

วงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง  
BI-DIRECTIONAL MULTIPLE-CURRENT-INPUT MAXIMUM CIRCUIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-080-249

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**วงจรถ่ายกระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง**

**BI-DIRECTIONAL MULTIPLE-CURRENT-INPUT MAXIMUM CIRCUIT**



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 82884  
วัน,เดือน,ปี..... 25 ก.ค. 2551

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

**วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**

**สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม**

**บัณฑิตวิทยาลัย**

**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**พ.ศ.2551**

**KMITL-2008-EN-M-080-249**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# BI-DIRECTIONAL MULTIPLE-CURRENT-INPUT MAXIMUM CIRCUIT



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

**2008**

**KMITL-2008-EN-M-080-249**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2008**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์      วงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง  
Bi-Directional Multiple-Current-Input Maximum Circuit






นักศึกษา                    นายอมรเทพ      กาศย์แก้ว

รหัสประจำตัว            47060554

ปริญญา                    วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา                วิศวกรรมระบบควบคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์      รศ.ดร.วันชัย      รวีรุจา

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วรพงษ์	ตั้งศรีรัตน์	
ผศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสวีวงศ์	
รศ.ดร.จงกล	งามวิวิทย์	
ดร.นพดล	มณีรัตน์	
รศ.ดร.วันชัย	รวีรุจา	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 7 พฤษภาคม 2551 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 2 ชั้น 3 อาคาร A

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.รวีวรรณ ชินะตระกูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๑/.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ. ๒๕๕๑.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง
นักศึกษา	นาย อมรเทพ กาพย์แก้ว
รหัสประจำตัว	47060554
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอวิธีการสร้างวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตวงจรถ้าค่าเสนอสามารถรองรับกระแสอินพุตได้ทั้งค่าบวกและลบ ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $5n+4$  ตัว เมื่อ  $n$  คือ จำนวนของสัญญาณกระแสอินพุต โดยมีเทคนิคที่เหมาะสมสำหรับการสร้างวงจรรวม โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอส จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ้าค่าโปรแกรม PSPICE แสดงถึงช่วงปฏิบัติการและความถูกต้องในการทำงานของวงจรถ้าค่าเสนอเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

<b>Thesis Title</b>	Bi-Directional Multiple-Current-Input Maximum Circuit
<b>Student ID.</b>	Mr. Amornthep Karbkeaw
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2008
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr. Vanchai Riewruja

### ABSTRACT

This thesis presents the method for realizing multiple-current-input maximum circuit. The proposed circuit can support both positive and negative input currents , and it employs  $5n+4$  transistors for  $n$  input signals. The realization technique is suitable for fabrication using CMOS technology. The proposed circuit is expected to be as an active building block for real-time systems. PSPICE simulation results verifying the circuit performances, i.e. dynamic range, accuracy are agreed with the theoretical values.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประสบผลสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากการที่ผู้เขียนได้รับโอกาสจาก รองศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ธีรรุจา หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมที่สนับสนุนให้ผู้เขียนเข้าศึกษาในระดับปริญญาโท ทั้งให้ความรู้ความคิดริเริ่มข้อเสนอแนะและชี้แนะแนวทางแก้ปัญหาต่าง ๆ เป็นอย่างดีในการศึกษาและทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ธีรรุจา อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้ต่าง ๆ ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ อ.วรรณดี เพชรชมณีนาค่า และ อ.ธวัชชัย คำศรี ที่ให้ความรู้ คำแนะนำต่าง ๆ ให้การสนับสนุนและให้ความช่วยเหลือแก่ผู้เขียนมาโดยตลอดจนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี

ขอขอบคุณ พี่ ๆ น้อง ๆ นักศึกษาปริญญาโทสาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและที่ไม่ได้เอ่ยนามที่เคยร่วมทำวิจัยที่ได้ให้คำปรึกษา และช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณบิดา นายจ่านงค์ กาพย์แก้ว และมารดา นางพิมพ์ กาพย์แก้ว อย่างสุดซึ้งซึ่งเป็นผู้คอยให้กำลังใจและสนับสนุนในการศึกษารวมไปถึงญาติพี่น้องและเพื่อน ๆ ทุกท่านที่ให้กำลังใจ อีกทั้งช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ มาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย และคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้การสนับสนุนการศึกษา ณ โอกาสนี้ด้วย

อมรเทพ กาพย์แก้ว

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ถูกลำเสนอในอดีต.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดสองอินพุต.....	4
2.3 วงจรหาค่ากระแสสูงสุดโดยใช้ซีมอส.....	5
2.4 วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดโดยใช้ซีมอส.....	7
2.5 วงจรเลือกหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซีมอส.....	9
2.6 วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซีมอส.....	11
2.7 บทสรุป.....	15
บทที่ 3 กลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	16
3.1 กล่าวนำ.....	16
3.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	16
3.3 วงจรหาค่าต่ำสุดชนิดหลายอินพุต.....	19
3.4 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุตทิศทางเดียว.....	21
3.5 บทสรุป.....	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบวงจรถ้ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง.....	24
4.1 กล่าวนำ.....	24
4.2 การออกแบบวงจรถ้ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอ.....	24
4.2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงาน.....	24
4.2.2 วงจรถ้ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอ.....	25
4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรถ้ากระแสสูงสุด ชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง.....	28
4.3.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการทางกระแสอินพุต ของวงจรถ้ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง.....	29
4.3.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรถ้ากระแสสูงสุด ชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง.....	31
4.3.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ้ากระแสสูงสุด ชนิดหลายอินพุต แบบสองทิศทาง.....	34
4.4 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรถ้าโปรแกรม PSPICE.....	36
4.4.1 ผลการเขียนแบบการทำงานของสัญญาณกระแสอินพุต และกระแสเอาต์พุต.....	37
4.4.2 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ้า.....	45
4.4.3 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรถ้าสัญญาณขั้นบันได.....	45
4.4.4 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรถ้าสัญญาณค่าคงที่สามอินพุต.....	45
4.5 บทสรุป.....	47
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งานของวงจรถ้าสูงสุด.....	49
5.1 กล่าวนำ.....	49
5.2 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน.....	49
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยพัฒนา.....	52
6.1 บทสรุป.....	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยและพัฒนา.....	52
เอกสารอ้างอิง.....	53
ภาคผนวก.....	55
ภาคผนวก ก	
ก.1 แบบจำลอง และวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอดูเลชันซีสเตอร์.....	56
ก.2 สมการค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของมอดูเลชันซีสเตอร์.....	56
ภาคผนวก ข	
ข.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแส.....	58
ข.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส.....	59
ภาคผนวก ค	
ค.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการทางกระแสอินพุตของวงจรหาค่าสูงสุดสองทิศทาง...	62
ค.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรหาค่าสูงสุดสองทิศทาง.....	66
ค.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่าสูงสุดสองทิศทาง.....	74
ภาคผนวก ง ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของมอดูเลชันซีสเตอร์ .....	81
ภาคผนวก จ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	82
ประวัติผู้เขียน.....	88

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดสองอินพุต.....	4
2.2 วงจรหาค่ากระแสสูงสุดโดยใช้ซีมอส.....	5
2.3 วงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุต.....	7
2.4 วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดโดยใช้ซีมอส.....	7
2.5 วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดชนิดหลายอินพุต.....	9
2.6 วงจรเลือกหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซีมอส.....	9
2.7 วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดชนิดสองอินพุต.....	11
3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบบวก.....	16
3.2 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.1 ในกรณี $M_1$ และ $M_2$ สมพงษ์กัน....	18
3.3 วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ.....	19
3.4 วงจรหาค่าต่ำสุดชนิดหลายอินพุต.....	19
3.5 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุต.....	22
4.1 วงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง.....	25
4.2 วงจรหาค่าสูงสุดสองทิศทาง เมื่อมีจำนวนกระแสอินพุตเท่ากับหนึ่ง.....	29
4.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่อสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ที่ความถี่ 10 kHz ,50 kHz และ 100 kHz.....	39
4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ เมื่อ $n=3$ โดยป้อนกระแสอินพุตทั้งหมด เป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	40
4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ เมื่อ $n=3$ โดยป้อนกระแสอินพุต $i_1$ เป็น สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม $i_2$ และ $i_3$ เป็นค่ากระแสคงที่.....	41
4.6 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อกำหนดกระแสอินพุตเท่ากับ 5 อินพุต โดยป้อน สัญญาณอินพุตเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาด $-50\mu A$ ถึง $50\mu A$ และช่วงคาบของ สัญญาณมีค่าเท่ากับ $100\mu s$ .....	42
4.7 ผลตอบสนองความถี่ของวงจร เมื่อ $n=1$ .....	43
4.8 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่อสัญญาณขั้นบันได.....	44
4.9 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรกรณีกระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นบวก.....	46
4.10 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรกรณีกระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นลบ.....	47
5.1 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบพีซี.....	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ท่านควร

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2 สภาพแวดล้อมการทำงานของตัวควบคุมแบบฟัซซีชนิดอะเดียป์ที่ฟอนไลน์.....	50
5.3 สถาปัตยกรรมแบบคล้ายเมตริกซ์ของชิปฟัซซีชนิดโปรแกรมได้สำหรับการใช้งานทั่วไป.....	51



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

วงจรที่มีหลักการทำงานในลักษณะการหาค่าสูงสุด เป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่งในการวัดสัญญาณในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์ ไฟฟ้าสื่อสาร และระบบควบคุม โดยเฉพาะการประยุกต์ใช้งานในด้านการประมวลผลสัญญาณทางด้านแอนะล็อก (Analog) ที่มีการทำงานในระบบเวลาจริง เช่นการประมวลผลสัญญาณภาพและการควบคุมแบบฟัซซี (Fuzzy) เป็นต้น วงจรหาค่าสูงสุดสำหรับสัญญาณอินพุตหลาย ๆ สัญญาณได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยการนำวงจรหาค่าสูงสุดชนิดสองอินพุตหลาย ๆ วงจรมาต่อรวมกันแบบโครงสร้างหลาย ๆ ระดับ [1] ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการต่อวงจรในลักษณะ โครงข่ายระดับนี้คือความผิดพลาดสะสมที่เกิดจากวงจรหาค่าสูงสุดชนิดสองอินพุตแต่ละวงจรและความเร็วในการทำงาน จากข้อจำกัดนี้ได้มีการนำเสนอวงจรหาค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุตในบทความวิจัย [2,11] แต่วิธีการที่นำเสนอในบทความดังกล่าว การทำงานของวงจรสามารถรับกระแสสัญญาณอินพุตบวกได้ในทิศทางเดียว แต่วงจรหาค่าสูงสุดที่สามารถรับกระแสสัญญาณอินพุตทั้งบวกและลบได้ในสองทิศทางจะมีประโยชน์ในการนำไปประยุกต์ใช้งานได้มากกว่า ข้อควรระวังในการออกแบบโดยการใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอส (CMOS) จะมีข้อเสียเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะการทำงานจากช่วงนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) เป็นช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-saturation Region) ของมอสทรานซิสเตอร์ จะเกิดปัญหาทางด้านความเร็วและความถูกต้องในการทำงานของวงจร ที่ผ่านมาได้มีการออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซีมอสที่ทำงานทั้งในรูปแบบกระแส (Current Mode Circuit) หรือที่เรียกว่า โหมดกระแส และทำงานในรูปแบบแรงดัน (Voltage Mode Circuit) หรือที่เรียกว่า โหมดแรงดัน [3] และในปัจจุบันวงจรหาค่าสูงสุดมุ่งเน้นให้วงจรมีทำงานในโหมดกระแส เนื่องจากการทำงานที่ใช้กระแสจะมีความถูกต้อง และมีผลตอบสนองความถี่ที่สูงกว่าเมื่อเทียบกับวงจรที่มีทำงานในลักษณะโหมดแรงดัน ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางโดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอส โครงสร้างของวงจรที่ออกแบบเป็นวงจรขยายคลาส AB เพื่อเป็นการเพิ่มความเร็วในการทำงานที่สูงขึ้น โดยลดผลช่วงเวลาหน่วงทำให้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตต่ำ วงจรที่นำเสนอถูกออกแบบด้วยทรานซิสเตอร์  $5n+4$  ตัว โดยที่  $n$  คือ จำนวนของกระแสอินพุต วงจรมีขนาดเล็กและใช้อุปกรณ์น้อย

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอส (CMOS) ที่มีการทำงานในช่วงนำกระแสเต็มตัว โครงสร้างพื้นฐานของวงจรประกอบไปด้วยวงจรหาค่าสูงสุด [4] และวงจรหาค่าต่ำสุด [6] รวมในวงจรเดียวกัน โดยวงจรหาค่าสูงสุดที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีประสิทธิภาพและความเร็วในการทำงานที่สูง ตลอดจนให้ความแม่นยำในการทำงานที่ดี โดยมีการกำหนดวัตถุประสงค์ดังนี้

- 1) เพื่อการศึกษาวิจัยและพัฒนาการออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดในโหมคกระแสชนิดหลายอินพุตสองทิศทางบนพื้นฐานเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซีมอส
- 2) ศึกษาการออกแบบวงจรเพื่อลดค่าความผิดพลาดสะสมจากวงจรหาค่าสูงสุดที่เคยนำเสนอ
- 3) สามารถรับสัญญาณกระแสอินพุตได้สองทิศทางคือทั้งกระแสบวกและกระแสลบ
- 4) การทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ทำการออกแบบใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจร

## 1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนองานวิจัยออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซีมอส โครงสร้างของวงจรที่ออกแบบเป็นวงจรขยายคลาส AB เพื่อเป็นการเพิ่มความเร็วในการทำงานที่สูงขึ้น โดยลดผลช่วงเวลานิ่ง ทำให้ความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุตต่ำ สามารถรองรับกับจำนวนสัญญาณกระแสอินพุตได้หลายสัญญาณ และยังสามารถรองรับกระแสอินพุตได้ทั้งกระแสบวกและกระแสลบ วงจรที่นำเสนอนี้ประกอบด้วยจำนวนทรานซิสเตอร์เท่ากับ  $5n+4$  โดยที่  $n$  คือจำนวนกระแสอินพุต นอกจากนั้นวงจรมีขนาดเล็กและใช้อุปกรณ์น้อย

## 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาวิทยานิพนธ์นี้แบ่งออกเป็น 6 บท และ 5 ภาคผนวก เนื้อหาในแต่ละบทและภาคผนวกมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 คือบทนำ จะเป็นการกล่าวถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงวงจรหาค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดที่เคยนำเสนอในอดีตซึ่งในรายละเอียดจะอธิบายถึงหลักการการทำงานของแต่ละวงจรมิทั้ง วงจรหาค่าสูงสุดชนิดสองอินพุต วงจรหาค่ากระแส

สูงสุดโดยใช้มอสเฟต วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดโดยใช้ซีมอส วงจรเลือกหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซีมอส วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซีมอส

บทที่ 3 กล่าวถึงกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในการออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ และอธิบายถึงหลักการทำงานของแต่ละวงจร

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ในเนื้อหาจะอธิบายหลักการการทำงาน การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานต่าง ๆ ของวงจร

บทที่ 5 เป็นตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

บทที่ 6 เป็นบทสรุปและแนวทางการวิจัยของวิทยานิพนธ์ที่นำเสนอ พร้อมกับแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อ

ภาคผนวก ก กล่าวถึงแบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ และสมการที่แสดงความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของมอสทรานซิสเตอร์

ภาคผนวก ข แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส

ภาคผนวก ค แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรหาค่าสูงสุดสองทิศทาง

ภาคผนวก ง แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสทรานซิสเตอร์ ที่ใช้สำหรับวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่ออกแบบ

ภาคผนวก จ แสดงผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

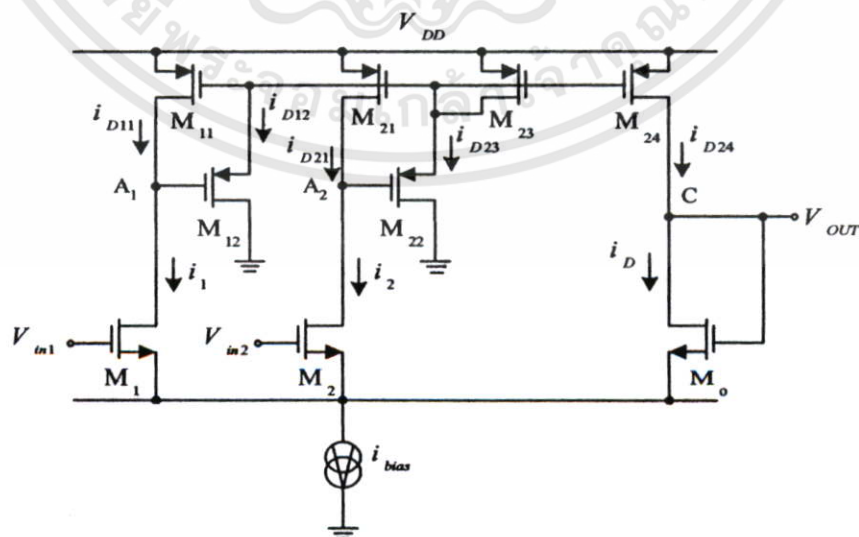
## บทที่ 2

# วงจรหาค่าสูงสุดและวงจรหาค่าต่ำสุดที่ถูกนำเสนอในอดีต

### 2.1 กล่าวนำ

วงจรหาค่าสูงสุดและวงจรหาค่าต่ำสุดสำหรับสัญญาณแอนะล็อกเป็นวงจรสำคัญวงจรหนึ่ง สำหรับการประมวลผลสัญญาณในระบบควบคุม จากอดีตถึงปัจจุบันได้มีการพัฒนาและนำเสนอ การออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดและวงจรหาค่าต่ำสุดอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้ได้วงจรหาค่าสูงสุดและ วงจรหาค่าต่ำสุดที่มีคุณสมบัติที่ดี เช่นมีช่วงปฏิบัติการทางขนาด และผลตอบสนองทางความถี่ที่ กว้าง ใช้พลังงานต่ำวงจรมีขนาดเล็ก และสะดวกต่อการใช้งาน เป็นต้น ดังนั้นเพื่อเป็นแนวทาง สำหรับการพัฒนาการออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดและวงจรหาค่าต่ำสุดต่อไป จึงควรศึกษาและทำ ความเข้าใจข้อดีและข้อจำกัดของหลักการออกแบบที่ได้มีการนำเสนอในอดีต ในบทนี้จะกล่าวถึง ตัวอย่างหลักการออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดและวงจรหาค่าต่ำสุดที่ทำงานในรูปแบบกระแสหรือที่ เรียกว่า โหมดกระแส โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอตัวอย่างของวงจรที่ทำงานแบบแอนะล็อก ที่นำเสนอไว้ในอดีต 5 ตัวอย่างด้วยกัน ซึ่งได้แก่ วงจรหาค่าสูงสุดสองอินพุต [4] วงจรหาค่ากระแสสูงสุดโดยใช้ซิมอส [5] วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดโดยใช้ซิมอส [6] วงจรเลือกหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซิมอส [7] วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซิมอส [8]

### 2.2 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดสองอินพุต



รูปที่ 2.1 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดสองอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากวงจรในรูปที่ 2.2 [5] มอสเฟตหรือมอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}$  และ  $M_{12}$  ต่อร่วมกัน สำหรับสัญญาณอินพุตลำดับที่  $i$  (เมื่อ  $i = 1, 2$ ) โดยทรานซิสเตอร์  $M_y$  ใช้เพื่อสังเคราะห์เป็นตัวไดโอดซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสไบแอสของวงจร กำหนดให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีการทำงานในช่วงนำกระแส อิมิต์จะได้ว่าเมื่อทรานซิสเตอร์  $M_{11}$ ,  $M_{21}$  และ  $M_y$  ต่อขาเกตและซอร์สร่วมกัน ดังนั้นค่าแรงดันตกคร่อมขาเกต-ซอร์สของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเท่ากัน ถ้ากำหนดให้กระแส  $i_{in1} > i_{in2}$  หรือ

$$i_{in1} = \max(i_{in1}, i_{in2}) \quad (2.1)$$

จะได้ว่า

$$\left| v_{1x} - v_{2x} \right| > \left( \frac{2i_y}{K} \right)^{i/2} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $K$  คือ ค่าพารามิเตอร์ของค่าความนำกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ ดังนั้น

$$i_{in1} = i_y = i_{1z} \quad (2.3)$$

และ

$$i_{2z} = 0 \quad (2.4)$$

พิจารณาที่จุดเอาต์พุต จะได้ว่า

$$i_{out} = i_{1z} + i_{2z} \quad (2.5)$$

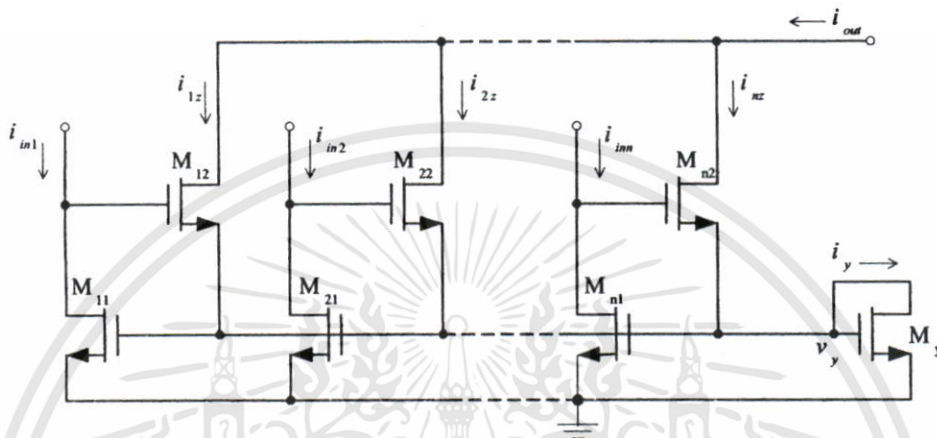
เมื่อแทนค่าจากสมการ (2.3) และ (2.4) ลงใน (2.5) จะได้

$$i_{out} = i_{1z} = i_{in1} = \max(i_{in1}, i_{in2}) \quad (2.6)$$

จากวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดสำหรับสองอินพุตในรูปที่ 2.2 สามารถนำมาประยุกต์เป็นวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตได้ดังรูป 2.3 โดยใช้จำนวนทรานซิสเตอร์เท่ากับ  $2n+1$  ตัว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

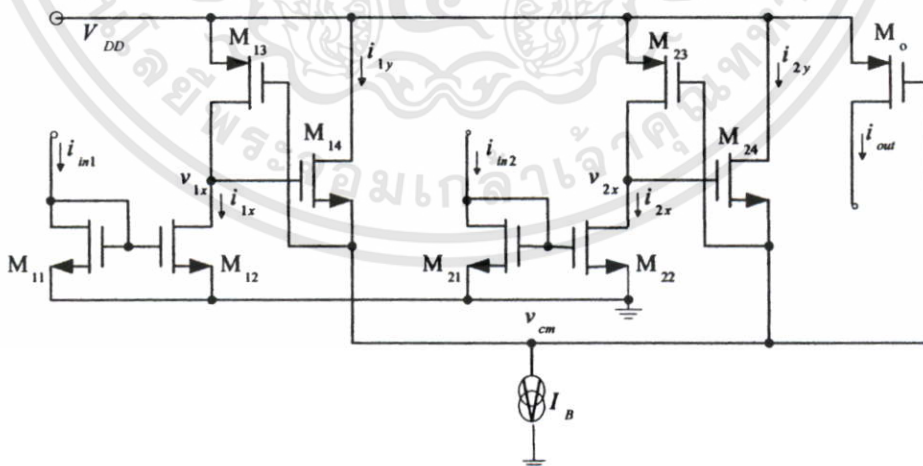
เมื่อ  $n$  คือจำนวนสัญญาณอินพุต สามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_{out}$  กับกระแสอินพุต  $i_{in1}, i_{in2}, \dots, i_{inn}$  ของวงจรได้ว่า

$$i_{out} = \max(i_{in1}, i_{in2}, \dots, i_{inn}) \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.3 วงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุต

## 2.4 วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดโดยใช้ซีมอส



รูปที่ 2.4 วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดโดยใช้ซีมอส

จากวงจรหาค่ากระแสต่ำสุดสำหรับกระแสอินพุต  $i_{in1}$  และ  $i_{in2}$  ดังรูปที่ 2.4 [6]

มอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}$ - $M_{14}$  คู่ร่วมกันสำหรับกระแสแต่ละอินพุต ( $i=1,2$ ) โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์  $M_{i1}$  และ  $M_{i2}$  ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายโอนกระแส ทำให้ค่ากระแส  $i_{1x}$  และ  $i_{2x}$  มีค่าเท่ากับกระแสอินพุต  $i_{in1}$  และ  $i_{in2}$  ตามลำดับ ทรานซิสเตอร์  $M_{i3}, M_{i23}$  และ  $M_o$  ต่อขาซอร์สและขาเกตร่วมกันดังนั้นจะมีค่าแรงดันคคร่อมขาซอร์ส-เกต เท่ากัน คือ  $(V_{DD} - v_{cm})$  โดยที่ค่าแรงดัน  $v_{cm}$  คือแรงดันร่วมซึ่งแปรเปลี่ยนค่าตามกระแสอินพุตที่มีค่าต่ำกว่า แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_B$  ใช้เป็นกระแสไบแอสของวงจร

กำหนดให้มอสเฟตทุกตัวมีความสมพจน์กันทุกประการ และมีการทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัว การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

ถ้ากำหนดให้กระแสอินพุต  $i_{in1} = i_{in2}$  จะได้ว่าค่าแรงดัน  $v_{1x} = v_{2x}$  และค่ากระแส  $i_{1y} = i_{2y} = i_B/2$  เมื่อกระแสอินพุต  $i_{in1}$  มีค่าลดลง ( $i_{in1} < i_{in2}$ ) จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่โหนด  $v_{1x}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะได้ว่า

$$|v_{1x} - v_{2x}| \geq \left(\frac{I_B}{K}\right)^{1/2} \quad (2.8)$$

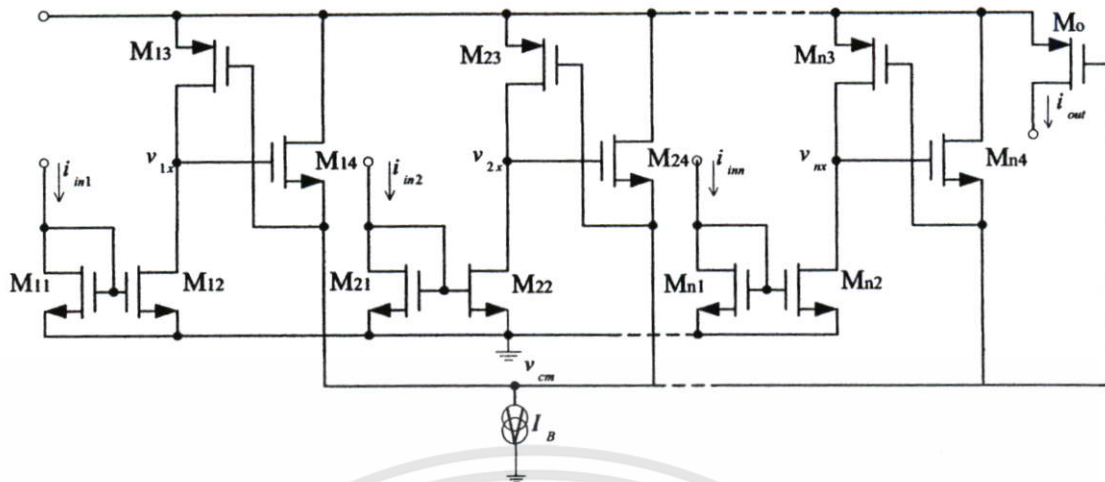
เมื่อ  $K$  คือ ค่าพารามิเตอร์ของค่าความนำกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ ดังนั้น

$$i_{1y} = I_B \quad \text{และ} \quad i_{2y} = 0 \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) จะทำให้ค่าแรงดัน  $v_{cm}$  ของวงจรสูงขึ้น ค่าแรงดันคคร่อมขาซอร์ส-เกต ของทรานซิสเตอร์  $M_{i3}, M_{i23}$  และ  $M_o$  มีค่าลดลงตามค่ากระแส  $i_{in1}$  เป็นผลทำให้ค่ากระแสอินพุต  $i_{2x}$  มีค่าน้อยกว่า  $i_{in2}$  แต่จะมีค่าเท่ากับ  $i_{in1}$  เขียนเป็นสมการได้ว่า

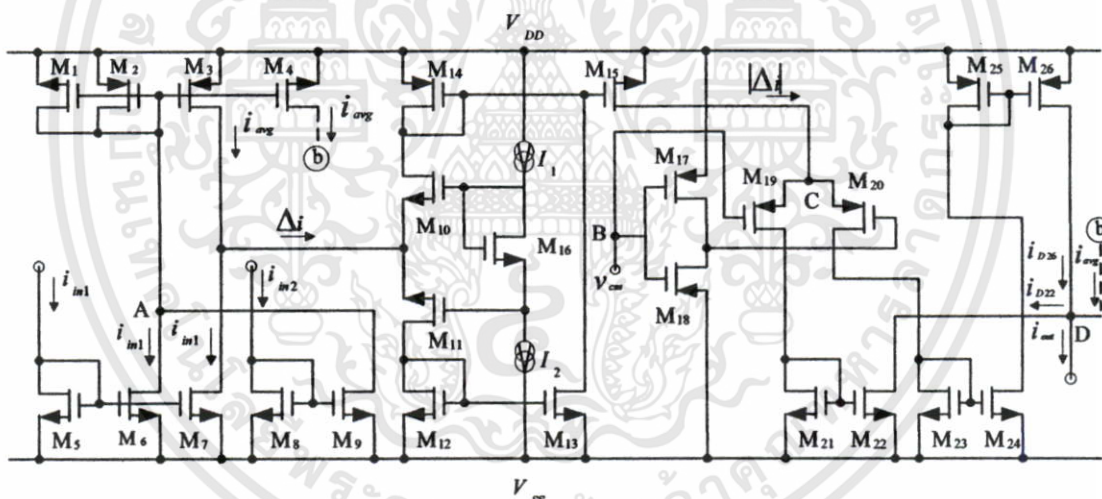
$$i_o = i_{1x} = i_{in1} = \min(i_{in1}, i_{in2}) \quad (2.10)$$

จากวงจรหาค่ากระแสต่ำสุดสำหรับสองอินพุต ในรูปที่ 2.4 สามารถนำมาประยุกต์เป็นวงจรถ่ายโอนค่ากระแสต่ำสุดชนิดหลายอินพุตได้ ดังรูปที่ 2.5 โดยใช้จำนวนทรานซิสเตอร์เท่ากับ  $4n+1$  ตัว เมื่อ  $n$  คือ จำนวนกระแสอินพุตของวงจร



รูปที่ 2.5 วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดชนิดหลายอินพุต

### 2.5 วงจรเลือกหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ชิมอส



รูปที่ 2.6 วงจรเลือกหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ชิมอส

จากรูปที่ 2.6 แสดงวงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดชนิดสองอินพุต [7] ซึ่งแบ่งการทำงานเป็น 3 ส่วน คือ วงจรหาค่าเฉลี่ย, วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และวงจรสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ โดยมอสทรานซิสเตอร์  $M_1 - M_4$  ทำหน้าที่เป็นวงจรหาค่าเฉลี่ยระหว่างกระแสอินพุต  $i_{in1}$  และ  $i_{in2}$  โดยมีวงจรสะท้อนกระแส  $M_5 - M_7$  และ  $M_8 - M_9$  ทำหน้าที่สะท้อนกระแส  $i_{in1}$  และ  $i_{in2}$  มารวมกันไหลผ่านขาแครนของทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$(M_1 - M_9)$  มีความสมพจน์กันทุกประการ จะได้ค่ากระแสครนของ  $M_3$  และ  $M_4$  ซึ่งเป็นค่ากระแสเฉลี่ย  $(i_{avg})$  ดังนี้คือ

$$i_{D3} = i_{D4} = i_{avg} = \frac{i_{in1} + i_{in2}}{2} \quad (2.11)$$

สำหรับในส่วนที่ 2 ของวงจรจะเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $M_{10} - M_{15}$  และแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_1$  และ  $I_2$  กระแสเอาต์พุตของวงจรนี้จะได้เป็นค่าบวกของกระแสอินพุตของวงจรเสมอ เมื่อกระแสอินพุตของวงจรคือ  $\Delta i = i_{avg} - i_{in1}$  ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นคือ

$$|\Delta i| = |i_{avg} - i_{in1}| \quad (2.12)$$

จากรูปที่ 2.6 และสมการที่ (2.12) พบกระแส  $|\Delta i|$  มีทิศไหลเข้าโนด C เสมอ ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์และจะไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $M_{19}$  และ  $M_{20}$  ตัวใดตัวหนึ่ง โดยมีสัญญาณควบคุมจากภายนอก ( $V_{con} = V_{DD}$ ) หรือ ( $V_{con} = V_{SS}$ ) เป็นตัวตัดสินใจ เมื่อแรงดัน  $V_{con}$  เป็นสัญญาณซิกบวก ( $+V_{DD}$ ) ทำให้แรงดันที่ขาเกตของ  $M_{19}$  เป็นบวกโดยที่ทรานซิสเตอร์  $M_{17}$  และ  $M_{18}$  ต่อร่วมกันเป็นอินเวอร์เตอร์ทำให้แรงดันที่ขาเกตของ  $M_{20}$  มีค่าตรงกันข้าม (ทรานซิสเตอร์  $M_{23} - M_{24}$  และ  $M_{25} - M_{26}$  คือเป็นวงจรสะท้อนกระแสเพื่อส่งผ่านกระแส  $i_{D20}$  ไปยัง  $i_{D26}$  ที่โนด D) ในทางตรงกันข้ามหากสัญญาณควบคุมจากภายนอก  $V_{con}$  เป็นสัญญาณซิกลบ ( $-V_{SS}$ ) จะทำให้แรงดันที่ขาเกตของ  $M_{19}$  และ  $M_{20}$  เป็นสัญญาณซิกลบและบวกตามลำดับ กระแส  $|\Delta i|$  จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรสะท้อนกระแส  $M_{21} - M_{22}$  เพื่อดึงกระแสออกจากโนด D เมื่อพิจารณาที่โนด D กระแสเอาต์พุตของวงจรที่ได้คือ

$$i_{out} = i_{D26} + i_{avg} - i_{D22} \quad (2.13)$$

และกระแสครนของทรานซิสเตอร์  $M_{26}$  และ  $M_{22}$  สามารถเขียนอยู่ในรูปของสมการได้ดังนี้

$$i_{D26} = \begin{cases} |\Delta i| & ; V_{con} = V_{DD} \\ 0 & ; V_{con} = V_{SS} \end{cases} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{D22} = \begin{cases} 0 & ; V_{con} = V_{DD} \\ |\Delta i| & ; V_{con} = V_{SS} \end{cases} \quad (2.15)$$

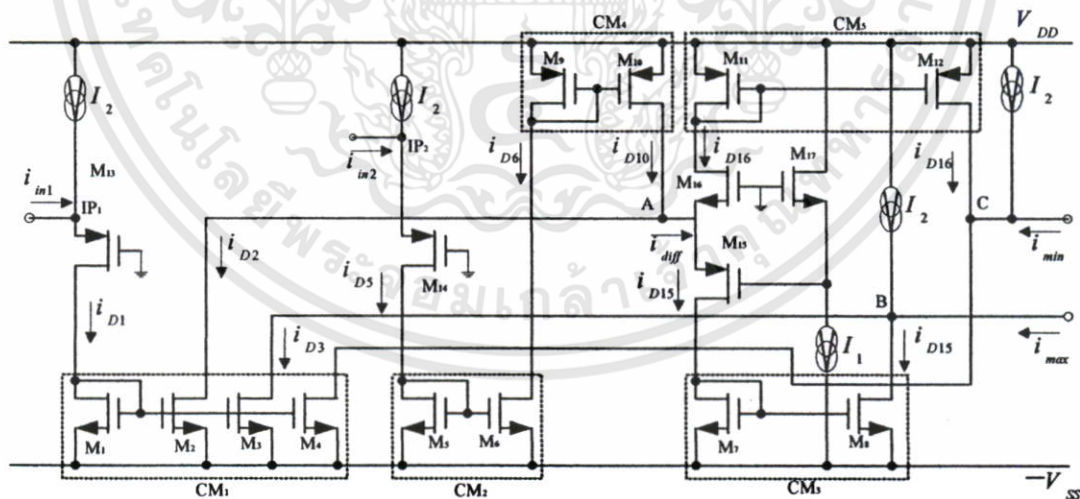
จากสมการ (2.14) และ (2.15) จะได้  $i_{D26}$  และ  $i_{D22}$  แทนค่าลงในสมการ (2.13) จะได้

$$i_{out} = \begin{cases} i_{avg} + |\Delta i| & ; V_{con} = V_{DD} \\ i_{avg} - |\Delta i| & ; V_{con} = V_{SS} \end{cases} \quad (2.16)$$

เนื่องจาก  $i_{avg}$  คือ ค่าอยู่ตรงกลางระหว่างค่าสูงสุด  $i_{in(max)}$  และค่าต่ำสุด  $i_{in(min)}$  จากกระแสอินพุตทั้งสอง ( $i_{in1}$  และ  $i_{in2}$ ) ส่วน  $|\Delta i|$  คือ ขนาดความแตกต่างของ  $i_{avg}$  กับค่ากระแสอินพุต  $i_{in1}$  ดังนั้นสมการที่ (2.16) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{out} = \begin{cases} i_{in(max)} & ; V_{con} = V_{DD} \\ i_{in(min)} & ; V_{con} = V_{SS} \end{cases} \quad (2.17)$$

### 2.6 วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซิมอส



รูปที่ 2.7 วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดชนิดสองอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.7 แสดงวงจรถ้าค่าสูงสุดและต่ำสุดชนิดสองอินพุต [8] เมื่อพิจารณาที่โหนด  $IP_1$  และ  $IP_2$  มอสทรานซิสเตอร์  $M_{13}$  และ  $M_{14}$  ทำหน้าที่ผ่านกระแสอินพุต  $i_{in1}$  และ  $i_{in2}$  โดยมีกระแสไบแอส  $I_2$  ทำให้เกิดกระแส  $i_{D1}$  และ  $i_{D5}$  ดังนี้

$$i_{D1} = i_{in1} + I_2 \quad (2.18)$$

และ

$$i_{D5} = i_{in2} + I_2 \quad (2.19)$$

วงจรถ้าอินกระแส  $CM_1, CM_2, CM_4$  ซึ่งประกอบด้วยทรานมอสซิสเตอร์  $M_1 - M_4, M_5 - M_6$  และ  $M_9 - M_{10}$  ตามลำดับ ทำหน้าที่สะท้อนกระแส  $i_{D1}$  และ  $i_{D5}$  ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีความสมพจน์กันทุกประการจะได้ค่ากระแสเดรนดังนี้

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = i_{D4} = i_{in1} + I_2 \quad (2.20)$$

และ

$$i_{D5} = i_{D6} = i_{D10} = i_{in2} + I_2 \quad (2.21)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด A จะได้ผลต่างของกระแส คือ

$$i_{Diff} = i_{in2} - i_{in1} \quad (2.22)$$

กรณี  $i_{in2} > i_{in1}$  ผลต่างของกระแสคือ  $i_{Diff}$  มีค่าเป็นบวกทำให้กระแส  $i_{Diff}$  ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_{15}$  วงจรถ้าอินกระแส  $CM_3$  ซึ่งประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_7 - M_8$  ทำหน้าที่สะท้อนกระแส  $i_{D15}$  ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{16}$  อยู่ในสถานะไม่นำกระแส ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีความสมพจน์กันทุกประการ จะได้ค่ากระแสเดรน ดังนี้

$$i_{D15} = i_{Diff} = i_{in2} - i_{in1} \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{D16} = 0$$

เมื่อพิจารณาที่โนด B จะได้

$$i_{\max} + I_2 = i_{D15} + i_{D3} \quad (2.24)$$

จากสมการ (2.20) และ (2.23) แทนค่าลงในสมการ (2.24) จะได้

$$i_{\max} = i_{in2} \quad (2.25)$$

เมื่อพิจารณาที่โนด C จะได้

$$i_{\min} + I_2 + i_{D16} = i_{D4} \quad (2.26)$$

จากสมการ (2.20) และ  $i_{D16}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ แทนค่าลงในสมการ (2.26) จะได้

$$i_{\min} = i_{in1} \quad (2.27)$$

กรณี  $i_{in2} = i_{in1}$  ผลต่างของกระแส คือ  $i_{Diff}$  มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_{15}$  และ  $M_{16}$  อยู่ในสภาวะไม่นำกระแส ดังนั้น

$$i_{D15} = i_{D16} = 0 \quad (2.28)$$

เมื่อพิจารณาที่โนด B จะได้

$$i_{\max} + I_2 = i_{D3} + i_{D15} \quad (2.29)$$

จากสมการ (2.20) และ (2.28) แทนค่าลงในสมการ (2.29) จะได้

$$i_{\max} = i_{in1} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่โนด C จะได้

$$i_{\min} + I_2 + i_{D16} = i_{D4} \quad (2.31)$$

จากสมการ (2.20) และ (2.28) แทนค่าลงในสมการ (2.31) จะได้

$$i_{\min} = i_{in1} \quad (2.32)$$

กรณี  $i_{in2} < i_{in1}$  ผลต่างของกระแส คือ  $i_{Diff}$  มีค่าเป็นลบทำให้กระแส  $i_{Diff}$  ไหลผ่านมอเตอร์ชิสเตอร์  $M_{16}$  วงจรสะท้อนกระแส  $CM_5$  ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์ชิสเตอร์  $M_{11} - M_{12}$  ทำหน้าที่สะท้อนกระแส  $i_{D16}$  ขณะที่มอเตอร์ชิสเตอร์  $M_{15}$  อยู่ในสภาวะไม่นำกระแส ถ้ากำหนดให้มอเตอร์ชิสเตอร์แต่ละตัวมีความสมพียงกันทุกประการ จะได้ค่ากระแสครน ดังนี้

$$i_{D16} = -i_{Diff} = i_{in1} - i_{in2} \quad (2.33)$$

$$i_{D15} = 0$$

เมื่อพิจารณาที่โนด B จะได้

$$i_{\max} + I_2 = i_{D3} + i_{D15} \quad (2.34)$$

จากสมการ (2.20) และ  $i_{D15}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ แทนค่าลงในสมการ (2.34) จะได้

$$i_{\max} = i_{in1} \quad (2.35)$$

เมื่อพิจารณาที่โนด C จะได้

$$i_{\min} + I_2 + i_{D16} = i_{D4} \quad (2.36)$$

จากสมการ (2.20) และ (2.33) แทนค่าลงในสมการ (2.36) จะได้

$$i_{\min} = i_{in2} \quad (2.37)$$

## 2.7 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดสองอินพุต, วงจรหาค่ากระแสสูงสุดโดยใช้มอสเฟต, วงจรหาค่ากระแสต่ำสุดโดยใช้ซีมอส, วงจรเลือกหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซีมอส และวงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยใช้ซีมอส สำหรับสัญญาณแอนะล็อกที่สำคัญๆ และแตกต่างกัน ซึ่งได้มีการนำเสนอไว้ในอดีต และเมื่อทำการพิจารณาเปรียบเทียบคุณสมบัติการทำงานของวงจรในแต่ละหลักการ จะได้ว่า

1. การออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดสองอินพุต โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ในหัวข้อ 2.2 เป็นการแสดงวงจรหาค่าแรงดันสูงสุดสองอินพุต มีการใช้จำนวนทรานซิสเตอร์น้อย สามารถรองรับจำนวนอินพุตได้หลายสัญญาณ โดยการนำมาต่อขนานกันแต่มีข้อจำกัดในเรื่องความเร็วและความถูกต้องในการทำงานของวงจร อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนสถานะการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จากช่วงนำกระแสอิ่มตัวเป็นช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว
2. การออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดและวงจรหาค่ากระแสต่ำสุด โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ในหัวข้อ 2.3 และ 2.4 ตามลำดับ เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสเป็นวงจรที่มีขนาดเล็ก มีการใช้จำนวนทรานซิสเตอร์น้อย สามารถรองรับจำนวนอินพุตได้หลายสัญญาณ แต่มีข้อจำกัดในเรื่องความเร็วและความถูกต้องในการทำงานของวงจร อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนสถานะการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จากช่วงนำกระแสอิ่มตัวเป็นช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว
3. การออกแบบวงจรเลือกค่าสูงสุดและต่ำสุด โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ในหัวข้อ 2.5 เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส สามารถป้อนสัญญาณกระแสได้เพียงแค่สองอินพุตเท่านั้น เนื่องจากอาศัยหลักการการหาค่าเฉลี่ย ส่วนกระแสเอาต์พุตจะเป็นค่าสูงสุดหรือค่าต่ำสุดเพียงค่าใดค่าหนึ่งเท่านั้น ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับสัญญาณแรงดันควบคุมจากภายนอก สามารถออกแบบเป็นวงจรมินิหลายอินพุตได้แต่ค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อน วงจรจะมีขนาดใหญ่และใช้จำนวนทรานซิสเตอร์ค่อนข้างมาก
4. การออกแบบวงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุด โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ ในหัวข้อ 2.6 เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสมีการใช้จำนวนทรานซิสเตอร์ค่อนข้างมาก และประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสหลายวงจรทำให้เกิดความผิดพลาดสะสมค่อนข้างสูง

### บทที่ 3

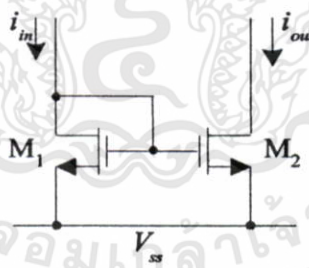
## กลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงกลุ่มวงจรที่เป็นส่วนประกอบของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง ซึ่งแต่ละวงจรจะมีหน้าที่แตกต่างกันวงจรที่จะกล่าวถึงนี้คือ วงจรสะท้อนกระแส วงจรหาค่าต่ำสุดชนิดหลายอินพุต และวงจรหาค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุตทิศทางเดียว หน้าที่และหลักการทำงานของกลุ่มวงจรที่กล่าวมาสามารถอธิบายได้ดังหัวข้อต่อไปนี้

### 3.2 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) เป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญวงจรหนึ่งมีการนำไปใช้เป็นวงจรย่อยในวงจรต่างๆ มากมาย เช่น ใช้เป็นแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ (Constant current source) คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่ดีจะต้องให้กระแสเอาต์พุตเท่ากับค่ากระแสอินพุต มีความต้านทานอินพุตต่ำ และความต้านทานเอาต์พุตสูง โดยวงจรสะท้อนกระแสจะมีค่าแรงดันเกต - ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเท่ากัน และทำให้กระแสที่ไหลผ่านแชนแนล (Channel) หรือกระแสเดรนมีค่าเท่ากัน



รูปที่ 3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบบวก

จากรูปที่ 3.1 [9,10] แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดเอ็นแชนแนล (N-channel current mirror) โดยมีแหล่งกำเนิดกระแสคงที่  $i_{in}$  เป็นกระแสอินพุต และ  $i_{out}$  เป็นกระแสเอาต์พุต ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัวจะมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_{in}$  และกระแส  $i_{out}$  คือ  $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_T$  จากการทำงานในช่วงกระแสอิ่มตัวสามารถเขียนสมการอัตราส่วนของกระแสเอาต์พุตต่อกระแสอินพุตได้ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left( \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left( \frac{v_{GS} - V_{T2}}{v_{GS} - V_{T1}} \right)^2 \left( \frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \left( \frac{\mu_{02} C_{ox2}}{\mu_{01} C_{ox1}} \right) \quad (3.1)$$

- เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Voltage) ของมอสทรานซิสเตอร์ (v)  
 $\lambda$  คือ ค่าพารามิเตอร์ของการมอดูเลตความกว้างของแชนเนล ( $v^{-1}$ )  
 $\mu_0$  คือ ค่าความคล่องตัวของโฮล ( $cm^2/v\cdot s$ )  
 $C_{ox}$  คือ ความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของแกดออกไซด์ ( $F/m^2$ )  
 $W$  คือ ความกว้างของแชนเนล ( $\mu m$ )  
 $L$  คือ ความยาวของแชนเนล ( $\mu m$ )

เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวโดยทั่วไปจะถูกสร้างลงบนแผ่นวงจรรวมพร้อมๆกัน ดังนั้น มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจึงมีความสมพจน์กัน และมีค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical parameters) ทั้งหมด เช่น  $V_T$ ,  $\mu_0$ ,  $C_{ox}$  เท่ากันหรือใกล้เคียงกัน ดังนั้นสมการที่ (3.1) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left( \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left( \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right) \quad (3.2)$$

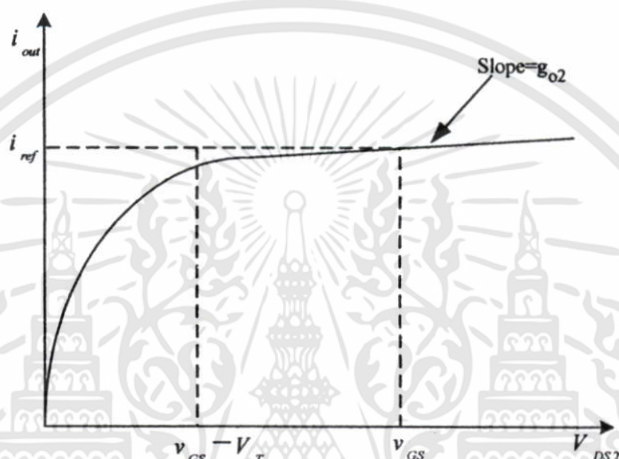
ถ้า  $V_{DS2} = V_{DS1}$  ทำให้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) จะเห็นว่าอัตราส่วนของกระแสเอาต์พุตกับกระแสอินพุตจะขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของแชนเนลซึ่งสามารถกำหนดได้ในการออกแบบ ถ้ากำหนดให้  $W_1/L_1 = W_2/L_2$  แล้วจะได้กระแสที่เอาต์พุตเท่ากับกระแสที่อินพุต โดย  $M_2$  จะทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่เอาต์พุต จากที่ได้กล่าวมา กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ทำงานในช่วงกระแสอิ่มตัวจึงจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ (3.3) ดังนั้นค่า  $V_{DS2}$  ค่าสุดท้ายที่ให้งจรทำงานได้อย่างเหมาะสมคือ

$$V_{DS2} = v_{GS} - V_T \quad (3.4)$$

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ผลของความยาวของแชนแนล (Channel length modulation effect) จะมีอิทธิพลต่อการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ พิจารณากรณีที่มอสทรานซิสเตอร์สองตัว สมพ่วงกันกระแสเดรนของ  $M_2$  จะเท่ากับกระแสเดรนของ  $M_1$  ก็คือเมื่อค่าแรงดันครั้น-ซอร์สของ  $M_2$  เท่ากับแรงดันครั้น-ซอร์สของ  $M_1$  ซึ่งหมายความว่า  $V_{DS2} = v_{GS}$  เมื่อ  $V_{DS2}$  เพิ่มขึ้นค่า  $i_{out}$  จะเพิ่มขึ้นตามความต้านทานเอาต์พุต (Output resistance) ของ  $M_2$  ( $g_{o2}$ ) ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 3.2 สำหรับ  $M_2$  ทำงานที่  $v_{GS}$  คงที่ค่าหนึ่ง ( $v_{GS}$  ถูกกำหนดโดยกระแส  $i_{in}$  ที่ไหลผ่าน  $M_1$ )



รูปที่ 3.2 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.1 ในกรณี  $M_1$  และ  $M_2$  สมพ่วงกัน

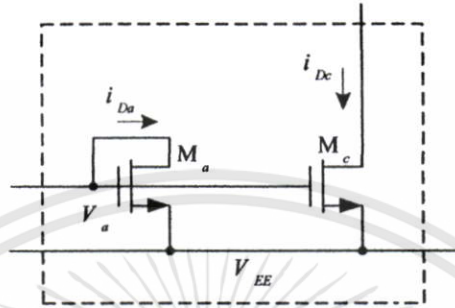
จากรูปที่ 3.2 สามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุต  $R_o$  ได้ดังนี้

$$R_o = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta i_{out}} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{i_{out}} = \frac{1}{g_{o2}} \quad (3.5)$$

ขณะที่  $V_{A2}$  คือค่า Early Voltage ของ  $M_2$  ซึ่งค่า  $V_A$  ของมอสทรานซิสเตอร์แปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส ดังนั้นเมื่อต้องการค่าความต้านทานเอาต์พุตที่มีค่าสูงต้องทำการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่มีช่องทางเดินกระแสยาว จากหลักการของวงจรสะท้อนกระแสที่กล่าวมาข้างต้นสามารถนำมาออกแบบวงจรเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก เพื่อนำมาประยุกต์ในวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

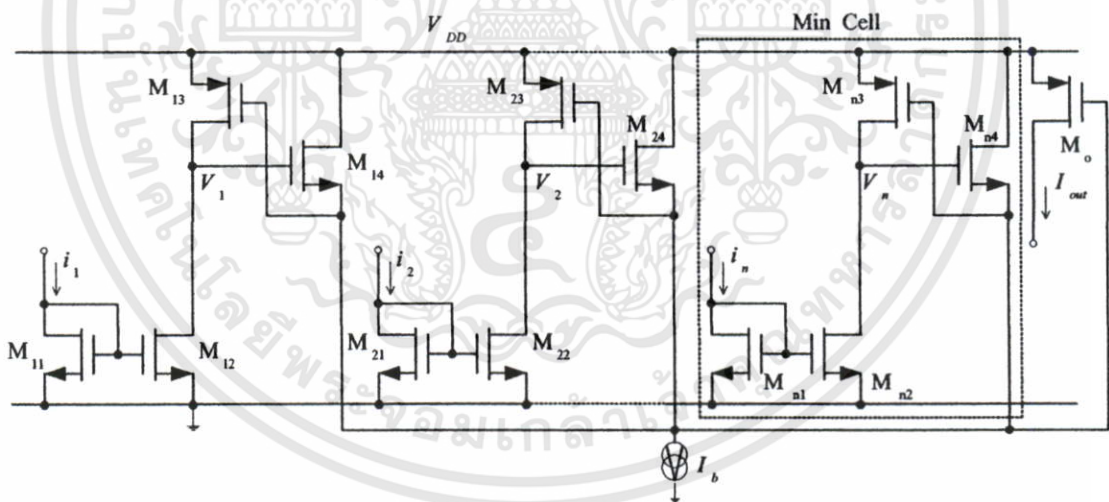
### 3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.3 เป็นวงจรสะท้อนกระแสประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น  $M_a$  และ  $M_c$  โดยขาเกตและขาซอร์สต่อเข้าด้วยกันที่โหนด  $V_a$  ดังนั้น  $v_{Gsa} = v_{Gsc}$  เมื่อ  $M_a$  และ  $M_c$  มีความสมพจน์กันและทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัวจะได้ว่า  $i_{Da} = i_{Dc}$



รูปที่ 3.3 วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

### 3.3 วงจรหาค่าต่ำสุดชนิดหลายอินพุต



รูปที่ 3.4 วงจรหาค่าต่ำสุดชนิดหลายอินพุต

จากรูปที่ 3.4 [6] แสดงวงจรหาค่าต่ำสุดชนิดหลายอินพุต กระแสครนของมอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในสภาวะอิ่มตัวซึ่งแสดงด้วยสมการ (3.6)

$$I_D = \left( \frac{\mu C_{ox}}{2} \right) \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 = K (V_{GS} - V_T)^2 \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $K$  คือ พารามิเตอร์ความนำกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $V_{GS}$  คือ แรงดันตกคร่อมขาเกต-ขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ และ  $V_T$  คือแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนของมอสทรานซิสเตอร์ วงจรจะถูกแบ่งออกเป็นลักษณะของเซลล์ในที่นี่จะขอเรียกว่า Min Cell แต่ละเซลล์นั้นจะรองรับหนึ่งอินพุต โดยจะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สี่ตัวคือ  $M_{n1} - M_{n4}$  โดยที่  $M_{n1}$  และ  $M_{n2}$  ต่ออยู่ในลักษณะของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานซึ่งจะทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุตไปสู่ Min Cell ทรานซิสเตอร์  $M_{n5}$  จะทำหน้าที่เป็นตัวจำกัดกระแส (Current Limiter) และ  $M_{n4}$  เป็นรูปแบบของ multiple input source coupled circuit ซึ่งจะมีกระแส  $I_b$  ทำหน้าที่ไบแอสวงจร ส่วนทรานซิสเตอร์  $M_{n0}$  จะถูกใช้ในการจับค่ากระแสต่ำสุดไปสู่เอาต์พุตของวงจร

การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้คือถ้ากำหนดให้  $n=3$  สมมติให้กระแสอินพุตทั้งสามคือ  $i_1, i_2$  และ  $i_3$  มีค่าเท่ากันคือ  $V_1, V_2$  และ  $V_3$  จะเกิดขึ้นจากกระแส  $i_1, i_2$  และ  $i_3$  ตามลำดับ ซึ่งค่าศักดาทั้งสามก็จะมีค่าเท่ากันด้วยสำหรับกระแส  $I_b$  จะถูกแบ่งออกเท่าๆกันไปยัง  $M_{14}, M_{24}, M_{34}$  ทั้ง 3 ตัวของวงจร Multiple input source coupled ถัดไปจะสมมติให้กระแส  $i_1$  ลดลงซึ่งการลดลงนี้จะทำให้ศักดา  $V_1$  ถูกสร้างขึ้นให้มีขนาดเพิ่มมากขึ้นเนื่องมาจากอิมพีแดนซ์ที่โนด  $V_1$  มีค่าสูง ดังนั้นศักดา  $V_1$  ก็จะเกิดขึ้นจากกระแสอินพุตต่ำสุด  $i_1$  และก็จะเป็ค่าศักดาสูงสุดระหว่าง  $V_1, V_2$  และ  $V_3$  ถ้าค่าความแตกต่างของศักดา ( $V_D$ ) ระหว่าง  $V_1$  และ  $V_2$  หรือ  $V_1$  และ  $V_3$  เพียงพอแล้ว กระแส  $I_b$  จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $M_{14}$  และทรานซิสเตอร์ตัวอื่นๆคือ  $M_{24}, M_{34}$  จะมีค่าเป็นศูนย์

$$V_{D1} = |V_1 - V_2| \left[ \frac{I_b}{K} \right]^{1/2} \quad \text{หรือ} \quad V_{D1} = |V_1 - V_3| \left[ \frac{I_b}{K} \right]^{1/2} \quad (3.7)$$

ในส่วนของวงจร multiple input source coupled ขาซอร์สและขาบอดีของทรานซิสเตอร์  $M_{n4}$  ทั้ง 3 ตัวจะถูกต่อเข้าด้วยกันเพื่อหลีกเลี่ยงปรากฏการณ์บอดีเอฟเฟค จากสมการที่ (3.7) ถ้าเรากำหนดค่า  $I_b$  ให้มีขนาดเล็กๆและค่าความนำ  $K$  ให้มีขนาดใหญ่ก็จะทำให้เพิ่มความเร็วของวงจรขึ้นนอกเหนือจากนั้น Common Voltage ( $V_{cm}$ ) ที่ถูกต่อไปยังขาเกตของทรานซิสเตอร์  $M_{n5}$  ทั้ง 3 ตัวจะมีค่าตามศักดา  $V_1$  ที่ถูกสร้างขึ้นโดยกระแส  $i_1$  ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดระหว่างกระแสอินพุตด้วยกัน ดังนั้นศักดาตกคร่อมขาซอร์ส-เกต ของทรานซิสเตอร์  $M_{n5}$  ทั้ง 3 ตัวก็จะเท่ากับ  $V_{DD} - V_{cm}$  เมื่อ  $V_{cm}$  มีค่าเพิ่มขึ้นก็จะเป็นการช่วยให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์นี้ลดลงด้วยเช่นกัน สำหรับเซลล์อื่นๆที่ไม่มีกระแสต่ำสุดไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแสของแต่ละเซลล์นั้นก็จะมีผลเสียฟังกชันของการสะท้อนกระแสไป จากผลนี้เองก็จะทำให้เกิดกระแสที่ไหล

ผ่านวงจรจำกัดกระแส เท่ากับกระแสอินพุตต่ำสุดและเมื่อนำทรานซิสเตอร์  $M_0$  ต่อขนานเข้าไป กระแสต่ำสุดระหว่างอินพุตทั้ง 3 ก็จะได้รับจากกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์  $M_0$  นั่นคือ  $I_{out}$

### 3.4 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุตทิศทางเดียว

จากรูปที่ 3.5 เป็นวงจรหาค่าสูงสุดในโหมคกระแสชนิดหลายอินพุต[11] ซึ่งมีคุณสมบัติการส่งผ่านที่มีความเพี้ยนต่ำ วงจรย่อยสำหรับสัญญาณ 1 อินพุตประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นจำนวน 3 ตัว คือ  $M_{n1}$ ,  $M_{n2}$ ,  $M_{n3}$  และแหล่งจ่ายกระแสไบแอส  $I_B$  ทรานซิสเตอร์  $M_0$  จะทำให้เกิดแรงดันไบแอส  $V_B$  ซึ่งเป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งมีค่าประมาณเท่ากับ  $3V_T$  ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์  $M_{n1} - M_{n3}$  ถูกไบแอสที่ขอบของการนำกระแส เพื่อให้คุณสมบัติการส่งผ่านกระแสมีความเพี้ยนน้อยลง ส่วนทรานซิสเตอร์  $M_a$  และ  $M_c$  ต่อเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง การทำงานของวงจรที่มีการต่อขาเกตของทรานซิสเตอร์เข้าด้วยกันซึ่งตอบสนองต่อกระแสอินพุตที่มีค่าสูงสุดในช่วงอินพุตดังรูปที่ 3.5 สามารถอธิบายได้ดังนี้

กำหนดให้ค่ากระแส  $i_1$  เป็นค่ากระแสอินพุตสูงสุดเพียงค่าเดียวเมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสอินพุต  $i_2$  และ  $i_n$  เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$i_1 = \max(i_1, i_2, \dots, i_n) \quad (3.8)$$

การไหลของกระแสอินพุต  $i_1, i_2, \dots, i_n$  จะทำให้เกิดแรงดันที่ขาเดรนกับซอร์ส  $V_1, V_2, \dots, V_n$  ของทรานซิสเตอร์  $M_{11}, M_{21}, \dots, M_{n1}$  ตามลำดับ ดังนั้นค่าแรงดันเดรน-ซอร์ส  $V_1$  ที่เกิดจากการไหลของกระแสอินพุตสูงสุด  $i_1$  จะมีค่าสูงสุดเมื่อเทียบกับค่าแรงดันเดรน-ซอร์ส  $V_2$  และ  $V_n$  เนื่องจากขาเกตของทรานซิสเตอร์  $M_{11}, M_{21}, \dots, M_{n1}$  และ  $M_0$  ต่อเข้าด้วยกันดังนั้นค่าแรงดันเกต-ซอร์สของทรานซิสเตอร์เหล่านี้จะมีค่าเป็น

$$v_{GS11} = v_{GS21} = \dots = v_{GSn1} = v_a \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.8) และสมการ (3.9) มอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}, M_{21}, \dots, M_{n1}$  และ  $M_0$  จะมีค่ากระแสเดรนที่เท่ากันดังนี้

$$i_{D11} = i_{D21} = \dots = i_{Dn1} = i_{D0} = i_1 \quad (3.10)$$

กระแสครน  $i_{D21}$  ที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $M_{21}$  ในช่วงอิมิตัวจะทำให้แรงดันเกต-ซอร์สของทรานซิสเตอร์  $M_{21}$  มีค่าเพิ่มขึ้น การเพิ่มขึ้นของค่าแรงดันเกต-ซอร์ส จะเป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์  $M_{22}$  อยู่ในสภาวะไม่นำกระแสในทำนองเดียวกันการไหลของกระแสครน  $i_{D31}, i_{D41}, \dots, i_{Dn1}$  ซึ่งไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $M_{31}, M_{41}, \dots, M_{n1}$  จะทำให้ทรานซิสเตอร์  $M_{32}, M_{42}, \dots, M_{n2}$  อยู่ในสภาวะไม่นำกระแสเช่นเดียวกัน โดยเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$i_{D22} = i_{D32} = \dots = i_{Dn2} = 0 \tag{3.11}$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด  $v_a$  จะได้ค่ากระแสครน  $i_{Da}$  มีค่าดังนี้

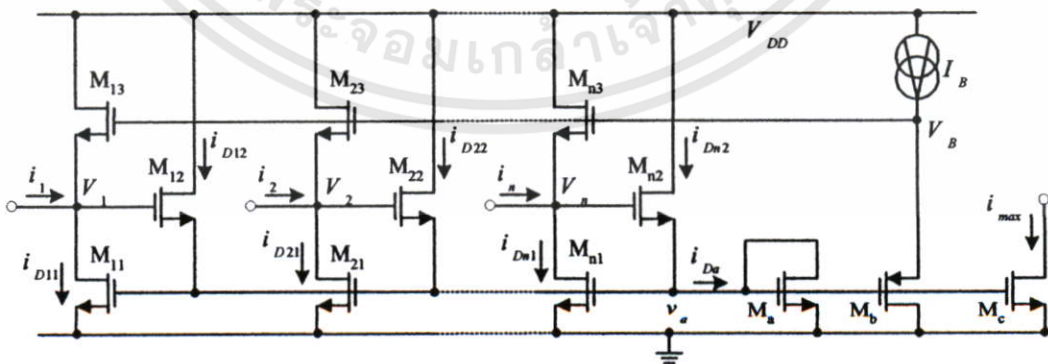
$$i_{Da} = i_{D12} + i_{D22} + \dots + i_{Dn2} \tag{3.12}$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.11) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้

$$i_{Da} = i_{D12} = i_1 \tag{3.13}$$

จากสมการที่ (3.13) และจากการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส  $M_a$  และ  $M_c$  ค่ากระแสครน  $i_{Da}$  จะถูกสะท้อนไปที่โหนดเอาต์พุตดังนั้นค่ากระแสเอาต์พุต  $i_{max}$  จะมีค่าเป็น

$$i_{max} = i_1 = \max(i_1, i_2, \dots, i_n) \tag{3.14}$$

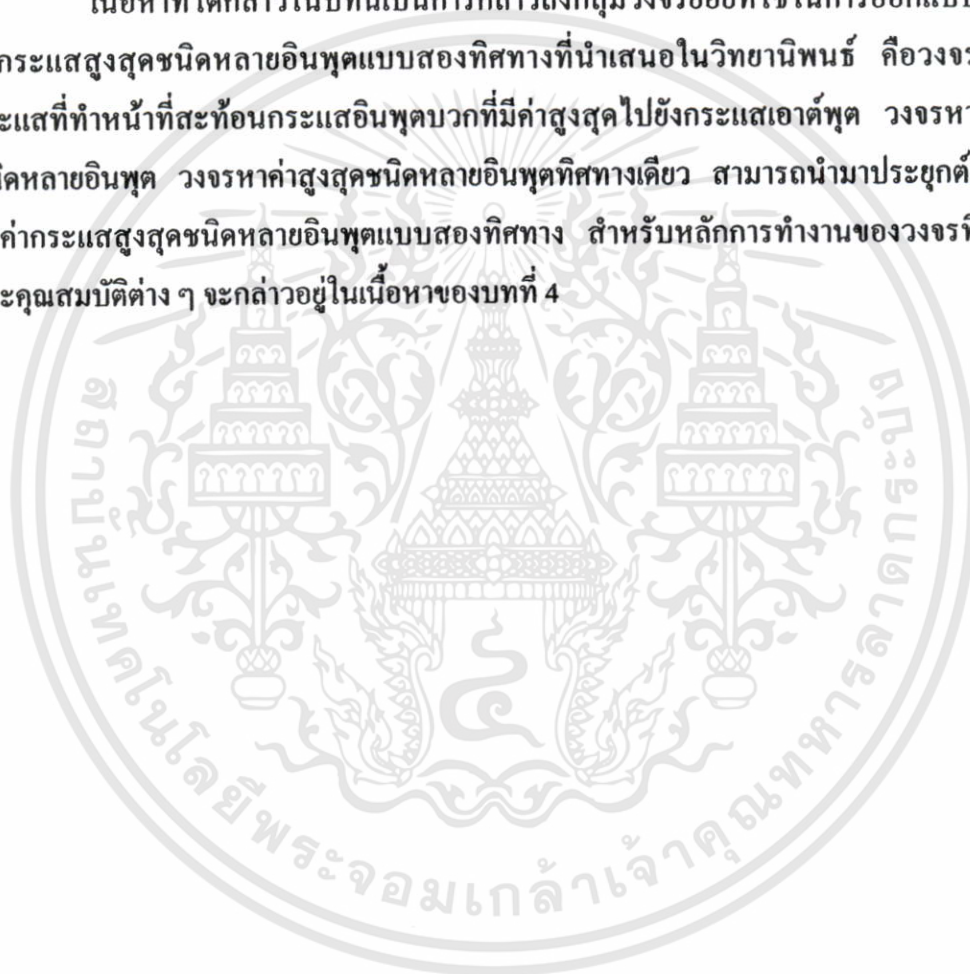


รูปที่ 3.5 วงจรหาค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุต

จากวงจรในรูปที่ 3.5 กระแสอินพุตจะต้องมีค่ามากกว่าศูนย์หรือมีทิศทางการไหลเข้า โนคอินพุตเท่านั้น ถ้าวงจรหาค่าสูงสุดสามารถรองรับสัญญาณกระแสอินพุตที่มีค่าเป็นบวกหรือลบได้ในโครงสร้างวงจรเดียวกัน การประยุกต์ใช้งานของวงจรจะทำได้หลากหลายมากกว่า[14] ดังนั้นจึงเป็นที่มาของการออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

### 3.5 บทสรุป

เนื้อหาที่ได้กล่าวในบทนี้เป็นการกล่าวถึงกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในการออกแบบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ คือวงจรสะท้อนกระแสที่ทำหน้าที่สะท้อนกระแสอินพุตบวกที่มีค่าสูงสุดไปยังกระแสเอาต์พุต วงจรหาค่าต่ำสุดชนิดหลายอินพุต วงจรหาค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุตทิศทางเดียว สามารถนำมาประยุกต์เป็นวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง สำหรับหลักการทำงานของวงจรที่นำเสนอและคุณสมบัติต่าง ๆ จะกล่าวอยู่ในเนื้อหาของบทที่ 4



## บทที่ 4

# การออกแบบวงจรถ่ายค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบ สองทิศทาง

### 4.1 กล่าวนำ

การออกแบบวงจรถ่ายค่ากระแสสูงสุดที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซิมอส ที่มีโครงสร้างพื้นฐานมาจากวงจรถ่ายค่าสูงสุด และค่าต่ำสุดเป็นวงจรถ่ายค่าหลักมาประยุกต์กับวงจรถ่ายค่าอื่นกระแสคงที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 วงจรที่นำเสนอเป็นวงจรถ่ายค่าทำงานในโหมดกระแสซึ่งสามารถรองรับกับจำนวนสัญญาณกระแสอินพุตได้หลายสัญญาณอินพุต และยังสามารถรับสัญญาณกระแสอินพุตได้สองทิศทางคือทั้งกระแสบวกและกระแสลบ นอกจากนี้วงจรมีขนาดเล็กและใช้อุปกรณ์น้อย เพื่อรองรับกับเทคโนโลยีของวงจรรวมขนาดใหญ่ และมีประสิทธิภาพในการทำงานเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในการประมวลผลสัญญาณทางแอนะล็อก ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรถ่ายค่าที่พัฒนาขึ้น สมรรถนะของวงจรถ่ายค่า และผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรถ่ายค่าด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่ได้ทำการออกแบบขึ้น

### 4.2 การออกแบบวงจรถ่ายค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่นำเสนอ

#### 4.2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงาน

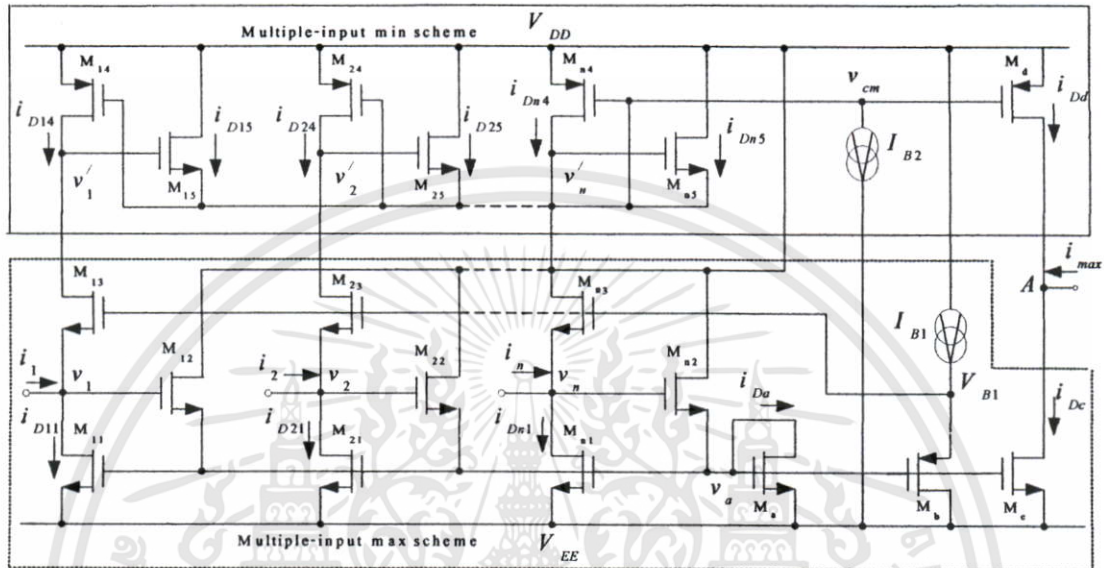
ในการออกแบบวงจรถ่ายค่าที่นำเสนอ ได้กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันทุกประการและมีการทำงานในช่วงกระแสอิ่มตัวสำหรับค่ากระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงดังกล่าวสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i_D = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_T)^2 = K (v_{GS} - V_T)^2 \quad (4.1)$$

เมื่อ	$K$	คือ	ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์
	$v_{GS}$	คือ	ค่าแรงดันที่เกตกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์
	$V_T$	คือ	ค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Voltage) ของมอสทรานซิสเตอร์

จากวงจรถ้าค่าสูงสุดชนิดหลายอินพุตทิศทางเดียวที่กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 3.4 สามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางได้ในหัวข้อถัดไป

4.2.2 วงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่น่าสนใจ



รูปที่ 4.1 วงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง

จากรูปที่ 4.1 เป็นการแสดงวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถรองรับกับจำนวนกระแสอินพุตได้หลายอินพุตที่มีพื้นฐานการออกแบบมาจากการประยุกต์ใช้งานวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุด ดังรูปที่ 3.5 กับวงจรถ้าค่ากระแสต่ำสุดดังรูปที่ 3.4 มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นจำนวน 3 ตัว  $M_{n1} - M_{n3}$  ให้  $n$  คือ กระแสอินพุตลำดับใด ๆ และแหล่งจ่ายกระแสไบแอส  $I_{B1}$  เป็นวงจรถ้าค่าสูงสุดในกรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นบวก มอสมทรานซิสเตอร์  $M_b$  ทำให้เกิดแรงดันไบแอส  $V_{B1}$  ซึ่งจะทำให้มอสมทรานซิสเตอร์  $M_{n1} - M_{n3}$  ถูกไบแอสที่ขอบของการนำกระแสและมอสมทรานซิสเตอร์  $M_a$  และ  $M_c$  ต่อเป็นวงจรถ้าท่อนกระแสแบบบวกที่มีอัตรากระแสผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง ส่วนมอสมทรานซิสเตอร์  $M_{n4} - M_{n5}$  และ  $M_d$  จะต่อเป็นวงจรถ้าค่ากระแสต่ำสุดสำหรับค่ากระแส  $i_{D14}, i_{D24}, \dots, i_{Dn4}$  โดยมีแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{B2}$  ใช้เป็นกระแสไบแอสของวงจรถ้าค่ากระแสต่ำสุด มอสมทรานซิสเตอร์  $M_{n4}$  จะทำหน้าที่เป็นตัวจำกัดกระแส (Current Limiter) และมอสมทรานซิสเตอร์  $M_{n5}$  เป็นรูปแบบของ multiple input source coupled circuit ส่วนมอสมทรานซิสเตอร์  $M_d$  จะถูกใช้ในการจับค่ากระแสต่ำสุด  $i_{Dd}$  ไปสู่เอาต์พุต จากรูปที่ 4.1 ในส่วนของวงจรถ้าค่ากระแส multiple input source coupled

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{15}, M_{25}, \dots, M_{n5}$  และที่โหนด  $v_{cm}$  จะถูกต่อไปยังขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{n4}$  จะมีค่าตามแรงดัน  $v'_1, v'_2, \dots, v'_n$  ที่ถูกสร้างขึ้นโดยกระแสที่มีค่าต่ำสุดระหว่างอินพุตด้วยกัน ดังนั้นแรงดันคกคร่อมขาซอร์ส-เกตของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{n4}$  ทั้ง 3 ตัวก็จะเท่ากับ  $(V_{DD} - v_{cm})$  เมื่อ  $v_{cm}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ลดลงด้วยเช่นกัน สำหรับเซลล์อื่นที่ไม่มีกระแสต่ำสุดไหลผ่านเซลล์นั้นมอสทรานซิสเตอร์  $M_{n5}$  จะไม่ทำงาน จากผลนี้เองทำให้เกิดกระแสที่ไหลผ่าน Current Limiter เท่ากับกระแสอินพุตต่ำสุดและเมื่อนำมอสทรานซิสเตอร์  $M_d$  ต่อขนานเข้าไปกระแสต่ำสุดระหว่างอินพุตก็จะได้รับจากกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_d$  นั่นคือ  $i_{Dd}$

การทำงานของวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง ที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 สามารถรับสัญญาณกระแสอินพุตได้ทั้งบวกและลบโดยสามารถอธิบายได้ดังนี้

กรณีที่ 1  $i_n > 0$  เมื่อกระแสสัญญาณอินพุตมีค่าเป็นบวกโดยกำหนดให้กระแสสัญญาณอินพุต  $i_1$  มีค่าสูงสุดเมื่อเทียบกับสัญญาณกระแสอินพุตทั้งหมด จากการทำงานของวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดตามหัวข้อที่ 3.4 ค่าแรงดันครน-ซอร์ส  $v_1$  ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}$  จะมีค่าสูงสุดเมื่อเทียบกับค่าแรงดันครน-ซอร์ส  $v_2$  และ  $v_n$  ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{21}$  และ  $M_{n1}$  ตามลำดับ ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงกระแสอิมิต์ กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดอื่นมีความสมพงษ์กันทุกประการและมอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}, M_{21}, \dots, M_{n1}$  และ  $M_d$  ต่อขนานกันโดยต่อขาเกตเข้าด้วยกันทำให้ค่าแรงดันที่ขาเกต-ซอร์สมีค่าเท่ากันและกระแสเดรนเท่ากันเขียนสมการได้ว่า

$$i_{D11} = i_{D21} = \dots = i_{Dn1} = i_{Da} = i_{Dc} = i_1 \quad (4.2)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด  $v_1, v_2, \dots, v_n$  จะได้กระแสอินพุตของแต่ละวงจรถ้อย  $i_1, i_2, \dots, i_n$  เขียนสมการได้ว่า

$$i_n = i_{Dn1} - i_{Dn4} \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.2) และสมการที่ (4.3) จะได้กระแสเดรน  $i_{Dn4}$  ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{n4}$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_{D14} = 0, i_{D24} = i_1 - i_2, i_{D34} = i_1 - i_3, \dots, i_{Dn4} = i_1 - i_n \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่(4.4) ที่โนด  $v'_1$  จะมีค่ากระแสตรงต่ำสุด  $i_{D14}$  และมีค่าแรงดันสูงสุดเมื่อเทียบกับแรงดันทั้งหมดของ  $v'_1, v'_2, \dots, v'_n$  เป็นผลทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_{25}, \dots, M_{n5}$  จะอยู่ในสถานะไม่นำกระแส  $i_{D25}, \dots, i_{Dn5} = 0$  ส่วนทรานซิสเตอร์  $M_{15}$  จะอยู่ในสถานะนำกระแสโดยค่ากระแสตรง  $i_{D15}$  ที่ไหลผ่านจะมีค่าเท่ากับกระแสไบแอสของวงจร  $I_{B2}$  จะทำให้ค่าแรงดัน  $v_{cm}$  ของวงจรสูงขึ้น ค่าแรงดันตกคร่อมขาซอร์ส-เกตของทรานซิสเตอร์  $M_{14}, M_{24}, \dots, M_{n4}$  และ  $M_d$  มีค่าลดลงตามค่ากระแส  $i_{D14}$  เป็นผลทำให้ค่ากระแสอินพุต  $i_{D24}, \dots, i_{Dn4}$  มีค่าเท่ากับ  $i_{D14}$  เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$i_{Dd} = \min(i_{D14}, i_{D24}, \dots, i_{Dn4}) = i_{D14} = 0 \quad (4.5)$$

ที่โนด A กระแสตรง  $i_{\max}$  เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$i_{\max} = i_{Dc} - i_{Dd} = i_1 - 0 = i_1 \quad (4.6)$$

กรณีที่ 2  $i_1 < 0$  เมื่อกระแสสัญญาณอินพุตมีค่าเป็นลบโดยกำหนดให้กระแสสัญญาณอินพุต  $i_1$  มีค่าสูงสุดเมื่อเทียบกับสัญญาณกระแสอินพุตทั้งหมด จากการทำงานของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดตามหัวข้อ 3.4 มอสทรานซิสเตอร์  $M_{12}, M_{22}, \dots, M_{n2}$  ทำงานในช่วงไม่นำกระแส โดยกระแสตรงของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}, M_{21}, \dots, M_{n1}, M_d$  และ  $M_c$  จะมีค่าเท่ากันเนื่องจากทรานซิสเตอร์ต่อแบบขนานโดยต่อขาเกตของทรานซิสเตอร์เข้าด้วยกันที่โนด  $v_d$  เขียนสมการได้ว่า

$$i_{D11} = i_{D21} = \dots = i_{Dn1} = i_{Dd} = i_{Dc} = 0 \quad (4.7)$$

ถ้าพิจารณาวงจรหาค่ากระแสต่ำสุดจะได้กระแสตรง  $i_{Dn4}$  ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{n4}$  ของแต่ละวงจรร้อยเขียนสมการได้ว่า

$$i_{D14} = 0 - i_1, i_{D24} = 0 - i_2, \dots, i_{Dn4} = 0 - i_n \quad (4.8)$$

หรือ

$$i_{D14} = -i_1, i_{D24} = -i_2, \dots, i_{Dn4} = -i_n \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.9) ที่โนด  $v'_2$  จะมีค่ากระแสตรงต่ำสุด  $i_{D24}$  และมีค่าแรงดันสูงสุดเมื่อเทียบกับแรงดันทั้งหมดของ  $v'_1, v'_2, \dots, v'_n$  เป็นผลทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_{15}, M_{35}, \dots, M_{n5}$  จะอยู่ในสถานะไม่นำกระแสทำให้กระแสตรง  $i_{D15}, i_{D35}, \dots, i_{Dn5}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ส่วนมอสทรานซิสเตอร์  $M_{25}$  จะอยู่ในสถานะนำกระแสโดยค่ากระแสตรง  $i_{D25}$  ที่ไหลผ่านจะมีค่าเท่ากับกระแสไบแอส  $I_{B2}$  ของวงจรจะทำให้ค่าแรงดัน  $V_{cm}$  ของวงจรสูงขึ้น ค่าแรงดันคกคร่อมขาซอร์สเกตของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{14}, M_{24}, \dots, M_{n4}$  และ  $M_d$  มีค่าลดลงตามค่ากระแส  $i_{D24}$  เป็นผลทำให้ค่ากระแสอินพุต  $i_{D14}, i_{Dn4}$  มีค่าเท่ากับ  $i_{D24}$  เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$i_{Dd} = \min(i_{D14}, i_{D24}, \dots, i_{Dn4}) = i_{D24} = -i_2 \quad (4.10)$$

ที่โนด A จะได้กระแส  $i_{\max}$  เขียนสมการได้ว่า

$$i_{\max} = i_{Dc} - i_{Dd} = 0 - (-i_2) = i_2 \quad (4.11)$$

จะเห็นว่าวงจรถ้ากระแสสูงสุดที่นำเสนอนี้สามารถรองรับกับจำนวนกระแสสัญญาณอินพุตได้หลายสัญญาณอินพุต และยังสามารถรับสัญญาณกระแสอินพุตได้ 2 ทิศทาง ทั้งกระแสบวกและกระแสลบ วงจรมีขนาดเล็ก ใช้อุปกรณ์น้อยและวงจรที่นำเสนอถูกออกแบบโดยการใช้จำนวนทรานซิสเตอร์ทั้งหมดของวงจรจะเท่ากับ  $5n+4$  โดยที่  $n$  คือจำนวนกระแสอินพุตของวงจร

### 4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรถ้ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง

วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วยวงจรถ้ากระแสสูงสุดและวงจรถ้าต่ำสุดเป็นวงจรหลัก มีหน้าที่หาค่ากระแสสูงสุด โดยที่สามารถรับสัญญาณกระแสอินพุตได้ทั้งบวกและลบ สำหรับการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรทำได้โดยการพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.2 ด้วยการป้อนสัญญาณกระแสอินพุตเพียงสัญญาณเดียวโดยจะกล่าวไว้ในภาคผนวก ค



ปฏิบัติการของกระแสอินพุตของวงจรถ้าค่ากระแสสูงสุดที่ได้วิเคราะห์จากภาคผนวก ค.1 คือ

$$0 < i_{in} \leq \frac{K_{11} K_{12} (V_{DD} + V_{EE} - V_T)^2}{(\sqrt{K_{11}} + \sqrt{K_{12}})^2} \quad (4.13)$$

กำหนดให้  $i_{in}$  คือ ค่ากระแสอินพุต

$K_j$  คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์

#### กรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ

การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการของค่ากระแสอินพุตของวงจรถ้าค่าสูงสุด ในโหมดกระแสด้วยการป้อนกระแสอินพุตเพียงสัญญาณเดียวและให้กระแสอินพุต  $i_{in}$  มีค่าเป็นลบหรือ  $i_{in} < 0$  จากรูปที่ 4.2 กำหนดให้มีกระแสอินพุตเพียงหนึ่งอินพุต เพื่อการวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการของกระแสอินพุต โดยที่  $M_{14}$  และ  $M_{15}$  เป็นมอสทรานซิสเตอร์ที่นำมาพิจารณาในการหาค่าสูงสุดกรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ มอสทรานซิสเตอร์  $M_{12}$  จะทำงานในช่วงไม่นำกระแส โดยกระแส drain ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}$ ,  $M_{14}$  และ  $M_{15}$  จะมีค่าเท่ากันโดยมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อพิจารณาในช่วงการหาค่าสูงสุดกรณีอินพุตเป็นลบ มอสทรานซิสเตอร์  $M_{13}$  จะทำงานในช่วงกระแสอินพุตด้วยกระแส  $i_{D13} = i_{in}$  จะได้กระแส drain ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{14}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{D14} = -i_{in} \quad (4.14)$$

เมื่อกำหนดให้  $i_{in}$  คือ ค่ากระแสอินพุตสูงสุดที่วงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องจะพบว่าค่าของกระแสอินพุตจะขึ้นอยู่กับมอสทรานซิสเตอร์  $M_{14}$  และ  $M_{15}$  ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของกระแสอินพุตของวงจรถ้าค่าสูงสุดที่ได้วิเคราะห์จากภาคผนวก ค.1 คือ

$$0 > i_{in} \geq -\frac{K_{14}}{K_{15}} \left( \sqrt{I_{B2}} - V_T \sqrt{K_{15}} \right)^2 \quad (4.15)$$

กำหนดให้  $i_{in}$  คือ ค่ากระแสอินพุต

$I_{B2}$  คือ ค่ากระแสไบแอสของวงจร

$K_j$  คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์

### 4.3.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง

#### กรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นบวก

จากวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในภาคผนวก ค.2 ในรูปที่ ค.2.1 เมื่อพิจารณาผลของความต้านทานอินพุตและค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่าสูงสุดในโหมคกระแสสองทิศทาง โดยการป้อนแรงดันทดสอบ จากนั้นพิจารณาค่าของกระแสที่ไหล โดยการใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's Current Law)

ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุต สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V_1$  ที่อินพุตโดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ ค.2.1 ของภาคผนวก ค.2 ค่าของกระแสที่ไหลเข้าไปยังอินพุต  $V_1$  ด้วยการใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟได้ตามสมการดังต่อไปนี้

พิจารณาที่โหนด  $V_1$

$$i_{in} = \frac{(g_{m11} g_{m12} g_{mb}) + g_{m13} g_{mb} (g_{ma} + g_{m12}) - (g_{m12} g_{m13} g_{mb})}{g_{mb} (g_{ma} + g_{m12})} V_1 \quad (4.16)$$

กำหนดให้

$$r_{in} = \frac{V_1}{i_{in}} \quad (4.17)$$

จะได้

$$r_{in} = \frac{g_{ma} + g_{m12}}{(g_{m11} g_{m12}) + g_{m13} (g_{ma} + g_{m12}) - (g_{m12} g_{m13})} \quad (4.18)$$

เมื่อ

$r_{in}$  คือ ความต้านทานอินพุตของวงจรหาค่าสูงสุด

$g_{mj}$  คือ ค่าความนำของมอสทรานซิสเตอร์  $M_j$

ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุต สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ ที่โหนด  $V$  เอาต์พุตของวงจรในรูปแบบที่ ค.2.1 ของภาคผนวก ค.2 โดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันทางค่านอินพุต

พิจารณาที่โหนด  $V$

$$i_{\max} = g_{mc} V_a + g_{dc} V + g_{dd} V - g_{md} V_{cm} \quad (4.19)$$

เมื่อไม่พิจารณาผลจากแรงดันอินพุตจะได้

กำหนดให้

$$i_{\max} = (g_{dc} + g_{dd}) V$$

จากสมการจะได้

$$r_{out} = \frac{V}{i_{\max}} \quad (4.20)$$

จากสมการจะได้

$$r_{out} = \frac{1}{(g_{dc} + g_{dd})} \quad (4.21)$$

เมื่อ

- $r_{out}$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่าสูงสุด
- $g_{dc}$  คือ ค่าความนำที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_c$
- $g_{dd}$  คือ ค่าความนำที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_d$

#### กรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ

ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง จากวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปแบบที่ ค.2.2 ของภาคผนวก ค.2 สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุตทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V$  โดยกำหนดให้กระแสอินพุตมีค่าเท่ากับกระแสเดรน  $i_{D13}$  โดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่โหนด  $V_1$

$$i_{in} = \frac{g_{m13} g_{m14} g_{m15}}{g_{m15} + g_{m14} g_{m15}} V_1 \quad (4.22)$$

กำหนดให้

$$r_{in} = \frac{V_1}{i_{in}} \quad (4.23)$$

จะได้

$$r_{in} = \frac{g_{m15} + g_{m14} g_{m15}}{g_{m13} g_{m14} g_{m15}} \quad (4.24)$$

เมื่อ

$r_{in}$  คือ ความต้านทานอินพุตของวงจรหาค่าสูงสุด  
 $g_{mj}$  คือ ค่าความนำของมอสทรานซิสเตอร์  $M_j$

ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบ  
 สองทิศทาง

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุต สามารถทำการ โดยการป้อนแรงดัน  
 ทดสอบที่โหนด  $V$  ที่เอาต์พุตโดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันทางด้านอินพุต  
 พิจารณาที่โหนด  $V$

$$i_{max} = g_{mc} V_a + g_{dc} V + g_{dd} V - g_{md} V_{cm} \quad (4.25)$$

เมื่อ ไม่พิจารณาผลจากแรงดันอินพุตจะได้

$$i_{max} = (g_{dc} + g_{dd}) V$$

กำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{out} = \frac{V}{i_{max}} \quad (4.26)$$

จะได้

$$r_{out} = \frac{1}{(g_{dc} + g_{dd})} \quad (4.27)$$

เมื่อ  $r_{out}$  คือ ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่าสูงสุด  
 $g_{dc}$  คือ ค่าความนำที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_c$   
 $g_{dd}$  คือ ค่าความนำที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_d$

#### 4.3.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง

กรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นบวก

จากวงจรหาค่าสูงสุดในรูปแบบที่ 4.2 เป็นวงจรหาค่าสูงสุดซึ่งมีหลักการทำงานเป็นแบบขนาน ทำให้สามารถวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรพิจารณาที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}$ ,  $M_{12}$ ,  $M_d$  และ  $M_c$  ซึ่งเป็นมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงการหาค่าสูงสุดในกรณีที่กระแสอินพุตมีค่าเป็นบวก  $i_{in} > 0$  โดยไม่พิจารณามอสทรานซิสเตอร์  $M_{13}$  และ  $M_d$  ดังแสดงในรูปแบบที่ ค.3.1 ของภาคผนวก ค.3 ซึ่งเป็นวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุสำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ในวงจรสมมูลในรูปแบบที่ ค.3.1 ในภาคผนวก ค.3 จะได้ความสัมพันธ์ของ  $i_{max}$  และ  $i_{in}$  ดังสมการที่ (4.28)

$$i_{max} = \frac{g_{mc} (g_{m12} + sC_{12})}{s^2 \left( \frac{C_{12}C_t - C_{12}^2}{g_{m11}g_{m12}} \right) + s \left( \frac{C_{12}g_{ma} + C_{12}g_{m11}}{g_{m11}g_{m12}} \right) + 1} g_{m11}g_{m12} \quad (4.28)$$

เมื่อทำการวิเคราะห์ค่าโพลาของสมการอันดับสองของวงจรดังแสดงการวิเคราะห์ในภาคผนวก ค.3 เขียนให้อยู่ในรูปของ  $T_s + 1$  จะได้ค่าคงที่ทางเวลาดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_a = \frac{g_{ma} C_{l2} + g_{m11} C_{l2}}{g_{m11} g_{m12}} \quad (4.29)$$

$$T_b = \frac{C_{l1} + C_a + C_c}{g_{ma} + g_{m11}} \quad (4.30)$$

เมื่อ  $T_i$  คือค่าคงที่ทางเวลา ค่าความถี่คัตออฟ (cutoff Frequency) สามารถหาได้จาก

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi T_i} \quad (4.31)$$

จากผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรค่าสูงสุดด้วยโปรแกรม PSPICE จะได้  $g_{m11} = 2.15 \times 10^{-4} \text{ A/V}$   $g_{m12} = 3.27 \times 10^{-4} \text{ A/V}$   $g_{ma} = 2.11 \times 10^{-4} \text{ A/V}$   $C_{l2} = 7.535 \times 10^{-15} \text{ F}$  จากการวิเคราะห์ค่าโพลของวงจรจะได้ค่าโพลเด่นจากสมการที่ (4.29) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะมีค่าแบนด์วิธ ที่ประมาณ 78 MHz

**กรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ**

จากวงจรในรูปที่ 4.3 สามารถวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ  $i_{in} < 0$  โดยพิจารณาที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{14}, M_{15}$  และ  $M_d$  ดังรูปที่ ก.3.2 ในภาคผนวก ก.3 โดยพิจารณาที่โหนด  $V_1$  กระแสอินพุต  $i_{in}$  จะมีค่าเท่ากับกระแสแตรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{13} (i_{D13})$  สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่จากวงจรสมมูลในรูป ก.3.2 ในภาคผนวก ก.3 จะได้ความสัมพันธ์ของ  $i_{max}$  และ  $i_{in}$  ดังสมการที่ (4.32)

$$i_{max} = \frac{g_{md} (g_{m15} + sC_{l5})}{s^2 \left( \frac{C_{l5} C_r - C_{l5}^2}{g_{m14} g_{m15}} \right) + s \left( \frac{C_{l5}}{g_{m15}} \right) + 1} \quad (4.32)$$

เมื่อทำการวิเคราะห์ค่าโพลของสมการอันดับสองของวงจรดังแสดงการวิเคราะห์ในภาคผนวก ก.3 เขียนให้อยู่ในรูปของ  $T_s + 1$  จะได้ค่าคงที่ทางเวลาดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_a = \frac{C_{15}}{g_{m15}} \quad (4.33)$$

$$T_b = \frac{C_{14} + C_d}{g_{m14}} \quad (4.34)$$

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความถี่คัทออฟ (cutoff Frequency) ได้ดังสมการที่ (4.31) จากผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรหาค่าสูงสุดด้วยโปรแกรม PSPICE จะได้  $g_{m14} = 5.50 \times 10^{-5} \text{ A/V}$   $g_{m15} = 9.91 \times 10^{-6} \text{ A/V}$   $C_{15} = 15.072 \times 10^{-15} \text{ F}$  ทำการวิเคราะห์ค่าโพลของวงจรจะได้ค่าโพลเด่นจากสมการที่ (4.39) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมีค่าแบนด์วิธ ประมาณ 20 MHz

#### 4.4 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

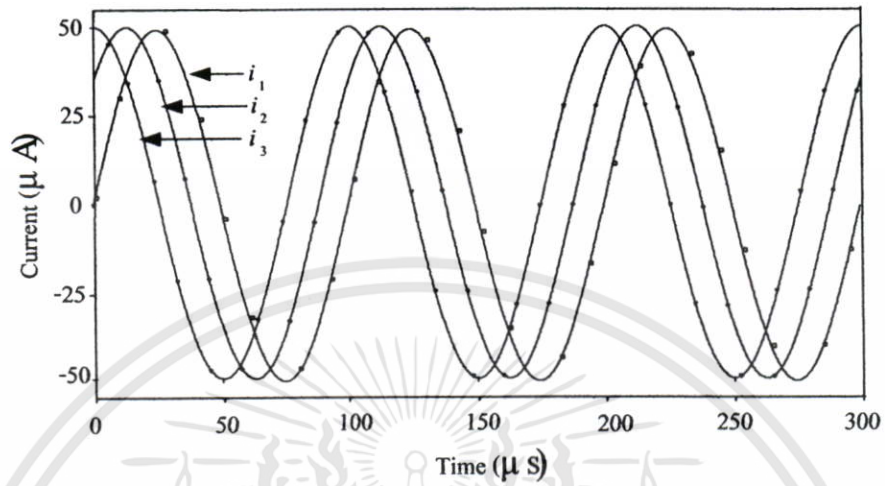
เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง ทำการทดสอบโดยการเขียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซิมอส BSIM ขนาด  $0.5 \mu\text{m}$  โดยค่าอัตราส่วนความกว้างและความยาวของแชนแนล ( $W/L$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวแสดงดังตารางที่ 4.1 และกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟ  $V_{DD}$  เท่ากับ  $+3 \text{ v}$ ,  $V_{EE}$  เท่ากับ  $-3 \text{ v}$  แหล่งจ่ายกระแสไบแอส  $I_{B1}$  เท่ากับ  $20 \mu\text{A}$  และ  $I_{B2}$  เท่ากับ  $0.5 \mu\text{A}$

ตารางที่ 4.1 ความกว้างและความยาวแชนแนลของมอสทรานซิสเตอร์จากวงจรในรูปที่ 4.1

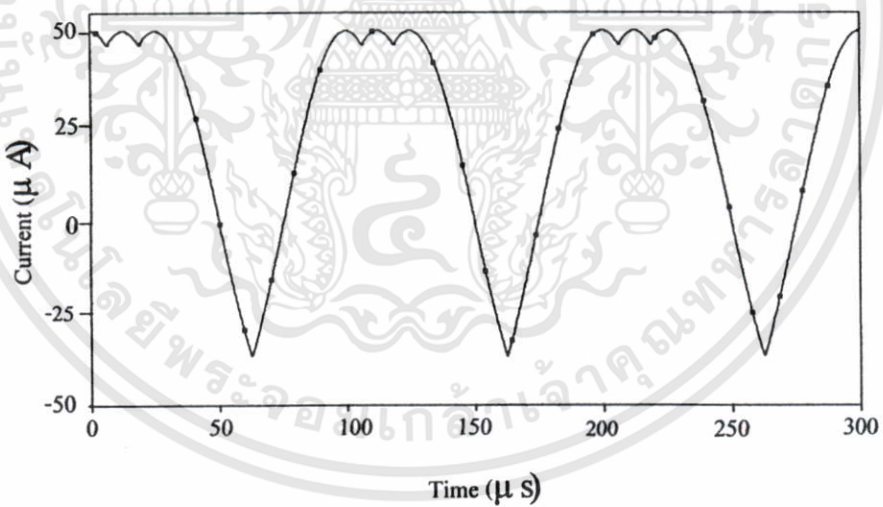
มอสทรานซิสเตอร์	$W$ ( $\mu\text{m}$ )	$L$ ( $\mu\text{m}$ )
$M_{n1}, M_{a}, M_{b}, M_{c}$	4	1
$M_{n2}$	8	1
$M_{n3}$	2	1
$M_{n4}, M_{d}$	4	2
$M_{n5}$	8	2

#### 4.4.1 ผลการเลียนแบบการทำงานของสัญญาณกระแสอินพุต และกระแสเอาต์พุต

ในรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณกระแสอินพุต และกระแสเอาต์พุตของสัญญาณรูปคลื่นซายน์ และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางในวิทยานิพนธ์นี้ ส่วนในรูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณกระแสอินพุต และกระแสเอาต์พุตโดยการป้อนสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม 1 อินพุต และป้อนกระแสอินพุตค่าคงที่ 2 อินพุตจากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE จากรูปที่ 4.3 เป็นผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 โดยป้อนสัญญาณอินพุต  $i_1$ ,  $i_2$  และ  $i_3$  เป็นรูปสัญญาณซายน์โดยแปรเปลี่ยนค่าความถี่เป็น 10 kHz, 50 kHz และ 100 kHz ที่มีขนาด -50  $\mu\text{A}$  ถึง 50  $\mu\text{A}$  และกำหนดสัญญาณอินพุตแต่ละตัวมีมูฟเฟส 0 องศา, 45 องศา, 90 องศาตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4.3(ก) และในรูปที่ 4.3(ข), 4.3(ค), 4.3(ง) เป็นกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการป้อนความถี่ 10 kHz, 50 kHz และ 100 kHz ของสัญญาณกระแสอินพุต สำหรับรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 เป็นผลเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปสามเหลี่ยม จากรูปที่ 4.4 เป็นการเลียนแบบการทำงานโดยป้อนสัญญาณอินพุต  $i_1$ ,  $i_2$  และ  $i_3$  เป็นรูปสัญญาณสามเหลี่ยมมีคาบเวลาเท่ากับ 100  $\mu\text{s}$  และมีขนาดเท่ากับ -50  $\mu\text{A}$  ถึง 50  $\mu\text{A}$  แต่หน่วงเวลาให้ห่างกัน 10  $\mu\text{s}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.4(ก) และในรูปที่ 4.4(ข) เป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง สำหรับรูปที่ 4.5 เป็นผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 โดยกำหนดให้กระแสอินพุต  $i_1$  ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาด -50  $\mu\text{A}$  ถึง 50  $\mu\text{A}$  และช่วงคาบของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 100  $\mu\text{s}$  กระแสอินพุต  $i_2$ ,  $i_3$  เป็นค่ากระแสคงที่มีค่าเท่ากับ -25  $\mu\text{A}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.5(ก) และในรูปที่ 4.5(ข) เป็นกระแสเอาต์พุตสูงสุด

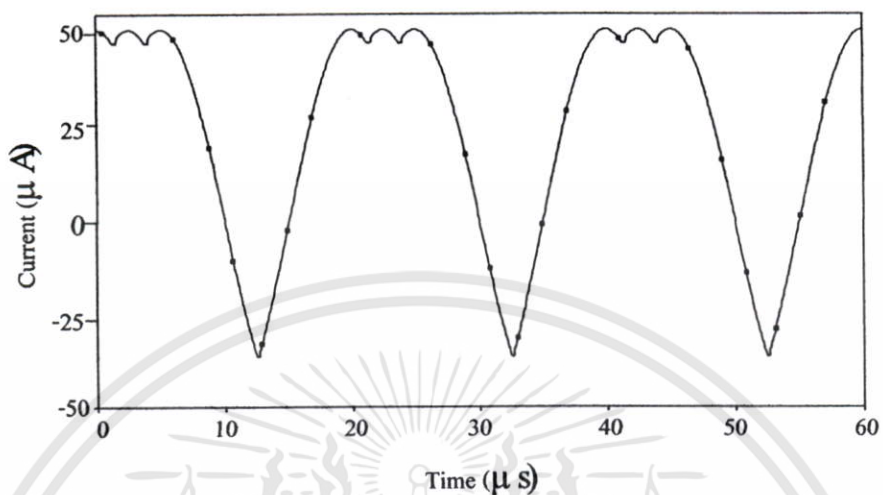


(ก) กระแสอินพุต  $i_1$ ,  $i_2$  และ  $i_3$

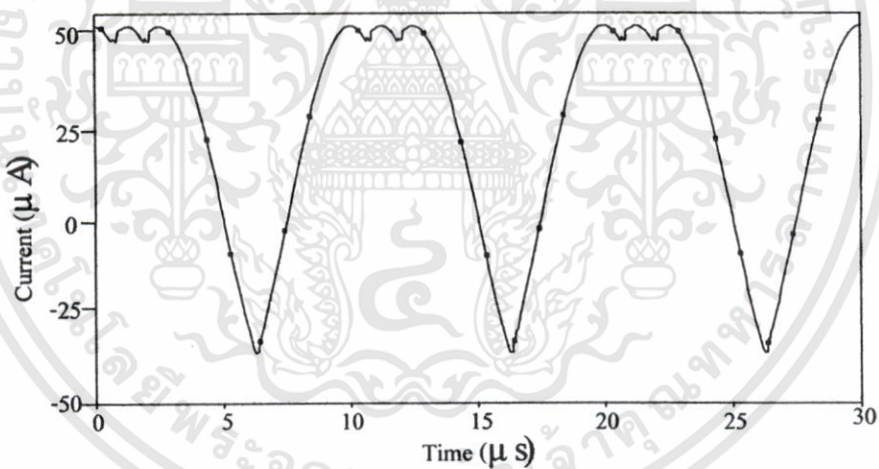


(ข) กระแสเอาต์พุตสูงสุดที่ความถี่ 10 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



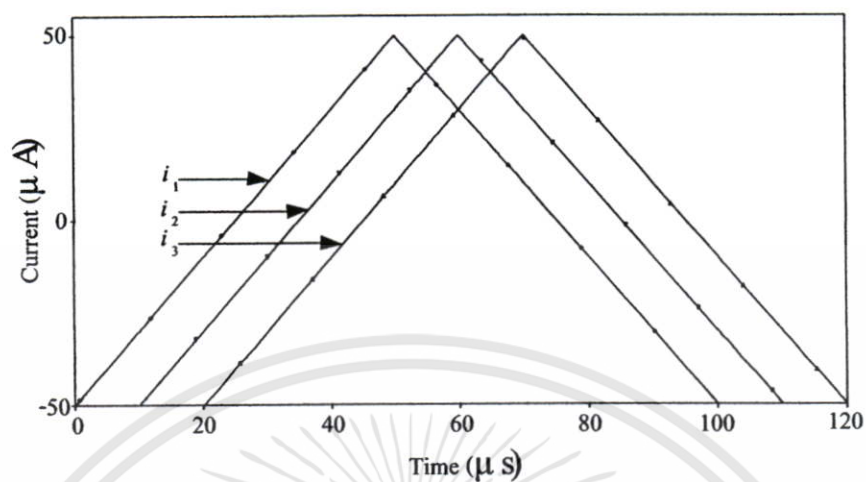
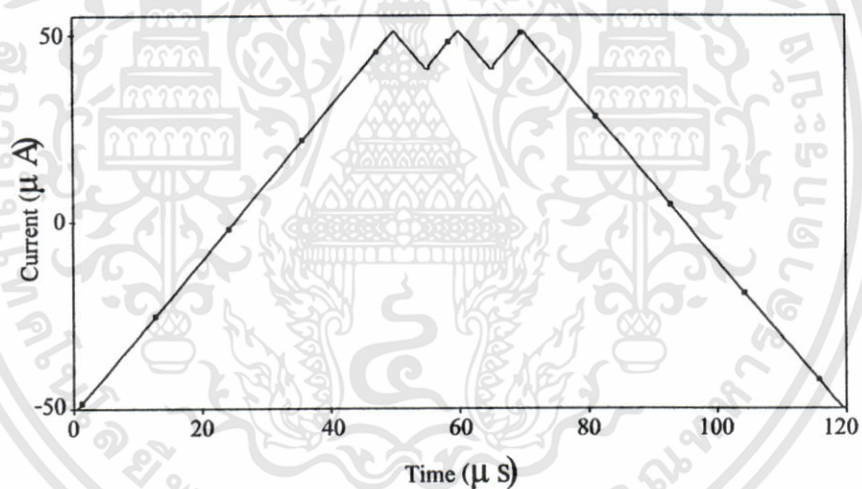
(ค) กระแสเอาต์พุตสูงสุดที่ความถี่ 50 kHz



(ง) กระแสเอาต์พุตสูงสุดที่ความถี่ 100 kHz

**รูปที่ 4.3** ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่อสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่ 10 kHz ,50 kHz และ 100 kHz

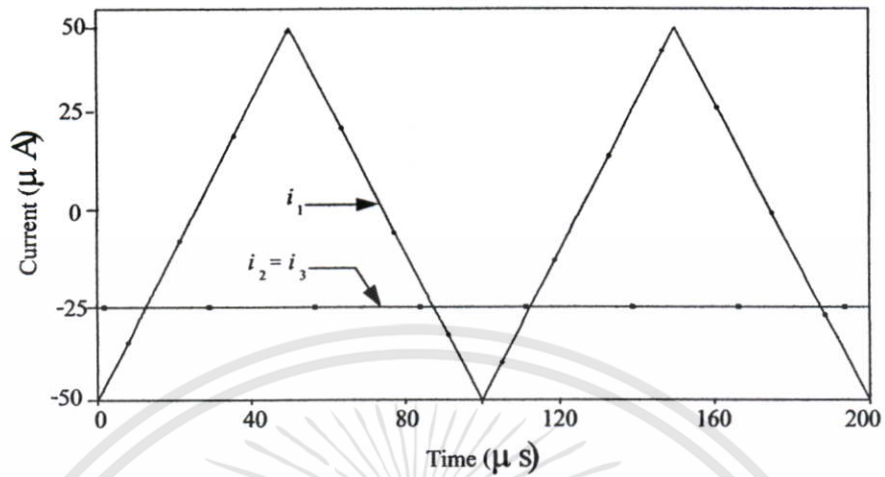
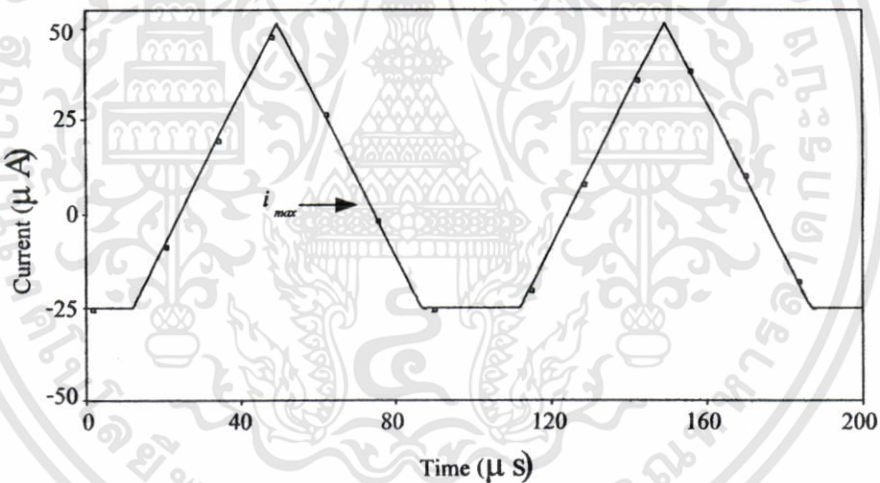
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) กระแสอินพุต  $i_1$ ,  $i_2$  และ  $i_3$ 

(ข) กระแสเอาต์พุตสูงสุด

รูปที่ 4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ เมื่อ  $n=3$  โดยป้อนกระแสอินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม

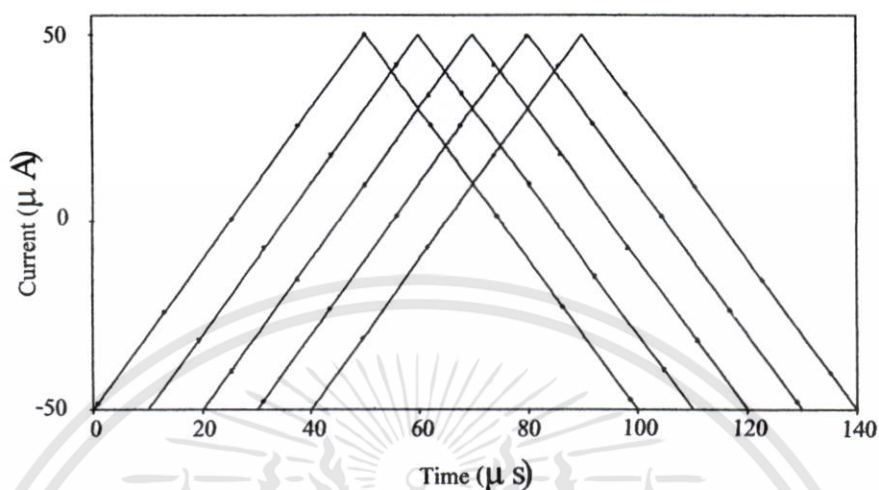
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) กระแสอินพุต  $i_1$ ,  $i_2$  และ  $i_3$ 

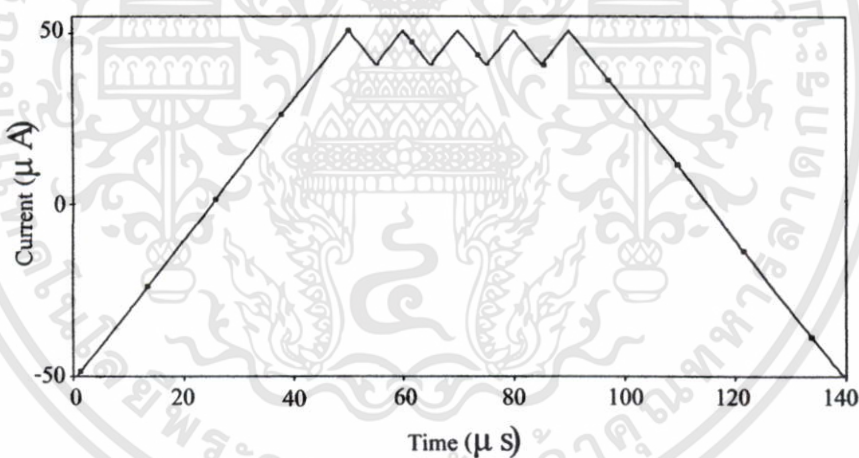
(ข) กระแสเอาต์พุตสูงสุด

รูปที่ 4.5 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ เมื่อ  $n=3$  โดยป้อนกระแสอินพุต  $i_1$  เป็น สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม  $i_2$  และ  $i_3$  เป็นค่ากระแสคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

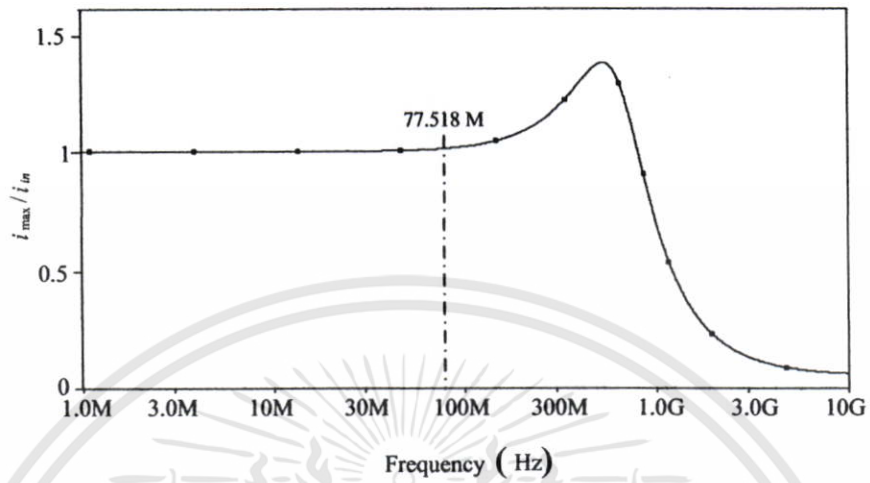


(ก) กระแสอินพุต 5 อินพุต

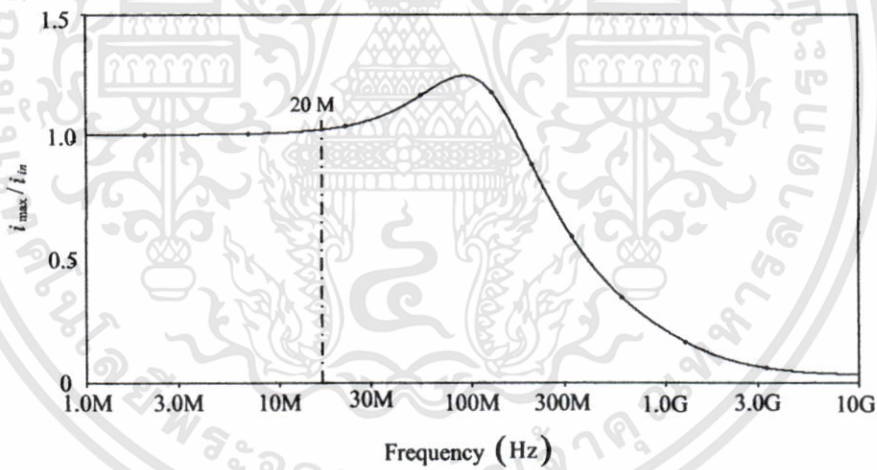


(ข) กระแสเอาต์พุตสูงสุด

**รูปที่ 4.6** ผลเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อกำหนดกระแสอินพุตเท่ากับ 5 อินพุตโดยป้อนสัญญาณ อินพุตเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาด  $-50 \mu\text{A}$  ถึง  $50 \mu\text{A}$  และช่วงคาบของสัญญาณมีค่าเท่ากับ  $100 \mu\text{s}$



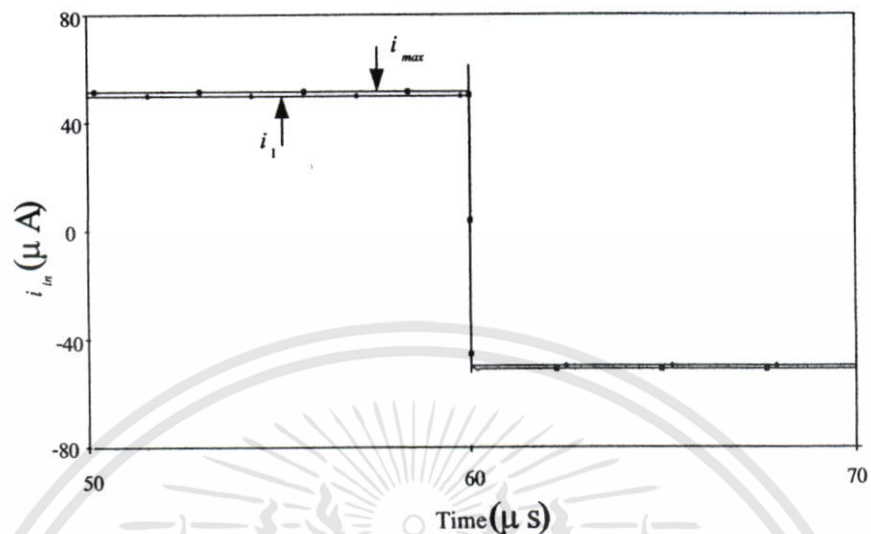
(ก) ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่าสูงสุดกรณีอินพุตมีค่าเป็นบวก



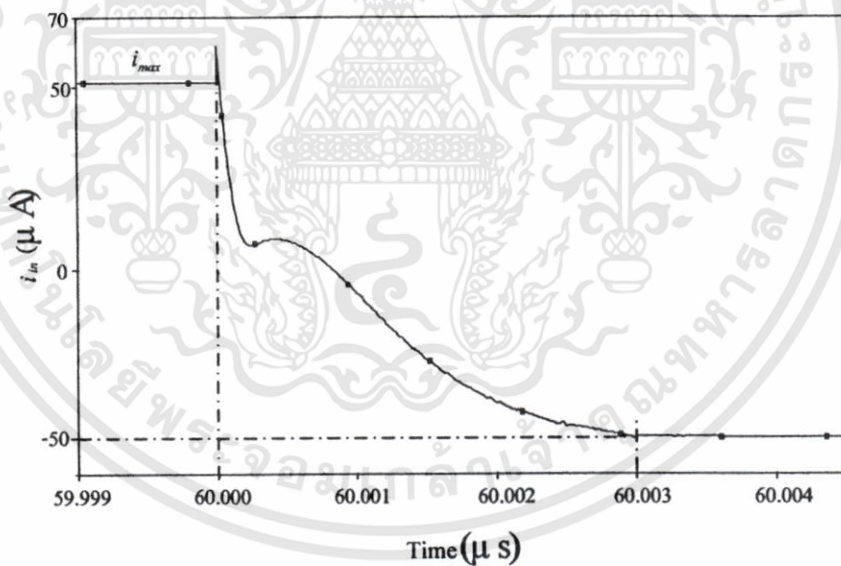
(ข) ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่าสูงสุดกรณีอินพุตมีค่าเป็นลบ

รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) กระแสเอาต์พุตสูงสุดเมื่อเทียบกับกระแสอินพุตสูงสุด



(ข) ผลการทดสอบการหน่วงเวลาของวงจรค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง

รูปที่ 4.8 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่อสัญญาณขึ้นบันได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.2 ผลตอบสนองความถี่ของวงจร

ในรูปที่ 4.7 เป็นการแสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง ทำการทดสอบด้วยโปรแกรม PSPICE โดยป้อนกระแสสัญญาณอินพุตสูงสุดเพียงสัญญาณเดียว จากรูปที่ 4.7 (ก) เป็นผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นบวกจะได้ผลตอบสนองความถี่ของวงจรมีค่าแบนด์วิธประมาณ 78 MHz ส่วนในรูปที่ 4.7 (ข) เป็นผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบมีค่าแบนด์วิธประมาณ 20 MHz

#### 4.4.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่อสัญญาณขั้นบันได

รูปที่ 4.8 เป็นผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่อสัญญาณขั้นบันไดโดยป้อนกระแสสัญญาณอินพุต  $i_1$  เป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาดเท่ากับ  $-50\mu\text{A}$  ถึง  $50\mu\text{A}$  จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรจะได้กระแสเอาต์พุต  $i_{max}$  ซึ่งเป็นค่ากระแสเอาต์พุตสูงสุดดังรูปที่ 4.8 (ก) ส่วนในรูปที่ 4.8 (ข) เป็นผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.2 เพื่อทำการทดสอบการหน่วงเวลาของการหาค่ากระแสสูงสุด จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ออกแบบมีค่าหน่วงเวลาประมาณ 3 ns

#### 4.4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่อสัญญาณกระแสอินพุตค่าคงที่สามอินพุต

จากวงจรในรูปที่ 4.1 ได้ทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนสัญญาณกระแสอินพุตเป็นค่าคงที่ตามตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 การทดสอบวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทาง

เงื่อนไขการทดสอบวงจร	$i_1$ ( $\mu\text{A}$ )	$i_2$ ( $\mu\text{A}$ )	$i_3$ ( $\mu\text{A}$ )	$i_{max}$ ( $\mu\text{A}$ )
กระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นบวก	50 $\mu\text{A}$	30 $\mu\text{A}$	-10 $\mu\text{A}$	50.95 $\mu\text{A}$
กระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นลบ	-50 $\mu\text{A}$	-40 $\mu\text{A}$	-30 $\mu\text{A}$	-30.72 $\mu\text{A}$

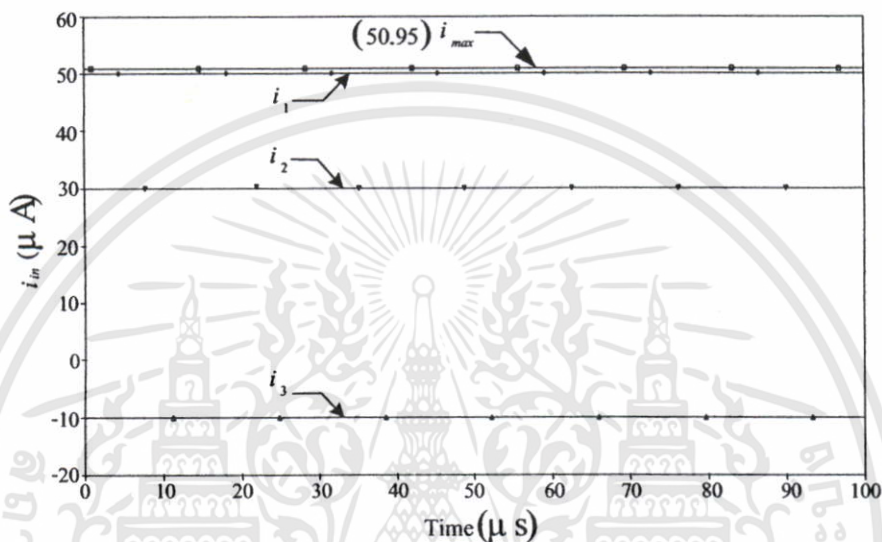
จากผลของการทดสอบของวงจร ค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่มีต่อกระแสอินพุตสูงสุดของวงจร เมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์จะมีค่าเท่ากับ

$$\%E = \left( 1 - \frac{i_{max}}{i_{in}} \right) \times 100$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\mathcal{E}$  คือ ค่าความผิดพลาดของวงจร  
 $i_{max}$  คือ กระแสเอาต์พุตของวงจร  
 $i_{in}$  คือ กระแสอินพุตสูงสุดของวงจร

**เงื่อนไขการทดสอบวงจรกรณีกระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นบวก**



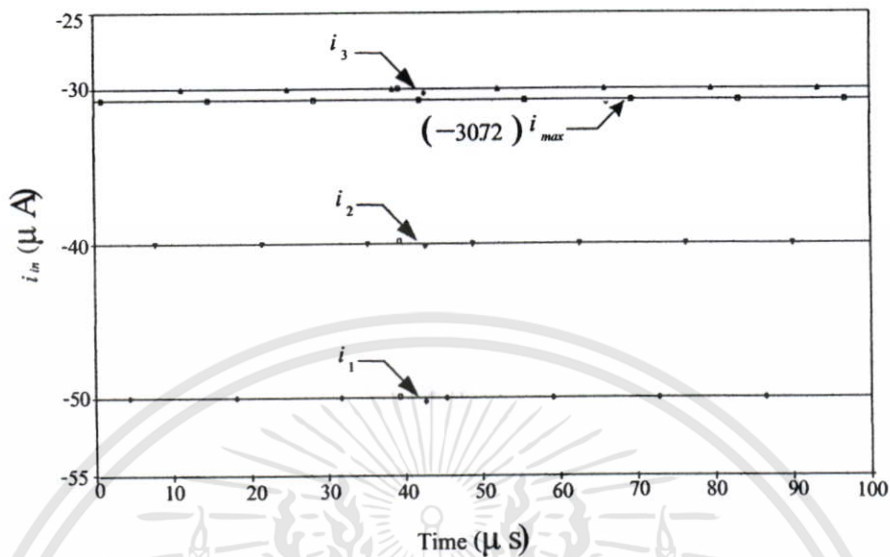
**รูปที่ 4.9** ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรกรณีกระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นบวก

จากผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางในรูปที่ 4.9 สามารถวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่มีต่อกระแสอินพุต เมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์จะมีค่าเท่ากับ

$$\% \mathcal{E} = \left( 1 - \frac{50.95 \mu A}{50 \mu A} \right) \times 100 = -1.9$$

เพราะฉะนั้นค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่มีต่อกระแสอินพุต ในกรณีกระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นบวก เมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์จะมีค่าเท่ากับ -1.9

## เงื่อนไขการทดสอบวงจรกรณีกระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นลบ



รูปที่ 4.10 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ้ากระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นลบ

จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ้ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางในรูปที่ 4.10 สามารถวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่มีต่อกระแสอินพุต เมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์จะมีค่าเท่ากับ

$$\% \mathcal{E} = \left( 1 - \frac{(-30.72 \mu \text{ A})}{(-30 \mu \text{ A})} \right) \times 100 = -2.4$$

เพราะฉะนั้นค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่มีต่อกระแสอินพุต ในกรณีกระแสอินพุตสูงสุดมีค่าเป็นลบ เมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์จะมีค่าเท่ากับ -2.4

### 4.5 บทสรุป

วงจรถ้าสูงสุดสำหรับสัญญาณกระแสที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจรถ้าสูงสุดทิศทางเดียวกับวงจรถ้าต่ำสุด ซึ่งมีการประมวลผลแบบขนาน และทำงานในช่วงนำกระแสเต็มตัวจากการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร และผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่าสมรรถนะการทำงานของวงจรขึ้นอยู่กับค่า  $W/L$  ของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งจากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถ้านำเสนอเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์นี้สามารถรองรับกับจำนวนสัญญาณกระแสอินพุตได้หลายสัญญาณอินพุต และยังสามารถรับสัญญาณอินพุตได้สองทิศทางทั้งกระแสบวกและกระแสลบ วงจรที่นำเสนอนี้มีประสิทธิภาพ และความเร็วในการทำงานที่สูงตลอดจนให้ค่าความแม่นยำในการทำงานที่ดีเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในการประมวลผลสัญญาณทางแอนะล็อก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# การประยุกต์ใช้งานของวงจรหาค่าสูงสุด

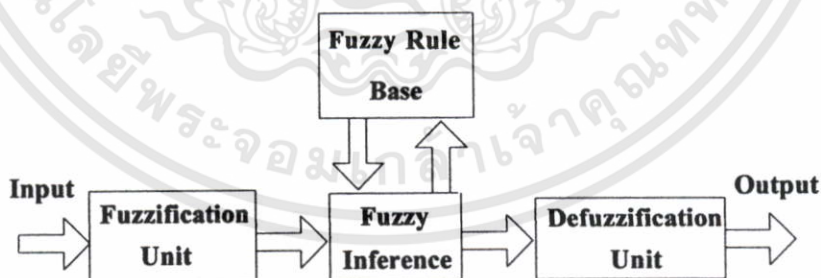
### 5.1 กล่าวนำ

วงจรหาค่าสูงสุดสำหรับสัญญาณแอนะล็อก เป็นวงจรหนึ่งที่มีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น การประมวลผลสัญญาณทางแอนะล็อก การประมวลผลสัญญาณภาพ และการควบคุมแบบฟัซซี สำหรับในบทนี้จะกล่าวถึงตัวอย่างการใช้งานวงจรหาค่าสูงสุด สำหรับตัวควบคุมแบบฟัซซี

### 5.2 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

จากรูปที่ 5.1 [12] แสดงโครงสร้างของตัวควบคุมแบบฟัซซี ซึ่งประกอบด้วย 4 หน่วยคือ

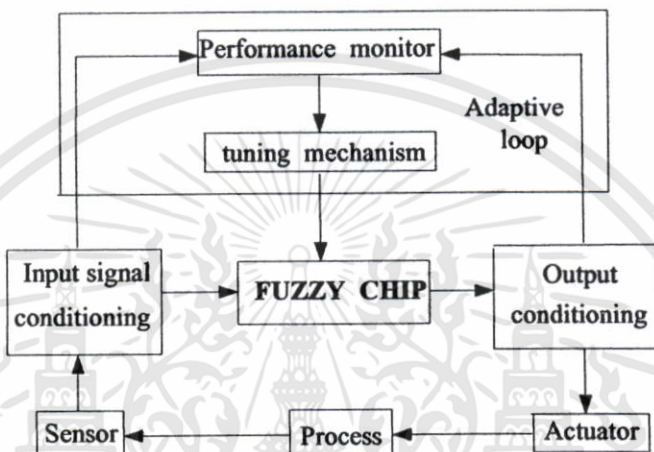
1. หน่วยฟัซซีฟิเคชัน (Fuzzification Unit) ทำหน้าที่แปลงตัวแปรอินพุตให้เป็นตัวแปรฟัซซี
2. หน่วยอินเฟอเรนซ์ (Fuzzy Inference ) ทำหน้าที่หาค่าเอาต์พุตของระบบฟัซซีจากค่าตัวแปรอินพุตฟัซซี
3. ฐานการควบคุมฟัซซี (Fuzzy Rule Base) กำหนดรูปแบบของกฎการควบคุม
4. หน่วยดีฟัซซีฟิเคชัน (Defuzzification Unit) ทำหน้าที่แปลงตัวแปรเอาต์พุต ให้เป็นเอาต์พุตของตัวควบคุม



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบฟัซซี

จากรูปที่ 5.2 แสดงสภาพแวดล้อมการทำงานของตัวควบคุมแบบฟัซซีชนิดอะแดปทีฟออนไลน์ (An on-line adaptive fuzzy controller) โดยใช้เทคโนโลยีของซิมูเลชันการออกแบบตัวควบคุมแบบฟัซซีถูกออกแบบให้ใช้เทคนิคการดำเนินการในรูปแบบผสมกันทั้งสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอนะล็อกคือโหมคกระแสและสัญญาณแบบดิจิตอล เพื่อให้ตัวควบคุมสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมกระบวนการได้เมื่อสภาวะของกระบวนการมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไม่คงที่ และสามารถต่อร่วมกับอุปกรณ์ทั้งที่เป็นแบบแอนะล็อก และแบบดิจิตอลได้ ซึ่งสามารถทำควบคุมกระบวนการได้ทั้งจากผู้ใช้งาน (Manual Control) และการควบคุมแบบอัตโนมัติ (Automatic Control)

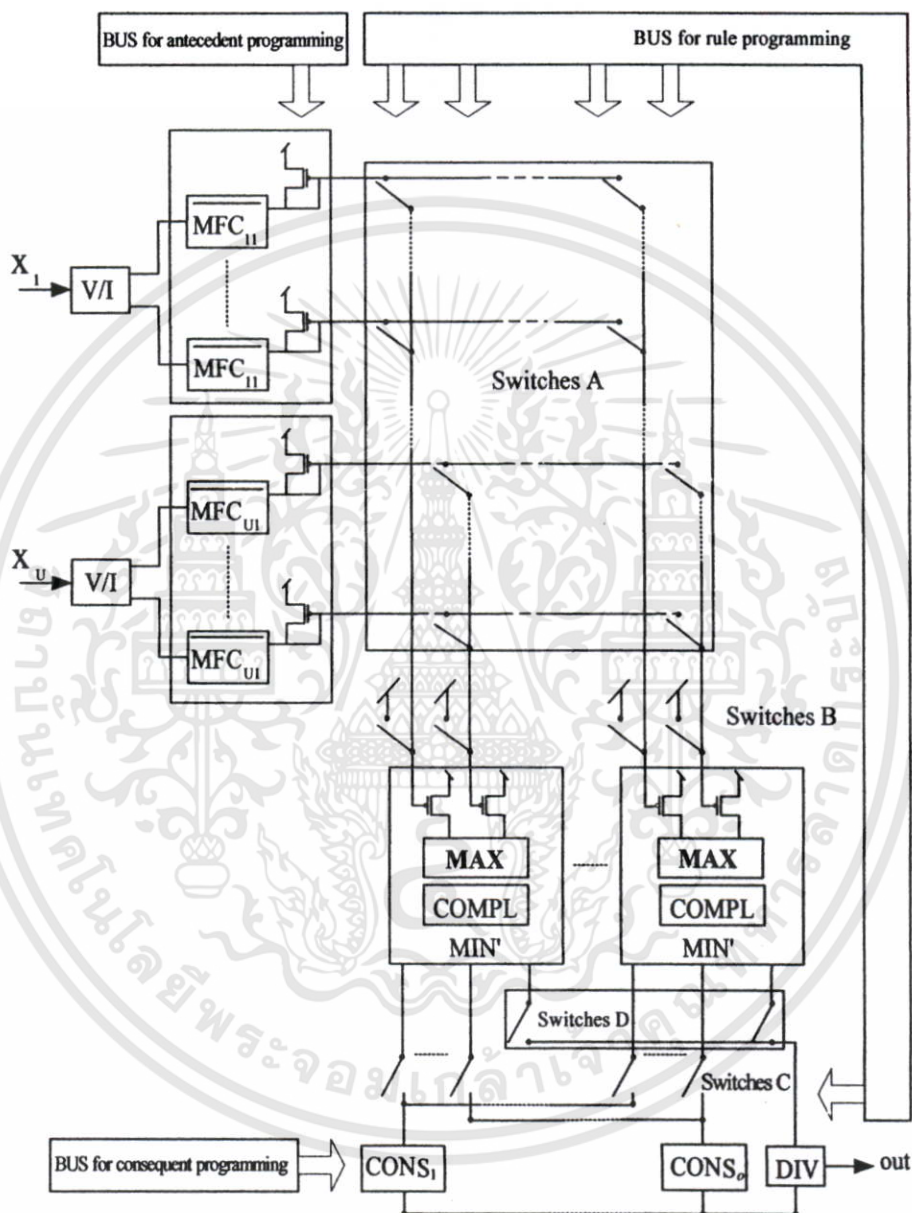


รูปที่ 5.2 สภาพแวดล้อมการทำงานของตัวควบคุมแบบฟัซซีชนิดอะแดปทีฟออนไลน์

จากรูปที่ 5.3 แสดงสถาปัตยกรรมแบบคล้ายเมตริกซ์ของชิปฟัซซีชนิดโปรแกรมได้สำหรับตัวควบคุมแบบฟัซซีชนิดหลายอินพุต โดยมีส่วนของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส (Voltage-to-Current : V/I) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตที่อยู่ในโหมคแรงดันให้เป็นโหมคกระแสก่อนเข้าสู่หน่วยฟัซซีฟิเคชันเพื่อแปลงค่าสัญญาณอินพุต  $X_1$  ถึง  $X_n$  ให้เป็นค่าแปรฟัซซีโดยการสังเคราะห์ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต (Membership Function Circuit : MFC) ส่วนฐานการควบคุมของฟัซซีจะใช้การประมวลผลสัญญาณดิจิตอล ทั้งนี้เพื่อความสะดวกและความยืดหยุ่นในการปรับเปลี่ยนกฎในหน่วยอินเฟอร์เรนซ์จะทำหน้าที่หาค่าเอาต์พุตของระบบฟัซซีโดยการประยุกต์ใช้วงจรหาค่าสูงสุด (MAX) ซึ่งเป็นวงจรที่มีการประมวลผลทางสัญญาณแอนะล็อกเพื่อเพิ่มความเร็วในการทำงานให้แก่ตัวควบคุม ในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อก (Digital-to-Analog Converter : D/A) จะใช้หลักการของวงจรสะท้อนกระแสทำงานร่วมกับสวิตช์ต่างๆ (Switches)

การประยุกต์ใช้งานวงจรหาค่าสูงสุดที่ใช้ในหน่วยอินเฟอร์เรนซ์ของตัวควบคุมดังรูปที่ 5.3 จะเห็นได้ว่าวงจรหาค่าต่ำสุดสามารถออกแบบได้โดยการประยุกต์ใช้วงจรหาค่าสูงสุดทำงานร่วมกับวงจรคอมพลิเมนต์ (Complement : COMP) ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 สถาปัตยกรรมแบบคล้ายเมตริกซ์ของชิปฟัซซีชนิด โปรแกรมได้สำหรับการใช้งานทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยและพัฒนา

### 6.1 บทสรุป

จากหลักการทำงานของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดชนิดหลายอินพุตแบบสองทิศทางที่มีการประมวลผลแบบขนาน และมีการทำงานในช่วงนำกระแสอิมิตัวโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซิมอส โครงสร้างของวงจรที่ออกแบบเป็นวงจรขยายคลาส AB เพื่อเป็นการเพิ่มความเร็วในการทำงานที่สูงขึ้น โดยลดผลช่วงเวลาดำเนินการทำให้ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตต่ำ สามารถรองรับกับจำนวนสัญญาณกระแสอินพุตได้หลายสัญญาณอินพุต และยังสามารถรับสัญญาณอินพุตได้สองทิศทางทั้งกระแสบวกและกระแสลบ วงจรมีขนาดเล็กใช้อุปกรณ์น้อยไม่ยุ่งยากในการออกแบบสะดวกต่อการประยุกต์ใช้งาน จากผลเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงถึงช่วงปฏิบัติการและยืนยันความถูกต้องในการทำงานของวงจรที่ออกแบบเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ

### 6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยและพัฒนา

วงจรที่มีหลักการทำงานในลักษณะหาค่าสูงสุดมีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางในด้านการประมวลผลสัญญาณทางด้านแอนะล็อก การประมวลผลสัญญาณภาพ วงจรหาค่าสูงสุดมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องแต่เดิมนั้นวงจรหาค่าสูงสุดถูกคิดค้นและสร้างขึ้นนั้นมีการทำงานอยู่ในโหมดแรงดันและโหมดกระแส เมื่อพิจารณาวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดันซึ่งจะถูกสร้างบนพื้นฐานของออปแอมป์ (OPamp) นั้นหมายถึงวงจรที่ซับซ้อนและมีขนาดใหญ่ยังผลให้ความเร็วในการทำงานและผลตอบสนองทางความถี่ถูกจำกัดด้วยตัวของวงจรงเองและสูญเสียพลังงานมากซึ่งไม่เหมาะสมที่จะนำมาทำเป็นวงจรรวม ดังนั้นในปัจจุบันผู้ที่คิดค้นออกแบบวงจรงจึงพยายามที่จะออกแบบวงจรของคนให้อยู่ในลักษณะการทำงานในโหมดกระแสเพราะวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสจะมีผลตอบสนองทางความถี่และช่วงปฏิบัติการที่กว้างอีกทั้งยังมีขนาดเล็กและการสูญเสียพลังงานที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับวงจรที่มีลักษณะการทำงานที่เหมือนกันแต่อยู่ในโหมดแรงดันสำหรับวงจรหาค่าสูงสุดที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถรับสัญญาณกระแสอินพุตได้ทั้งบวกและลบได้ในสองทิศทาง ซึ่งการใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบซิมอสจะมีข้อเสียเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะการทำงานจากช่วงนำกระแสอิมิตัวเป็นช่วงนำกระแสไม่อิมิตัวของมอสทรานซิสเตอร์จะเกิดปัญหาทางด้านความเร็วและความถูกต้องในการทำงานของวงจรง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Liu L., LiZ. and Shi B., " A multi-Input fuzzy processor for pattern recognition " , 4 th Internationa Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology 24-28 Oct.,pp.112-114,1994.
- [2] I.Batruone, J.L. Huertas A.Bariga, and S.Sanchez-Solano, " Cureent-mode multiple-input Max circuit", Electronic Lett., vol.30,no.9,pp.678-680,1994
- [3] T. Inoue, F . Ueno, T. Motomura, O. Setoguchi , R. Matsuo , " New High-speed analogue max and min circuits using OTA-Based bouned-difference operations , " Electronics Lett., vol. 27, no. 12, 1991, pp.1034-1035
- [4] Ion E. Opris , " Rail-to-Rail Multiple-Input Min/Max Circuit , " IEEE Trans. On Circuit and Systems-part II, vol. 45, no. 1, pp. 137-140., Jan.1998
- [5] C.-Y . Hunang, B-D. Liu, "Current-mode multiple input maximum circuit for fuzzy logic Controllers," Electronics Lett., vol. 30, no.23, 1999, pp. 1038-1040
- [6] C-Y. Huang , C-J. Wang , and B-D.Liu , " Modular Current-mode Multiple Input Minimum Circuit For Fuzzy Logic Controllers " , Electronic Lett ., vol.no. 12 , pp. 1067-1069 , 1996
- [7] ธวัชชัย นิมพาลี , " วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดความเร็วสูงแบบสองอินพุต " วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2544
- [8] พรชัย หลายพสุ , " วงจรหาค่าสูงสุดและต่ำสุดชนิด 2 อินพุตสำหรับการอินฟอเรนซ์แบบ ฟัซซี่ " วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิต วิทยาลัย , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [9] David A. Johns , Ken Matin. Analog Integrated Circuit Design . John Wiely&Sons , Inc.1997
- [10] วันชัย รวีรุจา " การออกแบบและสังเคราะห์วงจรมัลติอินพุตฟังก์ชัน โดยใช้หลักการวงจร -รวม " วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิต -วิทยาลัย , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2535
- [11] C.Pojanasuwanchai, C.Wangwiwattana, A.Chaikla, V.Riewruja, P.Julsereewong, " Fuzzy Multiple-Input Maximum Circuit in current-mode", SICE Annual Conference in Fukui, Japan, pp.571-575, 2003.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] I. Baturone, S. Sanchez-Solano, A. Barriga, and J.L. Huertas, "Flexible Fuzzy Controller Using Mixed-Signal Current-Mode Techniques" 6 th IEEE Int. Conference on Fuzzy Systems (FUZZIEEE 97), Barcelona, July 1997.
- [13] ยศ เมตตาสีทธิกร, ประเมษฐ์ ประนายนันทน์, วรณดี เพชรมณีล้ำค่า และ วันชัย รวีรุจา, " วงจรหาค่าสูงสุด ค่ากลางและค่าต่ำสุดชนิด 3 อินพุตสำหรับสัญญาณกระแส ", การประชุมทางวิชาการมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 43 , หน้า 174-181 , ปี 2548
- [14] G-J. Yu, B-D.Liu , and C-Y.Huang , " Bi-directional Current-mode Input Maximum Circuit", Proc.Of AP-ASIC 2000, pp.41-44, 2001
- [15] T. Chimpalee , V. Riewruja , A. Chaikla , and S.Supaph , " A High-speed Max/Min Circuit " Proceedings of the KACC 2000(Abstract Book), Korea, pp.513, Oct. 2000.
- [16] S. I. Liu , P. Chen , C. Y. Chen , and J. G. Hwu , " Analog Maximum , Median and Minimum Circuit" IEEE International Symposium on Circuit and system , Hong Kong , pp.257-259, 1997



## ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K = \frac{K_p W}{2L} \quad (ก.2)$$

ส่วนค่าพารามิเตอร์  $g_m$  และ  $g_d$  ดังสมการ (ก.3) และสมการ (ก.4) ตามลำดับ

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} = K(v_{GS} - V_T) \quad (ก.3)$$

หรือ

$$g_m = \sqrt{K} \quad (ก.4)$$

$$g_d = \lambda i_D \quad (ก.5)$$

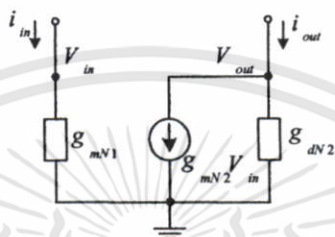


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข

### ข.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแส

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุต และค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส ทำได้โดยการแทนวงจรด้วยวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก สำหรับวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนแรงแ็นมอส

#### 1. ค่าความต้านทานอินพุต

จากรูปที่ ข.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนแรงแ็นมอสสามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V_{in}$  ที่อินพุตโดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันเอาต์พุต จากนั้นพิจารณาค่าของกระแสที่ไหลเข้าไปยังอินพุต  $V_{in}$  ด้วยการใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's Current Law) จะได้

กำหนดให้

$$r_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} \quad (ข.1)$$

จากรูปที่ ข.1 จะได้

$$V_{in} = i_{in} g_{mN1} \quad (ข.2)$$

จากสมการ (ข.1) และสมการ (ข.2) จะได้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนแรงแ็นมอสคือ

$$r_{in(N)} = g_{mN1} \quad (\text{ข.3})$$

กำหนดให้  $r_{in(N)}$  คือ ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสเอ็นมอส

## 2. ค่าความต้านทานเอาต์พุต

จากรูปที่ ข.1 ทำการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุตโดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V_{out}$  โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากแรงดันทางด้านอินพุต

กำหนดให้

$$r_{out} = \frac{V_{out}}{i_{out}} \quad (\text{ข.4})$$

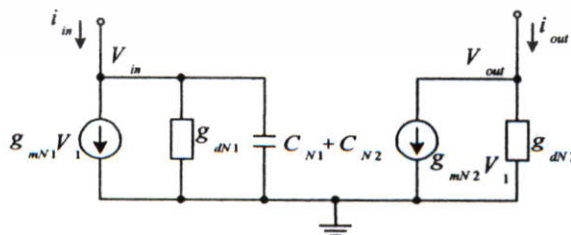
จากรูปที่ ข.1 พิจารณาที่ โหนด  $V_{out}$  จะได้ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสเอ็นมอส คือ

$$r_{out(N)} = \frac{1}{g_{dN2}} \quad (\text{ข.5})$$

กำหนดให้  $r_{out(N)}$  คือค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสเอ็นมอส

## ข.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส

การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส ทำได้โดยการแทนวงจรด้วย วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยพิจารณาผลของตัวเก็บประจุจากรูปที่ ข.2



**รูปที่ ข.2** วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสะท้อน กระแสเอ็นมอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ ข.2 สามารถวิเคราะห์วงจรสะท้อนกระแสเอ็นมอสได้โดย

พิจารณาที่โหนด  $V_{in}$

$$i_{in} = (g_{dN1} + g_{mN1} + C_{N1}s + C_{N2}s)V_1 \quad (\text{ข.6})$$

พิจารณาที่โหนด  $V_{out}$

$$i_{out} = g_{mN2}V_2 + g_{dN2}V_2 \quad (\text{ข.7})$$

กำหนดให้  $g_d \ll g_m$  จากสมการ(ข.6) และ (ข.7) จะได้

$$i_{in} = (g_{mN1} + C_{N1}s + C_{N2}s)V_1 \quad (\text{ข.8})$$

$$i_{out} = g_{mN2}V_1 \quad (\text{ข.9})$$

$$V_1 = \frac{i_{out}}{g_{mN2}} \quad (\text{ข.9})$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ข.9) ลงในสมการที่ (ข.8) จะได้

$$i_{in} = \left( \frac{g_{mN1} + C_{N1}s + C_{N2}s}{g_{mN2}} \right) i_{out}$$

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left( \frac{g_{mN2}}{g_{mN1} + C_{N1}s + C_{N2}s} \right) \quad (\text{ข.10})$$

จัดรูปสมการเพื่อพิจารณาค่าโพลจะได้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_{mN2}}{g_{mN1}} \left( \frac{1}{1 + \left( \frac{C_{N1} + C_{N2}}{g_{mN1}} \right) s} \right) \quad (\text{ข.11})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข.11) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ  $(Ts+1)$  จะได้ค่าคงที่ทางเวลา (*Time constant*) ดังต่อไปนี้

$$T_N = \frac{C_{N1} + C_{N2}}{g_{mN1}} \quad (\text{ข.12})$$

ค่าความถี่คัทออฟ (*Cutoff Frequency*) สามารถหาได้จาก

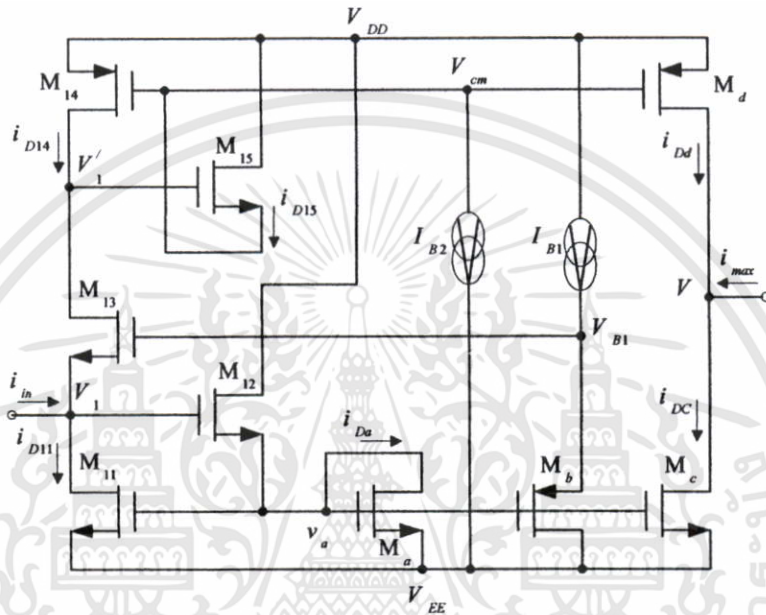
$$f_{\text{cutoff}} = \frac{1}{2\pi T_i} \quad (\text{ข.13})$$

เมื่อ  $T_i$  คือค่าคงที่ทางเวลา



## ภาคผนวก ค

### ค.1 การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการทางกระแสอินพุตของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดแบบสองทิศทาง



รูปที่ ค.1 วงจรหาค่ากระแสสูงสุดแบบสองทิศทาง เมื่อมีจำนวนกระแสอินพุตเท่ากับหนึ่ง

#### การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการทางกระแสอินพุตกรณีอินพุตมีค่าเป็นบวก

กรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นบวก เมื่อกำหนดให้  $i_m$  คือค่ากระแสอินพุตที่วงจรสามารถทำงานได้ถูกต้องจะพบว่าค่าแรงดันที่ขาเกตของ  $M_{11}$  จะต้องมีค่าสูงสุดได้ไม่เกินค่าแรงดันที่ทำให้  $M_{12}$  ไม่สามารถนำกระแสได้ซึ่งเปรียบเสมือนขาซอร์สของ  $M_{12}$  ถูกต่อถึงกันจากรูปพิจารณาที่  $M_{11}$  และ  $M_{12}$  จะได้

$$v_{DS12} = V_{DD} + V_{EE} - v_{GS11} \quad (ค.1)$$

เงื่อนไขที่ทำให้การทำงานของ  $M_{12}$  อยู่ในชว่นนำกระแสเต็มตัว คือ

$$v_{DS12} \geq v_{GS12} - V_T \quad (ค.2)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (ค.1) ลงใน (ค.2) จะได้ว่า

$$V_{DD} + V_{EE} - v_{GS11} \geq v_{GS12} - V_T \quad (\text{ค.3})$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสครนและค่าแรงคั้นระหว่างขาเกต-ซอร์สของทรานซิสเตอร์ในช่วงนำกระแสอิมิตัวจะได้ว่า

$$v_{GSj} = V_T + \sqrt{\frac{i_{Dj}}{K_j}} \quad (\text{ค.4})$$

เมื่อ  $v_{GSj}$  คือ ค่าแรงคั้นระหว่างขาเกต-ซอร์สของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$   
 $i_{Dj}$  คือ ค่ากระแสครนของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$   
 $K_j$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$

โดยที่

$$K_j = \frac{\mu C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_j \quad (\text{ค.5})$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (ค.4) ลงในสมการ (ค.3) จะได้

$$V_{DD} + V_{EE} - \left( V_T + \sqrt{\frac{i_{D11}}{K_{11}}} \right) \geq \left( V_T + \sqrt{\frac{i_{D12}}{K_{12}}} \right) - V_T \quad (\text{ค.6})$$

เมื่อ  $i_{D11}$  และ  $i_{D12}$  มีค่าเท่ากับกระแสอินพุต  $i_{in}$  จะเขียนได้ว่า

$$\left( V_{DD} + V_{EE} - V_T \right)^2 \geq \left( \sqrt{\frac{i_{in}}{K_{11}}} + \sqrt{\frac{i_{in}}{K_{12}}} \right)^2 \quad (\text{ค.7})$$

**จัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{in} \leq \frac{K_{11} K_{12} (V_{DD} + V_{EE} - V_T)^2}{(\sqrt{K_{11}} + \sqrt{K_{12}})^2} \quad (\text{ก.8})$$

ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของกระแสอินพุตของวงจรถูกจำกัดค่าสูงสุดกรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นบวก

$$0 < i_{in} \leq \frac{K_{11} K_{12} (V_{DD} + V_{EE} - V_T)^2}{(\sqrt{K_{11}} + \sqrt{K_{12}})^2} \quad (\text{ก.9})$$

**การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการทางกระแสอินพุตกรณีอินพุตมีค่าเป็นลบ**

จากรูปที่ ก.1 เมื่อกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ โดยกำหนดให้  $i_{in}$  คือค่ากระแสอินพุตสูงสุด ถ้าพิจารณาจากรูป ก.1 มอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}$ ,  $M_{12}$ ,  $M_4$  และ  $M_5$  จะไม่นำกระแสโดยกระแสจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่วนกระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{13}$  ( $i_{D13}$ ) จะมีค่าเท่ากับกระแส  $i_{in}$  เมื่อกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบจะพิจารณาที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{14}$  และ  $M_{15}$  ที่โนด  $v_{14}$  จะได้กระแสของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{14}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{D14} = -i_{in} \quad (\text{ก.10})$$

ที่โนด  $v_{14}$  จะมีค่าแรงดันสูงสุดที่จะทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_{15}$  อยู่ในสภาวะนำกระแสเต็มตัวจะได้กระแสที่มีค่าเท่ากับกระแสไบแอสของวงจร

$$i_{D15} = I_{B2} \quad (\text{ก.11})$$

**พิจารณาที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{15}$**

$$v_{DS15} = V_{DD} - v_{cm} \quad (\text{ก.12})$$

$$v_{cm} = V_{DD} - v_{SG14} \quad (\text{ก.13})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขที่ทำให้การทำงานของมอเตอร์ชิสเตอร์  $M_{15}$  อยู่ในช่วงนำกระแสอิมิตัว

$$v_{DS15} \geq v_{GS15} - V_T \quad (\text{ค.14})$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (ค.12) และ (ค.13) ลงในสมการ (ค.14) จะได้ว่า

$$v_{SG14} \geq v_{GS15} - V_T \quad (\text{ค.15})$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสครนและค่าแรงดันระหว่างขาเกต-ซอร์สของมอเตอร์ชิสเตอร์ ในช่วงนำกระแสอิมิตัวของสมการ (ค.4) และ (ค.5) ลงในสมการที่ (ค.15) จะได้

$$V_T + \sqrt{\frac{i_{D14}}{K_{14}}} \geq V_T + \sqrt{\frac{i_{D15}}{K_{15}}} - V_T \quad (\text{ค.16})$$

เมื่อกระแสครน  $i_{D14}$  เท่ากับกระแส  $-i_{in}$  และกระแสครน  $i_{D15}$  เท่ากับกระแสไบแอส  $I_{B2}$  จะเขียนสมการได้ว่า

$$V_T + \sqrt{\frac{-i_{in}}{K_{14}}} \geq \sqrt{\frac{I_{B2}}{K_{15}}} \quad (\text{ค.17})$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า

$$i_{in} \geq -\frac{K_{14}}{K_{15}} \left( \sqrt{I_{B2}} - V_T \sqrt{K_{15}} \right)^2 \quad (\text{ค.18})$$

ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของกระแสอินพุตของวงจรหาค่าสูงสุดครณกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ

$$0 > i_{in} \geq -\frac{K_{14}}{K_{15}} \left( \sqrt{I_{B2}} - V_T \sqrt{K_{15}} \right)^2 \quad (\text{ค.19})$$

## ค.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดแบบสองทิศทาง

### การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรกรณีอินพุตมีค่าเป็นบวก

จากรูป ค.2.1 เป็นวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการพิจารณาค่าความต้านทานอินพุต และค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่าสูงสุด

#### 1. ค่าความต้านทานอินพุต

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุต สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V_1$  ที่อินพุตโดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันเอาต์พุต ดังแสดงในรูป ค.2.1 จากนั้นพิจารณาค่ากระแสที่ไหลเข้าไปยังอินพุต  $V_1$  ด้วยการใช้อุปกรณ์กระแสของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's Current Law) ได้ตามสมการดังต่อไปนี้

พิจารณาที่โหนด  $V_1$

$$i_{in} = g_{m11} V_a + (g_{d11} + g_{d13}) V_1 - g_{m13} (V_{B1} - V_1)$$

$$i_{in} = g_{m11} V_a + (g_{d11} + g_{d13} + g_{m13}) V_1 - g_{m13} V_{B1}$$

(ค.20)

พิจารณาที่โหนด  $V_a$

$$g_{m12} (V_1 - V_a) = (g_{ma} + g_{d12}) V_a$$

$$g_{m12} V_1 = (g_{ma} + g_{d12} + g_{m12}) V_a$$

$$V_a = \frac{g_{m12}}{(g_{ma} + g_{m12} + g_{d12})} V_1$$

(ค.21)

พิจารณาที่โหนด  $V_{B1}$

$$0 = g_{mb} (V_{B1} - V_a) + g_{db} V_{B1} + g_{OB} V_{B1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = g_{mb} V_{B1} - g_{mb} V_a + g_{db} V_{B1} + g_{OB} V_{B1}$$

$$0 = (g_{mb} + g_{db} + g_{OB}) V_{B1} - g_{mb} V_a$$

$$V_{B1} = \frac{g_{mb}}{(g_{mb} + g_{db} + g_{OB})} V_a \quad (\text{ค.22})$$

นำสมการ (ค.21) แทนลงในสมการที่ (ค.22)

$$V_{B1} = \frac{g_{mb} g_{m12}}{(g_{ma} + g_{m12} + g_{d12})(g_{mb} + g_{db} + g_{OB})} V_1 \quad (\text{ค.23})$$

นำสมการที่ (ค.21) และ (ค.23) แทนในสมการที่ (ค.20)

$$i_{in} = \frac{g_{m11} g_{m12}}{(g_{ma} + g_{m12} + g_{d12})} V_1 + (g_{d11} + g_{m13} + g_{d13}) V_1 - \frac{g_{m13} g_{m12} g_{mb}}{(g_{ma} + g_{m12} + g_{d12})(g_{mb} + g_{db} + g_{OB})} V_1$$

กำหนดให้  $g_m \gg g_d$  จะได้

$$i_{in} = \frac{(g_{m11} g_{m12} g_{mb}) + g_{m13} g_{mb} (g_{ma} + g_{m12}) - (g_{m12} g_{m13} g_{mb})}{g_{mb} (g_{ma} + g_{m12})} V_1 \quad (\text{ค.24})$$

กำหนดให้

$$r_{in} = \frac{V_1}{i_{in}}$$

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{in} = \frac{g_{m1} + g_{m12}}{(g_{m11} g_{m12}) + g_{m13} (g_{m1} + g_{m12}) - (g_{m12} g_{m13})} \quad (\text{ก.25})$$

- เมื่อ  $r_{in}$  คือ ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรหาค่าสูงสุด  
 $g_{mj}$  คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_j$   
 $g_{dj}$  คือ ค่าความนำที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_j$   
 $g_{OB1}$  คือ ค่าความนำของแหล่งจ่ายกระแส  $I_{B1}$

## 2. ค่าความต้านทานเอาต์พุต

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุต สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V$  ที่เอาต์พุตของวงจรในรูป ก.2.1 โดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันทางด้านอินพุตโดยที่ โหนด  $V$  เป็นเอาต์พุตของกระแสเอาต์พุตสูงสุดตามสมการดังนี้

พิจารณาที่ โหนด  $V$

$$i_{max} = g_{mc} V_a + g_{dc} V + g_{dd} V - g_{md} V_{cm}$$

เมื่อ ไม่พิจารณาผลของแรงดันอินพุตจะได้

$$i_{max} = (g_{dc} + g_{dd}) V \quad (\text{ก.26})$$

กำหนดให้

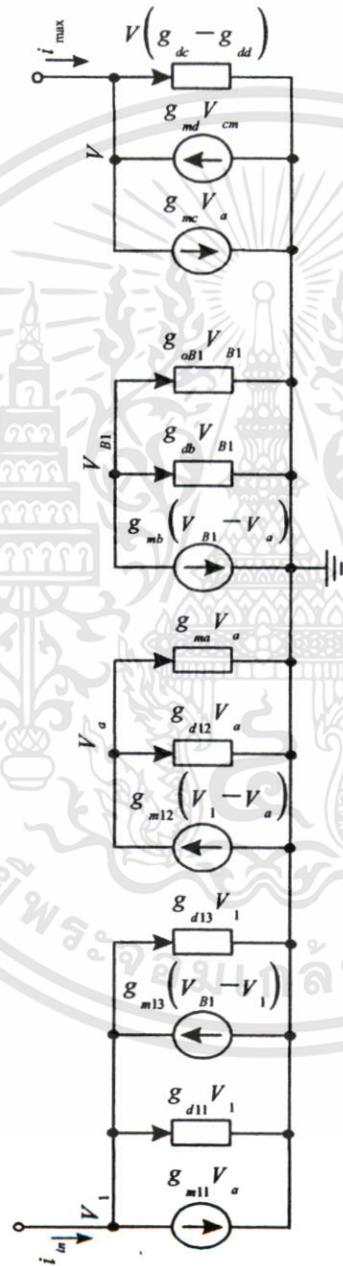
$$r_{out} = \frac{V}{i_{max}}$$

จะได้

$$r_{out} = \frac{1}{(g_{dc} + g_{dd})} \quad (\text{ก.27})$$

เมื่อ  $r_{out}$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่าสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก 2.1 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กลำดับการวิเคราะห์หาค่าความถนัดอินพุตเป็นบวก

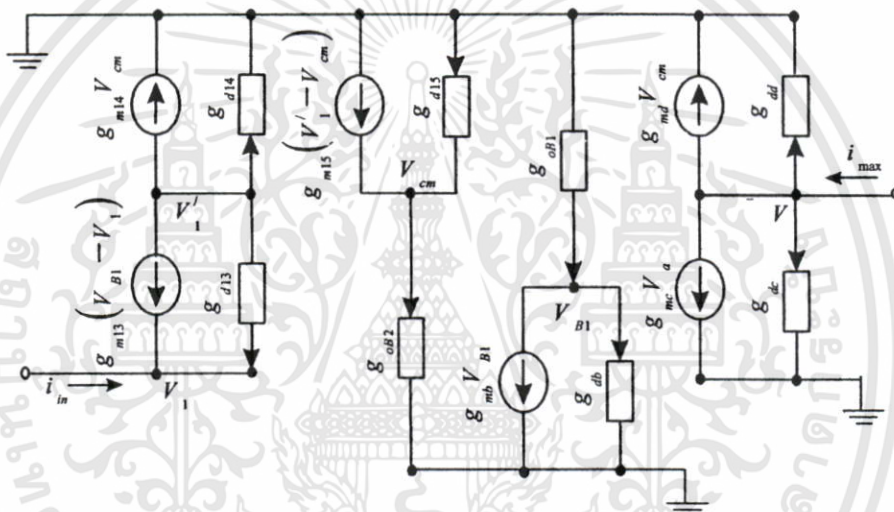
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**การวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรกรณีอินพุตมีค่าเป็นลบ**

จากรูป ค.2.2 เป็นวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กรวมกรณีอินพุตมีค่าเป็นลบ โดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการพิจารณาค่าความต้านทานอินพุต และค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่าสูงสุด

**3. ค่าความต้านทานอินพุต**

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุต สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V_1$  ที่อินพุตโดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันเอาต์พุต ดังแสดงในรูป ค.2.2 จากนั้นพิจารณาค่ากระแสที่ไหลเข้าไปยังอินพุต  $V_1$  ด้วยการใช้อุปกรณ์กระแสของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's Current Law) ได้ตามสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ ค.2.2 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กรวมกรณีกระแสอินพุตเป็นลบ

พิจารณาที่โหนด  $V_1$

$$i_{in} = -g_{d13}(V_1' - V_1) - g_{m13}(V_{B1} - V_1)$$

$$i_{in} = -g_{d13}V_1' - g_{m13}V_{B1} + (g_{d13} + g_{m13})V_1 \tag{ค.28}$$

พิจารณาที่โหนด  $V_1'$

$$g_{d14}V_1' + g_{m14}V_{cm} + g_{d13}(V_1' - V_1) + g_{m13}(V_{B1} - V_1) = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} (g_{d14} + g_{d13})V'_1 - (g_{d13} + g_{m13})V_1 + g_{m14}V_{cm} + g_{m13}V_{B1} &= 0 \\ (g_{d14} + g_{d13})V'_1 + g_{m14}V_{cm} + g_{m13}V_{B1} &= (g_{d13} + g_{m13})V_1 \end{aligned} \quad (\text{ค.29})$$

พิจารณาที่โนด  $V_{cm}$

$$\begin{aligned} g_{oB2}V_{cm} &= g_{m15}(V'_1 - V_{cm}) + g_{d15}(0 - V_{cm}) \\ V_{cm} &= \frac{g_{m15}}{g_{d15} + g_{m15} + g_{oB2}}V'_1 \end{aligned} \quad (\text{ค.30})$$

พิจารณาที่โนด  $V_{B1}$

$$\begin{aligned} g_{oB1}(0 - V_{B1}) &= g_{dd}V_{B1} + g_{mb}V_{B1} \\ V_{B1} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{ค.31})$$

นำสมการที่ (ค.31) และ (ค.30) แทนลงในสมการที่ (ค.29)

$$\begin{aligned} (g_{d14} + g_{d13})V'_1 + \frac{g_{m14}g_{m15}}{g_{d15} + g_{m15} + g_{oB2}}V'_1 &= (g_{d13} + g_{m13})V_1 \\ V'_1 &= \left[ \frac{(g_{d15} + g_{m15} + g_{oB2})(g_{d13} + g_{m13})}{(g_{d15} + g_{m15} + g_{oB2})(g_{d14} + g_{d13}) + g_{m14}g_{m15}} \right] V_1 \end{aligned} \quad (\text{ค.32})$$

นำสมการที่ (ค.32) และ (ค.31) แทนลงในสมการที่ (ค.28)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{in} = (g_{d13} + g_{m13})V_1 - g_{d13}V'_1$$

$$i_{in} = (g_{d13} + g_{m13})V_1 - (g_{d13}) \left( \frac{(g_{d15} + g_{m15} + g_{oB2})(g_{d13} + g_{m13})}{(g_{d15} + g_{m15} + g_{oB2})(g_{d14} + g_{d13}) + g_{m14}g_{m15}} \right) V_1$$

กำหนดให้  $g_{m15} \gg g_{m14}$

$$i_{in} = g_{m13}V_1 - \left( \frac{g_{m13}g_{m15}}{g_{m15} + g_{m14}g_{m15}} \right) V_1$$

$$i_{in} = \frac{g_{m13}g_{m14}g_{m15}}{g_{m15} + g_{m14}g_{m15}} V_1$$

(ค.33)

กำหนดให้

จะได้

$$r_{in} = \frac{g_{m13} + g_{m14}g_{m15}}{g_{m13}g_{m14}g_{m15}}$$

(ค.34)

เมื่อ

$r_{in}$  คือ ความต้านทานอินพุตของวงจรค่าสูงสุด

$g_{mj}$  คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_j$

$g_{dj}$  คือ ค่าความนำที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_j$

$g_{OB1}$  คือ ค่าความนำของแหล่งจ่ายกระแส  $I_{B1}$

$g_{OB2}$  คือ ค่าความนำของแหล่งจ่ายกระแส  $I_{B2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4. ค่าความต้านทานเอาต์พุต

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุต สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ  $V$  ที่เอาต์พุตของวงจรในรูป ค.2.2 โดยไม่พิจารณาผลจากแรงดันทางเข้าอินพุตโดยที่ โนค  $V$  เป็นเอาต์พุตของกระแสเอาต์พุตสูงสุดตามสมการดังนี้

พิจารณาที่ โนค  $V$

$$i_{\max} = g_{mc} V_a + g_{dc} V + g_{dd} V - g_{md} V_{cm}$$

เมื่อไม่พิจารณาผลของแรงดันอินพุตจะได้

$$i_{\max} = (g_{dc} + g_{dd}) V \quad (\text{ค.35})$$

กำหนดให้

จะได้

$$r_{out} = \frac{V}{i_{\max}}$$

$$r_{out} = \frac{1}{(g_{dc} + g_{dd})}$$

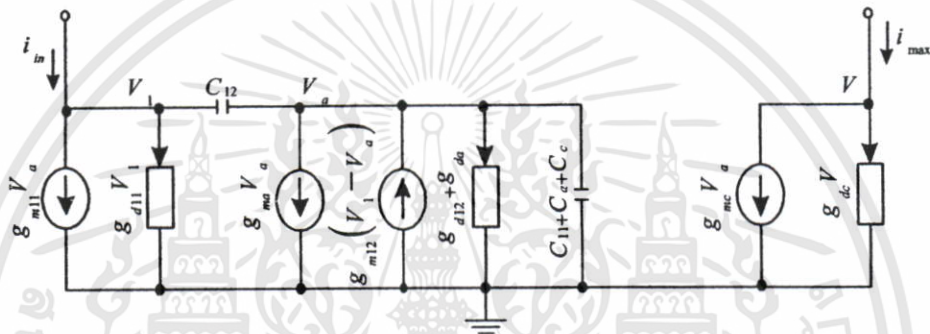
(ค.36)

เมื่อ

$r_{out}$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรหาค่าสูงสุด

**ค.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหาค่ากระแสสูงสุดแบบสองทิศทาง**  
**การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรณีอินพุตมีค่าเป็นบวก**

จากวงจรหาค่าสูงสุด 2 ทิศทางในรูปที่ ค.1 ซึ่งมีหลักการทำงานเป็นแบบขนานทำให้สามารถวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจร โดยพิจารณาที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{11}, M_{12}, M_a$  และ  $M_c$  ซึ่งเป็นมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงการหาค่าสูงสุดในกรณีที่สัญญาณกระแสอินพุตมีค่าเป็นบวก  $i_{in} > 0$  โดยไม่พิจารณามอสทรานซิสเตอร์  $M_{13}$  และ  $M_d$  จากรูป ค.3.1 เป็นวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่พิจารณาผลตัวเก็บประจุสำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่สามารถวิเคราะห์ได้ดังต่อไปนี้



**รูปที่ ค.3.1** วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กสำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ในกรณีอินพุตเป็นบวก

พิจารณาที่โนด  $V_1$

$$i_{in} = g_{m11} v_a + g_{d11} v_1 + sC_{12} (v_1 - v_a)$$

จะได้

$$i_{in} = (g_{d11} + sC_{12}) v_1 + (g_{m11} - sC_{12}) v_a \tag{ค.37}$$

พิจารณาที่โนด  $V_a$

$$(g_{m12} + sC_{12})(v_1 - v_a) = (g_{ma} + g_{d12} + g_{da} + s(C_{11} + C_{1a} + C_c)) v_a$$

$$v_1 = \left( \frac{g_{m12} + g_{ma} + g_{d12} + g_{da} + s(C_{11} + C_{12} + C_a + C_c)}{g_{m12} + sC_{12}} \right) v_a$$

กำหนดให้  $C_t = C_{11} + C_{12} + C_a + C_c$

$$v_1 = \left( \frac{g_{m12} + g_{ma} + g_{d12} + g_{da} + sC_t}{g_{m12} + sC_{12}} \right) v_a \quad (\text{ค.38})$$

พิจารณาที่โหนด  $v$

$$i_{\max} = g_{mc} v_a + g_{dc} v \quad (\text{ค.39})$$

จากสมการที่ (ค.37) ถึงสมการที่ (ค.39) กำหนดให้  $g_m \gg g_d$  จะได้

$$i_{in} = sC_{12} v_1 + (g_{m11} - sC_{12}) v_a \quad (\text{ค.40})$$

$$v_1 = \left( \frac{g_{m12} + g_{ma} + sC_t}{g_{m12} + sC_{12}} \right) v_a \quad (\text{ค.41})$$

$$i_{\max} = g_{mc} v_a \quad (\text{ค.42})$$

นำ  $v_1$  ในสมการที่ (ค.41) แทนลงในสมการที่ (ค.40)

$$i_{in} = \left( \frac{s^2(C_{12}C_t - C_{12}^2) + s(C_{12}g_{ma} + C_{12}g_{m11}) + g_{m11}g_{m12}}{g_{m12} + sC_{12}} \right) v_a \quad (\text{ค.43})$$

จากสมการที่ (ค.42) และสมการที่ (ค.43) จัดรูปสมการใหม่จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{i_{\max}}{i_{\min}} = \frac{g_{mc} (g_{m12} + sC_{12})}{s^2 (C_{12}C_t - C_{12}^2) + s(C_{12}g_{ma} + C_{12}g_{m11}) + g_{m11}g_{m12}}$$

หรือ

$$\frac{i_{\max}}{i_{\min}} = \frac{g_{mc} (g_{m12} + sC_{12})}{g_{m11}g_{m12} + s^2 \left( \frac{C_{12}C_t - C_{12}^2}{g_{m11}g_{m12}} \right) + s \left( \frac{C_{12}g_{ma} + C_{12}g_{m11}}{g_{m11}g_{m12}} \right) + 1} \quad (\text{ค.44})$$

ทำการวิเคราะห์ค่าโพลของสมการอันดับสองของวงจรโดยกำหนดให้

$$\frac{i_{\max}}{i_{\min}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{ค.45})$$

โดยที่

$$D(s) = \left( 1 - \frac{s}{p_a} \right) \left( 1 - \frac{s}{p_b} \right) \quad (\text{ค.46})$$

หรือ

$$D(s) = 1 - s \left( \frac{1}{p_a} + \frac{1}{p_b} \right) + s^2 \left( \frac{1}{p_a p_b} \right) \quad (\text{ค.47})$$

กำหนดให้  $p_a$  คือโพลเด่นและ  $p_b$  คือโพลค้อย ทำให้  $|p_b| \gg |p_a|$  จากสมการ(ค.46) จะได้

$$D(s) = 1 - s \left( \frac{1}{p_a} \right) + s^2 \left( \frac{1}{p_a p_b} \right) \quad (\text{ค.48})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (ค.44) มาเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (ค.48) จะได้

$$p_a = -\frac{g_{m11} g_{m12}}{C_{12} g_{ma} + C_{12} g_{m11}} \quad (\text{ค.49})$$

$$p_b = -\frac{1}{p_a} \frac{g_{m11} g_{m12}}{(C_{12} C_t - C_{12}^2)} \quad (\text{ค.50})$$

นำสมการที่ (ค.49) แทนลงในสมการที่ (ค.50)

$$p_b = -\frac{g_{ma} + g_{m11}}{C_{11} + C_a + C_c} \quad (\text{ค.51})$$

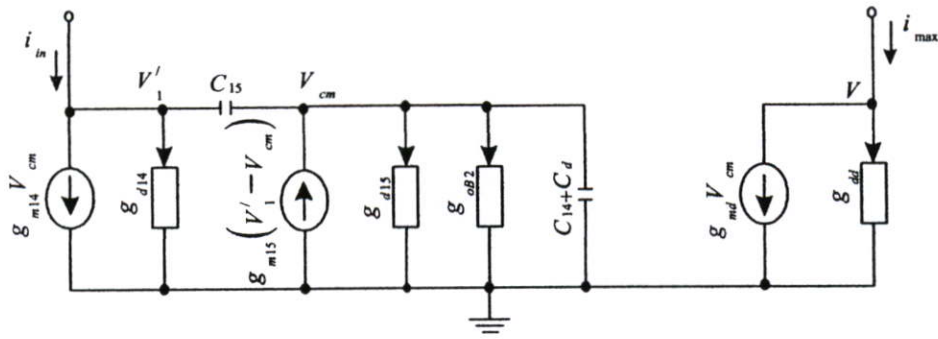
จากสมการ (ค.45) สมการที่ (ค.46) สมการที่ (ค.49) และสมการที่(ค.51) เขียนให้อยู่ในรูปของ  $T_s + 1$  จะได้ค่าคงที่ทางเวลาดังต่อไปนี้

$$T_a = \frac{g_{ma} C_{12} + g_{m11} C_{12}}{g_{m11} g_{m12}} \quad (\text{ค.52})$$

$$T_b = \frac{C_{11} + C_a + C_c}{g_{ma} + g_{m11}} \quad (\text{ค.53})$$

**การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรณีอินพุตมีค่าเป็นลบ**

จากวงจรถ้าค่าสูงสุด 2 ทิศทางในรูปที่ ค.1 สามารถวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจร กรณีกระแสอินพุตมีค่าเป็นลบ  $i_{in} < 0$  พิจารณาที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{14}, M_{15}$  และ  $M_d$  โดยพิจารณาที่ โหนด  $V_1'$  กระแสอินพุต  $i_{in}$  จะมีค่าเท่ากับกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{13}(i_{DIS})$  จากรูป ค.3.2 เป็นวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่พิจารณาผลตัวเก็บประจุ สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่สามารถวิเคราะห์ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ ค.3.2 วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กสำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่  
ในกรณีอินพุตเป็นลบ

พิจารณาที่โหนด  $v_1'$

$$i_{in} = g_{m14} v_{cm} + g_{d14} v_1' + sC_{15} (v_1' - v_{cm})$$

$$i_{in} = (g_{d14} + sC_{15}) v_1' + (g_{m14} - sC_{15}) v_{cm} \quad (\text{ก.54})$$

พิจารณาที่โหนด  $v_{cm}$

$$sC_{15} (v_1' - v_{cm}) + g_{m15} (v_1' - v_{cm}) = g_{d15} v_{cm} + g_{ob2} v_{cm} + sC_{14} v_{cm} + sC_d v_{cm}$$

$$(g_{m15} + sC_{15}) v_1' = (g_{m15} + g_{d15} + g_{ob2} + s(C_{14} + C_{15} + C_d)) v_{cm}$$

กำหนดให้  $C_t = C_{14} + C_{15} + C_d$

$$v_1' = \left( \frac{g_{m15} + g_{d15} + g_{ob2} + sC_t}{g_{m15} + sC_{15}} \right) v_{cm} \quad (\text{ก.55})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่โหนด  $V$

$$i_{\max} = g_{md} v_{cm} + g_{dd} v \quad (\text{ค.56})$$

จากสมการที่ (ค.54) ถึงสมการที่ (ค.56) กำหนดให้  $g_m \gg g_d$  จะได้

$$i_{in} = sC_{15} v_1 + (g_{m14} - sC_{15}) v_{cm} \quad (\text{ค.57})$$

$$v_1 = \left( \frac{g_{m15} + sC_t}{g_{m15} + sC_{15}} \right) v_{cm} \quad (\text{ค.58})$$

$$i_{\max} = g_{md} v_{cm} \quad (\text{ค.59})$$

นำ  $v_1$  ในสมการที่ (ค.58) แทนลงในสมการที่ (ค.57)

$$i_{in} = \left( \frac{s^2 (C_{15} C_t - C_{15}^2) + sC_{15} g_{m14} + g_{m14} g_{m15}}{g_{m15} + sC_{15}} \right) v_{cm} \quad (\text{ค.60})$$

จากสมการที่ (ค.60) และสมการที่ (ค.59) จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{i_{\max}}{i_{in}} = \frac{g_{md} (g_{m15} + sC_{15})}{s^2 (C_{15} C_t - C_{15}^2) + sC_{15} g_{m14} + g_{m14} g_{m15}}$$

หรือ

$$\frac{i_{\max}}{i_{in}} = \frac{g_{md} (g_{m15} + sC_{15})}{s^2 \left( \frac{C_{15} C_t - C_{15}^2}{g_{m14} g_{m15}} \right) + s \left( \frac{C_{15}}{g_{m15}} \right) + 1} \quad (\text{ค.61})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวิเคราะห์ค่าโพลของสมการอันดับสองของวงจรถูกสมการที่ (ค.45) ถึงสมการที่ (ค.48) นำสมการที่ (ค.61) มาเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (ค.48) จะได้

$$p_a = -\frac{g_{m15}}{C_{15}} \quad (\text{ค.62})$$

$$p_b = -\frac{1}{p_a} \left( \frac{g_{m14} g_{m15}}{C_{15} C_t - C_{15}^2} \right) \quad (\text{ค.63})$$

นำสมการที่ (ค.62) แทนลงในสมการที่ (ค.63)

$$p_b = -\frac{g_{m14}}{C_{14} + C_d} \quad (\text{ค.64})$$

จากสมการ (ค.45) สมการที่ (ค.46) ) สมการที่ (ค.62) และสมการที่(ค.64) เขียนให้อยู่ในรูปของ  $T_s + 1$  จะได้ค่าคงที่ทางเวลาดังต่อไปนี้

$$T_a = \frac{C_{15}}{g_{m15}} \quad (\text{ค.65})$$

$$T_b = \frac{C_{14} + C_d}{g_{m14}} \quad (\text{ค.66})$$

## ภาคผนวก ง

## ง.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

MODEL NMOS LEVEL = 7 VTO = 0.609746 KP = 207.1886E-06 RSH = 2.3  
 +IS = 1.0E-15 JS = 705.E-06 PB = 0.7556 PBSW = 0.68638 CJ = 775.87E-06  
 +CJWS = 344.85E-12 MJ = 0.35297 MJSW = 0.26477 CGSO = 138.0E-12  
 +CGDO = 138.0E-12 CGBO = 345.0E-12 TOX = 10.0E-09 XJ = 235.0E-09 AF =  
 0.91 +DELTA = 0.01 KF = 367.0E-30 UO = 588.4313

MODEL PMOS LEVEL = 7 VTO = -0.610347 KP = 207.1886E-06 RSH = 2.1  
 +IS = 1.0E-15 JS = 800.0E-06 PB = 0.78469 PBSW = 0.6935 CJ = 815.77E-06  
 +CJSW = 354.56E-12 MJ = 0.36667 MJSW = 0.27422 CGSO = 138.0E-12  
 +CGDO = 138.0E-12 CGBO = 345.00E-12 TOX = 10.0E-09 XJ = 300.0E-09 AF  
 = 1.1 +DELTA = 0.01 KF = 120.0E-30 UO = 148.6428

## ภาคผนวก จ

## จ.1 ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ ลงในวารสาร

- [1] A.Karbkeaw , T.Kamsri , K.Songsataya , and V.Riewruja , “ Bi-directional Multiple-Input Maximum Circuit in Current-mode” , The International Conference on Control , Automation and Systems.,of ICCAS 2005 , pp.1192-1195



Final Program & Digest Book

S F E CAA AAI

KOREA INTERNATIONAL EXHIBITION CENTER

# ICCAS 2005

International Conference on  
Control, Automation, and Systems

June 2-5, 2005

KINTEX(Korea International Exhibition Center)  
The Province of Gyeonggi, Korea

**ICASE** The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea  
<http://www.icase.or.kr>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The gates of transistor  $M_{11}$ ,  $M_{21}, \dots, M_{n1}$ , and  $M_n$  are connected together. Then the gate-source voltages can be given by

$$V_{GS11} = V_{GS21} = \dots = V_{GSn1} = V_a \quad (3)$$

Based on Eqs. (1)–(3), the transistors  $M_{11}$ ,  $M_{21}, \dots, M_{n1}$ , and  $M_n$  have the same drain current as

$$i_{D11} = i_{D21} = \dots = i_{Dn1} = i_{Dn} = i_1 \quad (4)$$

In saturation, the current  $i_{D21}$  flows through the transistor  $M_{21}$  increasing the gate-source voltage of the transistor  $M_{22}$ , which effects the transistor  $M_{22}$  to cutoff. Similarly, The flow of  $i_{D31}, i_{D41}, \dots, i_{Dn1}$  through the transistor  $M_{31}, M_{41}, \dots, M_{n1}$  causes the transistor  $M_{32}, M_{42}, \dots, M_{n2}$  to cutoff. Therefore the drain currents  $i_{D22}, i_{D32}, \dots, i_{Dn2}$  can be given by

$$i_{D22} = i_{D32} = \dots = i_{Dn2} = 0 \quad (5)$$

Considering at node  $v_n$ , the drain current  $i_{Dn}$  can be expressed as

$$i_{Dn} = i_{D12} + i_{D22} + \dots + i_{Dn2} \quad (6)$$

Substituting Eq. (5) into Eq. (6), we obtain

$$i_{Dn} = i_{D12} = i_1 \quad (7)$$

The current  $i_{Dn}$  is mirrored into output node by the current mirror  $M_n$  and  $M_c$ . Then the maximum output current  $i_{max}$  can be given by

$$i_{max} = i_1 = \max(i_1, i_2, \dots, i_n) \quad (8)$$

The above discussion supports the maximum operation of the multiple current signals.

From the circuit in Fig. 1 the input current is restricted by one-direction current. If the max-circuit can operate with bi-direction input current then the advantage will be gained.

## 2.2 The proposed Bi-direction maximum circuit

Fig. 2 shows the proposed bi-direction maximum circuit for the multiple-input currents, which based on the use of the multiple-input Max scheme in Fig. 1. For one input signal, the cell consists of five transistors,  $M_{n1}$ – $M_{n5}$ . The transistors  $M_{n4}$ – $M_{n5}$ ,  $M_n$  and the current source  $I_{B2}$  function as the minimum cell [5], where  $M_{n4}$  acts as a current limiter,  $M_{n5}$  from the multiple input source-coupled circuit, and  $I_{B2}$  is used to bias the multiple input source-coupled circuit. The transistor  $M_n$  is used to capture the minimum current to node A.

The proposed bi-direction maximum circuit operation is as follows. At first, consider that all input currents are positive currents  $i_n > 0$ , and suppose that the current  $i_1$  is the maximum input current among  $i_1, i_2, \dots, i_n$ . From the maximum operation of the proposed circuit can be discussed as section 2.1, the drain-source voltage  $v_1$  is established by the maximum input current  $i_1$ , thus the voltage  $v_1$  is the maximum voltage. The matched NMOS transistors  $M_{11}, M_{21}, \dots, M_{n1}$  and  $M_n$  have the same gate-source voltage  $v_1$ , so, in saturation, they should also have the same drain current as

$$i_{D11} = i_{D21} = \dots = i_{Dn1} = i_{Dn} = i_{Dc} = i_1 \quad (9)$$

Considering at each input node  $v_n$ , the input current  $i_n$  can be written as

$$i_n = i_{Dn1} - i_{Dn4} \quad (10)$$

Based on the Eq. (9) and Eq. (10), the drain current  $i_{Dn4}$  of transistor  $M_{n4}$  can be given by

$$i_{D14} = 0, i_{D24} = i_1 - i_2, i_{D34} = i_1 - i_3, \dots, i_{Dn4} = i_1 - i_n \quad (11)$$

Based on the Eq. (11), the voltage  $v'_1$  established by the minimum drain current  $i_{D14}$  will be the maximum voltage among  $v_1, v_2, \dots, v_n$ . From the voltage  $v'_1$  is maximum voltage effecting the other transistors  $M_{25}, \dots, M_{n5}$  to cutoff, Then the current  $I_{B2}$  will flow through the transistor  $M_{15}$ . Such as, the common voltage  $V_{cm}$  connected to the gates of transistors  $M_{n45}$  will follow the voltage  $v'_1$  generated by the minimum current  $i_{D14}$  among the drain currents  $i_{D14}, i_{D24}, \dots, i_{Dn4}$ . Since the source-gate voltages of transistors  $M_{n4}$  are equal to  $V_{DD} - V_{cm}$ , the increasing in  $V_{cm}$  will result in the decreasing of the current flowing through these transistors. As for the other cells not carrying the minimum input current. Therefore, the drain current  $i_{Dd}$  can be given by

$$i_{Dd} = \min(i_{D14}, i_{D24}, \dots, i_{Dn4}) = i_{D14} = 0 \quad (12)$$

At node A, the drain current  $i_{out}$  can be written as

$$i_{out} = i_{Dc} - i_{Dd} = i_1 - 0 = i_1 \quad (13)$$

On the other hand, consider another case when all input currents are negative currents  $i_n < 0$  and suppose that the current  $i_2$  is the maximum input current among  $i_1, i_2, \dots, i_n$ . From the maximum operation of the proposed circuit discussed in section 2.1, the transistors  $M_{11}, M_{22}, \dots, M_{n2}$  of the maximum circuit are cutoff. So, the drain current of transistors  $M_{11}, M_{21}, \dots, M_{n1}, M_n$  and  $M_c$  can be given by

$$i_{D11} = i_{D21} = \dots = i_{Dn1} = i_{Dn} = i_{Dc} = 0 \quad (14)$$

Considering at the minimum cell, the drain current  $i_{Dn4}$  of transistor  $M_{n4}$  can be given by

$$i_{D14} = 0 - i_1, i_{D24} = 0 - i_2, \dots, i_{Dn4} = 0 - i_n \quad (15)$$

or

$$i_{D14} = -i_1, i_{D24} = -i_2, \dots, i_{Dn4} = -i_n \quad (16)$$

Then the output current of minimum cell  $i_{Dd}$  can be given by

$$i_{Dd} = \min(i_{D14}, i_{D24}, \dots, i_{Dn4}) = i_{D24} = -i_2 \quad (17)$$

At node A, the drain current  $i_{out}$  can be written as

$$i_{out} = i_{Dc} - i_{Dd} = 0 - (-i_2) = i_2 \quad (18)$$

It is clearly seen that the proposed maximum circuit for the multiple-input currents can operate with bi-direction input current and the number of transistors for an n-input bi-directional maximum circuit is  $5n+4$ .

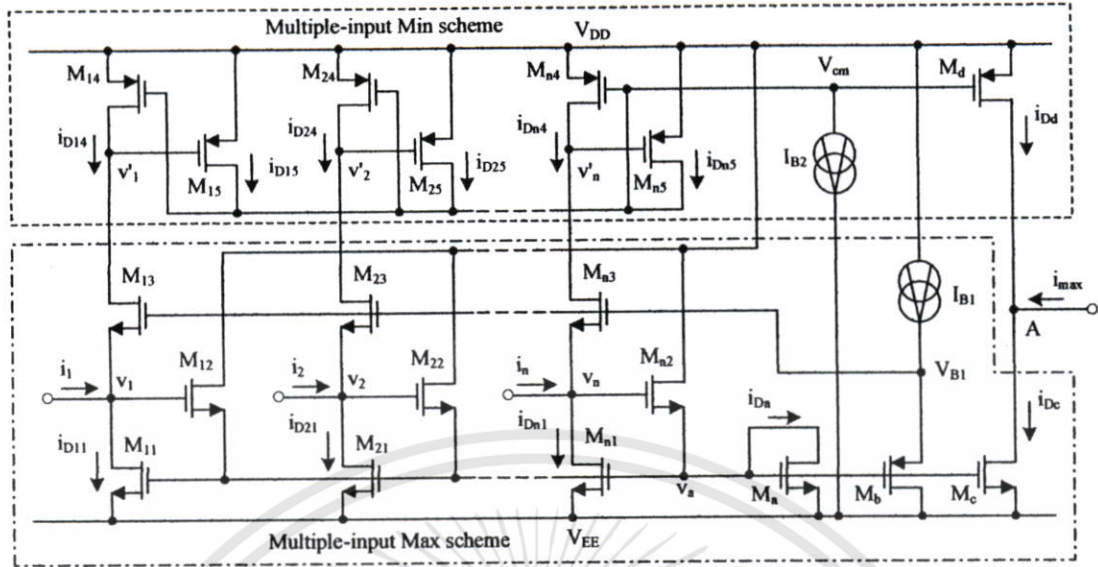


Fig. 2 Proposed bi-directional multiple-input maximum circuit

3. SIMULATION RESULTS

To verify the performances of the proposed bi-directional maximum circuit in Fig. 2 has been simulated with the PSPICE analog simulation program. The BSIM MOS model of the 0.5μm CMOS process was used for the circuit simulation. The proposed circuit simulations, the dimensions W/L of the devices used are shown in Table 1. The bias current source  $I_{B1}$  and  $I_{B2}$  are set to  $20\mu A$  and  $0.5\mu A$ , respectively. The supply voltages are taken as  $V_{DD}=+3V$  and  $V_{SS}=-3V$ . Fig. 3 shows the transient-response of the proposed three-input circuit. Where the input currents  $i_1$ ,  $i_2$ , and  $i_3$  are 10kHz sinusoidal wave with  $50\mu A$  peak amplitude, and  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ , and  $90^\circ$  phase shift, respectively. Fig. 4 shows the transient-response of the proposed three-input circuit. Where the input current  $i_1$  is the triangular input current with  $50\mu A$  peak amplitude and  $100\mu s$  time period, and the input current  $i_2$  and  $i_3$  is the constant current, which set to  $-25\mu A$ . Fig. 5 shows the frequency response of the proposed circuit. It should be noted that a bandwidth of approximately 78MHz is observed. It is evident that the performance of the proposed circuit exhibits a high accuracy and high-speed operation.

Table 1: Dimensions of the CMOS transistors

Transistors	W(μm)/L(μm)
$M_{n1}, M_{n2}, M_{n3}, M_c$	4/1
$M_{n2}$	8/1
$M_{n3}$	2/1
$M_{n4}, M_d$	4/2
$M_{n5}$	8/2

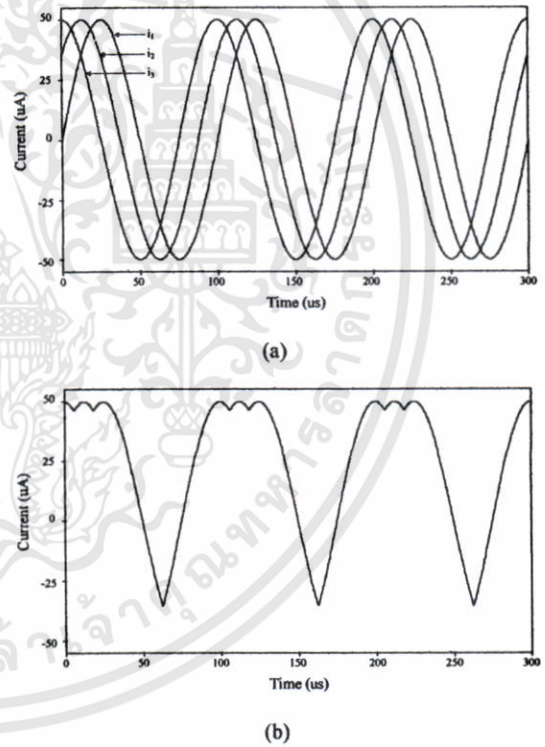
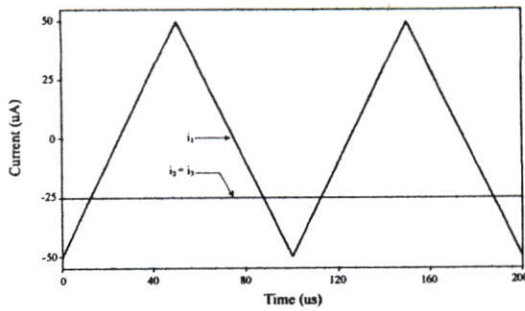
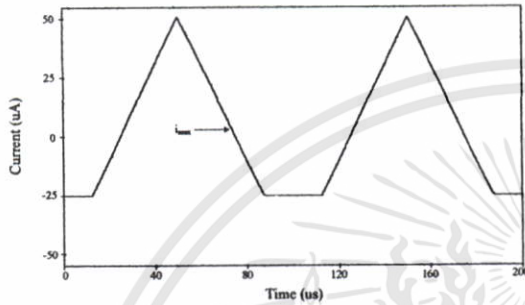


Fig. 3 Transient-response of the proposed three-input circuit  
 (a) Sinusoidal three input currents  
 (b) the maximum output current



(a)



(b)

Fig. 4 Transient-response of the proposed three-input circuit

(a) the input current

(b) the maximum output current

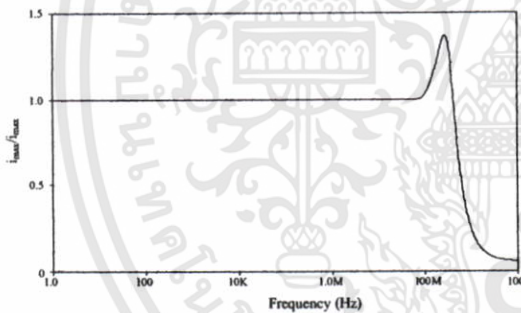


Fig. 5 Frequency response

#### 4. CONCLUSION

In this paper, a multiple-input maximum circuit for the bi-directional input current has been presented. The proposed circuit designed with  $5n+4$  transistors, where  $n$  is the number of input current signals. This structure is simple and modular, so it can be easily expanded to meet the requirement of the number of multiple-input signals. From the simulation results, it is evident that the proposed bi-directional multiple-input maximum circuit functions correctly and provides excellent performances.

#### REFERENCES

- [1] Liu L., Li Z. and Shi B., "A multi-input fuzzy processor for pattern recognition", 4 th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, 24-28 Oct., pp. 112-114, 1994.
- [2] I. Batruone, J.L. Huertas, A. Barriga, and S. Sanchez-Solano, "Current-mode multiple-input Max circuit", *Electronic Lett.*, vol. 30, no. 9, pp. 678-680, 1994.
- [3] C. Pojanasuwanchai, C. Wangwiwattana, A. Chaikla, V. Riewruja, P. Julserewong, "Fuzzy Multiple-Input Maximum Circuit in current-mode", SICE annual conference in Fukui, Japan, pp. 571-547, 2003.
- [4] G-J. Yu, B-D. Liu, and C-Y. Huang, "Bi-directional Current-mode Input Maximum circuit", *Proc. of AP-ASIC2000*, pp. 41-44, 2001.
- [5] C-Y Huang, C-J Wang, and B-D. Liu, "Modular Current-mode Multiple Input Minimum Circuit for Fuzzy Logic Controllers", *Electronic Lett.*, vol. 32, no. 12, pp. 1067-1069, 1996.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอมรเทพ กาพย์แก้ว
วัน เดือน ปีเกิด	17 พฤศจิกายน 2514
ที่อยู่	173/26 หมู่ที่ 4 ซอย รามอินทรา 19 ถนน รามอินทรา แขวง อนุสาวรีย์ เขตบางเขน จังหวัด กรุงเทพฯ 10220 โทรศัพท์ 02-970-8956
ประวัติการศึกษา	2541-2545 ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	2532 ตำแหน่ง ช่างแอร์ บริษัทรับเหมาติดตั้งแอร์
2533	ตำแหน่ง ช่างไฟฟ้า รับเหมาติดตั้งเดินสายไฟและอุปกรณ์ไฟฟ้าภายใน อาคาร
2537	ตำแหน่ง ช่างซ่อมบำรุง โรงแรมเซ็นทรัลลาดพร้าว
2538	บรรจรับราชการ ตำแหน่ง นายช่างเทคนิค หน่วยงาน วิศวกรรมศาสตร์ สังกัด ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้