรณ์ให้น้อยที่สุด
- ใช้กำลังงานน้อยที่สุดเพราะในการประยุกต์ใช้งานบางงานจะต้องการวงจรตรวจจับแรงดันเป็นจำนวนมากเพื่อสร้างเป็น โครงข่าย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] R. F. Coughlin and F. F. Driscoll, Operational amplifiers & linear integrated circuits, New York: Prentice-Hall, 1998.
- [2] I. Takahiro, M. Tetsuo, and M. Ryoko, "New OTA-based analog circuits for fuzzy membership functions and max/min operations," IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications, Computer Sciences, vol. E74-A, pp. 3619-3621, November 1991.
- [3] T. Inoue, F. Ueno, T. Motomura, O. Setoguchi, and R. Matsuo, "New high-speed analogue max and min circuits using OTA-based bounded-difference operations," Electronics Letters, vol. 27, pp. 1034-1035, June 1991.
- [4] S.-I. Lui, Y.-S. Hwang, and J.-H. Tsay, "CCII-based fuzzy membership function and max/min circuits," Electronics Letters, vol. 29, pp. 116-118, January 1993.
- [5] T. Yamakawa, "A fuzzy inference engine in nonlinear analog mode and its application to a fuzzy logic control," IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 4, pp. 496-522, May 1993.
- [6] T. Serrano-Gotarredona and B. Linares-Barranco, "A modular current-mode high precision winner-take-all circuit," IEEE Transaction on Circuit and Systems-II, vol. 22, pp. 123-134, February 1995.
- [7] A. Demosthenous, S. Smedley, and J. Taylor, "A CMOS analog winner-take-all network for large-scale applications," IEEE Transaction on Circuit and Systems-I, vol. 45, pp. 300-304, March 1998.
- [8] T. Serrano-Gotarredona and B. Linares-Barranco, "A high-precision current-mode WTA-MAX circuit with multichip capability," IEEE Journal of Solid-Stat Circuits, vol. 33, pp. 280-286, February 1998.
- [9] G. A. Andreou, K. A. Boahen, P. O. Pouliquen, A. Papasovic, R. E. Jenkins, and K. Strohhahn, "Current-mode subthreshold MOS circuits for analog VLSI neural systems," IEEE Transaction on Neural Networks, vol. 2, pp. 205-213, 1991.
- [10] I. Baturone, J. L. Huertas, A. Barriga, and S. Sanchez-Solano, "Current-mode multiple-input Max circuit," Electronics Letters, vol. 30, pp. 678-680, April 1994.

- [11] R. G. Carvajal, J. Ramirez-Angulo, and J. Martinez-Heredia, "High-speed high-precision min/max circuits in CMOS technology," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 697-699, April 2000.
- [12] B. Maundy, "Min/Max circuit for analog convolution decoders," *IEEE Transaction on Circuit and Systems-II*, vol. 48, pp. 802-806, August 2001.
- [13] I. E. Opris, "Analog range extractors," *IEEE Transaction on Circuit and Systems-I*, vol. 44, pp. 1114-1121, December 1997.
- [14] I. E. Opris, "Rail-to-rail multiple-input min/max circuit," *IEEE Transaction on Circuit and Systems-II*, vol. 45, pp. 137-140, January 1998.
- [15] A. Rodriguez-Vazquez, B. Linares-Barranco, J. L. Huertas, and E. Sanchez-Sinencio, "On the design of voltage-controlled sinusoidal oscillators using OTA's," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, pp. 198-211, February 1990.
- [16] R. Hecht-Hielsen, *Neurocomputing*, Reading, MA: Addison-Wesley, 1990.
- [17] B. Linares-Barranco, T. Serranno-Gotarredona, J. Ramos-Martor, J. Ceballos-Caceres, J. M. Mora, and A. Linares-Barranco, "A precise  $90^\circ$  quadrature OTA-C oscillator tunable in the 50-130-MHz range," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, vol. 51, pp. 649-663, April 2004.
- [18] T. L. Floyd, *Basic operational amplifiers and linear integrated circuits*, USA: Macmillan.
- [19] D. John and K. Martin, *Analog integrated circuit design*, New York: John Wiley & Sons.
- [20] J. E. Pearson, *Basic communication theory*, Prentice Hall, UK, 1992.
- [21] H. O. Elwan, S. A. Mahmoud, and A. M. Soliman, "CMOS voltage controlled floating resistor," *International Journal of Electronics*, vol. 81, no. 5, pp. 571-576, 1996.
- [22] K. M. Al-Ruwaihi, "A floating voltage-controlled linear resistor and its application to active RC filter," *International Journal of Electronics*, vol. 82, no. 5, pp. 483-498, 1997.
- [23] P. Prommee, M. Somdunyanok, K. Khaw-ngam, and K. Dejhan, "A CMOS voltage-controlled floating circuit with temperature compensated," *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, vol. 1, pp. 263-266, 12-14 October 2005.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก.

## พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองการทำงาน

MODEL NMOS LEVEL=3 UO=460.5 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=0.62 JS=1.08E-6 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  
AF=1 WD=+0.11U DELTA=+0.42 NFS=1.2E11 DELL=0U LIS=2 ISTMP=10  
TT=0.1E-9

MODEL PMOS LEVEL=3 UO=100 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=-0.58 JS=0.38E-6 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  
AF=1 WD=+0.14U DELTA=0.81 NFS=0.52E11 DELL=0U LIS=2 ISTMP=10  
TT=0.1E-9

## ภาคผนวก ข.

### ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา

1. กฤษณ์ อ่างแก้ว, สุรัชย์ จันทร์ฉาย, พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เดชหาญ, มนตรี สมดุลยกนก “วงจรถ่วงจับค่าสูงสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 22, ฉบับที่ 1, หน้า 54-58, มีนาคม 2548.
2. สุรัชย์ จันทร์ฉาย, พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เดชหาญ, มนตรี สมดุลยกนก, กฤษณ์ อ่างแก้ว “วงจรถ่วงจับค่าแรงดันต่ำสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 22, ฉบับที่ 2, หน้า 49-53, มิถุนายน 2548.



ISSN 0125-1724

# วิศวกรรม ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 22 ฉบับที่ 1

มีนาคม 2548

1. การศึกษาการปลูกฟิล์มบางอะมอร์ฟิซิลิคอนชนิดบริสุทธิ์ด้วยวิธีพลาสมาซีวีความถี่สูง  
อัครวิน หงษ์สิงห์ทอง วิสุทธิ์ จูติรุ่งเรือง พอพนธ์ ลิขณนุกฤษฎ์ 1
2. การพัฒนาฟิล์มบางซิลิคอนชนิดพีด้วยวิธี PECVD เพื่อประยุกต์ใช้เป็นชั้นหน้าต่างรับแสงในเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดอะมอร์ฟิซิลิคอน  
อัครวิน หงษ์สิงห์ทอง วิสุทธิ์ จูติรุ่งเรือง พอพนธ์ ลิขณนุกฤษฎ์ 7
3. การเกิดกระแสแสงของโฟโตไดโอดชนิด Al/n-Si/Al แบบพลาสมาที่ระยะห่างขั้วไฟฟ้ามีขนาดกว้าง  
ธเนศ ไช้เหม มานิตา ด้วงแสง สุรศักดิ์ เนียมเจริญ 13
4. ระบบวัดมลภาวะแบบรีโมทข้อมูล โดยการตรวจจับกระแสรั่วไหล  
สุพัต ผาพันธุ์ มณฑล สิวาจินดาไกรฤกษ์ 19
5. การคำนวณหาพิกัดกระแสและขนาดของสายเคเบิลแรงดันไฟฟ้าต่ำ และแรงดันไฟฟ้าขนาดกลาง โดยคำนึงถึงลักษณะการติดตั้ง  
แรงดันตกในสาย และผลกระทบจากฮาร์มอนิก  
ทิมาญ ดิษสุธรรม ศุภี บรรจงจิตร ประพาพรรณ เคลือบวรรณรัตน์ บุญเลิศ สือเจย สิริวิษ ทัดสวน 25
6. การประมาณช่องสัญญาณสำหรับการเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน  
วันนิวัต กลิ่นงาม กอบชัย เดชหาญ 31
7. การรู้จำใบหน้าโดยใช้หลักการของ 2DLDA  
สิทธิพันธ์ คงสนทนา ยุทธพงษ์ รังสรรค์เสรี 37
8. การจัดประเภทแพ็กเก็ตตามกฎด้วยวิธี Bitmap Intersection Lookup (BIL) พร้อมการปรับปรุงกฎ  
ณัฐโชติ พรหมฤทธิ์ อัครินทร์ คุณกิตติ 43
9. นวัตกรรมองความถี่ที่ทำงานในโหมดกระแสปรับค่าได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วย CCCII แบบหลายเข้าพุท  
ทรงพล กลิ่นสุคนธ์ มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ พิพัฒน์ พรหมมี ณรงค์ อาจฤทธิ์ 49
10. วงจรตรวจจับค่าสูงสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส  
กฤษณ์ อ่างแก้ว สุรัชย์ จันทร์ฉาย พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ มนตรี สมดุลยกนก 54
11. วงจรคูณสัญญาณอนาล็อกแบบซีมอส ความเพี้ยนต่ำโดยใช้ไฟเลี้ยงต่ำชุดเดียว  
มนตรี สมดุลยกนก พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ กฤษณ์ อ่างแก้ว 59
12. การตรวจจับฮาร์มอนิกโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียมเพอร์เซ็ปตรอนหลายชั้น  
เอกวิทย์ หทัยกษัณษ์ วิจิตร กิณเรศ 65
13. วงจรกรองกำลังแอกทิฟสามเฟสที่ขั้วหลักการของกำลังไฟฟ้รีแอกทิฟช่วงควมคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล  
สันติภาพ โคตทะเล วิจิตร กิณเรศ 71
14. The Management of Lead Waste Water Using Power Source 1440 Watts with Microcontroller 77  
Siseerot Keikaew

# วงจรถววจับค่าสูงสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

## Low-Voltage CMOS Maximum Circuit

กฤษณ์ อ่างแก้ว\* สุรัชย์ จันทรฉาย พัทธพันธ์ พรหมมี กอบชัย เฉลยหาญ มนตรี สมดุลยกัน\*\*

\* ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือ

\*\* ภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรถววจับค่าสูงสุดสำหรับสัญญาณแรงดันอินพุทแบบหลายสัญญาณ (Multiple-input) ที่ทำงานได้ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส วงจรสร้างขึ้นจากวงจรถววจับระดับแรงดัน และ วงจรกันชนป้องกันกลับกระแส วงจรมีโครงสร้างง่ายไม่ซับซ้อน สามารถทำงานที่แรงดันต่ำได้ดี วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติคือ มีความเที่ยงตรง และ ความเร็วสูง ภายใต้เงื่อนไขการทำงานที่แหล่งจ่าย  $\pm 1.5$  V และมีช่วงแรงดันอินพุทปฏิบัติงาน  $\pm 400$  mV ซึ่งคุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

### Abstract

A new low-voltage CMOS maximum circuit is presented. The proposed circuit is realized by sub-circuits such as voltage level-shifter and shunt-feedback buffer circuits. This achieved circuit has a simple scheme with  $\pm 1.5$ Volts power supply, input dynamic range of  $\pm 400$  mV is achieved. Performances including the DC-characteristic, high-frequency wave output are carried out by PSpice.

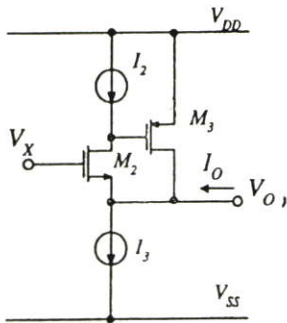
### 1. บทนำ

ฟังก์ชันค่าสูงสุดคือฟังก์ชันพื้นฐานที่มีการนำมาใช้งานในด้านการประมวลสัญญาณ และ สร้างเป็นวงจรถววจับค่าสูงสุดของรูปคลื่น [1-2] ในระบบเครื่องมือวัด ระบบวัดคุม และ ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น หรือ ประยุกต์ใช้เป็นวงจรถววจับค่าสูงสุดที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวงจรถววจับค่าสูงสุดที่นำอุปกรณ์ประเภท แอคทิฟมาใช้งาน เช่น วงจรสายพานกระแส [3] วงจร ออปแอมป์ (Operational Amplifier: OP-AMP) ต่อร่วมกับไดโอด และ ตัวต้านทานสำหรับใช้งานกับสัญญาณแรงดันแบบสองอินพุท [4] ซึ่งในกรณีที่ต้องการนำไปประยุกต์เพื่อใช้งานกับแรงดันแบบหลายอินพุท จะต้องนำวงจรถววจับค่าสูงสุด

อันดับกัน ทำให้เกิดปัญหาค่าหน่วงเวลา (Delay time) ต่อมาได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรถววจับค่าสูงสุดโดยใช้วงจรถววจับค่า (Operational Transconductance Amplifier: OTA) [5] แบบมอสเฟตเป็นจำนวน  $(n+1)$  ตัว ต่อร่วมกับมอสเฟตหนึ่งตัวและไดโอดจำนวน  $(n)$  ตัว สำหรับใช้งานกับอินพุทจำนวน  $(n)$  สัญญาณ ซึ่งความเร็วในการทำงานของวงจรพวกนี้มีปัญหาเรื่องความเร็วเนื่องจากข้อจำกัดในการนำกระแสและหยุดนำกระแสของตัวไดโอด ในปัจจุบันวงจรถววจับค่าสูงสุดนิยมใช้หลักการแบบ Winner Take All [6] ซึ่งมีข้อดีคือ ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ สามารถใช้งานได้กับสัญญาณแรงดันอินพุทที่มีหลายสัญญาณในเวลาเดียวกันได้

บทความนี้จึงนำเสนอวงจรจذبค่าสูงสุดที่ใช้หลักการคล้ายกับแบบ Winner Take All โดยวงจรสร้างขึ้นจากวงจรถ่อนระดับแรงดัน ซึ่งมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก และยังใช้เป็นวงจรถ่วงค่าออฟเซตด้วย ค่อยร่วมกับวงจรถนป้อนกลับกระแส ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่วงแรงดันเอาต์พุตซึ่งทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งเป็นผลให้วงจรมีความแม่นยำเพิ่มขึ้น ดังนั้น วงจรที่นำเสนอจึงมีความเที่ยงตรงและความเร็วสูง การใช้โครงสร้างของวงจรมีข้อดีอีกทั้งยังสามารถใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

2. หลักการและวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 1 วงจรถนป้อนกลับกระแส

รูปที่ 1 แสดงวงจรถนป้อนกลับกระแส โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดทำงานในย่านอิ่มตัว โดยสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P และ N แสดงดังสมการที่ (1.1) และ (1.2) ตามลำดับ

$$I_{D1} = -K_P (V_{SG} - |V_{TP}|)^2 \quad (1.1)$$

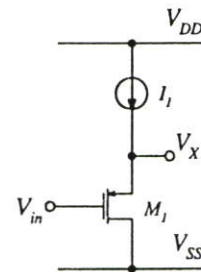
$$I_{D2} = K_N (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad (1.2)$$

โดยที่  $K_P = \frac{\mu_P C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)$ ,  $K_N = \frac{\mu_N C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)$ ,  $V_{TN}$  และ  $V_{TP}$  คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) ของทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS ตามลำดับ

วงจรถนป้อนกลับกระแส ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่  $I_2$  และ  $I_3$  และ ทรานซิสเตอร์  $M_2$  และ  $M_3$  จากรูปที่ 1 แรงดัน  $V_X$  ถูกป้อนเข้าที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์  $M_2$  ซึ่งทำหน้าที่จ่ายแรงดันเอาต์พุตที่ขาออกของตนเอง โดยมีทรานซิสเตอร์  $M_3$  เป็นตัวจ่ายกระแสด้านบวก และ  $I_3$  เป็นตัวจ่ายกระแสด้านลบ หรือ อีกนัยหนึ่งคือการรักษาสภาพการเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้คงที่ (Regulated) โดยสามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้เป็น

$$V_O = V_X - \sqrt{\frac{I_2}{K_N}} - V_{TN} \quad (2)$$

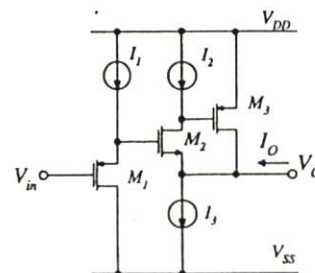
จากสมการที่ (2) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของรูปที่ 1 จะประกอบด้วยระดับแรงดันไฟตรง (Offset voltage) ซึ่งสามารถหักล้างออกด้วยวงจรถนระดับแรงดันในรูปที่ 2



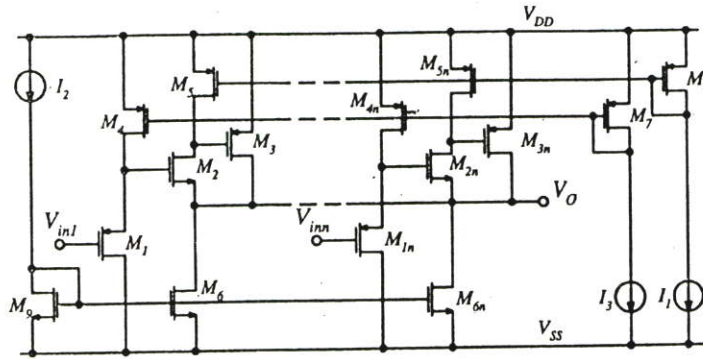
รูปที่ 2 วงจรถนระดับแรงดัน

จากรูปที่ 2 เป็นวงจรถนระดับแรงดัน เพื่อนำไปชดเชยออฟเซต ของวงจรรูปที่ 1 สมการแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$V_X = V_{in} + \sqrt{\frac{I_1}{K_P}} + |V_{TP}| \quad (3)$$



รูปที่ 3 วงจรถนป้อนกลับกระแสชดเชยออฟเซต



รูปที่ 4 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่น่าเสนอ

เมื่อนำวงจรรูปที่ 1 มาต่อที่เอาต์พุตของรูปที่ 2 ดังรูปที่ 3 จะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$V_O = V_{S2} = V_{in} + \sqrt{\frac{I_1}{K_P}} + |V_{TP}| - \sqrt{\frac{I_2}{K_N}} - V_{TN} \quad (4)$$

ถ้ากำหนดให้ การจัดการกระแสไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  เป็น ดั่งเงื่อนไขต่อไปนี้

$$\sqrt{\frac{I_2}{K_N}} + V_{TN} = \sqrt{\frac{I_1}{K_P}} + |V_{TP}| \quad (5)$$

สมการที่ (4) จะมีค่าเท่ากับ

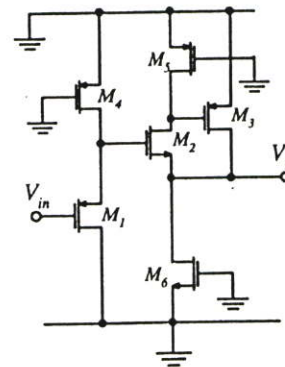
$$V_O = V_{in} \quad (6)$$

จากวงจรรูปที่ 3 สามารถสร้างเป็นวงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่สมบูรณ์ได้ดังรูปที่ 4 โดยนำวงจรรูปที่ 3 มาต่อในลักษณะขนาน ถ้าอินพุตใดมีค่ามากที่สุดทรานซิสเตอร์  $M_3$  ของอินพุตชุดนั้น ก็จะนำกระแสมากกว่าชุดอื่นที่เหลือ ทำให้แรงดันที่เอาต์พุต  $V_O$  มีค่าเท่ากับอินพุตตัวที่มากที่สุดและกระแส  $I_{out}$  ก็จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน  $M_3$  ของชุดที่นำกระแสสูงสุดจึงเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{out} = \text{Max}(V_{in1}, V_{in2}, \dots, V_{inn}) \quad (7)$$

### 3. การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

วงจรที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5 ซึ่งทรานซิสเตอร์ทุกตัว



รูปที่ 5 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ

ทำงานในย่านอิมิตัว และ ใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

ในส่วนแรกที่จะพิจารณาคือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วอินพุต ( $r_{in}$ ) เนื่องจากค่าความต้านทานที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์มีสูงมาก ทำให้สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วอินพุต ( $r_{in}$ ) เท่ากับ

$$r_{in} \approx \infty \quad (8)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุต ( $r_o$ ) ซึ่งเสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน สามารถประมาณค่าได้จากทรานซิสเตอร์  $M_3, M_4, M_5$  และ  $M_6$  โดยมีค่าประมาณดังนี้

$$r_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{g_{d5} + g_{d1}}{g_{m3}(g_{d1} + g_{m5}) + (g_{d6} + g_{d2})(g_{m2} + g_{d2} + g_{d6} + g_{d3})} \quad (9)$$

จากสมการที่ (9) ถ้าตัวแปรค่าตัวแปรที่เกี่ยวข้อง ดังนี้  $g_{d2} = 4.54 \times 10^{-5} \text{ A/V}$ ,  $g_{d3} = 4.48 \times 10^{-5} \text{ A/V}$ ,  $g_{d5} = 1.95 \times 10^{-5} \text{ A/V}$ ,  $g_{d6} = 1.31 \times 10^{-4} \text{ A/V}$ ,  $g_{m2} = 1.36 \times 10^{-3} \text{ A/V}$ ,  $g_{m3} = 1.71 \times 10^{-3} \text{ A/V}$  และ  $g_{m5} = 7.31 \times 10^{-4} \text{ A/V}$  ซึ่งสามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุต ( $r_o$ ) ประมาณ  $40 \text{ } \Omega$

4. ผลการเลียนแบบการทำงาน

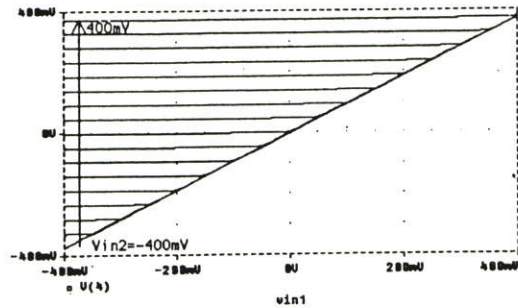
วงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่นำเสนอจะถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้โมเดลของ MOSIS  $0.8 \text{ } \mu\text{m}$  กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{DD}$  และ  $V_{SS}$  เท่ากับ  $\pm 1.5$  โวลต์ แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_1 = 70 \text{ } \mu\text{A}$ ,  $I_2 = 125 \text{ } \mu\text{A}$  และ  $I_{3a} = I_{3b} = 1 \text{ } \mu\text{A}$  และ ค่าขนาดของทรานซิสเตอร์ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าขนาดของทรานซิสเตอร์ (Aspect Ratio)

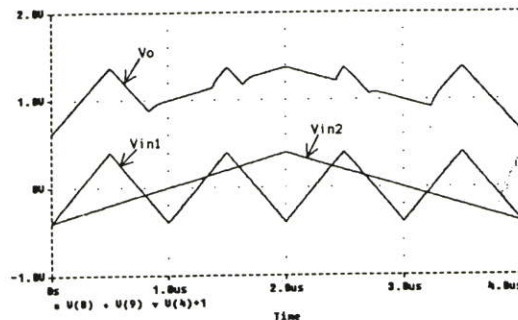
Transistor	W/L(um/um)
M1	500/1
M2	100/1
M3	300/1
M4	100/1
M5	100/1
M6	300/1
M7	100/1
M8	100/1
M9	300/1

รูปที่ 6 แสดงคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดแบบ 2 อินพุต ซึ่งแรงดันออฟเซตถูกปรับให้มีค่าจนใกล้กับ 0 มีย่านอินพุตปฏิบัติงานกว้างประมาณ  $\pm 400 \text{ mV}$  รูปที่ 7 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่อินพุตที่ 1

และ อินพุตที่ 2 ด้วยความถี่ 1 MHz และ 250 kHz ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องและพบว่าความไวในช่วงการเปลี่ยนสถานะจากอินพุตหนึ่งไปยังอินพุตหนึ่งจะใช้เวลาไม่เกิน  $0.5 \text{ } \mu\text{s}$



รูปที่ 6 คุณสมบัติไฟตรงของวงจรตรวจจับค่าสูงสุด



รูปที่ 7 ผลการเลียนแบบการทำงานที่ความถี่ 1MHz

5. สรุป

วงจรตรวจจับค่าสูงสุดที่นำเสนอในบทความนี้มีคุณสมบัติคือ เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพที่ดี มีโครงสร้างของวงจรที่ง่ายโดยประกอบขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและวงจรป้อนกลับกระแส ซึ่งทำให้สามารถปรับค่าแรงดันออฟเซตได้โดยง่ายด้วยแหล่งจ่ายกระแส ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรพบว่า ที่สัญญาณอินพุตความถี่สูง วงจรยังคงทำงานได้ดี นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าสามารถใช้งานกับสัญญาณแรงดันอินพุตที่เป็นแบบหลายสัญญาณ (Multiple input) ซึ่งจะถูกระมวลผลในเวลาเดียวกัน

## 6. เอกสารอ้างอิง

- [1] I. Baturone, J. L. Huertas, A. Barriga and S. Sanchez-Solano, "Current-mode multiple-input Max circuit," *Electron. Letts.*, vol. 30, no. 9, pp. 678-680, April 1994.
- [2] B. D. Liu, and C.Y. Hung, "Current-mode multiple input maximum circuit for Fuzzy Logic controllers," *Electron. Letts.*, vol. 30, no. 23, pp. 1924-1925, Nov 1994.
- [3] S. I. Liu, Y. S. Hwang, and J. H. Tsay, "CCII-Based Fuzzy Membership Function and Max/Min Circuit," *Electron. Letts.*, vol. 29, no. 1, pp. 116-118, 1993.
- [4] Robert F. Coughlin and Frederick F. Driscoll, "Operational Amplifier and Linear Intergrated Circuit," Prentice-Hall, Inc., 1987.
- [5] I. Takahiro, M. Tetsuo, M. Ryoko, "New OTA-based Analog Circuits for Fuzzy Membership Functions and Max/Min Operations," *IEICE Transactions.*, vol.E 74, no. 11, Nov. 1991.
- [6] R. G. Carvajal, J. Martinez-Heredia and J. Ramirez-Angulo, "High-speed high-precision min/max circuits in CMOS technology," *Electron. Letts.*, vol. 36, no. 8, pp. 697-699, April 2000.



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

# ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 22 ฉบับที่ 2

มิถุนายน 2548

1. การศึกษาเทคนิคการผลิตก๊าซไอโซนโดยใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงความถี่สูง แบบแรงดันกระแสเพิ่มสูง  
ศศิโรตม์ เกตุแก้ว 1
2. การศึกษาการสร้างเครื่องกำเนิดควีนรูปด้วยกรรมวิธีไฟฟ้าสถิตแรงดันสูงความถี่สูง เพื่อลดการเกิดมะเร็งปอด  
ศศิโรตม์ เกตุแก้ว วีระศักดิ์ วงศ์วิวัฒน์ 7
3. การจำลองสภาวะชั่วคราวของหม้อแปลงกระแสโดยใช้โปรแกรม ATP  
อรณรัตน์ นาวิกาวตาร มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์ 13
4. การหาค่าช่วงเวลาตัดกระแสสวิตกุดของระบบไฟฟ้ากำลังโดยใช้ระเบียบวิธีการคำนวณ  
พิเชษฐ มานะบรรจง สมชาติ จิรวิภากร 19
5. การชำระและคำนวณค่าไฟฟ้าด้วยสมาร์ตการ์ดและดิจิตอลลิโวลิตต์-ซีโวมอเตอร์ 1-เฟส  
วุฒิพันธ์ ศิลปวรรณวิวัฒน์ มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์ 25
6. การออกแบบอิเล็กทรอนิกส์สำหรับข้อกำหนดสำหรับใช้ในการควบคุมฮาร์โมนิกส์ในงานอุตสาหกรรมและระบบธุรกิจด้วย EMPT  
สันติ มุ่งเขม้น กอบชัย เดชหาญ 31
7. การประเมินความเชื่อถือได้ของระบบผลิตกำลังไฟฟ้า โดยการใช้โครงข่ายประสาทเทียม  
ฉัตรชัย สานติสุวรรณ์ สมชาติ จิรวิภากร 37
8. วงจรควบคุมสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ ความถี่สูงที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ  
กิตติภัทร์ ภูระหงษ์ พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ 43
9. วงจรตรวจจับค่าต่ำสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส  
สุรัชย์ จันทร์ฉาย พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ กฤษณ์ อ่างแก้ว มนตรี สมดุลยกนก 49
10. วงจรความต้านทานชนิดลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบซีมอสที่มีการชดเชยอุณหภูมิ  
มนตรี สมดุลยกนก พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ กฤษณ์ อ่างแก้ว 54
11. การเพิ่มประสิทธิภาพของการรู้จำสระเสียงเดียวในภาษาไทยโดยใช้การลดมิติของความเข้มแถบความถี่วิกฤตของฟังก์ชันถ่ายโอน  
สเกลบาร์ค 60  
อรณสิทธิ์ วงศ์อนศักดิ์ชัย ไกรสิน สงวัฒนา

# วงจรตรวจจับค่าต่ำสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส

## Low-Voltage CMOS Minimum Circuit

สุรัชย์ จันทร์ฉาย พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ ฤกษ์ม์ อย่างแก้ว\* มนตรี สมคุลยกันก\*\*  
 คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 \* ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือ  
 \*\* ภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสยาม

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดสำหรับสัญญาณแรงดันอินพุตแบบหลายสัญญาณ (Multiple-input) ที่ทำงานได้ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส วงจรสร้างขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดัน และ วงจรกันชนป้อนกลับกระแส วงจรมีโครงสร้างง่ายไม่ซับซ้อน สามารถทำงานที่แรงดันต่ำได้ดี วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติคือ มีความเที่ยงตรง และ ความเร็วสูง ภายใต้เงื่อนไขการทำงานที่แหล่งจ่าย  $\pm 1.5$  V. และมีช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน  $\pm 400$  mV ซึ่งคุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

### Abstract

A new low-voltage CMOS minimum circuit is presented. The proposed circuit is realized by sub-circuits such as voltage level-shifter and shunt-feedback buffer circuits. This achieved circuit has a simple scheme with  $\pm 1.5$ Volts power supply, input dynamic range of  $\pm 400$  mV is achieved. Performances including the DC-characteristic, high-frequency wave output are carried out by PSpice.

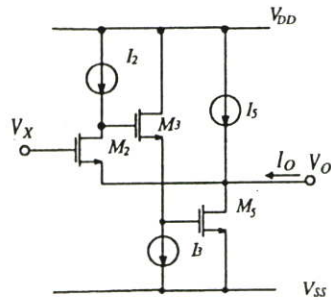
### 1. บทนำ

วงจรตรวจจับค่าต่ำสุดเป็นวงจรที่มีการนำมาใช้งานในด้านการประมวลสัญญาณในระบบอิเล็กทรอนิกส์แบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Circuits) เช่น การประมวลผลข้อมูลภาพและการควบคุมแบบฟัซซี่ (Fuzzy Logic Control) [1-4] ดังนั้นที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอการพัฒนาออกแบบวงจรเพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันตรวจจับค่าต่ำสุดอย่างค่องเนื่องตัวอย่างที่ได้นำเสนอไว้ เช่น การออกแบบโดยใช้วงจรสายพานกระแส [3] วงจร ออปแอมป์ (Operational Amplifier: Op-Amp) คู่ร่วมกับไดโอด และ ตัวต้านทานสำหรับใช้งานกับสัญญาณแรงดันแบบสองอินพุต [5] ซึ่งในกรณีที่ต้องการนำไปประยุกต์เพื่อใช้งานกับแรงดันแบบหลายอินพุต จะต้องนำวงจรดังกล่าวมาต่อ

อันดับกัน ต่อมาได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรตรวจจับค่าต่ำสุด โดยใช้วงจรขยายความนำ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) [6] แบบมอสเฟตเป็นจำนวน  $(n+1)$  ตัว ต่อร่วมกับมอสเฟตหนึ่งตัวและไดโอดจำนวน  $(n)$  ตัว สำหรับใช้งานกับอินพุตจำนวน  $(n)$  สัญญาณทำให้เกิดปัญหาเรื่องความเร็วในการทำงาน เนื่องจากข้อจำกัดในการนำกระแสและหยุดนำกระแสของตัวไดโอด อีกทั้งยังทำงานที่แรงดันแหล่งจ่ายค่อนข้างสูงคือประมาณ  $\pm 10$  V. ในปัจจุบันวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดนิยมใช้หลักการแบบ Winner Take All [7-8] ซึ่งมีข้อดีคือ ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำสามารถ ใช้งานได้กับสัญญาณแรงดันอินพุตที่มีหลายสัญญาณในเวลาเดียวกันได้

บทความนี้จะนำเสนอวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดที่ใช้หลักการคล้ายกับแบบ Winner Take All โดยวงจรสร้างขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดัน ซึ่งมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมากและยังใช้เป็นวงจรปรับค่าออฟเซตด้วย ต่อกับวงจรกันชนป้องกันกลับกระแส ทำหน้าที่เป็นวงจรจ่ายแรงดันเอาท์พุทซึ่งทำให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งทำให้วงจรมีความแม่นยำเพิ่มขึ้น ดังนั้น วงจรที่นำเสนอจึงมีความเที่ยงตรงใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ การใช้โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน

2. หลักการและวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 1 วงจรกันชนป้องกันกลับกระแส

รูปที่ 1 แสดงวงจรกันชนป้องกันกลับกระแส โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดทำงานในย่านอิ่มตัว โดยสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P และ N แสดงดังสมการที่ (1.1) และ (1.2) ตามลำดับ

$$I_{D1} = -K_P (V_{SG} - |V_{TP}|)^2 \quad (1.1)$$

$$I_{D2} = K_N (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad (1.2)$$

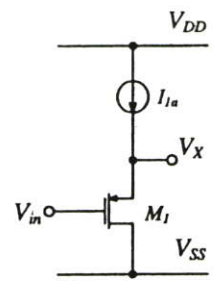
โดยที่  $K_P = \frac{\mu_P C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)$ ,  $K_N = \frac{\mu_N C_{OX}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)$ ,  $V_{TN}$  และ  $V_{TP}$  คือ แรงดันเริ่มซิด (Threshold voltage) ของทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS ตามลำดับ

วงจรกันชนป้องกันกลับกระแส ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$  และ ทรานซิสเตอร์  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_4$  จากรูปที่ 1 แรงดัน  $V_x$  ถูกป้อนเข้าที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์  $M_2$  ซึ่งทำหน้าที่จ่ายแรงดันเอาท์พุทที่ขาซอสของตนเอง โดยมีทรานซิสเตอร์  $M_3$  เป็นตัวจ่ายกระแส

ด้านบวก สำหรับ  $M_3$  และ  $I_3$  จะทำหน้าที่เลื่อนระดับแรงดัน ผลที่ได้ก็คือถ้านำมาต่อกันในลักษณะขนานหลายชุด ชุดไหนอินพุทต่ำกว่าชุดนั้นก็ทำงานก่อน ซึ่งจะเท่ากับคุณสมบัติของการตรวจจับค่าต่ำสุด โดยสามารถเขียนสมการแรงดันเอาท์พุทได้เป็น

$$V_O = V_x - \sqrt{\frac{I_2}{K_N}} - V_{TN} \quad (2)$$

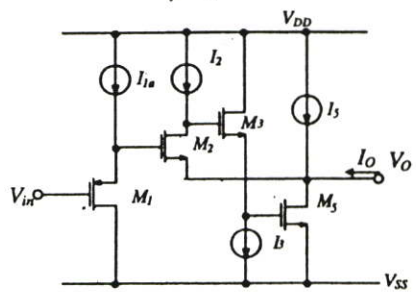
จากสมการที่ (2) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาท์พุทของรูปที่ 1 จะประกอบด้วยระดับแรงดันไฟตรง (Offset Voltage) ซึ่งสามารถหักล้างออกด้วยวงจรเลื่อนระดับแรงดันในรูปที่ 2



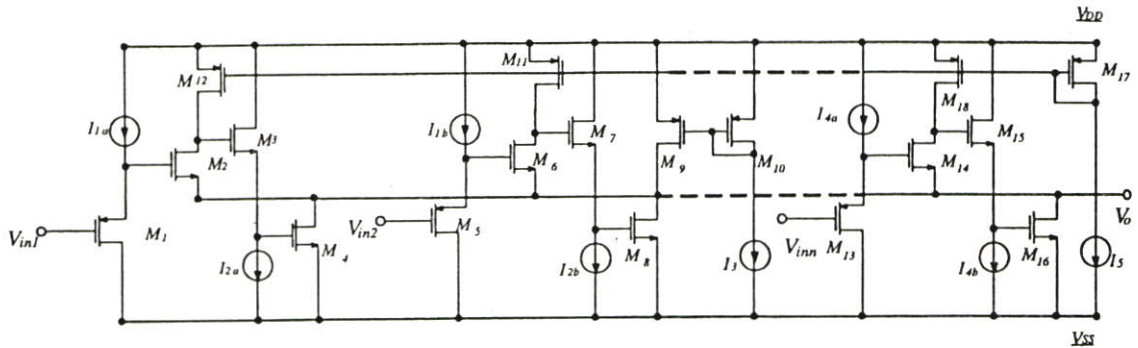
รูปที่ 2 วงจรเลื่อนระดับแรงดัน

จากรูปที่ 2 เป็นวงจรเลื่อนระดับแรงดัน เพื่อนำไปชดเชยออฟเซต ของวงจรรูปที่ 1 สมการแรงดันเอาท์พุทเท่ากับ

$$V_x = V_{in} + \sqrt{\frac{I_1}{K_P}} + |V_{TP}| \quad (3)$$



รูปที่ 3 วงจรกันชนป้องกันกลับกระแสชดเชยออฟเซต



รูปที่ 4 วงจรตรวจจับค่าต่ำสุดที่นำเสนอ

เมื่อนำวงจรรูปที่ 1 มาต่อที่เอาต์พุตของรูปที่ 2 ดังรูปที่ 3 จะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$V_O = V_{S2} = V_{in} + \sqrt{\frac{I_1}{K_P}} + |V_{TP}| - \sqrt{\frac{I_2}{K_N}} - V_{TN} \quad (4)$$

ถ้ากำหนดให้ การจักรกระแสไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  เป็นค่าคงที่ต่อไป

$$\sqrt{\frac{I_2}{K_N}} + V_{TN} = \sqrt{\frac{I_1}{K_P}} + |V_{TP}| \quad (5)$$

สมการที่ (4) จะมีค่าเท่ากับ

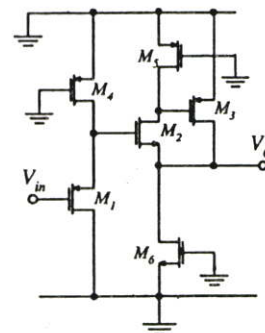
$$V_O = V_{in} \quad (6)$$

จากวงจรรูปที่ 3 สามารถสร้างเป็นวงจรตรวจจับค่าต่ำสุดที่สมบูรณ์ได้ดังรูปที่ 4 โดยนำวงจรรูปที่ 3 มาต่อในลักษณะขนาน ถ้าอินพุตใดมีค่าน้อยที่สุดทรานซิสเตอร์  $M_1$  ของอินพุตชุดนั้น ก็จะนำกระแสที่น้อยกว่าชุดอื่นที่เหลือ ทำให้แรงดันที่เอาต์พุต  $V_O$  มีค่าเท่ากับอินพุตตัวที่น้อยที่สุดและกระแส  $I_{Out}$  ก็จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน  $M_1$  ของชุดที่นำกระแสจึงเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{out} = \text{Min}(V_{in1}, V_{in2}, \dots, V_{inn}) \quad (7)$$

### 3. การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

วงจรที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5 ซึ่งทรานซิสเตอร์ทุกตัว



รูปที่ 5 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ

ทำงานในย่านอิมิตัว และ ใช้หลักการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

ในส่วนแรกที่จะพิจารณาคือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วอินพุต ( $r_{in}$ ) เนื่องจากค่าความต้านทานที่ขาเกทของมอสทรานซิสเตอร์มีสูงมาก ทำให้สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วอินพุต ( $r_{in}$ ) เท่ากับ

$$r_{in} \approx \infty \quad (8)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วเอาต์พุต ( $r_o$ ) ซึ่งเสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน สามารถประมาณค่าได้จากทรานซิสเตอร์  $M_3, M_4, M_5$  และ  $M_6$  โดยมีค่าประมาณดังนี้

$$r_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{gd_{12} + gd_2}{gm_5(gd_2 + gm_{12}) + (gd_4 + gd_2)(gm_1 + gd_2 + gd_4 + gd_5)} \quad (9)$$

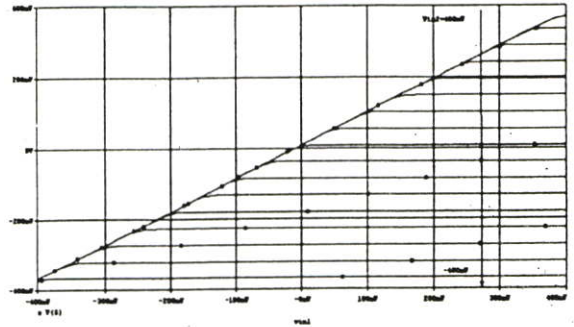
จากสมการที่ (9) ถ้าตัวแปรค่าตัวแปรที่เกี่ยวข้อง  
 ดังนี้  $g_{d2} = 4.69 \times 10^{-5} \text{ A/V}$ ,  $g_{d5} = 4.95 \times 10^{-5} \text{ A/V}$ ,  
 $g_{d12} = 1.88 \times 10^{-5} \text{ A/V}$ ,  $g_{d4} = 5.01 \times 10^{-4} \text{ A/V}$ ,  
 $g_{m2} = 1.38 \times 10^{-3} \text{ A/V}$ ,  $g_{m5} = 1.38 \times 10^{-3} \text{ A/V}$  และ  
 $g_{m12} = 7.28 \times 10^{-4} \text{ A/V}$  ซึ่งสามารถประมาณค่าอิมพี  
 แคนซ์ที่ขั้วเอาต์พุต ( $r_o$ ) ประมาณ  $40 \Omega$

4. ผลการเลียนแบบการทำงาน

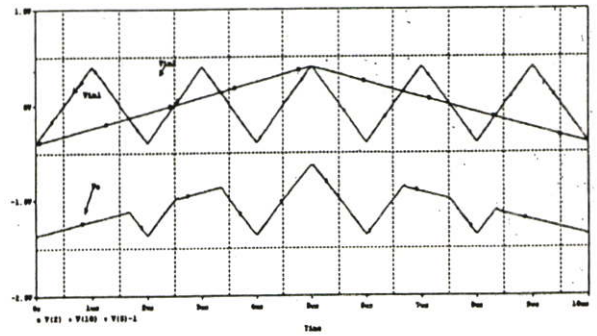
วงจรตรวจจับค่าต่ำสุดที่น่าเสนอจะถูกนำมา  
 จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้โมเดลของ  
 MOSIS  $0.8 \mu\text{m}$  กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{DD} = -V_{SS} =$   
 $1.5 \text{ โวลต์}$  แหล่งจ่ายกระแสที่  $I_{1a}=I_{1b}=1 \mu\text{A}$   
 $I_2 = 70 \mu\text{A}$ ,  $I_3 = 125 \mu\text{A}$ , และ  $I_{4a}=I_{4b}=50 \mu\text{A}$  และ  
 ค่าAspect Ratio ของทรานซิสเตอร์ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่า Aspect Ratio ของทรานซิสเตอร์

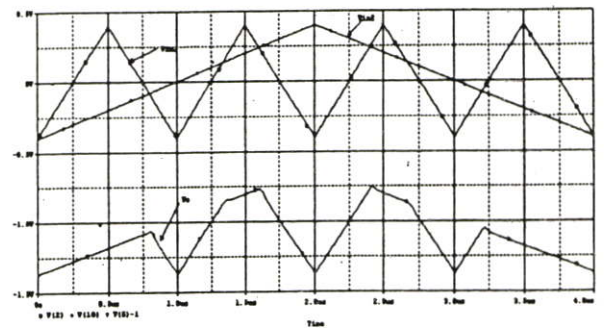
Transistor	W/L(um/um)
M1	500/1
M2	100/1
M3	300/1
M4	300/1
M5	50/1
M6	300/1
M7	50/1
M8	300/1
M9	100/1
M10	500/1
M11	100/1
M12	100/1
M13	100/1



รูปที่ 6 คุณสมบัติไฟตรงของวงจรตรวจจับค่าต่ำสุด



รูปที่ 7 ผลการเลียนแบบการทำงานที่ความถี่ 500 KHz



รูปที่ 8 ผลการเลียนแบบการทำงานที่ความถี่ 1MHz

รูปที่ 6 แสดงคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร  
 ตรวจจับค่าต่ำสุดแบบ 2 อินพุต ซึ่งแรงดันออฟเซตถูกปรับ  
 ให้มีค่าจนใกล้กับ 0 มีขั้วอินพุตปฏิบัติงานกว้างประมาณ  
 $\pm 400 \text{ mV}$  รูปที่ 7 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของ  
 วงจรโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่อินพุตที่ 1  
 และ อินพุตที่ 2 ด้วยความถี่ 500KHz และ 100 kHz ตาม

ลำดับและรูปที่ 8 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่อินพุตที่ 1 และอินพุต ที่ 2 ด้วยความถี่ 1 MHz และ 250 kHz ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง

## 5. สรุป

วงจรตรวจจับค่าค่าสุดที่น่าเสนอในบทความนี้มีคุณสมบัติคือ เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพที่ดี มีโครงสร้างของวงจรที่ง่ายโดยประกอบขึ้นจากวงจรเลื่อนระดับแรงดันและวงจรป้อนกลับกระแส ซึ่งทำให้สามารถปรับค่าแรงดันออฟเซตได้โดยง่ายด้วยแหล่งจ่ายกระแส ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรพบว่า เมื่อทำการแปรความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ความถี่สูงวงจรยังคงทำงานได้ดี นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าสามารถใช้งานกับสัญญาณแรงดันอินพุตที่เป็นแบบหลายสัญญาณ (Multiple input) ซึ่งจะถูกประมวลผลในเวลาเดียวกัน

## 6. เอกสารอ้างอิง

- [1] กฤษณ์ อ่างแก้ว สุรัช จันทรฉาย พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เชนหาญ มนตรี สมดุลยภนิก “วงจรตรวจจับค่าสูงสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส” วิศวกรรมลาดกระบัง, หน้า 114-117, 21-22 มีนาคม 2548
- [2] อุมารินทร์ ปิ่นตบแต่ง อนุชา แก้วพูลสุข ธนาพร เชื้อเจริญ และธงชัย มณีชูเกตุ “วงจรรหาค่าสูงสุดและวงจรรหาค่าต่ำสุดสำหรับสัญญาณกระแสอินพุตแบบหลายสัญญาณโดยใช้วงจรสายพานกระแส” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 25 หน้า 114-117 21-22 พฤศจิกายน 2545
- [3] I. Baturone, J. L. Huertas, A. Barriga and S. Sanchez-Solano, “Current-mode multiple-input Max circuit,” *Electron. Letts.*, vol. 30, no. 9, pp. 678-680, April 1994.
- [4] B. D. Liu, and C.Y. Hung, “Current-mode multiple input minimum circuit for Fuzzy Logic controllers,” *Electron. Letts.*, vol. 30, no. 23, pp. 1924-1925, Nov 1994.
- [5] S. I. Liu, Y. S. Hwang, and J. H. Tsay, “CCII-Based Fuzzy Membership Function and Max/Min Circuit,” *Electron. Letts.*, vol. 29, no. 1, pp. 116-118, 1993.
- [6] Robert F. Coughlin and Frederick F. Driscoll, “Operational Amplifier and Linear Intergrated Circuit,” Prentice-Hall, Inc., 1987.
- [7] I. Takahiro, M. Tetsuo, M. Ryoko, “New OTA-based Analog Circuits for Fuzzy Membership Functions and Max/Min Operations,” *IEICE Transactions.*, vol.E 74, no. 11, Nov. 1991.
- [8] R. G. Carvajal, J. Martinez-Heredia and J. Ramirez-Angulo, “High-speed high-precision min/max circuits in CMOS technology,” *Electron. Letts.*, vol. 36, no. 8, pp. 697-699, April 2000.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสุรชัย จันทร์ฉาย
วัน เดือน ปีเกิด	11 พฤษภาคม 2506
ที่อยู่	67/1 หมู่ 5 ต. ทรงคนอง อ.สามพราน จ.นครปฐม
ประวัติการศึกษา	ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
สถานที่ทำงาน	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

### รางวัลเกียรติคุณและผลงานวิจัย

พ.ศ. 2541	เสนอผลงานวิจัย เรื่องการป้องกันอันตรายจากเต้าเสียบไฟฟ้าโดยใช้ โมดูลจ่ายกระแสไฟฟ้าอัตโนมัติ การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21
พ.ศ.2542	ได้รับรางวัล Technology Innovation Award 1999 จากผลงานวิจัย เรื่อง เครื่องบันทึกและแสดงผลการใช้ด้ายในจักรอุตสาหกรรม