

ทฤษฎีของวงจรถิฟเฟอเรนเชียลควอตเตท และ การประยุกต์ใช้งาน
Theory of CMOS differential quartet and its application

หนังสืออ้างอิง
ห้ามนำออกนอกห้องสมุด

✓ นาย พิพัฒน์ พรหมมี
Mr. Phipat Phrommee



อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ
Advisor
Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan
Docteur (Telecom Paris)



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2537

ISBN 974-621-211-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....22977
วัน เดือน ปี 20 ส.ค. 2538

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
Abstract	III
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์	1
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์	1
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์	2
บทที่ 2 เทคโนโลยีของซีมอส และ ทฤษฎีของมอสเฟต	
2.1 บทนำ	4
2.2 เทคโนโลยีของมอส	5
2.3 โครงสร้างของมอสเฟต	6
2.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต	8
2.5 สัญญลักษณ์ของมอสเฟต	12
2.6 ชนิดของมอสเฟต	13
2.7 แบบจำลองของมอสเฟต	16
2.8 บทสรุป	16
บทที่ 3 วงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอต	
3.1 บทนำ	18
3.2 วงจรทรานสดักเตอร์แบบคิฟเฟอเรนเชียล	18
3.3 วงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอต	21
3.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี	27
3.5 การทดลอง และ ผลการทดลอง	31
3.6 บทสรุป	32
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้งานวงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอต	
4.1 บทนำ	33
4.2 วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์	33
4.3 หลักการทำงานของวงจรมีความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์	34
4.4 การทดลอง และ ผลการทดลอง	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 บทสรุป	39
บทที่ 5 วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	
5.1 บทนำ	40
5.2 หลักการเบื้องต้นในการออกแบบวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	40
5.3 วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	41
5.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี	46
5.5 การทดลอง และ ผลการทดลอง	54
5.6 บทสรุป	55
บทที่ 6 การประยุกต์ใช้งานวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	
6.1 บทนำ	57
6.2 ตัวกรองความถี่แบบ State-Variable	57
6.3 การทดลอง และ ผลการทดลอง	65
6.4 บทสรุป	67
บทที่ 7 วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	
7.1 บทนำ	68
7.2 หลักการทำงานของวงจรวงจรความต้านทานแบบลอยตัว	68
7.3 หลักการทำงานของวงจรถานสกอนคัตเตอร์แบบปรับค่า ทรานสกอนคัตเตอร์ได้	69
7.4 วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	72
7.5 การขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน	74
7.6 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี	78
7.7 การทดลอง และ ผลการทดลอง	87
7.8 บทสรุป	88
บทที่ 8 การประยุกต์ใช้งานวงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	
8.1 บทนำ	89
8.2 วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน	89
8.3 วงจรกำเนิดความถี่แบบ Wein-Bridge	91
8.4 การทดลอง และ ผลการทดลอง	93
8.5 บทสรุป	96
บทที่ 9 บทสรุป	
9.1 บทสรุป	97
9.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น และ แนวทางแก้ไข	97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

โปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์	99
ประวัติผู้เขียน	103
ข้อมูลของไอซีเบอร์ MC 14007	104
ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการ	107
บทความ และ หนังสืออ้างอิง	108



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีอุปสรรคต่าง ๆ เกิดขึ้นมากบ้างน้อยบ้าง ซึ่งอุปสรรคเหล่านั้นก็สามารถถูกแก้ไข ให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีด้วยกำลังใจ และ คำแนะนำที่ดี ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้เลยถ้าไม่มีบุคคลต่อไปนี้

ขอขอบคุณ คุณพ่อ และ คุณแม่ ที่ให้อิโกลาส และ สนับสนุนทุก ๆ อย่างในการเรียน

ขอขอบคุณท่านอาจารย์ รศ.ดร. กอบชัย เศรษฐาญ ที่ช่วยให้คำแนะนำ ให้ข้อมูล และ ช่วยเหลือทุก ๆ อย่างในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณท่านอาจารย์ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาทั้งหมดให้แก่ผู้เขียน

ขอขอบคุณ คุณสุนิสา พรหมมี ที่ได้ให้กำลังใจในยามเกิดอุปสรรคต่าง ๆ

ขอขอบคุณ คุณ โภศล ลอยลิว ที่เอื้อเฟื้อในการถ่ายสำเนาวิทยานิพนธ์



บทคัดย่อ

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ทฤษฎีของวงจรถิฟเฟอเรนเชียลควอเทค และ การประยุกต์ใช้งาน
ชื่อนักศึกษา นาย พิพัฒน์ พรหมมี
อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ
ระดับการศึกษา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2537

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการนำหลักการใหม่ ๆ ทั้งทางทฤษฎี และ การนำไปประยุกต์ใช้งานของ วงจรถิฟเฟอเรนเชียลควอเทค วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันซึ่งจะทำการปรับปรุง วงจรเดิมซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น และ วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วย แรงดัน ซึ่งทั้งสามส่วนนั้นใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต โดยส่วนแรกคือ วงจรถิฟเฟอเรนเชียลควอเทค ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์มอสเฟต 4 ตัวต่อไขว้เข้าหากัน ซึ่งผลของกระแสเอาท์พุทที่มีความเป็นเชิงเส้น ดีกว่า วงจรถิฟเฟอเรนเชียลแพร์ และ เสนอการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ทาง อิเล็กทรอนิกส์, ส่วนที่สอง คือ วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันนั้นจะใช้มอสเฟต 2 ตัวเป็นวงจรควบคุมความต้านทานด้วยแรงดันหลัก และ ใช้ทรานซิสเตอร์มอสเฟต 6 ตัวเป็นวงจรรวม สัญญาณ ซึ่งประกอบขึ้นจากวงจรถิฟเฟอเรนเชียลแพร์ และ วงจรสะท้อนกระแสสร้างเป็นวงจรรวม สัญญาณ และ ทรานซิสเตอร์ที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทานอีก 2 ตัว โดยที่ขาเกทของทรานซิสเตอร์ จะเป็นตัวควบคุมค่าความต้านทาน โดยจะใช้หลักการกำจัดเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของกระแสเดรนออกไป ด้วยวงจรรวมสัญญาณ และ เสนอการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรรองความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน และ ส่วนที่สามคือ วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน ประกอบขึ้นด้วยวงจรรวม สคอนดัคเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก และ วงจรสะท้อนกระแส โดยใช้มอสเฟตทั้งหมด 22 ตัว โดย สามารถขยายย่านแรงดันอินพุทใช้งานได้โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์อีก 4 ตัว และ เสนอการนำไปประยุกต์ใช้ งานเป็น วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

Abstract

Thesis Title	Theory of differential quartet and its applications
Student	Phipat Phrommee
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr.Kobchai Dejhan
Level of Study	Master of Engineering in Electrical Engineering
Academic Year	1994

A new principle of theory and applications of the differential quartet, the voltage-controlled grounded resistance and the voltage-controlled floating resistance circuits, is firstly proposed in this thesis. All circuits have been improved for better performances by using MOSFET. The differential quartet circuit consists of 4 transistors which the gate and opposite drain are alternately connected in order to obtain high linearity. The results achieved have shown their merits over conventional differential pairs. Electronical-controlled oscillator circuits have been proposed as applications of such achievements. The voltage-controlled grounded resistance circuit which consists of 2 transistors for resistor synthesis and additional 6 transistors for signal summing is secondly studied. These 6 transistors function as differential pairs and current mirror whilst the resistance circuit is controlled by gate voltage. Voltage-controlled active filters are presented as its applications. The last theme of the thesis concerns voltage-controlled floating resistance circuit built up of 22 transistors which are shared by a high-linearity transconductor circuit and current mirror circuits. The input dynamic range of this floating resistance circuit can be extended by a factor of 2 at the cost of 4 extra transistors. The voltage-controlled oscillator circuit has been elaborated as its application.

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ และ โทรคมนาคม ได้วิวัฒนาการไปอย่างรวดเร็วมาก ทำให้ เทคโนโลยีที่จำเป็นคือ เทคโนโลยีการออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ พัฒนาตามไปด้วยอย่างรวดเร็ว ทั้งใน ระบบดิจิทัล (Digital) และเชิงอนาล็อก (Analog) ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงส่วนที่เป็นอนาล็อกเท่านั้น ในวงจรรีเลย์อนาล็อกจะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่เป็นแอกทิฟ และ แพลซีฟ ซึ่งอุปกรณ์ที่เป็นแอกทิฟจะเป็นทรานซิสเตอร์ ซึ่งการออกแบบในปัจจุบันจะนิยมใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต (MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field - Effect Transistor) มาแทนทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เพราะมีข้อดีกว่าหลายอย่างเช่น การสูญเสียของกำลังงานต่ำกว่ามาก มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก สามารถทำงานได้ขณะที่ใช้ไฟเลี้ยงต่ำทำให้มีความร้อนต่ำ ฯลฯ ในการออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ในปัจจุบันมักจะเน้นหนักไปในการการทำเป็นวงจรรวม (IC : Integrated Circuit) และการออกแบบวงจรรวมโดยใช้เทคโนโลยีของซีมอสกำลังเป็นที่นิยมกันอย่างมากในปัจจุบัน ซึ่งใช้เทคโนโลยี (VLSI : Very Large Scale Integration) ในการออกแบบวงจรรวมจะทำให้ขนาดของชิปมีขนาดเล็กลงอย่างมาก

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง "ทฤษฎีของวงจรรีเลย์เฟอเรนเชียลควอต และ การประยุกต์ใช้งาน" (Theory of Differential Quartet and its Applications) จะมีเนื้อหาที่เพิ่มขึ้นรวมทั้งสิ้นเป็นสามเรื่อง ดังนี้ เรื่องแรกคือ วงจรรีเลย์เฟอเรนเชียลควอต เรื่องที่สองคือ วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน (Voltage-Controlled Ground Resistance) และ เรื่องที่สามคือ วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน (Voltage-Controlled Floating Resistance) ซึ่งเป็นการออกแบบโดยใช้มอสเฟตทั้งสิ้น และในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดจุดประสงค์ไว้ ประการดังนี้

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยการออกแบบวงจรรีเลย์เฟอเรนเชียลควอต, วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน และ วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน
2. สามารถนำวงจรดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานได้ มีความเที่ยงตรงสูง
3. ออกแบบวงจรทั้งหมดด้วยมอสเฟต
4. ใช้อุปกรณ์ให้น้อยที่สุด เพื่อที่จะทำให้อุปกรณ์มีขนาดเล็ก
5. สามารถนำไปทำเป็นวงจรรวมได้

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในแต่ละเรื่องของวิทยานิพนธ์นี้จะมีหลักการใหม่ซึ่งแตกต่างไปจากงานวิจัยก่อน ๆ ที่เคยนำเสนอไว้ในอดีต โดยสามารถแยกเป็นเรื่อง ๆ ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.1 วงจรคิฟเฟอร์เนี่ยลควอเทท

ในงานวิจัยก่อน ๆ [1]-[2] นั้น จะใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (BJT) และ JFET ซึ่งในหลักการเก่า ข่งยากในการออกแบบทำเป็นวงจรรวม จึงทำการออกแบบเป็นวงจรรคิฟเฟอร์เนี่ยลควอเททโดยใช้มอสเฟต และสามารถปรับค่าทรานสคอนคักแดนซ์ได้ด้วยการเปลี่ยนค่าความต้านทานภายนอก

1.3.2 วงจรความต้านทานแบบต่อกรวดปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

ใช้หลักการของวงจรรวมสัญญาณมาป้อนกลับเพื่อ หักล้างเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟตในย่าน Ohmic

1.3.3 วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

ใช้หลักการของวงจรรานสคอนคักเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง และ ปรับค่าได้ด้วยแรงดันที่ออกแบบมาพิเศษ ทำให้วงจรรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันที่ได้จะมีค่าความต้านทานเป็นเชิงเส้นกว่าวงจรรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน ในงานวิจัยก่อน ๆ

1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็นบท ได้ทั้งหมด 9 บท โดยในบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวนำ วัตถุประสงค์ หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ และ เนื้อหาโดยย่อของแต่ละบท ซึ่งในบทอื่น ๆ จะมีเนื้อหาดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต, โครงสร้างของมอสเฟต, ขั้นตอนการประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำแบบมอสอย่างพอสังเขป

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรรคิฟเฟอร์เนี่ยลควอเทท และ วงจรคิฟเฟอร์เนี่ยล , การวิเคราะห์หาคูสมบัตินของวงจรรทางทฤษฎี และยืนยันผลในทางทฤษฎีด้วยการทดลอง และ โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice ในเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงการนำวงจรรคิฟเฟอร์เนี่ยลควอเททไปประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

บทที่ 5 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรรความต้านทานแบบต่อกรวดปรับค่าได้ด้วยแรงดันโดยใช้มอส เฟต, การวิเคราะห์หาคูสมบัตินของวงจรรทางทฤษฎี และยืนยันผลในทางทฤษฎีด้วยการทดลอง และ โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice ในเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 6 กล่าวถึงการนำวงจรรควบคุมความต้านทานแบบต่อกรวดไปประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรรองความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดันอันดับสองโดยใช้ช้อปแอมป์ สามารถเป็นได้ทั้งวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรรองความถี่สูงผ่าน, วงจรรองความถี่ที่ต้องการผ่าน และวงจรรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก อีกทั้งยังสามารถทำเป็นวงจรรกำเนิดสัญญาณได้ด้วย ซึ่งทั้งหมดนี้จะยืนยันผลในทางทฤษฎีด้วยการทดลอง และ โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 7 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันโดยใช้มอสเฟต การวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรทางทฤษฎี และ ยืนยันผลในทางทฤษฎีด้วยการทดลอง และ โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 8 กล่าวถึงกรณาวจรควบคุมความต้านทานแบบลอยตัวไปประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน ซึ่งจะยืนยันผลในทางทฤษฎีด้วยการทดลองโดยต่อวงจรจริง และ โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice ในเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 9 เป็นการสรุปรายละเอียดที่สำคัญต่าง ๆ ของวิทยานิพนธ์ทั้งหมด, ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

ภาคผนวก กล่าวถึงโปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และ ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เทคโนโลยีของชิปอสและทฤษฎีของมอสเฟต

2.1 บทนำ

วงจรรวม (Integrated Circuit) ซึ่งเราเรียกย่อ ๆ ว่า IC ที่จะกล่าวถึงในที่นี้จะอยู่ในลักษณะที่เป็นโมโนลิธิค (Monolithic) กล่าวคือวงจรทั้งหมดซึ่งประกอบด้วย ส่วนประกอบ (Component) ต่าง ๆ ทั้งแบบแอคทีฟ และแพสซีฟ อยู่บนสารกึ่งตัวนำเดียวกัน วงจรรวมนี้ โดยทั่วไป จะแบ่งเป็น 2 พวกใหญ่ ๆ คือพวกลิเนียร์ และ ดิจิตอล ซึ่งในการทำวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปในการออกแบบวงจรถิณีเยอร์

2.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรดิสครีท

ในปัจจุบันการลงทุนเกี่ยวกับทางด้านอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ส่วนใหญ่มักจะเน้นหนักไปในการผลิต IC มากกว่าการผลิตส่วนประกอบแบบดิสครีท ทั้งนี้เพราะ IC มีข้อดีกว่าวงจรรวมดิสครีทกล่าวคือ

1) ทางด้าน IC นั้นเราสามารถผลิตวงจรต่าง ๆ ได้ทีละหลาย ๆ วงจรต่อการผลิต 1 ครั้งได้ ดังนั้นจึงทำให้ต้นทุนในการผลิต IC จึงทำให้ IC มีราคาถูก

2) เนื่องจากส่วนประกอบภายใน IC เช่น ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะถูกผลิตขึ้นมาพร้อม ๆ กัน ในกระบวนการผลิต ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของส่วนประกอบต่าง ๆ นั้นมีค่าเท่ากันและคุณสมบัติ (Characteristics) ของส่วนประกอบเหล่านั้นมีความสมพ้องกัน (Match) และนอกจากนั้นส่วนประกอบเหล่านั้นยังมีคุณสมบัติต่อภาวะแวดล้อมต่าง ๆ เช่นการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิเหมือน ๆ กันด้วย (Thermal Tracking) ซึ่งข้อดีดังกล่าวจึงทำให้ IC มีขีดความสามารถและความเชื่อมั่นในการใช้งานสูง (High Performance and High Reliability) โดยที่เราอาจจะสร้างวงจรที่มีความยุ่งยาก และสลับซับซ้อนมาก ๆ ขึ้นมาได้ โดยที่อาจจะเป็นไปได้ไม่ได้เลยสำหรับวงจรดิสครีท

3) เนื่องจากใน IC จะไม่มีรอยบัดกรี ดังนั้นจึงสามารถผลิตต่าง ๆ อันจะเกิดขึ้นเนื่องจากสิ่งที่แอบแฝงที่อยู่ในรอยบัดกรีนั้นลงไปโดยสิ้นเชิง จึงทำให้วงจรใน IC สามารถทำงานได้ดีกว่าวงจรรวมดิสครีททั่วไป

4) IC แต่ละตัว อาจจะทำงานได้เท่า ๆ กับ บล็อกแต่ละบล็อกของระบบ (System) ทั่ว ๆ ไป ดังนั้นในการศึกษาหรือออกแบบวงจรถิณีเยอร์ในปัจจุบันจึงมักจะเน้นหนักไปทางด้านบล็อกไดอะแกรมเสียเป็นส่วนใหญ่ จึงจะช่วยให้เกิดความสะดวกขึ้นอีกมาก เพราะสามารถใช้ IC แทนลงในบล็อกไดอะแกรมนั้นได้เลย โดยที่เราไม่จำเป็นต้องไปสร้างวงจรในแต่ละบล็อกนั้นอีก ซึ่งจะช่วยให้ลดความยุ่งยากของวงจรทั้งหมดลงไปได้มากทีเดียว

5) IC มีขนาดเล็กและเบา

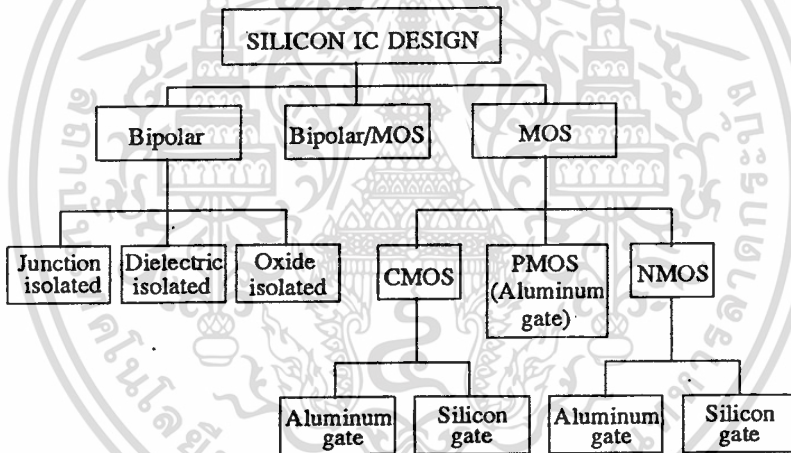
อย่างไรก็ตามเมื่อ IC มีข้อดี ก็ย่อมจะมีข้อเสียคู่กันไปเป็นของธรรมดา ซึ่งข้อเสียข้อหนึ่งของ IC ก็คือ เราไม่สามารถปรับแต่งค่าต่าง ๆ เช่นค่าความต้านทานใน IC ได้โดยง่าย เหมือนกับในวงจรรวมดิสครีท แต่ถ้าจำเป็นจริงๆ ก็จะสามารถปรับแต่งได้โดยใช้แสงเลเซอร์ แต่จะทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้นมา ส่วนข้อเสียอีกข้อหนึ่งของ IC ก็คือ การออกแบบวงจรถิณีเยอร์ สลับซับซ้อนและใช้เวลามากกว่าการออกแบบวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จรรยาบรรณ ซึ่งทำงานอย่างเดียวกัน แต่ข้อเสียดังกล่าวก็จะมีผลเท่าใดนัก เมื่อเราจะผลิต IC เหล่านั้นในจำนวนมาก ๆ

2.2 เทคโนโลยีของมอส

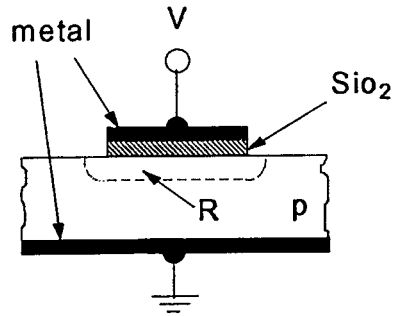
ในการพัฒนาการของเทคโนโลยี VLSI (Very Large Scale Integration) เป็นการผลิตวงจรรวมที่เป็นเทคโนโลยีที่นิยมกันมาก เพราะมีข้อดีกว่าเทคโนโลยีแบบอื่น ๆ หลายประการ เช่น การสูญเสียของพลังงานต่ำกว่า มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก การออกแบบง่าย ฯลฯ ซึ่งมีความต้องการมากของงานด้าน การประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing) แบบเป็นวงจรรวมอยู่บนชิพเดียว (Single Chip) การทำงานจะมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งในวงจร Analog ก็เป็นบทบาทสำคัญของการผลิตไอซีโดยออกแบบเป็น VLSI ในการออกแบบ VLSI ในระบบที่เป็น วงจรอนาล็อก (Analog Circuit) ส่วนใหญ่ที่เรารู้จักก็คือ วงจรกรองสัญญาณ วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลและดิจิทัลเป็นอนาล็อก วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) ฯลฯ



รูปที่ 2.1 แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม

วิธีการออกแบบไอซีจะนิยมใช้เทคโนโลยีอยู่ 2 แบบคือแบบไบโพลาร์ (BJT) และ มอส (MOS) โดยจะแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ดังรูปที่ 2.1 โดยทั้งหมด จะอยู่บนรากฐานของเทคโนโลยีวงจรรวมซิลิโคน (Silicon Integrate - Circuit Technology) โดยเมื่อก่อนการออกแบบวงจรรวมนั้นจะใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ แต่ในสมัยนี้เทคโนโลยีของมอสได้เจริญเติบโตขึ้นอย่างมาก ซึ่งในส่วนของเทคโนโลยีของมอส ทำให้สามารถบรรจุวงจรถูกออกแบบไว้มีความหนาแน่นมากขึ้น เช่น หน่วยความจำ (Memory) หน่วยประมวลผล (Microprocessor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

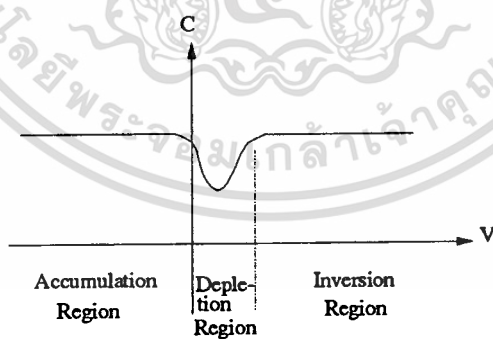


รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอส (Metal-Oxide Semiconductor : MOS)

2.3 โครงสร้างของมอสเฟต

จากรูปที่ 2.2 เป็นการประกอบของชั้นต่าง ๆ ของโครงสร้างแบบมอส ประกอบด้วยโลหะชั้นบน , ซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO₂) ซึ่งเป็นฉนวนที่สมบูรณ์ ซิลิกอนชนิดพี และ โลหะชั้นล่างที่ซึ่งต่อกับกราวด์ สมมุติให้ V เป็นลบจะมีสนามไฟฟ้าคร่อมชั้นของซิลิกอน (โฮล) ไปที่บริเวณ R ได้โลหะชั้นล่าง ประจุลบจะรวมตัวอยู่แผ่นโลหะ (Electrode) ด้านบน และประจุบวกจะรวมตัวอยู่ที่บริเวณ R ซึ่งในกรณีนี้ อุปกรณ์นี้จะแสดงตัวเป็นตัวเก็บประจุมีค่าของขนาดความจุไฟฟ้า เป็น

$$C \approx \epsilon_{ox} \frac{A}{l} \quad (2.1)$$



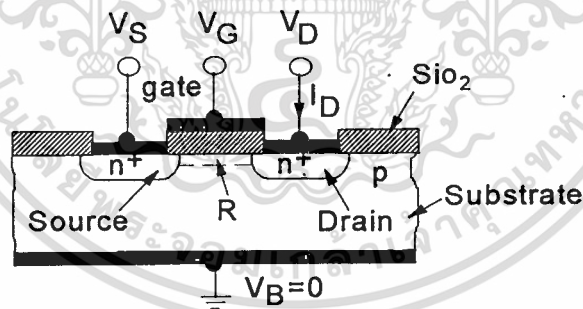
รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุ (C) กับแรงดัน (V)

จากสมการที่ (2.1) ϵ_{ox} เป็นค่าการยอมให้กระแสไฟฟ้าผ่านของ SiO₂ โดย $\epsilon_{ox} = \epsilon_0 k_{ox}$ มีค่า $\cong 0.35$ pF/cm. โดยที่ k_{ox} คือค่าความเป็นฉนวนของ SiO₂ ($k_{ox} = 3.9$), ϵ_0 คือ ค่าการยอมให้กระแสไฟฟ้าผ่านของบรรยากาศ ($\epsilon_0 \cong 8.854 \times 10^{-14}$ F/cm) สำหรับ A คือ พื้นที่หน้าตัดของขั้วโลหะด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บน และ I เป็นความหนาของชั้นออกไซด์ ซิลิกอนชนิดพี ที่อยู่ระหว่าง R และโลหะชั้นล่างจะแสดงตัวเป็น ความต้านทาน หรือ อีกนัยหนึ่งก็คือค่าตัวเก็บประจุความสูญเสียนั่นเอง

ขั้นต่อไปสมมติให้ V มีแรงดันเป็นบวกค่าน้อย ๆ จะเกิดสนามไฟฟ้าซึ่งจะผลักโฮล ผลที่ได้คือ ประจุลบจะแยกออกจากกัน โดยโฮลที่เคลื่อนที่ จะเป็นผลให้ไม่มีประจุอยู่ที่บริเวณ R ซึ่งเรียกว่า Depletion Layer และประจุบวกก็จะรวมตัวอยู่ที่ Electrode ด้านบน และจะเป็นเสมือนตัวเก็บประจุ เมื่อ V เพิ่มขึ้นทำให้ประจุใน R จะมากขึ้นและทำให้ Depletion layer กว้างขึ้นตาม ถ้า V เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จะมีปรากฏการณ์ใหม่เกิดขึ้น โดยความร้อนที่เกิดจาก โฮล และ อิเล็กตรอน เกิดขึ้นเรื่อย ๆ ในสารกึ่งตัวนำ ถ้าสนามไฟฟ้าที่ ถูกสร้างจาก V ที่เป็นบวกอย่างเพียงพอ จะสามารถดูดความร้อนจากอิเล็กตรอนทั้งหมดไปที่ R และ อิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ไปที่ ผิวหน้า ซึ่งประจุบวกจะรวมตัวอยู่ที่ Electrode ด้านบน ขณะเดียวกันประจุลบ หรืออิเล็กตรอนจะอยู่ที่ชั้นของผิวหน้า จากสมการที่ (2.1) ค่าของ I ซึ่งเป็นความหนาของ SiO_2 และค่าของ C จะมีค่าเท่ากับกรณีที่ V ที่เป็นบวกกับในกรณีที่ว่า V ที่เป็นลบ แต่ในกรณีที่ V เป็นบวกน้อย ๆ จะอยู่ใน Depletion Region ซึ่งค่าของ C ในเทอมของ V จะแสดงไว้ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งมีชื่อเรียกอยู่ 3 Regions คือ Accumulation Region, Depletion Region, Inversion Region โดยพิจารณาจากรูปที่ 2.4 แสดงถึงรายละเอียดของมอสเฟต ซึ่งจะเห็น n^+ (การโด๊ปสารชนิด n) Region อยู่ 2 ตัวในสารกึ่งตัวนำชนิดพี ในด้านซ้ายจะเรียกว่า ซอส (Source) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่จะเรียกว่า V_S ในด้านขวาจะเรียกว่าเดรน (Drain) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่จะเรียกว่า V_D โลหะที่ทำ Electrode จะเรียกว่า เกท ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่จะเรียกว่า V_G ละ ตัวถึงของ อุปกรณ์ตัวนี้จะเรียกว่าซับสเตรท (Substrate) หรือ บัค (Bulk) ซึ่งแรงดันที่ต่ออยู่ จะเรียกว่า V_B



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของ มอสเฟต

NMOS ประกอบด้วยส่วนซับสเตรท (Substrate) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด พี (P-Type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดอื่น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนฐานรอง สารกึ่งตัวนำนี้เรียกว่า ซอส (Source) และ เดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอสกับเดรน จะมีแผ่นฟิล์มบาง ๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์จะมีโพลีซิลิกอนซึ่งทำหน้าที่เรียกว่า เกท (Gate) ถ้าส่วนของฐานรองทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดอื่น และสารกึ่งตัวนำชนิด พี ถูกแพร่ลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้เรียกว่า PMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะห่างระหว่างสารกึ่งตัวนำที่เป็น ซอส และ เครน เรียกว่า ความยาวแชนแนล (Channel Length : L) และ ความกว้างของช่องระหว่างซอสและครน เรียกว่า ความกว้าง แชนแนล (Channel Width : W)

2.4 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

มอสทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟต (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor และมีชื่ออีกอย่างหนึ่งว่า อินซูลาเทเดเทเกตเฟต (Insulated Gate FET) หรือ IGFET เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งซึ่ง ใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส ในปัจจุบันมอสเฟตได้เข้ามาแทนทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ เนื่องจากโครงสร้างง่าย มีขั้นตอนการผลิตไม่ยุ่งยาก มีขนาดเล็กทำให้ผลิตได้ปริมาณมาก ๆ ต่อผลึกสารกึ่งตัวนำหนึ่งชิ้น มีความต้านทานอินพุตสูง (High Input Impedance) การสูญเสียต่ำ (Low Dissipation) สัญญาณรบกวนต่ำ แต่มอสเฟตก็ยังมีข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ คือ การทำงานที่ต่ำลงและ อัตราการขยายต่ำ

จากรูปที่ 2.4 สมมุติให้ซอสเป็นกราวด์ ($V_S = 0$) และ V_D เป็นบวกน้อย ๆ ประมาณ 0.5 โวลต์ พิจารณากระแส เครน (I_D) โดยให้ V_G เพิ่มขึ้นจาก 0 ไปเรื่อย ๆ ในทางบวก เห็นได้ว่าที่เกตจะมีฉนวนกันโดยชั้นของออกไซด์ (SiO_2) จะไม่มีกระแส I_G ที่ n^+ ของขาครน และรอบ ๆ คือ ชั้นเสตรท ชนิด P จากทฤษฎีสารกึ่งตัวนำ P-N Junction เมื่อชั้นเสตรทเป็นกราวด์ และ $V_D > 0$ จะเป็น Reverse Bias ขณะที่ $V_G = 0, I_D = 0$

ให้ V_G เพิ่มขึ้น บริเวณ R ก็จะทำปฏิกิริยาและเมื่อ R ทำปฏิกิริยาทำให้ I_D เป็น 0 เนื่องจากยังเป็น Reverse Bias เช่นเดียวกัน ในทางตรงกันข้ามถ้า V_G เปลี่ยนไปเป็นขั้วตรงกันข้าม จะทำให้บริเวณ R มีอิเล็กตรอนเข้ามา ในชั้นที่มีอิเล็กตรอนเคลื่อนที่อยู่นั้นจะเรียกว่า Inversion layer หรือ แชนแนล (Channel) ซึ่งจะทำการเชื่อมขาครน กับขาซอส และเมื่อครน เป็นบวกเมื่อเทียบกับ ซอส อิเล็กตรอนจะไหลจาก ซอส ไปหา ครน ซึ่งเป็นผลทำให้กระแส, $I_D > 0$ ซึ่งขณะเดียวกันจะต้องมีแรงดันค่าน้อย ๆ ที่ขาเกต V_G ในการสร้างแชนแนล เรียกว่า Threshold Voltage ซึ่งใช้สัญลักษณ์ว่า V_T

อิเล็กตรอนในแชนแนลนั้น ส่วนน้อยจะเกิดจากผลของความร้อนจากฐานรองแต่ส่วนมากจะเกิดจากสนามไฟฟ้าโดยแรงดัน V_G อิเล็กตรอนนอกจากขาซอส และอิเล็กตรอนบางตัวจะเกิดจากขาครน แต่เมื่อ $V_G > 0$ ขาครนและฐานรองจะอยู่ในสภาวะ Reverse Bias ซึ่งอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ออกได้ยากจากขาครน

เมื่อเกิดค่าความต่างศักย์ขึ้นระหว่างปลายสองข้างของแชนแนลอิเล็กตรอนในแชนแนลจะถูกดึงออกไปที่ขาครน จึงเป็นการเพิ่มอิเล็กตรอนความร้อนเคลื่อนที่แบบไม่มีทิศทาง การเคลื่อนที่อย่างไม่สม่ำเสมอเป็นเหตุมาจากกระแสไหลเมื่อค่า V_G น้อย ๆ ทำให้แชนแนล แสดงตัวเป็นความต้านทาน จากค่า $I_D \approx \frac{V_D}{R}$ โดยที่ความต้านทานของแชนแนล [30]-[31] R มีค่าเป็น

$$R = \frac{L}{W\mu_n|Q_n|} \quad (2.2)$$

โดยที่ μ_n คือ ค่าความคล่องของอิเล็กตรอน, Q_n คือความเข้มข้นของประจุของอิเล็กตรอนในแซนแนล และ V_G เป็นแรงดันที่ขาเกต มีสองเทอมเป็น $(V_G - V_T)$ ได้เป็น

$$Q = -C_{ox}(V_G - V_T) \quad (2.3)$$

โดยที่ $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{l}$ คือค่าความจุ (ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่) ของชั้นออกไซด์ที่กั้นระหว่าง เกท กับ แซนแนล ใช้ในกรณีของ V_D มีค่าน้อย ๆ ($V_D \ll (V_G - V_T)$) ได้เป็น

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - V_T) V_D \quad (2.4)$$

ซึ่งทรานซิสเตอร์แสดงตัวเป็นความต้านทานโดยควบคุมโดย V_G มีสมการเป็น

$$R = \left(\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - V_T) \right)^{-1} \quad (2.5)$$

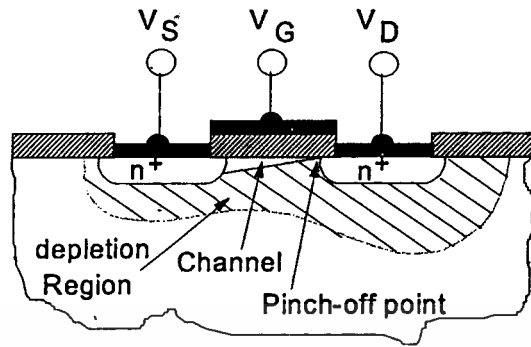
เมื่อ V_D เพิ่มขึ้น และ จะไม่สามารถพิจารณา V_G แต่เพียงอย่างเดียวได้ ดังนั้นสมการที่จึงไม่สามารถที่จะใช้ได้ สักคาของแซนแนล ที่ขอส มีค่าเป็น 0 และขณะเดียวกันที่เดรนมีค่าเป็น V_D โดยสามารถสมมุติค่าแรงดันเฉลี่ยในแซนแนล มีค่าเท่ากับ $V_D/2$ เป็นผลให้ค่าแรงดันเฉลี่ยระหว่างเกต กับ แซนแนล มีค่าเป็น $(V_G - V_D/2)$ แล้วนำไปแทน V_G ในสมการที่ (2.4) ได้เป็น

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - V_T - \frac{V_D}{2}) V_D \quad (2.6)$$

ซึ่งในสมการที่ (2.6) เป็นการประมาณที่ใช้ได้ดีในกรณีที่ $V_D < (V_G - V_T)$ ซึ่งเรียกช่วงการทำงาน ของ มอสเฟตนี้ว่าช่วง Linear Region หรือ Ohmic Region หรือ Triode Region

เมื่อ $V_D > (V_G - V_T)$ จะเกิดปรากฏการณ์อีกอย่างหนึ่งขึ้นพิจารณา จากรูปที่ 2.5 แสดงถึงค่าสักคาที่แปรเปลี่ยนไปภายในแซนแนล และปริมาณความเข้มข้นของประจุที่ Q_n ที่ค่อย ๆ ลดลงเมื่อใกล้กับขาเดรนถ้าที่ขาเดรนมีแรงดันเท่ากับ $V_D = V_G - V_T$ ทำให้แรงดันระหว่างเกต กับ แซนแนล มีค่าไม่เพียงพอที่จะรักษา สภาพของแซนแนล Depletion Region จะแผ่ไปรอบ ๆ ขาขอส แซนแนล และ ขา เดรน ในบางที่จะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Pinch-off ในรูปที่ 2.5 จะเห็นจุด Pinch-off ซึ่งจะเคลื่อนที่ไปทางขาขอสเมื่อแรงดันที่ขาเดรนเพิ่มขึ้น ในขณะที่แซนแนลได้แผ่จากขาขอสไปถึงจุด Pinch-off ที่ใดที่หนึ่งได้ขาเกต ช่วงระหว่างจุด Pinch-off จะเป็น Depletion Region อิเล็กตรอนจากแซนแนล และ จะถูกฉีดออกไปที่จุด Pinch-off ไปที่

Depletion Region และจะถูกดูดไปที่ขาคเรนโดยสนามไฟฟ้าที่เกิดจากความต่างศักย์ที่ขาคเรนกับจุด Pinch-off

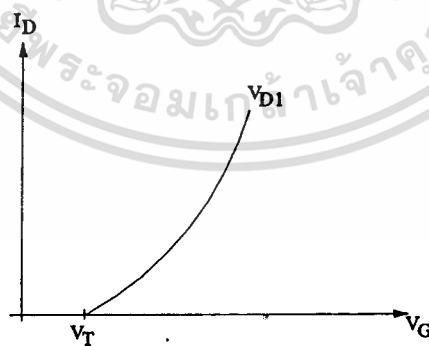


รูปที่ 2.5 มอสเฟตในกรณีที่อิ่มตัว (saturation : Pinch - off)

โดยที่แรงดัน $V_{DS} \triangleq (V_D - V_S)$ จะถูกแบ่งเป็นสองส่วนคือที่แขนแนลระหว่างขาคเรนกับจุด Pinch-off และ ที่ Depletion Region ระหว่างจุด Pinch-off กับขาคเรน ซึ่งจุดนี้จะมีค่าความต้านทานสูงกว่า และ ค่า V_{DS} ส่วนใหญ่จะอยู่ที่ส่วนนี้ และเมื่อเพิ่มค่า I_D ขึ้นไปก็เป็นการประมาณค่าที่ใช้ได้ดี ผลที่ได้เมื่อแรงดันที่ Depletion Region เพิ่มขึ้นจะทำให้กระแส I_D เมื่อ $V_D > (V_G - V_T)$ ดังสมการที่ (2.7)

$$I_D(V_D) \approx I_{D_{sat}} \frac{\Delta I_D(V_{D_{sat}})}{\Delta I_D(V_{D_{sat}})} \quad (2.7)$$

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} (V_G - V_T)^2 \quad (2.8)$$

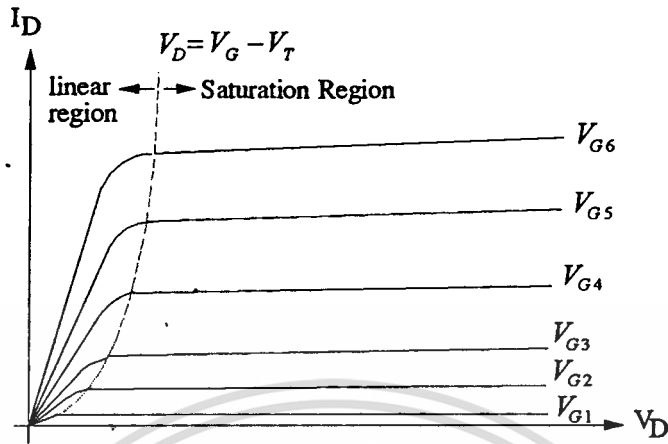


รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของกระแสครนกับแรงดันที่ขาคเรน

จากสมการที่ (2.8) เห็นได้ว่ากระแส I_D จะเพิ่มขึ้นเมื่อ L ลดลง มีผลกระทบอีกอย่างหนึ่งของค่า L ที่เกิดขึ้นเรียกว่า Channel Length Modulation โดยจะคูณสมการที่ (2.8) ด้วย $(1 + \lambda V_D)$ โดยที่ค่าของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

λ จะเป็นค่าคงที่แปรผกผันกับค่า L โดยทั่วไปเช่น $L = 10 \mu\text{m}$. ค่า λ มีค่าเท่ากับ 0.03 V^{-1} หรือ $\lambda \propto 1/L$



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและแรงดันขาคเรนกับขอส

ซึ่งความสัมพันธ์ของแรงดัน V_G กับ กระแส I_D ในขณะที่แรงดันที่ขาคทงที่และมอสเฟททำงานในย่านอิมตัว สามารถเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.6 และ รูปที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนและแรงดันที่ขาคเรนกับขาสอส โดยเปลี่ยนค่า V_G โดยที่ $V_{G1} < V_{G2} < V_{G3} < V_{G4} \dots$

การทำงานของมอสเฟทเป็นลักษณะของการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส สมการกระแสเดรนของมอสเฟท ถูกคิดขึ้นโดย Sah, Shichman และ D.Hodges [26], [27] ดังสมการที่ (2.9) แสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟท

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} \quad ; \quad V_{GS} > V_T \quad (2.9)$$

โดยที่ K' = ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu_o C_{ox}$

μ_o = ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

C_{ox} = ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance Per Unit Area of The Gate Oxide)

W = ความกว้างของแชนแนล (Channel Width)

L = ความยาวของแชนแนล (Channel Length)

V_{GS} = แรงดันระหว่างขาคท กับ ขอส

V_T = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

V_{DS} = แรงดันระหว่างขาคเรน กับ ขอส

I_D = กระแสเดรน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟทมีการทำงานแบ่งเป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงานขึ้นอยู่กับค่า $V_{GS} - V_T$ และค่า V_{DS} ถ้าค่า $V_{GS} - V_T$ เป็นศูนย์หรือเป็นค่าลบ มอสเฟทจะอยู่ในช่วงไม่นำกระแส (Cut-Off Region)

$$I_D = 0 \quad ; \quad |V_{GS}| - |V_T| < 0 \quad (2.10)$$

ในช่วงไม่นำกระแสนี้ ช่องนำกระแสจะทำตัวเหมือนวงจรเปิด ถ้าค่า $|V_{GS}| - |V_T| > 0$ และ $0 < |V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_T|$ แล้วมอสเฟทจะอยู่ในช่วงของการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Triode Region)

$$I_D = K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} \quad (2.11)$$

ถ้าค่า $|V_{GS}| - |V_T| > 0$ และ $|V_{DS}| > |V_{GS}| - |V_T|$ แล้วมอสเฟทจะทำงานอยู่ในช่วงของการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region)

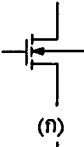
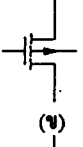
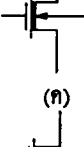
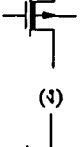

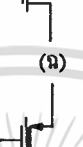
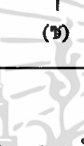

$$I_D = K' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.12)$$

คุณสมบัติทางเอพาท์พุดของมอสเฟท แสดงไว้ดังรูปที่ 2.14 คุณสมบัติของมอสเฟทที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} โดยใช้สมการที่ (2.12) ดังรูปที่ 2.14 ก. คุณสมบัติของมอสเฟทแบบนี้เรียกว่า ทรานสคอนดักแตนซ์ จากรูปที่ 2.14 ข. เป็นการแสดงผลของ แรงดันระหว่างซอส กับ บอดี (V_{SB}) ขณะที่ V_{SB} มีการเพิ่มขึ้น ค่าของแรงดันขีดเริ่ม (V_T) สำหรับ มอสเฟทแบบ พีแชนแนล จะมีค่าลดลงเมื่อมีการเพิ่มของแรงดันระหว่าง บอดี กับ ซอส (V_{BS})

2.5 สัญลักษณ์ของมอสเฟท

สัญลักษณ์ของมอสเฟทสามารถบอกได้ว่าเป็น มอสเฟทชนิด N หรือ P โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี (Body) หรือ ฐานรอง (Substrate) หรือบางทีอาจจะเรียกว่า Bulk โดยถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS และสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสเฟทเป็นเอ็นฮานเม้นท์มอส หรือ ดีพลีชันมอสเฟทอีกด้วย ดังรูปที่ 2.5

มอสเฟทแบ่งตามชนิดของการทำงานได้ 2 ชนิดคือ เอ็นฮานเม้นท์มอส (Enhancement MOSFET) และ ดีพลีชันมอส (Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละชนิดจะแบ่งออกได้อีกเป็น N-Channel หรือ NMOS และ P-Channel หรือ PMOS ซึ่งโครงสร้างของ NMOS และ PMOS จะมีโครงสร้างตรงข้ามกัน โดยโครงสร้างของ NMOS จะแสดงไว้ในรูปที่ 2.5 ก. ส่วนโครงสร้างของ PMOS จะแสดงไว้ดังรูปที่ 2.5 ข.

NMOS	PMOS	MODE
		Enhancement
		Depletion
		Enhancement
		Depletion

รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ

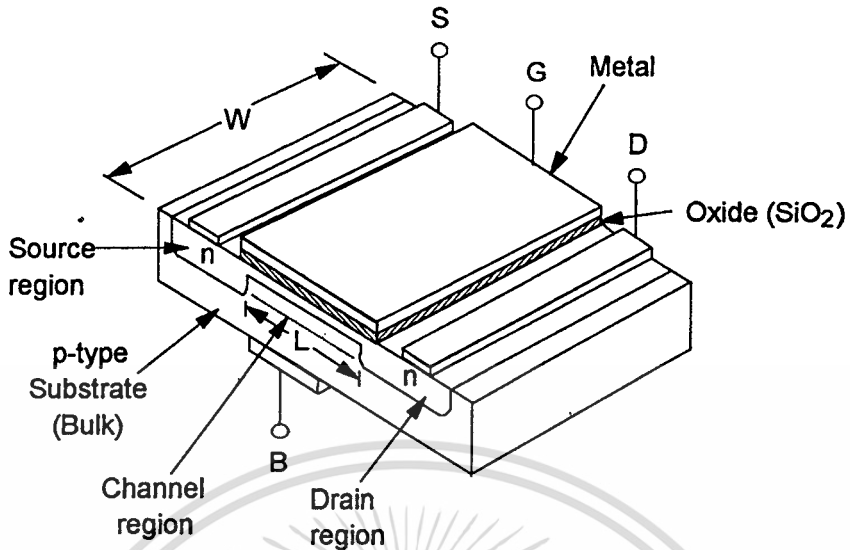
จากรูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ก. คือ Enhancement NMOS เมื่อโวลต์เดจรระหว่างบอดี และ ซอส ($V_{BS} \neq 0$) สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ข. คือ Enhancement PMOS เมื่อ $V_{BS} \neq 0$ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ค และ ง. คือ Depletion PMOS เมื่อ $V_{BS} \neq 0$ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ก. และ ข. กับ 2.5 จ และ ฉ. แต่แตกต่างกันที่ $V_{BS} \neq 0$ และ $V_{BS} = 0$ ตามลำดับ

2.6 ชนิดของมอสเฟต

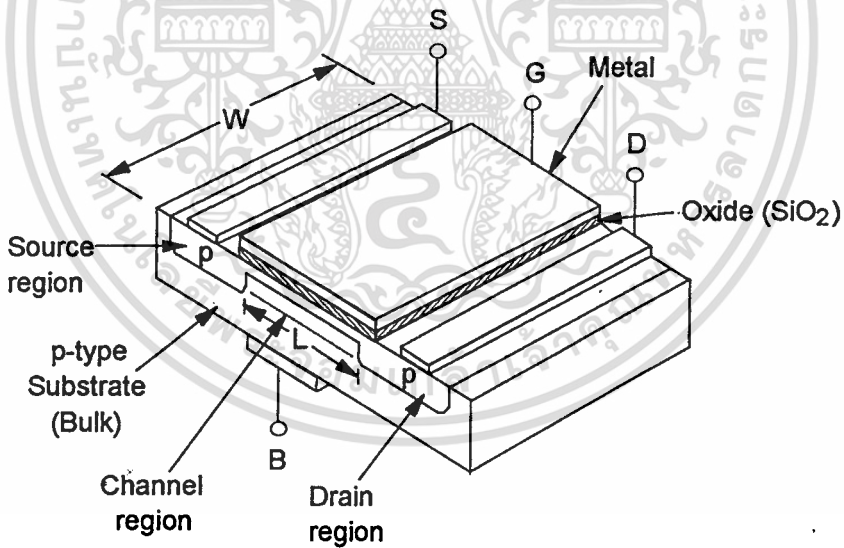
มอสเฟตแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเมนท์ไทมมอสเฟต หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า E-MOSFET และ ดีพลีชั่นมอสเฟต หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า D-MOSFET ดังรูปที่ 2.6 และ 2.7 แสดงโครงสร้างของ มอสเฟตชนิด เอ็น และ พี ทั้ง 2 แบบตามลำดับ

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าโครงสร้างของ D-MOSFET จะคล้ายกับ E-MOSFET จะแตกต่างกันตรงที่ช่องระหว่าง ซอส กับ เกรน ของ D-MOSFET จะมีการแพร่สารเอ็นอยู่ ดังนั้นจึงมีกระแสไหลระหว่างเกรนกับ ซอส เมื่อแรงดันที่ เกรน เป็นบวกเมื่อเทียบกับ ซอส และแรงดันระหว่าง เกท กับ ซอส เป็นศูนย์ ($V_{GS} = 0$) เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นลบกระแสเกรนจะลดลงถ้า V_{GS} มีค่าเป็นบวกกระแสเกรนจะเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.11 ก. ส่วนการทำงานของ E-MOSFET จะไม่มีกระแสไหลระหว่าง เกรน กับ ซอส เมื่อแรงดันที่เกรนเป็นบวกเมื่อเทียบกับ ซอส และแรงดันระหว่างเกท กับ ซอสเป็นศูนย์ เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกจะทำให้กระแสเกรนไหล และเมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกมากขึ้นจะทำให้กระแสเกรนไหลเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.8 แสดงกราฟคุณสมบัติของ E-MOSFET และ D-MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



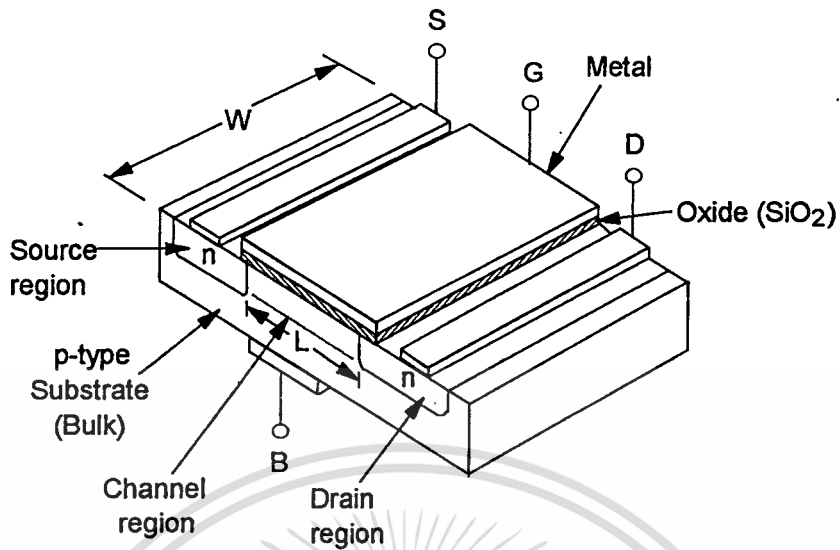
(ก) ชนิด N-Channel



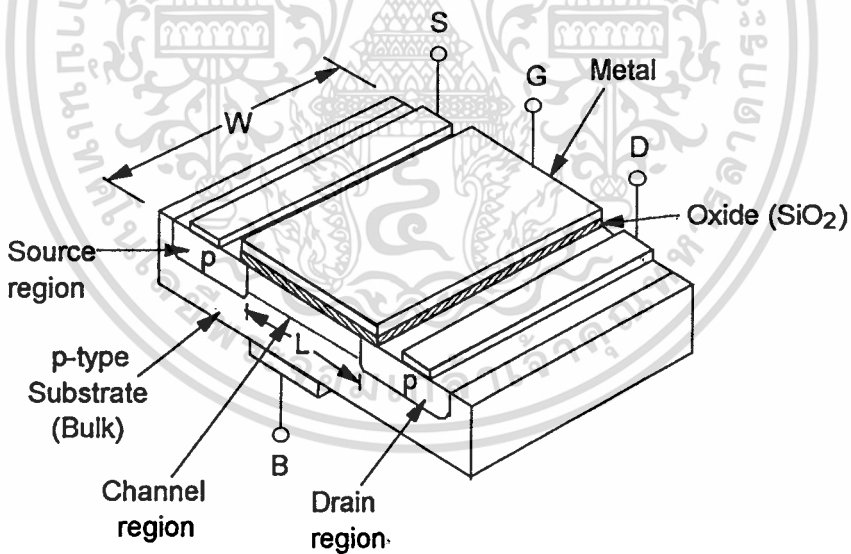
(ข) ชนิด P-Channel

รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสเฟตแบบ D - MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



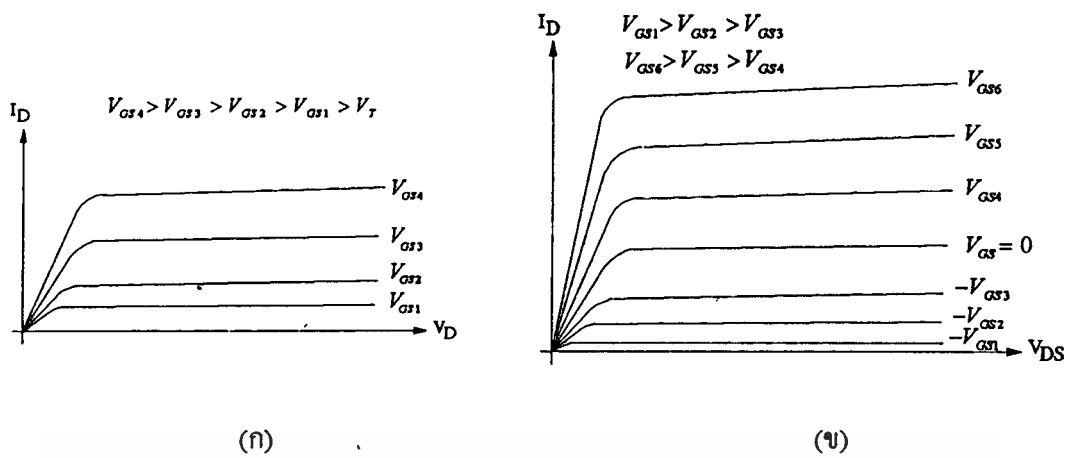
(ก) ชนิด N-Channel



(ข) ชนิด P-Channel

รูปที่ 2.7 โครงสร้างของมอสเฟตแบบ E - MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS} (ก) E - MOSFET (ข) D - MOSFET

2.7 แบบจำลองของมอสเฟต

ในปัจจุบันนี้ได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปวิเคราะห์ และ เลียนแบบการทำงานของวงจรต่าง ๆ กันอย่างกว้างขวาง โปรแกรม SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) เป็นโปรแกรมหนึ่งซึ่งถูกใช้มากที่สุดและเป็นที่ยอมรับถูกคิดค้น และ พัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkley แห่งรัฐแคลิฟอร์เนีย ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม SPICE ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) การทำงานของมอสเฟตออกเป็น 3 รูปแบบ คือ LEVEL 1, LEVEL 2, LEVEL 3

LEVEL 1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตแบบพื้นฐานที่มีความยาวของแชนแนล มากกว่า 10 ไมครอน โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges [26] ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงโมเดลของ C.T. Sah [27] ด้วย

LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า 10 ไมครอน ซึ่งเรียกว่า Short Channel effect LEVEL 2 แตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนแนล (Effective Channel Length) และ ประการที่ 2 คือวิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และ ช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region)

LEVEL 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลองการสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้น และ ประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-Empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีความเหมาะสม ใน LEVEL 3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว

2.8 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง กระบวนการประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำแบบมอส อย่างพอสังเขป และ การทำงานในย่านการทำงานแบบต่าง ๆ ซึ่งทำให้ทราบได้ว่าการทำงานในย่านต่าง ๆ เกิดขึ้นได้อย่างไร และมีสมการที่เกี่ยวข้องเพื่อช่วยในการคำนวณในวงจรต่าง ๆ ที่ประกอบขึ้นจากมอสเฟต ซึ่งมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ทาง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กทรอนิกส์ ชนิดหนึ่ง ที่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสตรงได้ด้วยสนามไฟฟ้า ที่เกิดขึ้นจากแรงดันที่ขานกท สามารถแบ่งตามชนิดของมอสเฟตได้เป็น เอ็นฮานเมนท์มอสเฟต และ ดีพลีชันมอสเฟต ซึ่งแต่ละชนิดจะแบ่งออกเป็น PMOS และ NMOS ซึ่งการไบอัสจะมีลักษณะตรงกันข้ามเมื่อพิจารณาจากสมการกระแสตรง ของ มอสเฟตนั้น ๆ ซึ่งจะแบ่งเป็น 3 ย่านการทำงาน ขึ้นอยู่กับค่าของ $(V_{GS}-V_T)$ ที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับมอสเฟต โดยจะต้องมีค่ามากกว่าค่าแรงดันเทรชโฮลด์ (V_T) จึงจะสามารถควบคุมกระแสเอาต์พุตได้ แรงดันเทรชโฮลด์นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยแรงดันระหว่าง ฆาซออส กับ ฐานรอง (Substrate) และในส่วนสุดท้ายของบทนี้ได้กล่าวถึงรูปแบบจำลอง (Model) ของการใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice ใน Model ต่าง ๆ ที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน เพื่อการวิเคราะห์วงจรต่าง ๆ ที่ออกแบบมานั้น ว่ามีการทำงานเป็นอย่างไร และ ประสิทธิภาพดีขนาดไหน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

วงจรคิฟเฟอร์เรนเจียลควอต

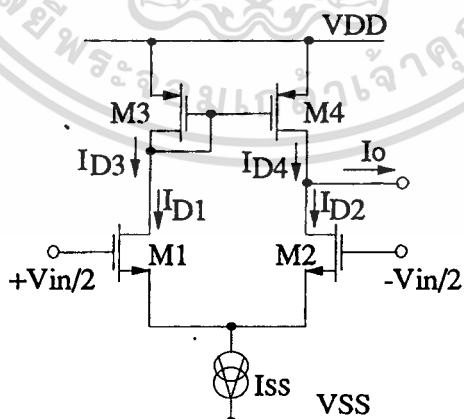
3.1 บทนำ

วงจรถานสกอนคัคแตนซ์ (Transconductance Circuit) หรือ เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage-Current Converter) ซึ่งเป็นวงจรส่วนย่อย (Sub-Circuit) ของหน่วยประมวลสัญญาณทางอนาลอก (Analog Signal Processing Units) เช่น วงจรคูณสัญญาณ วงจรตรวจจับการต่างเฟสของสัญญาณ ออสซิลเลเตอร์ ฯลฯ และยังเป็นวงจรส่วนหน้าของวงจรถายสัญญาณทั่วไป เช่น ออปแอมป์ วงจรถานสกอนคัคเตอร์ ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายนั้นมีด้วยกันมากมายหลายแบบ เช่น วงจรคิฟเฟอร์เรนเจียล (Differential pair) ซึ่งเป็นวงจรถานสกอนคัคแตนซ์ แบบที่ง่ายที่สุด และยังมีอีกมากมายหลายแบบ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นหนักไปในด้านของ MOS ทรานซิสเตอร์ และจะได้กล่าวถึงในอันดับต่อไป

3.2 วงจรถานสกอนคัคแตนซ์แบบคิฟเฟอร์เรนเจียล

วงจรถานสกอนคัคเตอร์แบบพื้นฐานที่สุดเห็นจะเป็น วงจรคิฟเฟอร์เรนเจียล ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่อเป็นวงจรถานสกอนคัคแตนซ์แอมพลิฟายเออร์ หรือ เรียกสั้น ๆ ว่า คิฟแอมป์ (Diff. amp.) เป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญมากวงจรถานสกอนคัคแตนซ์

วงจรถานสกอนคัคแตนซ์แบบคิฟเฟอร์เรนเจียลนี้ทั้งข้อดีและข้อเสีย กล่าวคือ เป็นวงจรถานสกอนคัคแตนซ์ที่มีโครงสร้างที่ง่าย และมีหลักการการทำงานที่ง่าย แต่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ โดยจะพิจารณาได้ดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรถานสกอนคัคแตนซ์นี้จะแสดงโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบซีมอส N-Type โดยที่ M1, M2 เป็นวงจรถานสกอนคัคแตนซ์, I_{SS} คือแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ซึ่งไหลลงของวงจรถานสกอนคัคแตนซ์นั้นคือ M3 และ M4



รูปที่ 3.1 วงจรคิฟเฟอร์เรนเจียล

ทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 ทำหน้าที่เป็นวงจรถานสกอนคัคแตนซ์ชนิด P-Channel โดยที่ M1, M2 และ M3, M4 จะสมพงษ์ (Match) กัน กระแสที่ไหลผ่าน M3 และ M4 จะเท่ากัน โดยที่ I_{D4} จะขึ้นอยู่กับ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_{D3} และเมื่อพิจารณาจากรูปแล้ว กระแส I_{D1} จะเท่ากับ I_{D3} และ I_{D2} จะเท่ากับ $I_{D4} - I_O$ และเมื่อ $V_{GS3} = V_{GS4}$ กระแส I_{D1} จะเท่ากับ I_{D2} หรือ $I_O = 0$ และเมื่อ $V_{GS1} > V_{GS2}$ กระแส I_{D1} จะเพิ่มขึ้นมากกว่า I_{D2} หรือ I_O จะมีค่าเป็นบวก เมื่อ $I_{SS} = I_{D1} + I_{D2}$ ดังนั้น I_O จะเท่ากับ $I_{D1} - I_{D2}$ แต่ถ้า $V_{GS1} < V_{GS2}$ กระแส I_O จะมีค่าเป็นลบ

3.2.1 วงจรคิฟแอมป์ในกรณีที่มีสัญญาณเข้ามีระดับสูง (Large-signal)

ในกรณีที่วงจรถูกคิฟแอมป์มีสัญญาณเข้าในระดับสูง นั้นทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ได้ต่อกันแบบคิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งจะทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) โดยจะไม่พิจารณาในส่วนของ Channel Modulation และทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนี้สมมุติว่าทั้ง 2 ตัวผลิตขึ้นมาพร้อม ๆ กัน ทำให้ค่าพารามิเตอร์ภายในเท่ากันทุกประการ จากคุณสมบัติเหล่านี้ [25] สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันอินพุตในเทอมของกระแสเดรนได้เป็น

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \quad (3.1)$$

$$V_{ID} = V_{GS1} - V_{GS2} = \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1}\right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2}\right)^{1/2} \quad (3.2)$$

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2} \quad (3.3)$$

โดยที่ $\beta = K'(W/L)$ และ $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ และแทนสมการที่ (3.3) ในสมการที่ (3.2) จะได้สมการ I_{D1} และ I_{D2} ในรูปสมการกำลังสอง (Quadratic) ได้เป็น

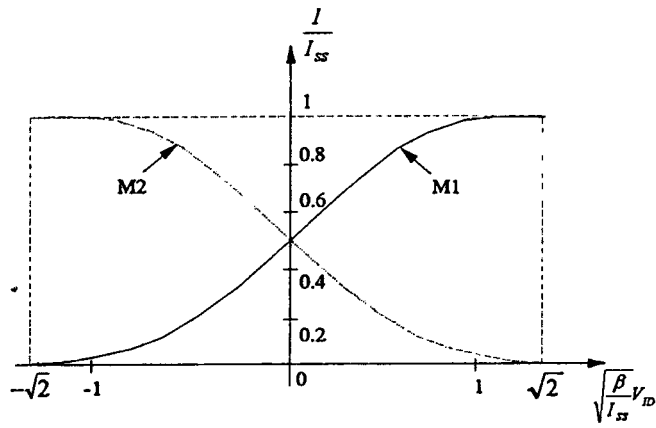
$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{I_{SS}}{2} \left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2} \right]^{1/2} \quad (3.4)$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} - \frac{I_{SS}}{2} \left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{SS}^2} \right]^{1/2} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.4) และ (3.5) สามารถนำมาเขียนเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง การ normalized กระแสเดรน กับ การ normalized ความแตกต่างของแรงดันอินพุต ได้ดังรูปที่ 3.2

จากสมการที่ (3.4) ค่าของสมการ Differential Amplifier ของรูป 3.2 นั้น I_{D1} จะอยู่ในเทอมของ V_{ID} โดยคิฟเฟอเรนเชียล ค่าของ I_{D1} เทียบกับค่าของ V_{ID} ขณะที่เรากำหนดให้ค่าความนิ่ง (Quiescent Value) ของ V_{ID} มีค่าเท่ากับ 0 จะได้ค่า คิฟเฟอเรนเชียลทรานสคอนดักแตนซ์ ของรูปที่ 3.1 เป็นดังสมการที่ (3.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับผลต่างของกระแส

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}} \right|_{V_{ID}=0} = \left(\frac{\beta I_{SS}}{4} \right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{SS} W_1}{4 L_1} \right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{D1} W_1}{2 L_1} \right)^{1/2} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ที่ได้นั้นจะเป็นค่า Single - end Output Transconductance ซึ่งในรูปที่ 3.2 สามารถที่จะหาค่าสมการที่จะบอกเป็นค่า Differential Transconductance (g_{md}) ได้จากคุณสมบัตินี้

$$I_{OD} = I_{D1} - I_{D2} \quad (3.7)$$

และในกรณีเดียวกันจึงสามารถเขียนสมการ g_{md} ได้เป็น

$$g_{md} = \left. \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}} \right|_{V_{ID}=0} = (\beta I_{SS})^{1/2} = \left(\frac{K' I_{SS} W_1}{L_1} \right)^{1/2} = \left(\frac{2K' I_{D1} W_1}{L_1} \right)^{1/2} \quad (3.8)$$

เมื่อนำความต้านทานโหลดมาต่อที่เอาต์พุตของ ดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ กับกราวด์ มีค่าเป็น R_L จะสามารถหาค่าของแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการที่ (3.9)

$$V_{OUT} = (I_{D1} - I_{D2}) R_L = I_{SS} \left(\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta V_{ID}^4}{4 I_{SS}^2} \right)^{1/2} R_L \quad (3.9)$$

ค่าอัตราขยายของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์สามารถหาได้จาก การดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ (3.9) เทียบกับ V_{ID} ขณะที่เราจะกำหนดให้ค่าความนิ่ง (Quiescent Value) ของ V_{ID} มีค่าเท่ากับ 0 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

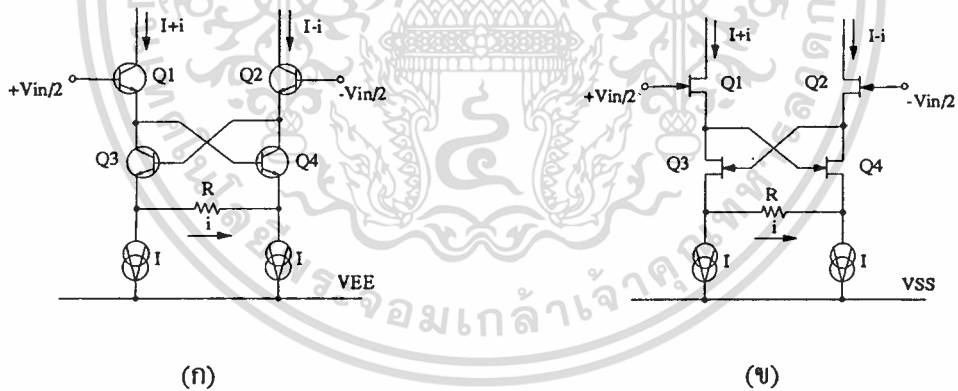
$$A_v = \frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{ID}} = \sqrt{\beta I_{SS} R_L} = \left(\frac{K_1 I_{SS} W_1}{L_1} \right)^{1/2} R_L \quad (3.10)$$

3.3 วงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเตท

จากหลักการของวงจรถูกคิฟเฟอร์เรเนียนซีล และ วงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเตทแบบเก่า [1] ,[3] ซึ่งอาศัยกระแสส่วนหนึ่งของ I_{+i} และ I_{-i} มากำหนดการทำงาน แต่ในวงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเตทแบบใหม่นี้ใช้แรงดันที่ตกคร่อม R มาเป็นตัวกำหนดการทำงาน และสามารถปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) ได้ด้วยการเปลี่ยนค่า R เมื่อพิจารณาจากกฎกำลังสอง (Square Laws) มีค่าดังโดยสมการที่ (3.11)

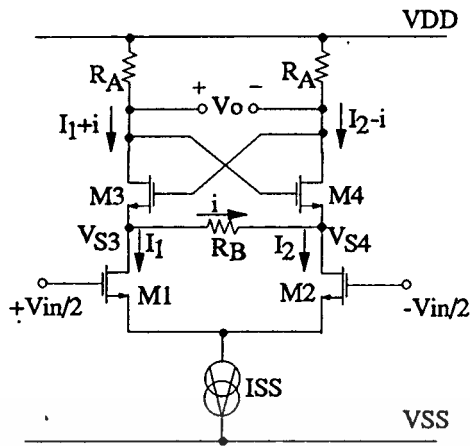
$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad (3.11)$$

เมื่อสมการที่ (3.1) ถูกทำให้ง่ายขึ้นเป็นสมการที่ (3.11) โดยที่ $k = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$ การคำนวณจะทำได้ง่ายขึ้น จากเอกสารอ้างอิงหมายเลข [1], [2] เป็นวงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเตทแบบเก่า ดังรูปที่ 3.3.ก. และ 3.3.ข. โดยประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และ ทางด้านอินพุตต่อกันแบบคิฟเฟอร์เรเนียนซีลจึงเรียกวงจรนี้ว่า วงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเตท

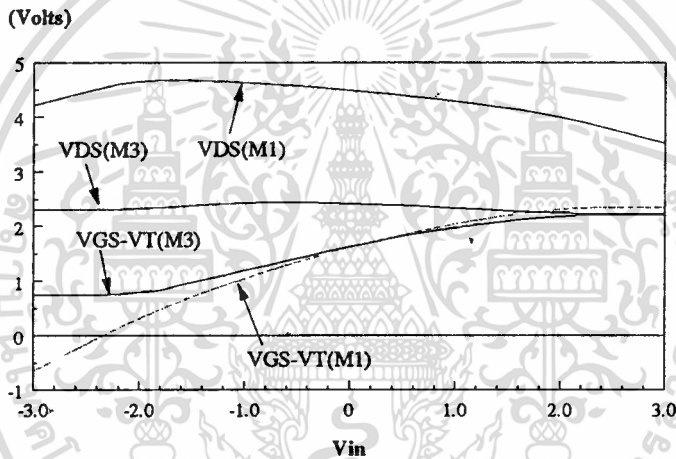


รูปที่ 3.3 วงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเตทแบบเก่า

จากแนวความคิดของทั้งสองวงจรข้างต้นจึงทำการพัฒนาเป็นวงจรที่เรียกว่า วงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเตท โดยใช้มอสเฟต ซึ่งสามารถควบคุมค่า g_m ได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอตช์ โดยใช้มอสเฟต



รูปที่ 3.5 แรงดันที่ตกคร่อมขาเดรน-ซอส และ เกต-ซอส ของวงจรถ

จากรูปที่ 3.4 นั้น ทรานซิสเตอร์ M1 - M4 นั้นจะอยู่ในเงื่อนไขของกฎกำลังสองทั้งหมด โดยสามารถยืนยันได้ด้วยกราฟรูปที่ 3.5 ซึ่ง $R_A = 1k\Omega$ และ $R_B = 6k\Omega$ โดยเงื่อนไขในย่านอ้อมตัวนั้น $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T)$ โดยที่ค่า R_A และ R_B ที่ต่ออยู่นั้นจะเป็นตัวควบคุมค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) สมการที่จะสามารถอธิบายการทำงานของวงจรถได้นั้นเป็นดังนี้

$$V_{in} = V_{GS1} - V_{GS2} = \frac{(\sqrt{I_1} - \sqrt{I_2})}{\sqrt{k_1}} \quad (3.12)$$

$$V_{GS3} - V_{GS4} = \frac{(\sqrt{I_1 + i} - \sqrt{I_2 - i})}{\sqrt{k_2}} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเงื่อนไขการทำงานในย่านอิมิตัว $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T)$ ซึ่งสามารถที่จะเขียนเป็นสมการเพื่อใช้ในการคำนวณค่าทรานสคอนดักแตนซ์ได้เป็น

$$I_1 + i = k_2 [V_{DD} - (I_2 - i)R_A - V_{S3} - V_T]^2 \quad (3.14.ก)$$

และในทำนองเดียวกัน $I_2 - i = k_2 [V_{DD} - (I_1 + i)R_A - V_{S4} - V_T]^2 \quad (3.14.ข)$

$$V_{S3} - V_{S4} = (I_1 - I_2 + 2i)R_A + \left(\frac{-\sqrt{I_1 + i} + \sqrt{I_2 - i}}{\sqrt{k_2}} \right) \quad (3.15)$$

จากรูปที่ 3.4 $i = \frac{V_{S3} - V_{S4}}{R_B}$ และ $I_1 + i - \left(\frac{V_{S3} - V_{S4}}{R_B} \right) = I_1$ สามารถนำไปแทนในสมการที่ (3.15) ใน 2 กรณีได้เป็น

1. กรณีที่ $R_A \neq R_B$

$$i \left(1 - \frac{2R_A}{R_B} \right) - \frac{(I_1 - I_2)R_A}{R_B} + \frac{\sqrt{I_1 + i} - \sqrt{I_2 - i}}{R_B \sqrt{k_2}} = 0 \quad (3.16)$$

โดยที่ $\Delta I = I_1 - I_2$ สามารถเขียนสมการที่ (3.16) ใหม่ได้เป็น

$$\Delta I \left(\frac{R_A}{R_B} \right) + i \left(\frac{2R_A}{R_B} - 1 \right) = \frac{\sqrt{I_1 + i} - \sqrt{I_2 - i}}{R_B \sqrt{k_2}} \quad (3.17 ก)$$

หรือ $R_A \sqrt{k_2} \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right] = \sqrt{I_1 + i} - \sqrt{I_2 - i} \quad (3.17 ข)$

เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณจะสมมุติ $I_1 + i = X$ และ $I_2 - i = Y$ สมการที่ (3.17) กลายเป็น

$$R_A \sqrt{k_2} \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right] = \sqrt{X} - \sqrt{Y} \quad (3.18)$$

ยกกำลังสองสมการที่ (3.18) ทั้งสองข้างได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_A^2 k_2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 = X - 2\sqrt{XY} + Y \quad (3.19 \text{ ก})$$

$$R_A^2 k_2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 - (X + Y) = -2\sqrt{XY} \quad (3.19 \text{ ข})$$

ยกกำลังสองสมการที่ (3.19) ทั้งสองข้างได้เป็น

$$\begin{aligned} R_A^4 k_2^2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^4 - 2R_A^2 k_2 (X + Y) \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 \\ + (X^2 + 2XY + Y^2) = 4XY \end{aligned} \quad (3.20)$$

หรือ

$$R_A^4 k_2^2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^4 - 2R_A^2 k_2 (X + Y) \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 + (X - Y)^2 = 0 \quad (3.21)$$

แทนค่า $X = I_1 + i$ และ $Y = I_2 - i$ ในสมการที่ (3.21) ได้เป็น

$$R_A^4 k_2^2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^4 - 2R_A^2 k_2 (I_1 + I_2) \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 + (\Delta I + 2i)^2 = 0 \quad (3.22 \text{ ก})$$

หรือ

$$(\Delta I + 2i)^2 = R_A^2 k_2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 \left\{ 2(I_1 + I_2) - R_A^2 k_2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 \right\} \quad (3.22 \text{ ข})$$

ถอดรากที่สองสมการที่ (3.22) ทั้งสองข้าง โดยที่ $I_1 + I_2 = I_{ss}$ ได้เป็น

$$\Delta I + 2i = R_A \sqrt{k_2} \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right] \left\{ 2I_{ss} - R_A^2 k_2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.23)$$

จากรูปที่ 3.4 สามารถพิจารณาได้ว่า $\left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right] \ll I_{SS}$ เป็นผลให้

$$R_A^2 k_2 \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right]^2 \ll 2I_{SS} \text{ สมการที่ (3.23) จึงมีค่าเป็น}$$

$$\Delta I + 2i \approx R_A \sqrt{2k_2 I_{SS}} \left[\Delta I + i \left(2 - \frac{R_B}{R_A} \right) \right] \quad (3.24 \text{ ก})$$

หรือ

$$i \approx \Delta I \left[\frac{R_A \sqrt{2k_2 I_{SS}} - 1}{2 - (2R_A - R_B) \sqrt{2k_2 I_{SS}}} \right] \quad (3.24 \text{ ข})$$

ค่าความแตกต่างของกระแสรวมของวงจรมีค่าเท่ากับ $\Delta I_t = \Delta I + 2i$ ซึ่งเขียนในรูปใหม่ได้เป็น

$$\Delta I_t \approx \Delta I \left[\frac{R_B \sqrt{2k_2 I_{SS}}}{2 - (2R_A - R_B) \sqrt{2k_2 I_{SS}}} \right] \quad (3.25)$$

ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) ของวงจรมีค่าเท่ากับ $\left(\frac{\partial \Delta I_t}{\partial V_{in}} \right) \Big|_{V_{in}=0}$ โดยนำสมการที่ (3.8) มาแทนในสมการที่ (3.25) โดยที่ $\beta/2 = k$ สมการที่ (3.25) กลายเป็น

$$g_m = \left(\frac{2R_B I_{SS} \sqrt{k_1 k_2}}{2 - (2R_A - R_B) \sqrt{2k_2 I_{SS}}} \right) \quad (3.26)$$

โดยที่ $k_1 = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{1,2}$ และ $k_2 = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{3,4}$ และ เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.26)

แล้วเห็นได้ว่าค่า k_1, k_2, R_A, R_B และ I_{SS} จะเป็นตัวควบคุมค่า g_m วงจรดีเฟอเรนเชียลควอดเทค คือ เมื่อ R_B มากค่า g_m จะสูงขึ้น ซึ่งค่าของ R_B จะมีค่าสูงมากไม่ได้เพราะจะทำให้ทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 ไม่อิมิตัวค่าทรานสคอนดักแตนซ์ที่ได้ก็จะไม่เป็นไปดังสมการที่ (3.26)

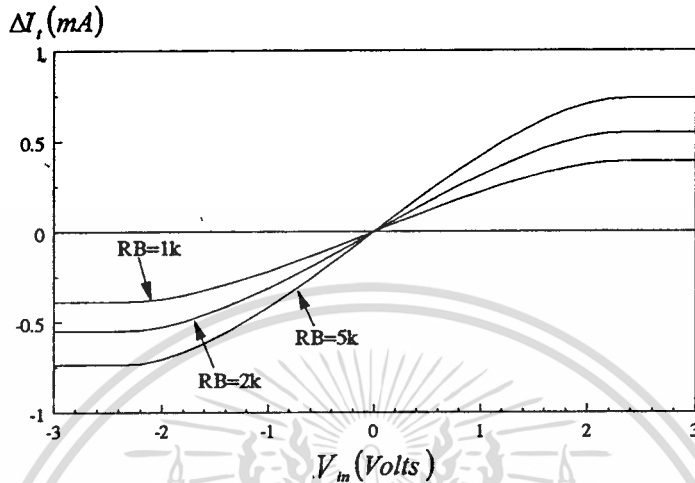
2. กรณีที่ $R_A = R_B = R$

จากสมการที่ (3.26) ถ้า $R_A = R_B = R$ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) ของวงจรมีค่าเท่ากับ

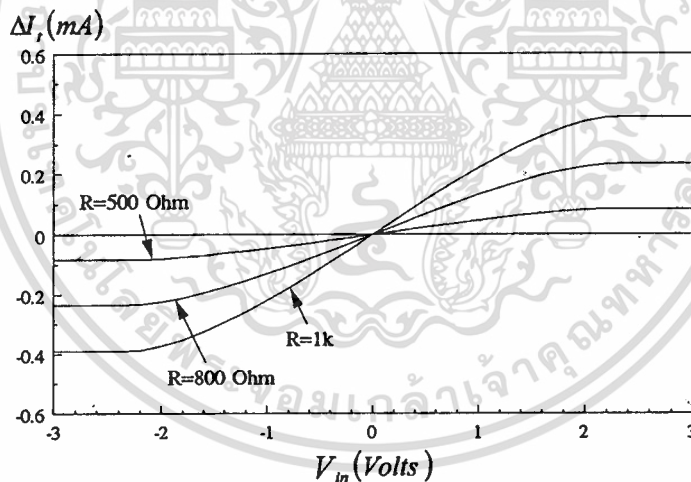
$$g_m = \left(\frac{2R I_{SS} \sqrt{k_1 k_2}}{2 - R \sqrt{2k_2 I_{SS}}} \right) \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างของกระแส (ΔI_f) และแรงดันอินพุต V_{in} ของวงจรรดิฟเฟอเรนเชียลควอตเทต ในกรณีที่ 1 $R_A \neq R_B$ เมื่อ R_B มีค่าต่าง ๆ และ ในกรณีที่ 2 $R_A = R_B = R$ เมื่อ R มีค่าต่าง ๆ แสดงไว้ดังรูปที่ 3.6 และ 3.7 ตามลำดับ



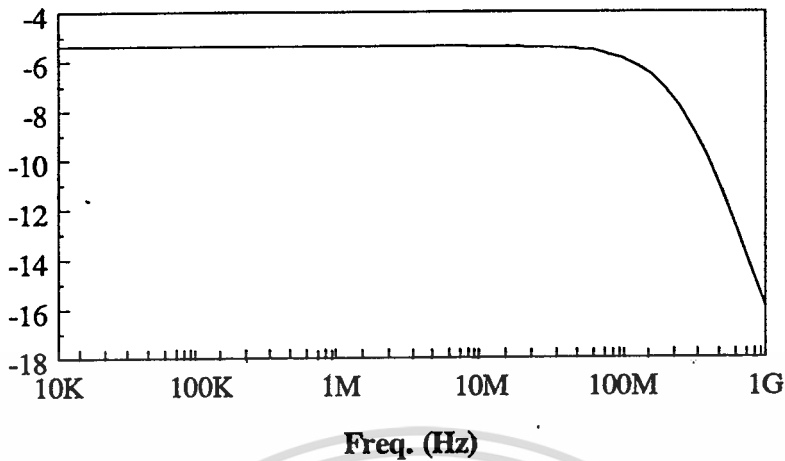
รูปที่ 3.6 กราฟแสดงสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างของกระแสกับแรงดันอินพุตเมื่อ $R_A \neq R_B$



รูปที่ 3.7 กราฟแสดงสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างของกระแสกับแรงดันอินพุตเมื่อ $R_A = R_B = R$

จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้โมเดลแบบ Worst Case ของ European Silicon Structure (ES2) โดยกำหนดค่า $(W/L)_1=(W/L)_2=100\mu\text{m}/10\mu\text{m}$, แหล่งจ่ายกระแสคงที่มีค่า 1 mA. และ ความต้านทาน $R_A = R_B = 1\text{ k}\Omega$ เพื่อทำการพิจารณาหาค่าความถี่ตอบสนอง (Frequency Response) ของวงจรร ซึ่งมีความถี่ประมาณ 400 MHz ค่าความถี่ตอบสนองของวงจรรจะมีค่าเป็นดังรูปที่ 3.8

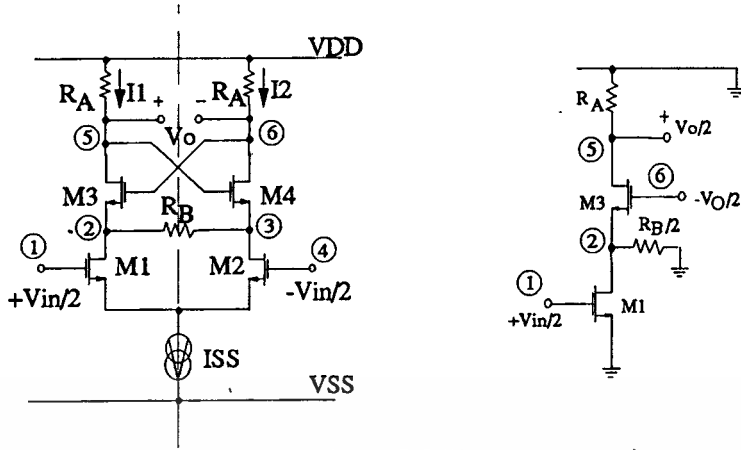
V_o (dB)



รูปที่ 3.8 ค่าความถี่ตอบสนองของวงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอเทค

3.4 การวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

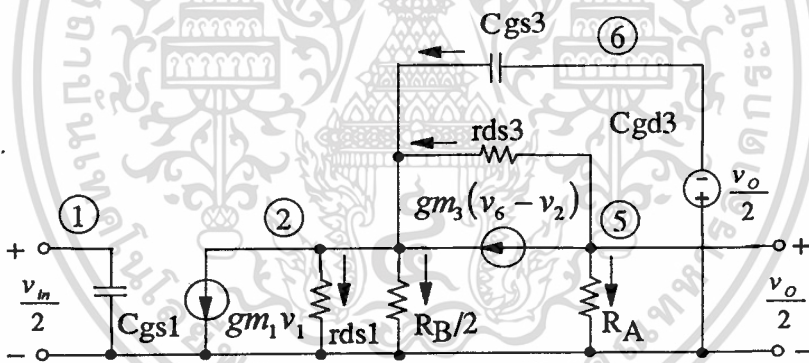
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง (Frequency Response) โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Model) ซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแสโดยขึ้นอยู่กับแรงดัน (Voltage-Controlled Current Sources : VCCSs) และ ในกรณีของการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองจะมีตัวเก็บประจุซึ่งเปรียบเสมือนกับว่ามีประจุสถิตย์ (Stored-Charge) ค่อยรวมอยู่ระหว่างขั้วต่อ (Junction) ของมอสเฟต ซึ่งคุณสมบัตินี้จะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่ความถี่สูง โดยที่การวิเคราะห์หาค่าของความถี่ตอบสนองซึ่งใน วงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอเทคนี้ จะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กมาเป็นตัวช่วยในการประมาณหาค่าความถี่ตอบสนอง ซึ่งค่าความถี่ตอบสนองที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะมีค่าใกล้เคียงกับการใช้งานจริง เพื่อวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรอย่างคร่าว ๆ ก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง ซึ่งในวงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอเทคนั้นสามารถเขียนเป็นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ โดยแบ่งครึ่งวงจรคิฟเฟอเรนเชียลควอเทค และ กำหนดโหนดต่างต่างของแรงดันดังรูปที่ 3.9 ก. เนื่องจากในแต่ละครึ่งของวงจรจะเหมือนกันทุกประการโดยวงจรที่ได้จะเป็นลักษณะดังรูปที่ 3.9 ข. และ สามารถเขียนเป็นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 3.10



(ก)

(ข)

รูปที่ 3.9 วงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเทคที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความถี่ตอบสนอง



รูปที่ 3.10 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคิฟเฟอร์เรเนียนซีลควอเทค

จากรูปที่ 3.10 ใช้หลักการของ Kirchoff's Current Law สามารถเขียนเป็นสมการแสดงความสัมพันธ์เพื่อคำนวณหาค่าความถี่ตอบสนองได้เป็น

$$\frac{v_2}{r_{ds1}} + g_{m1}v_1 + \frac{2v_2}{R_B} = g_{m3}(v_6 - v_2) + \frac{(v_5 - v_2)}{r_{ds3}} + (v_6 - v_2)sC_{gs3} \quad (3.28)$$

และ
$$\frac{v_5}{R_A} = -\frac{(v_5 - v_2)}{r_{ds3}} - g_{m3}(v_6 - v_2) \quad (3.29)$$

จากรูปที่ 3.10 แทนค่า $v_6 = -v_5$ และ จากสมการที่ (3.28) และ สมการที่ (3.29) สามารถเขียนใหม่ได้ตามลำดับดังนี้

$$v_2 \left(\frac{1}{r_{ds1}} + \frac{2}{R_B} + \frac{1}{r_{ds3}} + g_{m3} + sC_{gs3} \right) = -v_1 g_{m1} + v_5 \left(-g_{m3} + \frac{1}{r_{ds3}} - sC_{gs3} \right) \quad (3.30)$$

$$v_2 = v_5 \frac{\left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{r_{ds3}} - g_{m3} \right)}{\frac{1}{r_{ds3}} + g_{m3}} \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.30) และ สมการที่ (3.31) นั้นสามารถที่จะทำให้ดูง่ายขึ้นได้ โดยประมาณค่าจากเงื่อนไขทั่วไปของแบบจำลองของมอสเฟต จะเห็นได้ว่า $\frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} \ll g_{m3}$, $\frac{1}{r_{ds3}} \ll g_{m3}$ จึงสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$v_2 \left(g_{m3} + \frac{2}{R_B} + sC_{gs3} \right) = -v_1 g_{m1} - v_5 \left(g_{m3} + sC_{gs3} \right) \quad (3.32)$$

$$v_2 = v_5 \frac{\left(\frac{1}{R_A} - g_{m3} \right)}{g_{m3}} \quad (3.33)$$

นำสมการที่ (3.33) แทนในสมการที่ (3.32) เพื่อทำการหาค่าสมการของการส่งผ่านของวงจรรูปที่ 3.10 ได้เป็น

$$v_5 \frac{\left(\frac{1}{R_A} - g_{m3} \right) \left(\frac{2}{R_B} + g_{m3} + sC_{gs3} \right)}{g_{m3}} = -v_1 g_{m1} - v_5 \left(g_{m3} + sC_{gs3} \right) \quad (3.34)$$

$$\text{หรือ } v_5 \left(\frac{1}{R_A} - g_{m3} \right) \left(\frac{2}{R_B} + g_{m3} + sC_{gs3} \right) = -v_1 g_{m1} g_{m3} - v_5 \left(g_{m3}^2 + s g_{m3} C_{gs3} \right) \quad (3.35)$$

ค่าสมการของการส่งผ่านที่ได้โดยแทนค่า $v_5 = v_o/2$ และ $v_1 = v_{in}/2$ ทำให้สมการของการส่งผ่านของวงจรรูปที่ 3.10 จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = \frac{v_5(s)}{v_1(s)} = \frac{-R_A g_{m1} g_{m3} / C_{gs3}}{\left(\frac{2}{R_A R_B} + \frac{g_{m3}}{R_A} - \frac{2g_{m3}}{R_B} \right) \frac{R_A}{C_{gs3}} + s} \quad (3.36)$$

จากสมการที่ (3.36) จะเห็นได้ว่าเป็นสมการของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านมี 1 โพล ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$p_1 = -\left(\frac{2}{R_A R_B} + \frac{g_{m3}}{R_A} - \frac{2g_{m3}}{R_B} \right) \frac{R_A}{C_{gs3}} \quad (3.37)$$

จากหลักการของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่มี 1 โพล โดยค่าการตอบสนองทางความถี่จะมีค่าต่ำกว่า เกนปกติอยู่ 3 dB ซึ่งค่าของการตอบสนองทางความถี่จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{-3dB} = |p_1| = \left(\frac{2}{R_A R_B} + \frac{g_{m3}}{R_A} - \frac{2g_{m3}}{R_B} \right) \frac{R_A}{C_{gs3}} \quad (3.38)$$

OPERATING POINT INFORMATION MOSFETS				
NAME	M1	M2	M3	M4
MODEL	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1
ID	5.00E-04	5.00E-04	5.00E-04	5.00E-04
VGS	2.41E+00	2.41E+00	2.42E+00	2.42E+00
VDS	4.49E+00	4.49E+00	2.42E+00	2.42E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	7.90E-01	7.90E-01	7.92E-01	7.92E-01
VDSAT	1.06E+00	1.06E+00	1.07E+00	1.07E+00
GM	5.92E-04	5.92E-04	5.88E-04	5.88E-04
GDS	2.94E-06	2.94E-06	4.55E-06	4.55E-06
GMB	2.27E-04	2.27E-04	2.26E-04	2.26E-04
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	2.25E-14	2.25E-14	2.25E-14	2.25E-14
CGDOV	2.25E-14	2.25E-14	2.25E-14	2.25E-14
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	5.47E-13	5.47E-13	5.47E-13	5.47E-13
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

รูปที่ 3.11 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรถ่ายเฟอเรนเชียลควอต

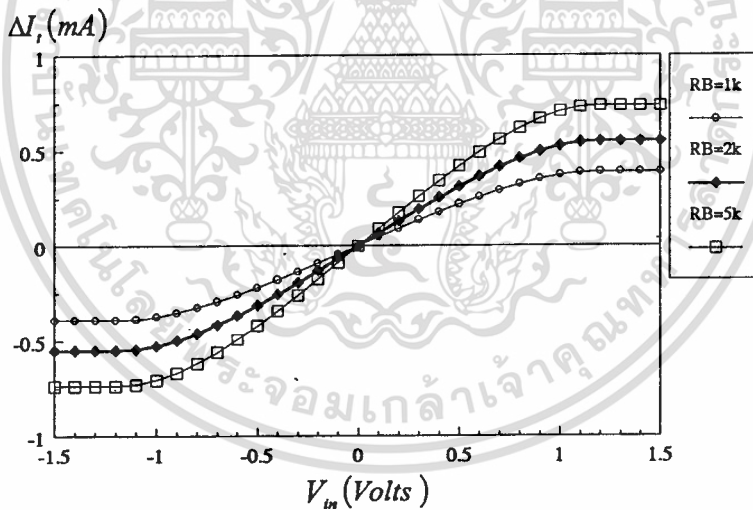
จากสมการที่ (3.38) เมื่อแทนค่าจากพารามิเตอร์ที่ใช้ในการเขียนแบบการทำงานดังรูปที่ 3.11 นั้น โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังนี้ $R_A = R_B = 1k\Omega$, $C_{gs3} = 5.47E-13F$, $g_{m3} = 5.88E-4 A/V$ โดยใช้โมเดลแบบ Worst Case ของ European Silicon Structure (ES2) โดยกำหนดค่า $(W/L)_1 = (W/L)_2 = 100\mu m/10\mu m$ ค่าของการตอบสนองทางความถี่จะมีค่าประมาณ

$$f_{-3dB} = \frac{\omega_{-3dB}}{2\pi} = \frac{\left[\frac{2}{1 \times 10^3} + 5.88 \times 10^{-4} - (2 \times 5.88 \times 10^{-4}) \right]}{2\pi \times 5.47 \times 10^{-13}} \quad (3.39)$$

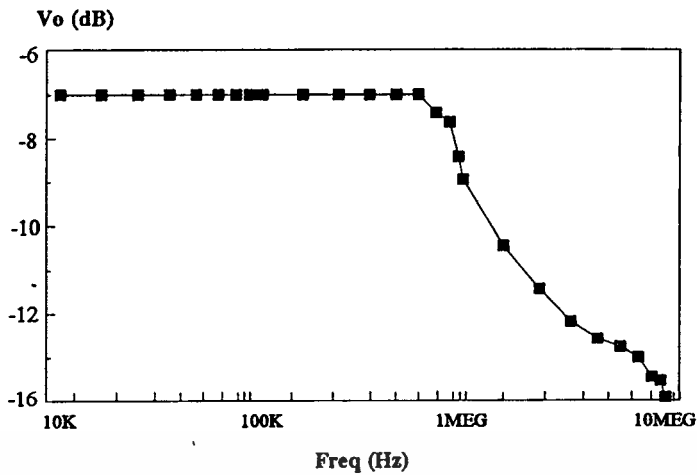
$$f_{-3dB} \approx 410.83 MHz \quad (3.40)$$

3.5 การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองของวงจรเฟอเรนเซียลควอเทตส่วนที่ทำการทดลองโดยใช้การต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีแบบซีมอสเบอร์ MC14007 ต่อบน Protoboard โดย ISS=1mA และ R=1kΩ รูปที่ 3.12 เป็นการแสดงถึงค่าความสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างของกระแสกับแรงดันอินพุต และ รูปที่ 3.13 เป็นการแสดงถึงค่าความถี่ปฏิบัติงานของวงจรเฟอเรนเซียลควอเทต



รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับกระแส I_1-I_2 ที่ได้จากการต่อวงจรใน Protoboard



รูปที่ 3.13 ความถี่ตอบสนองของวงจรที่ได้จากการต่อวงจรใน Protoboard

3.6 บทสรุป

วงจรขยายแบบคูลิฟเฟอร์เนเชียลทั่ว ๆ ไปแล้วจะมีความเป็นเชิงเส้นอยู่ในระดับหนึ่ง ซึ่งเราสามารถที่จะแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นนี้ได้โดยใช้วงจรคูลิฟเฟอร์เนเชียลควอดเรท ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ประกอบกันมีรายละเอียดดังรูปในบทนี้ ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าวงจรคูลิฟเฟอร์เนเชียล และการตอบสนองต่อความถี่สูงดี โดยสามารถที่ประมาณค่าได้จากการคำนวณซึ่งผลที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกับการเลียนแบบการทำงานด้วย PSpice แต่จะมีค่าผิดพลาดอยู่บ้างอันเนื่องมาจากการประมาณค่าในการคำนวณ เนื่องจากในทางปฏิบัติไม่สามารถที่จะนำออสเฟทที่มีคุณสมบัติเหมือนกับในโมเดลมาทดลองได้ ดังนั้นคุณสมบัติทางสัญญาณไฟสลับ เช่นค่าความถี่ตอบสนองของวงจรจะมีค่าต่ำกว่าการเลียนแบบด้วย PSpice มาก เนื่องจาก IC ที่ใช้ในการต่อวงจรจริงคือเบอร์ MC14007 ซึ่งมีค่าการตอบสนองต่อความถี่ต่ำกว่าโมเดลที่ใช้เลียนแบบการทำงานมาก ทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่สูงมีค่าต่ำ

บทที่ 4

การประยุกต์ใช้งานวงจรดีเฟอเรนเชียลควอเตอร์

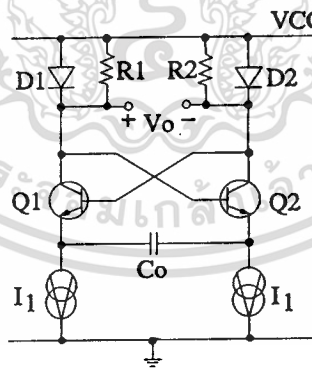
4.1 บทนำ

ในการประยุกต์ใช้งานวงจรดีเฟอเรนเชียลควอเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นวงจรด้านประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการประยุกต์ในการใช้งานเป็น วงจรกำเนิดความถี่แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronical-Controlled Oscillator) วงจรกำเนิดความถี่นี้เป็นแบบ Untuned ซึ่งจะกำเนิดสัญญาณออกมาไม่เป็นรูปไซน์ วงจรกำเนิดความถี่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดลองโดยการต่อใน Protoboard โดยใช้ IC เบอร์ MC14007 มีมอสเฟตอยู่ภายใน 6 ตัว เป็น NMOS 3 ตัว และ PMOS 3 ตัว และ ส่วนของการทดลองโดยใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice

4.2 วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

คุณสมบัติทั่วไปของวงจรกำเนิดความถี่แบบ Untuned นั้น ที่เอาท์พุทจะไม่ให้สัญญาณเป็นรูปไซน์แต่จะเป็นรูปสี่เหลี่ยม หรือ สามเหลี่ยม ซึ่งในปี 1972 Grebene [24] ได้ค้นคิดวงจรกำเนิดความถี่แบบนี้ขึ้นมา ดังรูปที่ 4.1 โดยสามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยกระแส และ มีความถี่เป็นคั้งสมการที่ (4.1)

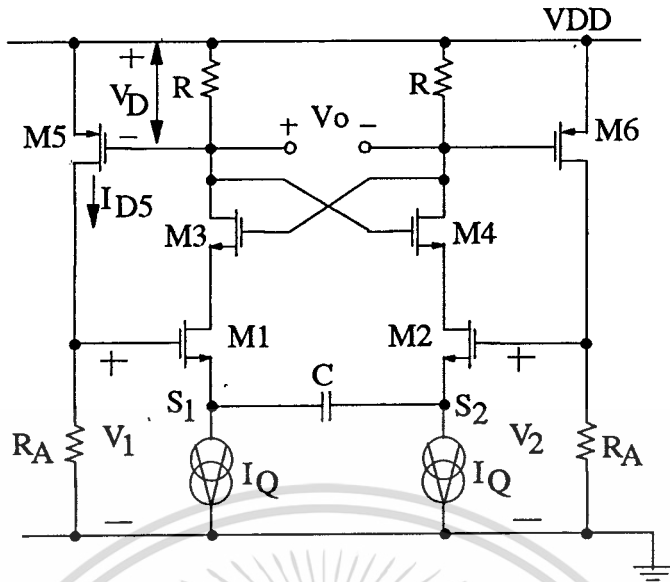
$$f_o = \frac{KI_1}{C_o} = \frac{I_1}{4V_{BE}C_o} \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ด้วยกระแส

วงจรรูปที่ 4.1 นั้นจะทำการกำเนิดสัญญาณที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยม โดยทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานทีละตัว โดย C_o จะเป็นตัวกำหนดค่าของคาบเวลาการเปิด-ปิดของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 โดยสามารถควบคุมความถี่ได้โดยปรับค่ากระแส I_1 และ เปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ C_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรกำเนิดความถี่ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลควอดเทมาประยุกต์

4.3 หลักการทำงานของวงจรถ่ายความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

ในส่วนของวงจรถ่ายความถี่ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลควอดเทมาประยุกต์นั้น จะมีลักษณะคล้ายกับวงจรในรูปที่ 4.1 โดยจะใช้ทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 6 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ชุดดังรูปที่ 4.2 โดยทรานซิสเตอร์ M1, M2, M3, M4, M5 และ M6 จะทำหน้าที่เป็นสวิทช์ซึ่ง ซึ่งทั้งหมดจะทำงานในย่านอิมิตัว โดยช่วงเวลาในการสวิทช์นั้นจะถูกกำหนดโดยตัวเก็บประจุ C และ ความต้านทาน R_A และ R_B ซึ่งจะสามารถอธิบายเงื่อนไขการออสซิลเลทได้ โดยสมภาวะเริ่มต้นสมมุติให้ M1, M3 (on) และ M2, M4 (off) ทำให้ M5 (on) ตามไปด้วย และ จะมีแรงดันตกคร่อมขาเกต และ ซอส ของทรานซิสเตอร์ M5 อยู่ค่าหนึ่ง โดยสมมุติให้เท่ากับ V_D ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_1 = I_{D5} R_A \quad (4.2)$$

$$V_2 = 0 \quad (4.3)$$

ในกรณีนี้สามารถที่จะคำนวณค่า I_{D5} ได้ โดยที่ $V_D = V_{SG5} = 2I_Q R$ โดยสมการต่อไปนี้

$$I_{D5} = k(V_{SG5} - |V_{TP}|)^2 \quad (4.4)$$

$$I_{D5} = k(2I_Q R - |V_{TP}|)^2 \quad (4.5)$$

นำสมการที่ (4.5) แทนในสมการที่ (4.2) ได้เป็น

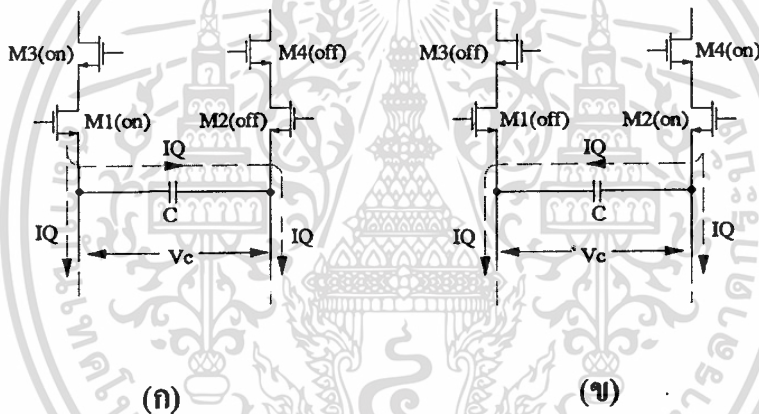
$$V_1 = kR_A (2I_Q R - |V_{TP}|)^2 \quad (4.6)$$

และ
$$V'_D = V_1 - V_2 = V_1 \quad (4.7)$$

จากเงื่อนไขในย่านอิมิตว้นสามารถที่จะกำหนดจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ M1 ได้เป็น

$$I_{D1} = k(V_{GS1} - V_{TN})^2 ; \quad V_{GS1} > V_{TN} \quad (4.8 ก)$$

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} \quad (4.8 ข)$$



รูปที่ 4.3 วัฏจักรการ Charge และ Discharge ของตัวเก็บประจุ C

จากรูปที่ 4.3 ก. ทรานซิสเตอร์ M1, M3 จะ (on) และ M2, M4 จะ (off) ตัวเก็บประจุ C จะทำการ Charge โดยกระแส I_Q เนื่องจาก $V_{S1} < (V_{G1} - V_{TN})$ และ แรงดันตกคร่อม C จะเพิ่มขึ้นด้วยอัตรา $dV_C/dt = I_Q/C$ ไปจนกระทั่ง $V_{S1} > (V_{G1} - V_{TN})$ ทรานซิสเตอร์ M1 และ M3 ก็จะ (off) และ M2 และ M4 ก็จะ (on) การ Charge ด้วยกระแส I_Q ก็จะเปลี่ยนทิศทางการ Charge เป็นทิศทางตรงกันข้าม ดังรูปที่ 4.3 ข. ซึ่งเป็นผลให้ $V_{S1} > (V_{G1} - V_{TN})$ แรงดันตกคร่อม C ในขณะนี้จะเริ่มลดลงด้วยอัตรา $-dV_C/dt = -I_Q/C$ ไปจนกระทั่ง $V_{S1} < (V_{G1} - V_{TN})$ ทรานซิสเตอร์ M1 และ M3 ก็จะเปลี่ยนสถานะกลับเป็น (on) และ ทรานซิสเตอร์ M2 และ M4 ก็จะเปลี่ยนสถานะกลับเป็น (off) ดังเดิม และ ก็จะเป็นอย่างนี้เรื่อย ๆ ไป

แรงดันตกคร่อม C จะมีค่าเท่ากับ $V_{S1} - V_{S2} = V_C$ ในการเปลี่ยนแปลงสถานะของแรงดันตกคร่อม C เนื่องจาก M1, M3 และ M2, M4 โดยเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนไปสู่อีกสถานะหนึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\Delta V_C = \pm V_D' \quad (4.9)$$

และเมื่อ $\frac{dV_C}{dt} = \frac{\pm I_Q}{C}$ จะได้เป็น

$$\Delta V_C = \pm V_D' = \frac{\pm I_Q \Delta t}{C} \quad (4.10)$$

ช่วงเวลาในการออกสวิตช์จะมีค่าเท่ากับ T ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$T = 2\Delta t = \frac{2CV_D'}{I_Q} \quad (4.11 ก)$$

$$T = \frac{2kCR_A (2I_Q R - |V_{TP}|)^2}{I_Q} \quad (4.11 ข)$$

และความถี่ที่ออกสวิตช์จะมีค่าเท่ากับ

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_Q}{2kCR_A (2I_Q R - |V_{TP}|)^2} \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.12) นั้นจึงสรุปได้ว่าวงจรที่ 4.2 นั้นสามารถปรับค่าความถี่ได้โดยการควบคุมกระแส I_Q , R_A , C , k และ R โดยค่า V_{TP} จะเป็นค่าแรงดันเทรชโฮลด์ของมอสเฟตมีค่าเท่ากับ 0.8 โวลท์ ซึ่ง $k = \frac{\mu_o C_{ox} W}{2L}$ โดยเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ในโมเดลของคิฟเฟอเรนเชียลควอตเทต และ ค่า I_Q , R_A , R และ C ดังนี้ $R_A = 1k\Omega$, $R = 5k\Omega$, $C = 0.01\mu F$, $I_Q = 400\mu A$, $I_Q = 450\mu A$, $I_Q = 500\mu A$ และ $\mu_o C_{ox} = 21.13 \times 10^{-6}$, $(W/L) = (150\mu m/10\mu m)$ ความถี่ที่ได้มีค่าเท่ากับ

$$\text{เมื่อ } I_Q=400\mu A \quad f \approx 12.32kHz \quad (4.13 ก)$$

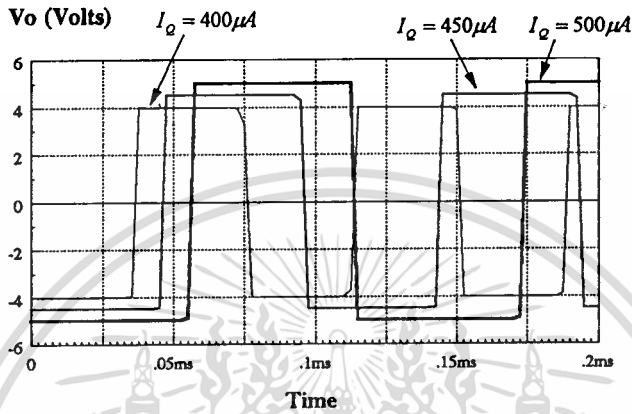
$$\text{เมื่อ } I_Q=450\mu A \quad f \approx 10.37kHz \quad (4.13 ข)$$

$$\text{เมื่อ } I_Q=500\mu A \quad f \approx 8.942kHz \quad (4.13 ค)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

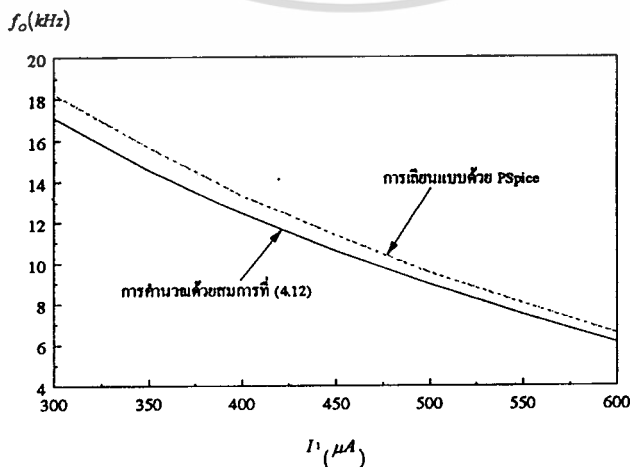
4.4 การทดลอง และ ผลการทดลอง

การทดลองของวงจรกำเนิดความถี่ในวิทยานิพนธ์บทนี้ ได้แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ 1. การทดลองโดยใช้การเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยโมเดลที่ใช้จะใช้โมเดลเดียวกับบทที่ 3 แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้ $V_{DD} = 10$ โวลต์ และ 2. การทดลองโดยการต่อวงจรจริงใน Protoboard โดยใช้ไอซีแบบซีมอสเบอร์ MC14007 ที่มีทรานซิสเตอร์อยู่ภายใน 6 ตัว ซึ่งเป็น NMOS 3 ตัว และ PMOS 3 ตัว แสดงไว้ดังรูปที่ 4.6 การทดลองนี้จะใช้ $R = 5k\Omega$, $R_A = 1k\Omega$ และ $C = 0.01 \mu F$



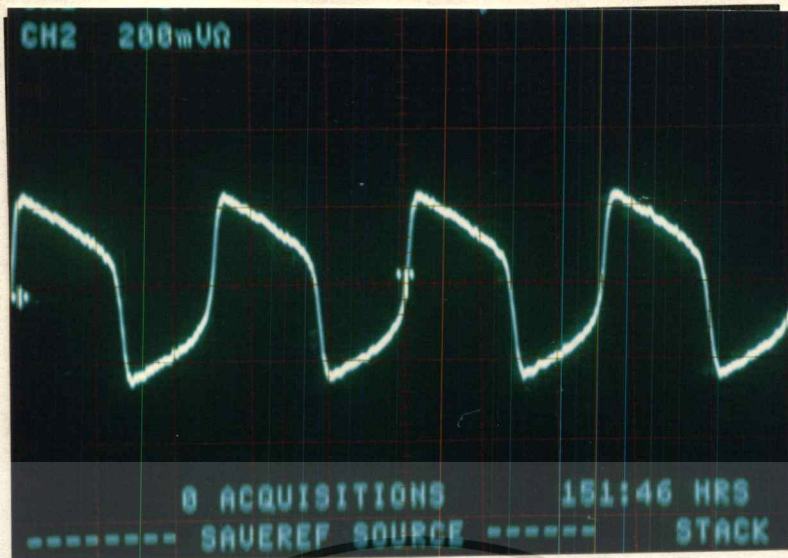
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่กำเนิดจากวงจรรูปที่ 4.2 จากการเขียนแบบด้วยโปรแกรม PSpice

โดยรูปที่ 4.4 เป็นการทดลองโดยใช้โปรแกรม PSpice เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.4 กับสมการที่ (4.13) จะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกัน แต่จะผิดพลาดเพียงเล็กน้อยอันเนื่องมาจากการคำนวณข้างต้นนั้นได้มาจากการประมาณค่ามาตั้งแต่เงื่อนไขเริ่มต้น และ รูปที่ 4.5 แสดงถึงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างการคำนวณกับการเขียนแบบด้วย PSpice และ ส่วนรูปที่ 4.6 เป็นการทดลองโดยการต่อวงจรจริง โดยรูป (ก), (ข) และ (ค) เป็นการปรับค่า I_Q มีค่าเท่ากับ $500\mu A$, $450\mu A$ และ $450\mu A$ ตามลำดับ โดยค่าความถี่ที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปนั้นแกนอนจะใช้สเกล $50 \mu s/div$ และแกนตั้งจะใช้สเกล $5 Volts/div$ ซึ่งจะมีค่าประมาณ $13 kHz$, $10kHz$, $8 kHz$ ตามลำดับ

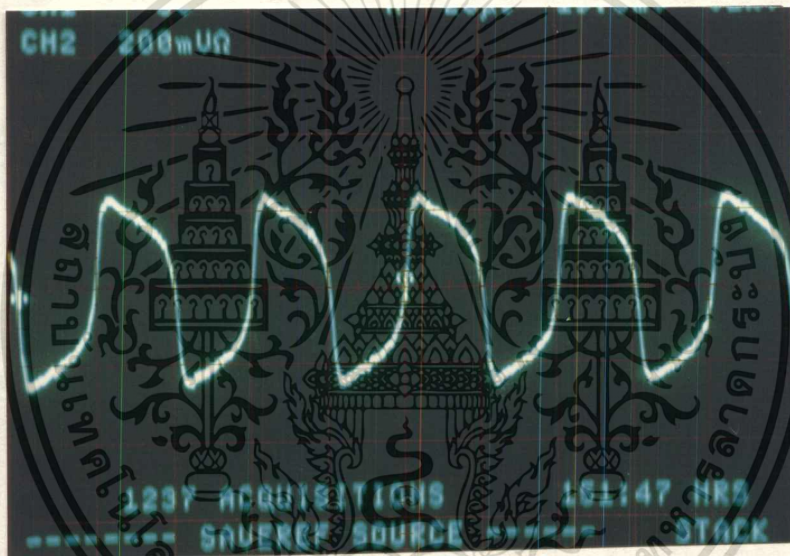


รูปที่ 4.5 กราฟเปรียบเทียบระหว่างการคำนวณ และ การเขียนแบบการทำงานด้วย PSpice

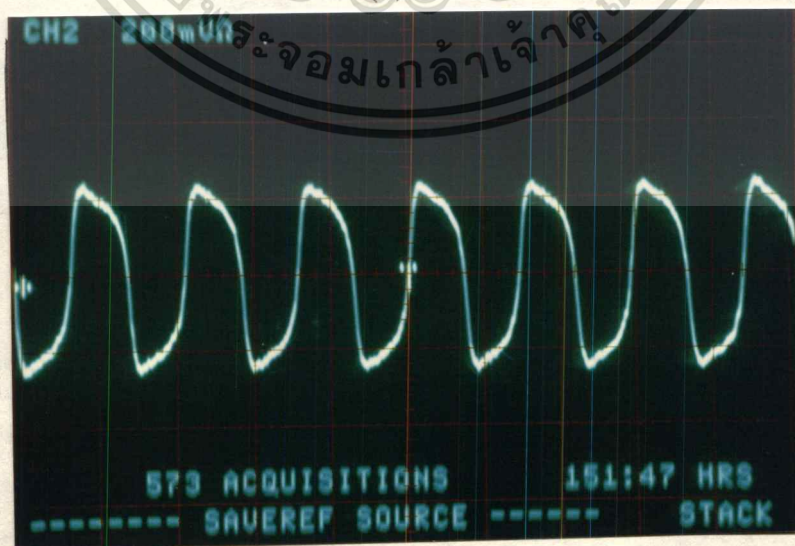
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

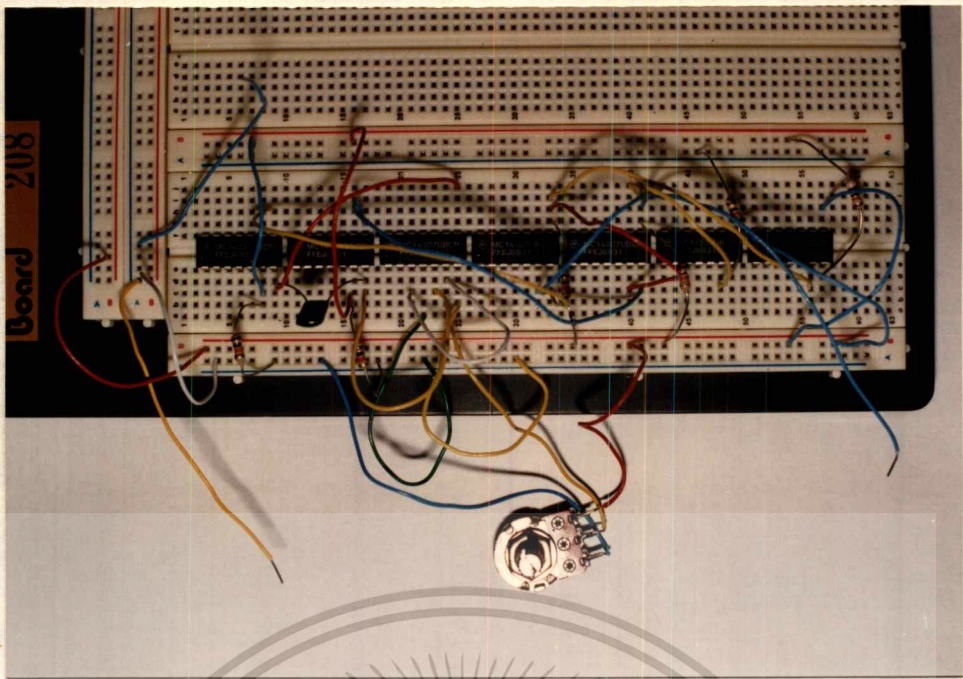


(ข)



(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 4.6 สัญญาณที่กำเนิดจากวงจรรูปที่ 4.2 จากการต่อวงจรจริงใน Protoboard
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรดีเฟอเรนเชียลควอตซ์

4.5 บทสรุป

จากการประยุกต์ใช้งานวงจรดีเฟอเรนเชียลควอตซ์นั้น สามารถที่จะประยุกต์ใช้งานกับงานด้านประมวลผลสัญญาณอนาล็อกต่าง ๆ ได้ โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอเป็นวงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งผลที่ได้จากการเลียนแบบโดยโปรแกรม PSpice นั้นเป็นไปตามทฤษฎี ซึ่งค่าความถี่ที่ได้ใกล้เคียงกับที่ทำการคำนวณไว้ ส่วนการต่อวงจรจริงใน Protoboard นั้นเป็นลักษณะของวงจรดิสครีทการทดลองนั้นกระทำบน Protoboard ซึ่งจะมีความผิดพลาดไม่เที่ยงตรง และ รูปสัญญาณเอาต์พุตมีค่าไม่เหมือนกับการเลียนแบบด้วย PSpice เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ใช้ในนั้นมีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามทฤษฎี เพราะต่อกันเป็นวงจรจ่ายกระแสแบบง่ายซึ่งจะทำให้กระแสเอาต์พุตที่ได้มีค่าผิดพลาดไป แต่ทั้งนี้ค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตที่มีค่าไม่มากนักสามารถที่จะนำไปใช้งานได้

บทที่ 5

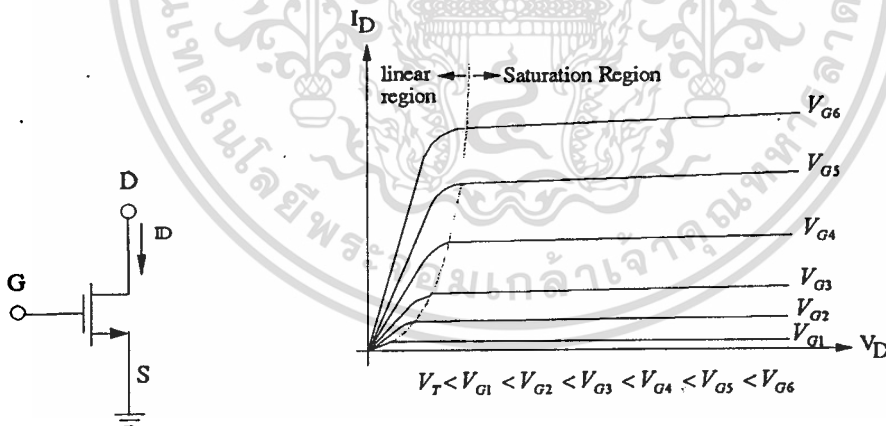
วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

5.1 บทนำ

ในสาขาของการประมวลผลสัญญาณทั้งด้านอนาล็อก และ ดิจิตอล มีความจำเป็น และ นิยมใช้มาก ในงานด้านโทรคมนาคม และ ด้านระบบควบคุมทั่วไป ความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน นั้น มีความจำเป็นมากในงานด้านประมวลผลสัญญาณ เช่น ในวงจร Filter, Generator, Automatic Gain Control และอีกหลาย ๆ วงจรในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์ และ โทรคมนาคม ซึ่งมีประวัติในการวิจัยแขนงนี้ มาช้านาน [8]-[21] เริ่มตั้งแต่การใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ และ เฟต ตลอดจนจนถึงปัจจุบันซึ่ง เทคโนโลยีซีมอส ได้เป็นที่นิยมและแพร่หลายในวงการอิเล็กทรอนิกส์เป็นอย่างมาก ทำให้มีผู้วิจัยหลายคน ได้ทำการออกแบบโดยใช้ มอสเฟตมาทำการสังเคราะห์เป็นความต้านทานขึ้นมามากมาย ซึ่งเหมาะกับงานใน แต่ละอย่าง โดยในวิทยานิพนธ์นี้ขอเสนอวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันโดยใช้มอส เฟต ที่มีประสิทธิภาพดีวงจรหนึ่ง มีความเป็นเชิงเส้นดี และ ตอบสนองต่อความถี่สูงดี

5.2 หลักการเบื้องต้นในการออกแบบวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

จากมอสเฟตดังรูปที่ 5.1 โดยการทำงานของมอสเฟตจะอยู่ในย่าน Ohmic ดังสมการที่ (5.1) นั้น สามารถที่จะประยุกต์มาสร้างเป็นวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันได้



รูปที่ 5.1 มอสเฟตและกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสทรานและแรงดันที่ขาทรานและซอส

$$I_D = \mu_o C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad (5.1)$$

ในการออกแบบวงจรความต้านทานปรับค่าได้ด้วยแรงดัน ที่มีใช้กันอยู่ในวงจรรวมนั้น ส่วนมากจะมีจัดแบ่งเป็น 2 กลุ่มใหญ่ ๆ ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.1) วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน (Voltage - Controlled Floating Resistance Circuit)

5.2.2) วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน (Voltage - Controlled Grounded Resistance circuit)

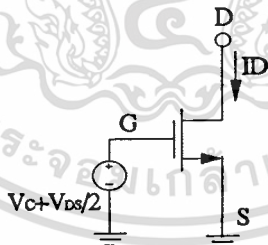
นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยบางงานที่ใช้การทำงานย่านอิ่มตัว (Saturation Region) ของมอสเฟตมาทำเป็นวงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันด้วย ซึ่งก็มีประสิทธิภาพดีอีกแบบหนึ่ง แต่โดยส่วนมากงานวิจัยที่ออกมามักจะใช้ย่าน Ohmic มาทำเป็นวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

ในกรณีของมอสเฟตที่ทำงานในย่าน Ohmic นั้นเมื่อพิจารณาแล้ว ทราซิสเตอร์จะสามารถทำเป็นวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันได้ จากสมการที่ (5.2)

$$R_{eq} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \left[\mu_o C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) \right]^{-1} \quad (5.2)$$

พิจารณาสมการที่ (5.2) จะเห็นได้ว่า ค่าของ R_{eq} จะมีค่าของ $V_{DS}/2$ ปะปนอยู่ หรือ เรียกเทอมของสมการนี้ว่าเทอมไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้ค่าของ R_{eq} จะไม่เป็นฟังก์ชันของ ความต้านทานที่สมบูรณ์ จึงจะต้องทำการหักล้างค่า $V_{DS}/2$ ที่ปะปนมาให้หายไป สมการที่ (5.2) ก็จะกลายเป็นสมการที่ (5.3) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้หลักการนี้ ทำการหักล้างเทอมไม่เป็นเชิงเส้นออกไปดังรูปที่ 5.2

$$R_{eq} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \left[\mu_o C_{ox} \frac{W}{L} (V_c - V_T) \right]^{-1} \quad (5.3)$$



รูปที่ 5.2 หลักการหักล้างเทอมไม่เป็นเชิงเส้นออกไปโดยใช้มอสเฟต

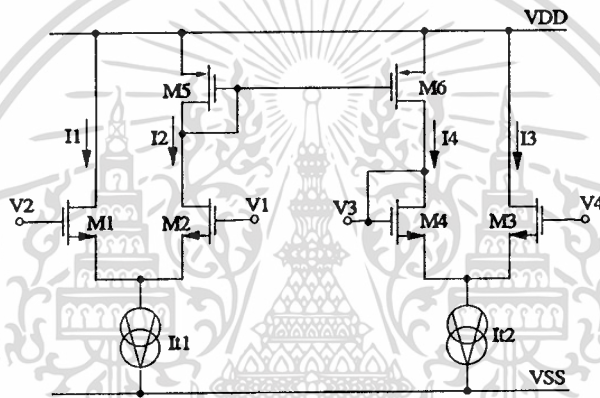
5.3 วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

ในปี 1984 มีงานวิจัยออกมาชิ้นหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า วงจรความต้านทานปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบต่อกราวด์ โดยใช้มอสเฟต 2 ตัว ออกแบบขึ้นโดย Han และ Park [9] กระทำโดยใช้หลักการกำจัดเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นออกไป แต่มีปัญหาคือใช้แรงดันควบคุม ซึ่งจะน้อยกว่าสองเท่าของแรงดันเทรชโฮลด์ไม่ได้ เพราะจะทำให้มอสเฟตไม่น่ากระแส

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเสนอวิธีการกำจัดทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นออกไป ซึ่งใช้มอสเฟตทั้งหมด 8 ตัว โดยแบ่งวงจรเป็น 2 ส่วนคือ 1.วงจรรวมสัญญาณ (Summing Signal Circuit) และ 2.วงจรที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทาน โดยวงจรรวมสัญญาณประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS ทั้งหมด 6 ตัว โดยในที่นี้จะขอแบ่งวงจรรวมสัญญาณแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบใหม่นี้เพื่อแยกอธิบายออกเป็น 2 ส่วน คือ วงจรรวมสัญญาณ และ วงจรที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทาน

5.3.1 หลักการทำงานของวงจรรวมสัญญาณ

หลักการของวงจรนี้ประกอบด้วย วงจรคู่อิพเพอเรนเชียล 2 ชุด และ วงจรสะท้อนกระแส 1 ชุด และวงจรคู่อิพเพอเรนเชียล 2 ชุด ประกอบกันดังรูปที่ 5.3 ซึ่งก่อนที่จะอธิบายวงจรรวมสัญญาณ จะขออธิบายการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสก่อนเพื่อจะนำไปประกอบการอธิบาย ในวงจรรวมสัญญาณต่อไป



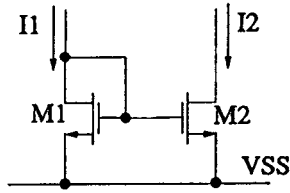
รูปที่ 5.3 วงจรรวมสัญญาณ

5.3.2 การทำงานของวงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสที่นำมาใช้ในวงจรรวมสัญญาณนี้ เป็นวงจรรวมกระแสแบบลบบเรียกว่า Wilson Current Mirror เนื่องด้วยการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ และ แบบบวกจะมีการทำงานที่เหมือนกัน แตกต่างกันที่แรงดันที่ใช้จะมีขีดตรงกันข้ามกันเท่านั้นเอง และเพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจ ในที่นี้จะอธิบายเป็นวงจรรวมกระแสแบบบวกแทน ดังรูปที่ 5.4 โดยทรานซิสเตอร์ M1, M2 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS และทั้งคู่ทำงานในช่วงอิมิตัว สามารถเขียนสมการกระแสครนได้เป็น

$$I_{D1} = k_1 \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 \quad (5.4)$$

$$I_{D2} = k_2 \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{T2})^2 \quad (5.5)$$



รูปที่ 5.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบบวก

โดยที่ $k_1 = k_2 = k = \frac{\mu_o C_{ox}}{2}$ และ อัตราส่วน (Ratio) ของวงจรสะท้อนกระแสดังกล่าวที่ (5.4) และ (5.5) มีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2 \cdot (V_{GS2} - V_{T2})^2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot (V_{GS1} - V_{T1})^2} \quad (5.6)$$

จากรูปที่ 5.4 เห็นได้ว่า $V_{GS1} = V_{GS2}$ และ ค่าแรงดันเทรชโฮลด์ (V_{T1}) และ (V_{T2}) ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ตัวเท่ากันทำให้อัตราส่วนของวงจรสะท้อนกระแส จากสมการที่ (5.7) เปลี่ยนแปลงไปเป็น

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \quad (5.7)$$

การนำวงจรสะท้อนกระแส มาใช้กับวงจรรวมสัญญาณดังรูปที่ 5.3 วงจรสะท้อนกระแสจะต้องมีอัตราส่วนของการสะท้อนกระแสเท่ากับ 1 : 1 ดังนั้น จะต้องกำหนดค่า $(W/L)_1 = (W/L)_2$ และจากรูปที่ 5.3 กระแส $I_1 + I_2 = I_{t1}$ และ $I_3 + I_4 = I_{t2}$ โดยที่ $I_{t1} = I_{t2}$ และจากทฤษฎีของวงจรถูกตีเฟอเรนเชียล ค่าความแตกต่างของแรงดันที่จุดต่าง ๆ มีค่าเป็น

$$V_2 - V_1 = \sqrt{\frac{I_1}{k}} - \sqrt{\frac{I_2}{k}} \quad (5.8)$$

และ
$$V_4 - V_3 = \sqrt{\frac{I_3}{k}} - \sqrt{\frac{I_4}{k}} \quad (5.9)$$

และเมื่ออัตราส่วนการสะท้อนของกระแสมีค่าเท่ากับ 1 : 1 ทำให้กระแสที่จุดต่าง ๆ ในรูปที่ 5.3 มีค่าเป็น $I_1 = I_3$, $I_2 = I_4$ ทำให้สมการที่ (5.8) เท่ากับสมการที่ (5.9) เป็นผลให้

$$V_2 - V_1 = V_4 - V_3 \quad (5.10)$$

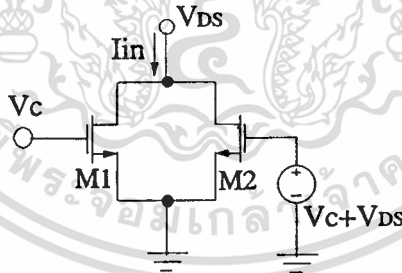
ซึ่งแรงดัน V_3 เป็นแรงดันที่ไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ M4 หรือเรียกว่าไบอัสตัวเอง และในขณะที่เดียวกันแรงดัน V_3 ก็เป็นแรงดันเอาต์พุต V_O ของวงจรร่วม ซึ่งเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$V_O = V_1 + V_4 - V_2 \quad (5.11)$$

ด้วยคุณสมบัติการ บวก และ ลบ ของวงจรร่วม เราสามารถนำวงจรร่วมมาประยุกต์ใช้ในการทำเป็นตัวรวมสัญญาณเพื่อป้อนให้กับมอสเฟต ดังรูปที่ 5.2 ซึ่งต้องกำหนดค่าแรงดันที่จุดต่าง ๆ ให้เป็นดังนี้เพื่อที่เอาต์พุต จะได้มีค่าเท่ากับ $V_O = V_{DS} + V_C$ เพื่อป้อนเป็นแรงดันควบคุมให้กับทรานซิสเตอร์ที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทานอีกตัวหนึ่ง

5.3.3 วงจรที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทาน

วงจรที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์มอสเฟต ชนิด N ต่อกันดังรูปที่ 5.5 โดยที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์ M1 จะเป็นแรงดันควบคุม V_C และ ที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์ M2 จะเป็นแรงดันควบคุม $V_{DS} + V_C$ เมื่อนำวงจรรวมสัญญาณมาต่อกับวงจรที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทาน จะได้เป็นวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบใหม่แบบสมบูรณดังวงจรรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.5 วงจรที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทาน

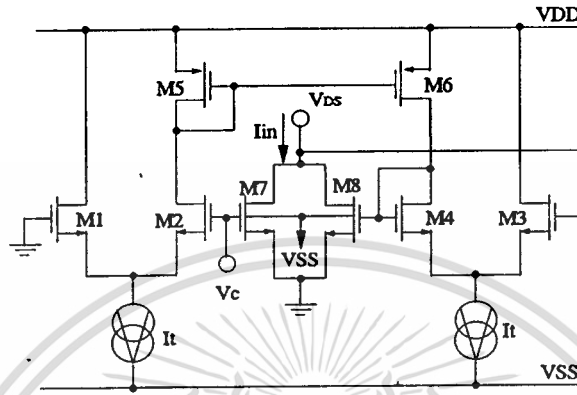
จากวงจรรูปที่ 5.5 ค่าของกระแสครนของทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{D1} = \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 \left(V_C - V_{T1} - \frac{V_{DS1}}{2} \right) V_{DS1} \quad (5.12)$$

$$I_{D2} = \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left(V_C + V_{DS2} - V_{T2} - \frac{V_{DS2}}{2} \right) V_{DS2} \quad (5.13)$$

ในกรณีนี้ แรงดันเทรชโฮลด์ ($V_{T1}=V_{T2}=V_T$) , แรงดันที่ขาแตรน-ซอส ($V_{DS1}=V_{DS2}=V_{DS}$) และ $(W/L)_1=(W/L)_2=(W/L)$ ทำให้ได้สมการกระแสแตรนรวมของมอสเฟตทั้งสองมีค่าเท่ากับ

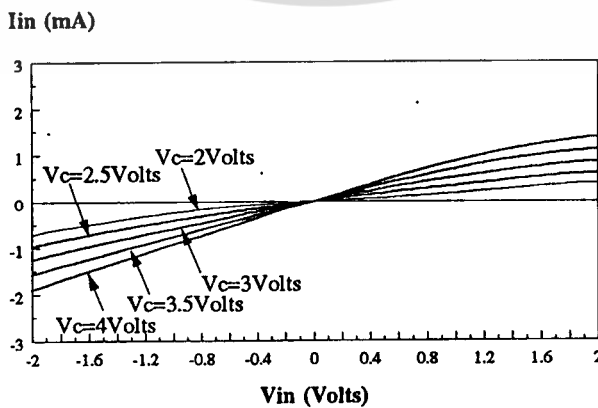
$$I_{in} = I_{D1} + I_{D2} = \mu_o C_{ox} \frac{W}{L} (2V_c - 2V_T) V_{DS} \quad (5.14)$$



รูปที่ 5.6 วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน โดยใช้มอสเฟตแบบใหม่

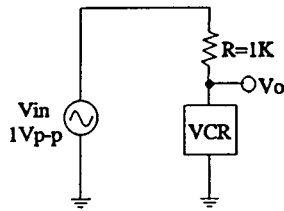
ซึ่งค่าของความต้านทานที่ได้จากการสังเคราะห์ด้วยมอสเฟต สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5.14) โดยที่ สามารถควบคุมค่าความต้านทานได้ด้วยแรงดัน (V_c) ซึ่งกราฟแสดงความแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} และ แรงดัน V_{in} แสดงไว้ดังรูปที่ 5.7 และเมื่อทำการต่อวงจรดังรูปที่ 5.8 โดยใช้แรงดันควบคุมเท่ากับ 2.5 โวลต์ เพื่อทำการหาค่าความถี่ตอบสนองของวงจร ซึ่งค่าความถี่ตอบสนองของวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันจะแสดงไว้ดังรูปที่ 5.9

$$R_{eq} = \frac{V_{DS}}{I_{in}} = \left\{ 2\mu_o C_{ox} \frac{W}{L} (V_c - V_T) \right\}^{-1} \quad (5.15)$$

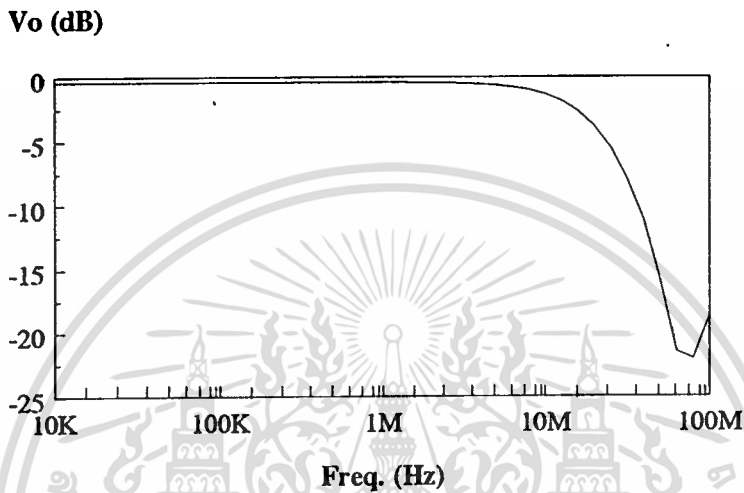


รูปที่ 5.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} และ แรงดัน V_{in}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 วงจรที่ใช้ในการหาค่าความถี่ตอบสนอง



รูปที่ 5.9 กราฟแสดงย่านความถี่ตอบสนองของวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

การเขียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice ที่กล่าวมาทั้งหมด ทราานซิสเตอร์ทุกตัวจะใช้ค่า $(W/L)=(50\mu\text{m}/10\mu\text{m})$ และ ใช้แบบจำลอง (Model) ใน Level 2 ของ European Silicon Structure (ES-2) ในโมเดลแบบ Worst Case และ Supply ที่ใช้ คือ $VDD=7$ โวลท์ และ $VSS=-7$ โวลท์, แหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ $I_t = 300 \mu\text{A}$ ซึ่งทำการต่อเป็นวงจรดังรูปที่ 5.8 ค่าของความถี่ตอบสนองมีค่าประมาณ 31 MHz ดังรูปที่ 5.9

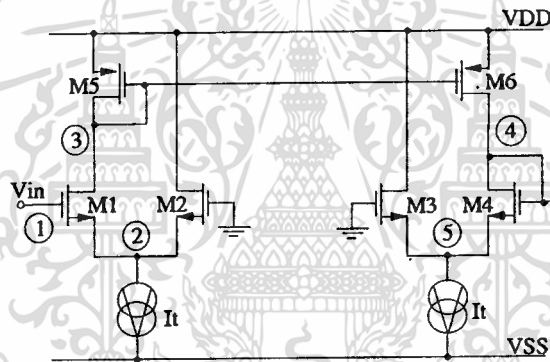
5.4 การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง (Frequency Response) โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Model) ซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแสโดยขึ้นอยู่กับแรงดัน (Voltage-Controlled Current Sources : VCCSs) และ ค่าตัวเก็บประจุ (Stored-Charge) ต่อรวมอยู่ระหว่างข้อต่อ (Junction) ของมอสเฟต คุณสมบัตินี้จะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่มีความถี่สูง โดยที่การวิเคราะห์หาค่าของความถี่ตอบสนองซึ่งใน วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันนี้ จะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กมาเป็นตัวช่วยในการประมาณหาค่าความถี่ตอบสนอง ซึ่งค่าความถี่ตอบสนองที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะมีความใกล้เคียงกับการใช้งานจริง เพื่อวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวง จรอย่างคร่าว ๆ ก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง ในกรณีนี้จะแบ่งวงจรวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน นี้ออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนของวงจรรวมสัญญาณ และ วงจรมอสเฟตที่ต้องการจำลองเป็นความต้านทาน โดยจะแยกสารอินเบินเอทสารทั้งสองในไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักผู้ใดเห็นไปเซประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

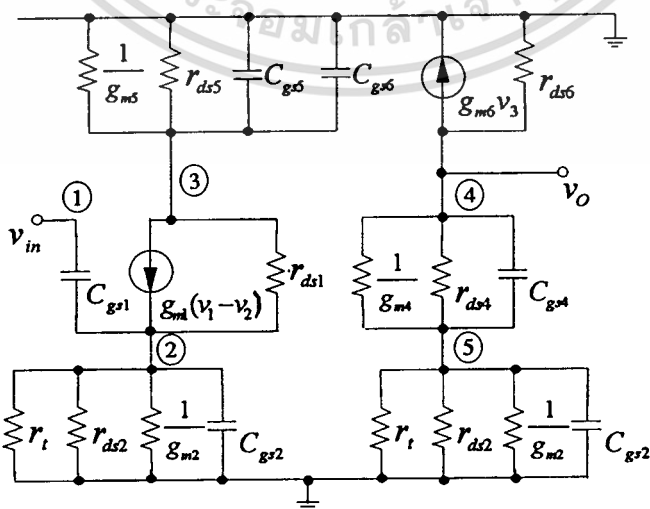
ทำการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรรวมสัญญาณก่อน โดยจากรูปที่ 5.10 คือ วงจรรวมสัญญาณจะใช้หลักการของวงจรรูปร่างเฟอเรนเซียล 2 ชุด และ วงจรสะท้อนกระแสแบบลบหนึ่งชุด

5.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองของวงจรรวมสัญญาณ

จากวงจรรวมสัญญาณที่ใช้ในวิทยานิพนธ์บทนี้ ประกอบขึ้นจากวงจรรูปร่างเฟอเรนเซียลแบบทั้งสองข้างไม่สมพ้องกัน สามารถกำหนดโหนดต่าง ๆ ตั้งแต่โหนดที่ 1 - 5 ได้ดังรูปที่ 5.10 ในการวิเคราะห์โดยใช้หลักการของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือน (Equivalent Circuit) ได้ดังรูปที่ 5.11 จากหลักการของวงจรรวมสัญญาณนั้นจะมีอินพุตอยู่ 3 อินพุต และมีเอาต์พุต 1 เอาต์พุตและเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จะใช้อินพุตเพียง 1 อินพุต และ 1 เอาต์พุต โดยต่ออินพุตที่เหลือ 2 อินพุตนั้นลงกราวด์จากรูปที่ 5.11 เป็นรูปแสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรวมสัญญาณ โดยที่ในกรณีของมอสเฟตในย่านอิมิตวั้นสามารถที่จะเขียนใหม่ได้เป็นดังรูปที่ 5.12 เพื่อการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองของวงจรรวมสัญญาณนี้

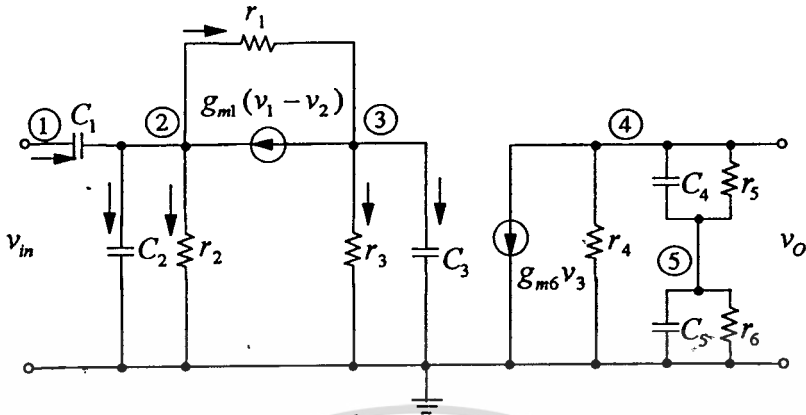


รูปที่ 5.10 วงจรรวมสัญญาณที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความถี่ตอบสนอง



รูปที่ 5.11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 การปรับรูปที่ 5.11 ให้ดูง่ายขึ้นเพื่อการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง

จากรูปที่ 5.11 สามารถเขียนใหม่เป็นดังรูป 5.12 และ โดยการขุดค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่สามารถรวมกันได้ มารวมกันเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ โดย $C_1 = C_{gs1}$, $C_2 = C_{gs5} + C_{gs6}$, $C_3 = C_{gs4}$ และ $r_1 = r_{ds1}$, $r_2 = r_{ds2} \parallel r_t \parallel 1/g_{m2}$, $r_3 = r_{ds5} \parallel 1/g_{m5}$, $r_4 = r_{ds6}$, $r_5 = r_{ds4} \parallel 1/g_{m4}$ และ $r_6 = r_{ds3} \parallel r_t \parallel 1/g_{m3}$ โดยจากพารามิเตอร์ในรูปที่ 5.14 นั้นค่า $\frac{1}{r_{ds}} \ll g_m$ และ $\frac{1}{r_{ds}} \ll \frac{1}{r_t}$ วงจรในรูปที่ 5.12 สามารถเขียนเป็นสมการ โดยใช้หลักการของ Kirchoff's Current Law ให้อยู่ในรูปของแรงดันได้เป็น

$$(v_1 - v_2)sC_1 = v_2 \left(\frac{1}{r_2} + sC_2 \right) + \frac{(v_2 - v_3)}{r_1} - (v_1 - v_2)g_{m1} \quad (5.16)$$

และ

$$v_3 \left(\frac{1}{r_3} + sC_3 \right) = \frac{(v_2 - v_3)}{r_1} - g_{m1}(v_1 - v_2) \quad (5.17)$$

นำสมการที่ (5.16) และ (5.17) เขียนใหม่ได้เป็น

$$v_1(g_{m1} + sC_1) + \frac{v_3}{r_1} = v_2 \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + g_{m1} + sC_1 + sC_2 \right) \quad (5.18)$$

$$v_3 \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_3} + sC_3 \right) + v_1 g_{m1} = v_2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_1} \right) \quad (5.19)$$

โดยที่ r_1 จะเป็นความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสที่ซึ่งในที่นี้จะมีค่าสูงมาก ๆ ดังนั้นจึงสามารถประมาณ ค่าของ r_2, r_3 และ r_5 และ r_6 ใหม่ได้เป็น $r_2 \approx \frac{1}{g_{m2}}, r_3 \approx \frac{1}{g_{m5}}, r_5 \approx \frac{1}{g_{m4}}$ และ $r_6 \approx \frac{1}{g_{m3}}$ และ โดยที่ $\frac{1}{r_1} \ll \left(\frac{1}{r_2} + g_{m1}\right)$ เพราะฉะนั้นจะทำให้สมการที่ (5.18) กลายเป็น

$$v_1(g_{m1} + sC_1) + \frac{v_3}{r_1} = v_2(g_{m1} + g_{m2} + sC_1 + sC_2) \quad (5.20)$$

โดยที่ $\frac{1}{r_1} \ll \frac{1}{r_3}$ และ $\frac{1}{r_1} \ll g_{m1}$ เพราะฉะนั้นจะทำให้สมการที่ (5.19) กลายเป็น

$$v_3 \left(\frac{g_{m5}}{g_{m1}} + \frac{sC_3}{g_{m1}} \right) + v_1 = v_2 \quad (5.21)$$

แทนค่าสมการที่ (5.21) ในสมการที่ (5.22) เพื่อหาค่าสมการการการส่งผ่านของวงจรได้เป็น

$$v_1(g_{m1} + sC_1) + \frac{v_3}{r_1} = \left[v_3 \left(\frac{g_{m5}}{g_{m1}} + \frac{sC_3}{g_{m1}} \right) + v_1 \right] [g_{m1} + g_{m2} + s(C_1 + C_2)] \quad (5.22)$$

$$-v_1(g_{m2} + sC_2) = v_3 \left[g_{m5} + \frac{g_{m2}g_{m5}}{g_{m1}} + s \left(C_3 + \frac{(C_1 + C_2)g_{m5}}{g_{m1}} + \frac{C_3g_{m2}}{g_{m1}} \right) + s^2 \frac{(C_1 + C_2)C_3}{g_{m1}} \right] \quad (5.23)$$

จากสมการที่ (5.23) ให้อยู่ในรูปของสมการของการส่งผ่านได้ดังสมการที่ (5.24)

$$\frac{v_3(s)}{v_1(s)} = \frac{-g_{m1}(g_{m2} + sC_2)/(g_{m1}g_{m5} + g_{m2}g_{m5})}{s^2 \frac{(C_1 + C_2)C_3}{g_{m1}g_{m5} + g_{m2}g_{m5}} + s \left(\frac{C_3g_{m1} + (C_1 + C_2)g_{m5} + C_3g_{m2}}{g_{m1}g_{m5} + g_{m2}g_{m5}} \right) + 1} \quad (5.24)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (5.24) จะเห็นได้ว่ามี โพล (Pole) 2 ตัว ใช้ตัวย่อว่า p_1 และ p_2 และ ซีโร (Zero) 1 ตัว ในที่นี้จะใช้การประมาณค่าโพลตัวที่ต่ำที่สุด ซึ่งสามารถคำนวณได้โดยสมมติให้ค่าของ $|p_1|$ มีค่าน้อยกว่า $|p_2|$ ซึ่งค่าของโพลที่มีค่าต่ำกว่าจะเป็นตัวที่ทำให้เกิดการตอบสนองทางความถี่ของวงจรมันเอง โดยแทนด้านตัวหารของสมการที่ (5.24) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D(s) = \left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) \quad (5.25)$$

หรือ

$$D(s) = 1 - s \left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} \right) + \frac{s^2}{p_1 p_2} \quad (5.26)$$

ค่าของ p_1 จะอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ และ p_2 จะอยู่ในช่วงความถี่สูงกว่า ดังนั้น $|p_1| \ll |p_2|$ เป็นผลให้สมการที่ (5.26) มีค่าประมาณ

$$D(s) \approx 1 - \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2} \quad (5.27)$$

เมื่อนำสมการที่ (5.27) มาเทียบสัมประสิทธิ์กับสมการที่ (5.24) ค่า p_1 ที่ได้จะมีค่าประมาณ

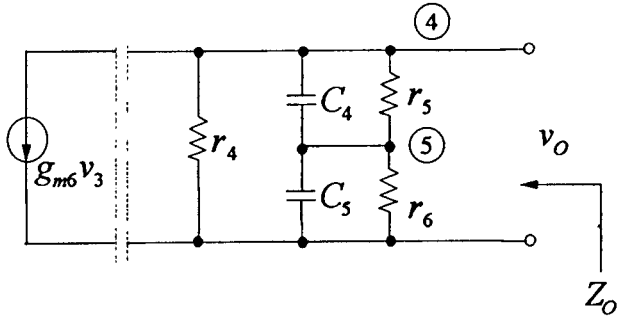
$$p_1 \approx \frac{-(g_{m1}g_{m5} + g_{m2}g_{m5})}{C_3g_{m1} + (C_1 + C_2)g_{m5} + C_3g_{m2}} \quad (5.28)$$

และ ซีโร ของวงจรจะมีค่าเท่ากับ

$$z_1 = \frac{-g_{m2}}{C_2} \quad (5.29)$$

จากสมการที่ (5.28) และ (5.29) เมื่อเปรียบเทียบค่าของ โพล และ ซีโร จะเห็นว่าค่า $z_1 \gg p_1$ ดังนั้นค่า ซีโร จึงไม่มีผลต่อการตอบสนองทางความถี่ต่ำ แต่ค่าของโพลจะมีผลต่อการตอบสนองทางความถี่ต่ำ

จากโมเดลรูปที่ 5.12 นั้นจะเห็นว่าค่าสมการของการส่งผ่านของวงจรรวมสัญญาณที่แท้จริงนั้นหาได้จาก $\frac{v_4(s)}{v_1(s)} = \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)}$ ดังนั้นจึงต้องพิจารณาทางด้านเอาต์พุตซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแส และความต้านทาน กับ ตัวเก็บประจุต่ออยู่นั้น โดยการพิจารณาจะเลือกพิจารณาในเทอมของอิมพีแดนซ์ขาออก (Output Impedance) ของวงจร ซึ่งกระทำได้โดยการเปิดวงจรที่แหล่งจ่ายกระแส และ มองเข้าไปทางด้านเอาต์พุต ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ Z_O ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 วงจรสมมูลย์ค่านเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ

จากรูปที่ 5.13 เนื่องจาก r_4 มีค่าสูงมากเนื่องจากเป็นความต้านทานที่ขาทรานซิสเตอร์ และ ขอสของมอสเฟต ดังนั้นจึงสามารถประมาณค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Z_o) ของวงจรจะมีค่าประมาณ

$$Z_o \approx \frac{r_6}{s r_6 C_5 + 1} + \frac{r_5}{s r_5 C_4 + 1} \quad (5.30)$$

และ เนื่องจาก $g_{m3} \approx g_{m4}$ ดังนั้น $r_5 \approx r_6$ และ $C_4 = C_5$ ค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Z_o) ของวงจรจะมีค่าประมาณ

$$Z_o(s) \approx \frac{2r_5}{s r_5 C_4 + 1} \quad (5.31)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (5.31) จะเห็นว่า มี 1 โพล ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$p_3 = \frac{-1}{r_5 C_4} = \frac{g_{m4}}{C_4} \quad (5.32)$$

ซึ่งเมื่อพิจารณาสมการที่ (5.32) เทียบกับสมการที่ (5.28) จะเห็นว่า $|p_3| \gg |p_1|$ ดังนั้นจึงสามารถบอกได้ว่า โพลตัวที่น้อยที่สุดจะเป็นตัวทำให้เกิดค่าการตอบสนองทางความถี่ ซึ่งค่าการตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะมีค่าประมาณ

$$f_{-3dB} = \frac{|p_1|}{2\pi} \approx \frac{(g_{m1} g_{m5} + g_{m2} g_{m5}) / 2\pi}{C_3 g_{m1} + (C_1 + C_2) g_{m5} + C_3 g_{m2}} \quad (5.33)$$

OPERATING POINT INFORMATION

NAME	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8
MODEL	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1	PMOS1	PMOS1	NMOS1	NMOS1
ID	1.49E-04	1.51E-04	1.43E-04	1.57E-04	-1.49E-04	-1.57E-04	9.96E-13	9.87E-13
VGS	2.01E+00	2.01E+00	1.97E+00	2.06E+00	-2.81E+00	-2.81E+00	3.50E+00	3.52E+00
VDS	6.20E+00	9.01E+00	8.97E+00	2.06E+00	-2.81E+00	-6.91E+00	-1.98E-09	-1.98E-09
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	-2.00E+00	-2.00E+00
VTH	7.83E-01	7.82E-01	7.81E-01	7.87E-01	-7.95E-01	-7.93E-01	1.49E+00	1.49E+00
VDSAT	8.08E-01	8.10E-01	7.88E-01	8.39E-01	-1.55E+00	-1.55E+00	1.46E+00	1.48E+00
GM	2.32E-04	2.35E-04	2.29E-04	2.35E-04	1.23E-04	1.31E-04	4.39E-13	4.38E-13
GDS	7.49E-07	6.12E-07	5.85E-07	1.58E-06	2.83E-06	1.55E-06	5.30E-04	5.35E-04
GMB	9.49E-05	9.58E-05	9.39E-05	9.57E-05	2.38E-05	2.52E-05	1.16E-13	1.16E-13
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.08E-14	1.08E-14	1.13E-14	1.13E-14
CGDOV	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.08E-14	1.08E-14	1.13E-14	1.13E-14
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	1.94E-13	1.94E-13
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	1.94E-13	1.94E-13
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

รูปที่ 5.14 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรรวมสัญญาณ

เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามรูปที่ 5.14 ไปแทนในสมการที่ (5.33) เพื่อทำการหาค่าการตอบสนองทางความถี่ได้เป็น

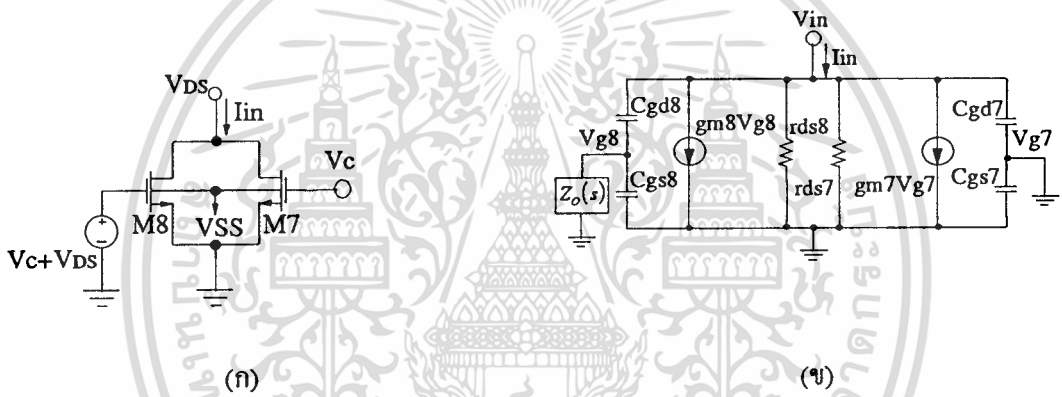
$$f_{-3dB} \approx \frac{[(2.32 \times 1.23) + (2.35 \times 1.23)] \times 10^{-8}}{2\pi[(2 \times 2.73) \times 2.32 + (2 \times 2.73) \times 1.23 + (2 \times 2.73) \times 2.35] \times 10^{-17}} \quad (5.34 \text{ ก})$$

$$f_{-3dB} \approx 28.38 \text{ MHz} \quad (5.34 \text{ ข})$$

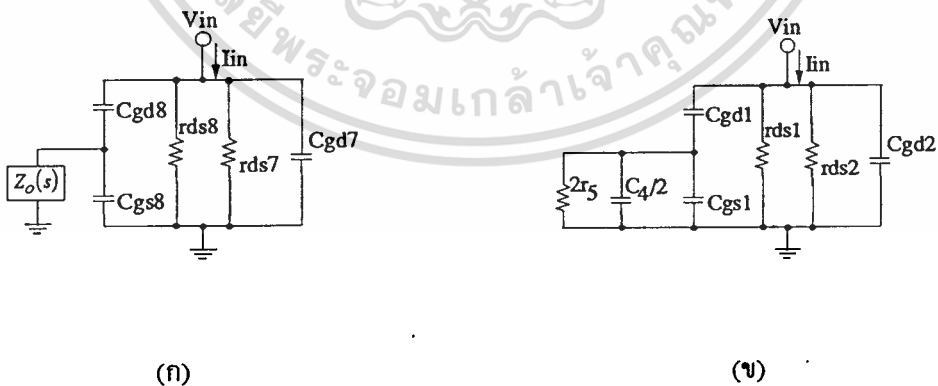
เมื่อนำผลการตอบสนองทางความถี่จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และ จากการคำนวณด้วยมือโดยวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กปรากฏว่า ผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันโดยสังเกตได้จากรูปที่ 5.9 กับผลการคำนวณดังสมการที่ 5.34 ส่วนพารามิเตอร์ทั้งหมดที่จะนำมาใช้ในการคำนวณจะแสดงไว้ดังรูปที่ 5.14

5.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองของมอสเฟตที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทาน

ในวงจรควบคุมค่าความต้านทานด้วยแรงดันแบบนี้ จะมีส่วนที่ต้องวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง อีกส่วนหนึ่ง คือวงจรมอสเฟตที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทาน ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ซึ่งค่าความถี่ตอบสนองที่แท้จริงก็คือค่าความถี่ตอบสนองตัวที่ต่ำที่สุด หรือ โพลตัวที่ต่ำที่สุดของวงจรจะเป็น โพลที่แสดงคุณสมบัติของค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่อนำมาเปรียบเทียบกัน โดยจะนำค่าความถี่ตอบสนองทั้งหมด หรือ โพลทั้งหมดที่วิเคราะห์ได้มาเปรียบเทียบกัน โดยวงจรมอสเฟตที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทานดังรูปที่ 5.15 ก. ในกรณีนี้เพื่อทำให้ง่ายต่อการพิจารณาเพื่อนำมาเปรียบเทียบโพลกับวงจรรวมสัญญาณ จะใช้วิธีการต่อขาเกตของมอสเฟตที่ต้องการสังเคราะห์เป็นความต้านทานทั้งสองลงกราวด์ และมองค่าอิมพีแดนซ์ทางอินพุต (Input Impedance) เข้าทางจุดแรงดันอินพุต (V_{in}) ซึ่งสามารถเขียนเป็นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 5.15 ข. และรูปที่ 5.16 ก็คือการเขียนรูป 5.15 ข. ใหม่ ทำให้ง่ายต่อการวิเคราะห์



รูปที่ 5.15 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรมอสเฟตที่ใช้ในการเป็นความต้านทาน



รูปที่ 5.16 การเขียนรูปแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กรูปที่ 5.15 ข. ใหม่

จากรูปที่ 5.16 ทำการพิจารณาหาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรได้ ซึ่ง $r_{ds7} = r_{ds8} = r_{ds}$ และ

$C_{gd7} = C_{gd8} = C_{gs7} = C_{gs8} = C_{gd}$ โดยใช้วิธี Zero Value Time Constant Analysis [29] ซึ่งมีค่า Time Constant อยู่ 3 ค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_{01} = r_{ds} C_{gd} / 2 \quad (5.35)$$

$$T_{02} = \left(\frac{r_{ds}}{2} + \frac{1}{g_{m4}} \right) C_{gd} \quad (5.36)$$

$$T_{03} = \frac{1}{g_{m4}} (C_{gd} + C_4) \quad (5.37)$$

$$b_1 = \frac{r_{ds} C_{gd}}{2} + \left(\frac{r_{ds}}{2} + \frac{2}{g_{m4}} \right) C_{gd} + \frac{2}{g_{m4}} \left(C_{gd} + \frac{C_4}{2} \right) \quad (5.38)$$

จากสมการที่ (5.35)-(5.37) สามารถประมาณค่าของโพลได้จากสมการที่ (5.39)

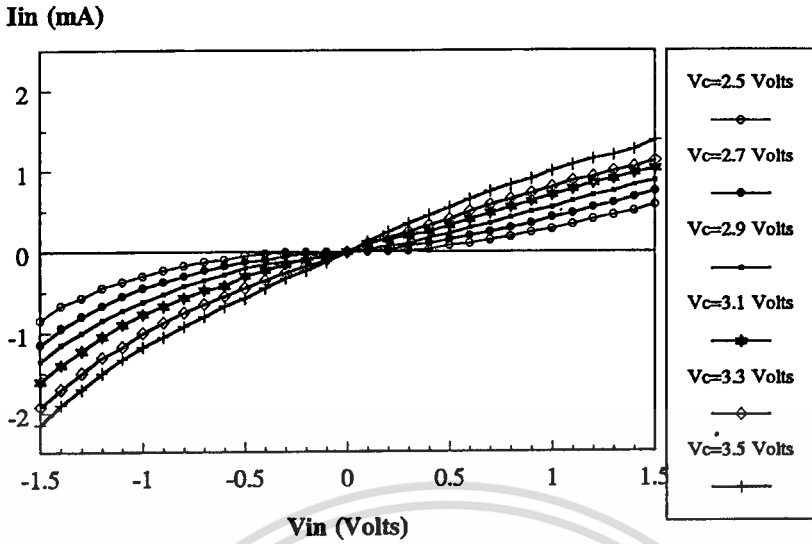
$$p_4 \approx \frac{-1}{b_1} = \frac{-1}{\frac{r_{ds} C_{gd}}{2} + \left(\frac{r_{ds}}{2} + \frac{2}{g_{m4}} \right) C_{gd} + \frac{2}{g_{m4}} \left(C_{gd} + \frac{C_4}{2} \right)} \quad (5.39)$$

จากการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง ของวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบใหม่นี้ จะได้ค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเท่ากับค่าโพลตัวที่ต่ำที่สุด และ เมื่อนำโพลทั้งสองมาเปรียบเทียบกันคือ $|p_1|$ และ $|p_4|$ หรือ สมการที่ (5.28) และ (5.39) มาเปรียบเทียบกันโดยค่าโพลที่มีค่าน้อยกว่าคือ โพลที่ 1 โดยสมการที่ (5.34) จะเป็นค่าความถี่ตอบสนองที่แท้จริงของวงจรซึ่งมีค่าประมาณ

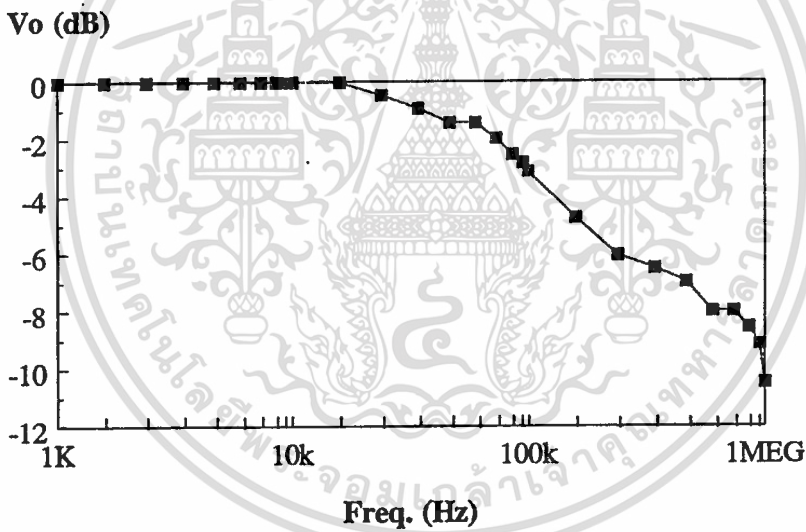
$$f_{-3dB} \approx 28.38 \text{ MHz} \quad (5.40)$$

5.5 การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองของวงจรโดยเปรียบเทียบผลที่ได้กับทางทฤษฎี จะใช้ไอซีเบอร์ MC 14007 ซึ่งภายในประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS อย่างละ 3 ตัว คู่กันใน Protoboard เป็นวงจรดังรูปที่ 5.6 โดยใช้แรงดันควบคุม (V_C) เท่ากับ 3.5 โวลต์ จากนั้นทำการป้อนแรงดัน V_{in} และ วัดกระแส I_{in} จากนั้นทำการพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} และ แรงดัน V_{in} ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 5.17 และต่อวงจรดังรูปที่ 5.8 เพื่อใช้ในการหาค่าของความถี่ตอบสนองสามารถนำค่านั้นมาพล็อตเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} และ แรงดัน V_{in} ที่ได้จากการทดลอง



รูปที่ 5.18 กราฟแสดงค่าความถี่ตอบสนองที่ได้จากการทดลอง

จากผลการทดลองด้วยการต่อวงจรลักษณะดังที่แสดงนั้น ปรากฏว่าค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ได้นั้นจะมีค่าเป็นเชิงเส้นมากในช่วงตั้งแต่ -1 โวลต์ ถึง 1 โวลต์ ซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้ ความถี่ตอบสนองมีค่าประมาณ 100 kHz

5.6 บทสรุป

จากทฤษฎีของมอสเฟตในย่าน Ohmic Region สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบแบบต่อกราวด์ได้ โดยใช้วงจรที่ออกแบบเพิ่มเติมเข้ามาในการกำจัดเทอมที่เอ็กสตรีนเป็นเอ็กสตรีนที่ส่งมันไว้สหรับการเชิงนั้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยูตเห็นใบไซบรีชเรียนตามการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่เป็นเชิงเส้นของสมการกระแสเดรนของมอสเฟตในย่าน Ohmic Region ทั้งนี้ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการใช้วงจรรวมสัญญาณโดยใช้มอสเฟตมาเป็นตัวกำจัดเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟตออกไป โดยใช้มอสเฟตทั้งหมด 8 ตัว ซึ่งผลที่ได้มีค่าเป็นที่น่าพอใจ โดยการเลียนแบบการทำงานด้วย PSpice ทั้งค่าความถี่ตอบสนองซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับการคำนวณ และ มีความเป็นเชิงเส้นดีพอสมควร ซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้ โดยความต้านทานที่สังเคราะห์ได้ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นความต้านทานที่จะต้องต่อร่วมกับกราวด์เสมอ ส่วนผลการทดลองโดยต่อเป็นวงจรคิรกีนั้นปรากฏว่าผลที่ได้ค่อนข้างดี โดยในทางค่าของความต้านทานนั้นจะมีค่าเป็นเชิงเส้นมากในช่วงตั้งแต่ -1 โวลต์ ถึง 1 โวลต์ แต่ในส่วนคุณสมบัติทางด้านสัญญาณไฟสลับ เช่น ค่าความถี่ตอบสนองของวงจรจะมีค่าต่ำ ซึ่งเป็นผลมาจากทรานซิสเตอร์ที่ใช้ประกอบนั้น ไม่สามารถที่จะตอบสนองต่อความถี่ที่สูงมากได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การประยุกต์ใช้งานวงจรความต้านทานแบบต่อกรวดปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

6.1 บทนำ

ในการประยุกต์ใช้งานวงจรควบคุมความต้านทานแบบต่อกรวดในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นวงจรด้านประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการประยุกต์ในการใช้งานเป็น ตัวกรองความถี่แบบปรับค่าความถี่ตอบสนองได้ เช่น ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter : LPF), ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (Band-Pass Filter : BPF), ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter : HPF) และ ตัวกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก (Band-Stop Filter : BSF) ซึ่งวงจรเหล่านี้จะทำงานแบบอันดับสอง (Second Order) ทั้งสิ้น และวงจรที่จะใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นตัวกรองความถี่ State-Variable ซึ่งวงจรนี้จะสามารถสร้างเป็นตัวกรองความถี่ทั้ง 4 แบบได้ ซึ่งตัวกรองความถี่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดลองโดยการต่อใน Protoboard โดยใช้ IC เบอร์ MC14007 ซึ่งมีออสเฟทอยู่ภายใน 6 ตัว ซึ่งเป็น NMOS 3 ตัว และ PMOS 3 ตัว ส่วนออปแอมป์ใช้เบอร์ LM 324 ซึ่งมีออปแอมป์อยู่ภายใน 4 ตัว และ การทดลองโดยใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice

6.2 ตัวกรองความถี่แบบ State-Variable

ตัวกรองความถี่แบบ State-Variable หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า ตัวกรองความถี่แบบ KHN ซึ่งออกแบบและสังเคราะห์ขึ้นโดย W.J. Kervin, L.P. Huelsman, และ R.W. Newcomb [34]-[36] ซึ่งนำเอาชื่อหน้าของผู้วิจัยแต่ละคนมาใช้เป็นชื่อ KHN นั่นเอง โดยตัวกรองความถี่แบบ KHN นี้ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว, ความต้านทาน 6 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ซึ่งตัวกรองแบบนี้มีคุณสมบัติที่ดีคือสามารถแสดงตัวเป็นตัวกรองได้ทั้งแบบ ความถี่ต่ำผ่าน, ความถี่สูงผ่าน และ ความถี่ที่ต้องการผ่าน ซึ่งมีประสิทธิภาพสูง และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง

6.2.1 หลักการออกแบบและสังเคราะห์ตัวกรองความถี่แบบ State-Variable

วงจร State-Variable เป็นการใช้หลักการของ State-Variable และใช้สมการดิฟเฟอเรนเชียล ในการวิเคราะห์และพิสูจน์ ซึ่งสมการที่จะใช้วิเคราะห์และพิสูจน์ จะใช้สมการของการส่งผ่านของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) อันดับสอง ดังสมการที่ (6.1)

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{-|H|s}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (6.1)$$

จากสมการที่ (6.1) เป็นสมการที่อธิบายในทางความถี่ (Frequency Domain) เมื่อต้องการทำให้สมการที่ (6.1) เป็นสมการในเชิงของ State-Variable สามารถทำได้โดยคูณสมการที่ (6.1) ด้วย $X(s)/s^2$ ทั้งเศษ และ ส่วน ทำให้สมการที่ (6.1) กลายเป็น

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{-|H| \frac{X(s)}{s}}{X(s) + \frac{a_1 X(s)}{s} + \frac{a_0 X(s)}{s^2}} \quad (6.2)$$

ถ้าเราแยกสมการที่ (6.2) ทั้งเศษ และ ส่วน ออกเป็น 2 ส่วนได้เป็น 2 สมการดังนี้

$$X(s) = V_1(s) - \frac{a_1 X(s)}{s} - \frac{a_0 X(s)}{s^2} \quad (6.3)$$

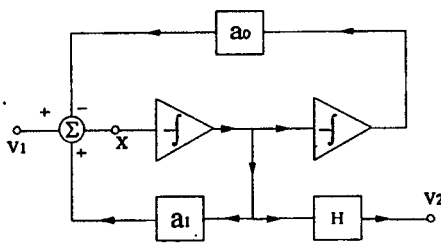
$$V_2(s) = -|H| \frac{X(s)}{s} \quad (6.4)$$

ทำการ Inverse Laplace สมการที่ (6.3) ทั้งสองข้าง ทำให้ผลลัพธ์เป็นสมการที่จะอธิบายในทางเวลา (Time Domain) มีค่าเป็น

$$x(t) = v_1(t) - a_1 \int x(t) dt - a_0 \int \left[\int x(t) dt \right] dt \quad (6.5.a)$$

$$v_2(t) = -|H| \int x(t) dt \quad (6.5.b)$$

โดยที่ $x(t) = L^{-1}[X(s)]$ และตัวแปร $x(t), \int x(t) dt$ และ $\int \left[\int x(t) dt \right]$ เรียกว่า ตัวแปรสเตต (State-Variable) ซึ่งเป็นชื่อของตัวกรองสัญญาณแบบนี้ และรูปที่ 6.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของตัวกรองแบบ State-Variable ที่อธิบายไว้ในสมการที่ 6.1-6.5

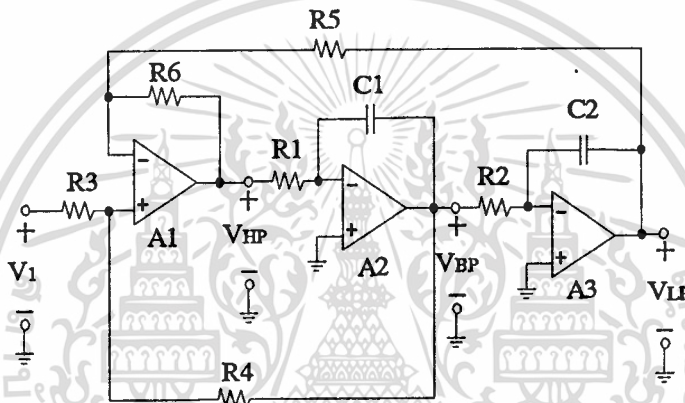


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 6.1 รูปแบบทั่วไปของตัวกรองความถี่แบบ State-Variable ำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6.1 สามารถแปลงเป็นวงจรจริง ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์ทำหน้าที่เป็นวงจรถอดอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส และวงจรรวมสัญญาณ ดังรูปที่ 6.2 สมการของการส่งผ่านของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน จะสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.6.ก) และ (6.6.ข) ดังนี้

$$V_{LP}(s) = \frac{-V_{BP}(s)}{sR_2C_2} \quad (6.6.ก)$$

$$V_{BP}(s) = \frac{-V_{HP}(s)}{sR_1C_1} \quad (6.6.ข)$$



รูปที่ 6.2 วงจรกรองความถี่แบบ State-Variable

โดยที่ $V_{LP}(s), V_{BP}(s), V_{HP}(s)$ คือ เอาต์พุตของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน, ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน และ เอาต์พุตของตัวกรองความถี่สูงผ่านตามลำดับ และจากรูปที่ 6.2 เอาต์พุตของตัวกรองความถี่สูงผ่านจะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{HP}(s) = \frac{R_6}{R_5} V_{LP}(s) + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_5 + R_6}{R_5} V_1(s) + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_5 + R_6}{R_5} V_{BP}(s) \quad (6.7)$$

นำสมการที่ (6.6) ทั้งสองสมการ มาแทนในสมการที่ (6.7) เพื่อหาสมการของการส่งผ่านของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านได้เป็น

$$V_{BP}(s) = -\frac{1}{sR_1C_1} \left[\frac{R_6}{R_5} \frac{V_{BP}(s)}{sR_2C_2} + \frac{1 + R_6/R_5}{1 + R_3/R_4} V_1(s) + \frac{1 + R_6/R_5}{1 + R_4/R_3} V_{BP}(s) \right] \quad (6.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (6.8) ไปแทนในสมการที่ (6.6) เพื่อหาสมการของการส่งผ่านของตัวกรองความถี่สูงผ่าน และ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งสามารถเขียนสมการของการส่งผ่านของตัวกรองทั้ง 3 แบบได้เป็น

$$\frac{V_{BP}(s)}{V_1(s)} = \frac{-\left[\left(\frac{1+R_6/R_5}{1+R_3/R_4}\right)\frac{s}{R_1C_1}\right]}{D(s)} \quad (6.9)$$

$$\frac{V_{LP}(s)}{V_1(s)} = \frac{\left(\frac{1+R_6/R_5}{1+R_3/R_4}\right)\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}{D(s)} \quad (6.10)$$

$$\frac{V_{HP}(s)}{V_1(s)} = \frac{\frac{1+R_6/R_5}{1+R_3/R_4}s^2}{D(s)} \quad (6.11)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2 + \frac{s}{R_1C_1} \frac{1+R_6/R_5}{1+R_4/R_3} + \frac{R_6/R_5}{R_1R_2C_1C_2} \quad (6.12)$$

จะเห็นได้ว่าสมการของการส่งผ่านของตัวกรองความถี่ที่ต้องการ จะมีลักษณะกลับเฟส ส่วนสมการของการส่งผ่านของตัวกรองความถี่สูงผ่าน และ สมการของการส่งผ่านของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นจะไม่มี การกลับเฟส

LPF :

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{H_0\omega_n^2}{s^2 + (\omega_n/Q)s + \omega_n^2} \quad (6.13)$$

BPF :

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{H_0(\omega_n/Q)s}{s^2 + (\omega_n/Q)s + \omega_n^2} \quad (6.14)$$

HPF :

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{H_0s^2}{s^2 + (\omega_n/Q)s + \omega_n^2} \quad (6.15)$$

จากสมการของการส่งผ่านที่ (6.9)-(6.11) ทั้งสามแบบ เมื่อนำมาเทียบกับสมการตัวกรองอันดับ 2 ทั่วไป ดังสมการที่ (6.13)-(6.15) นั้นสามารถทราบค่าความถี่ตอบสนอง (ω_n) และ ค่า Q ของตัวกรองได้ดัง สมการที่ (6.16) และ (6.17)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

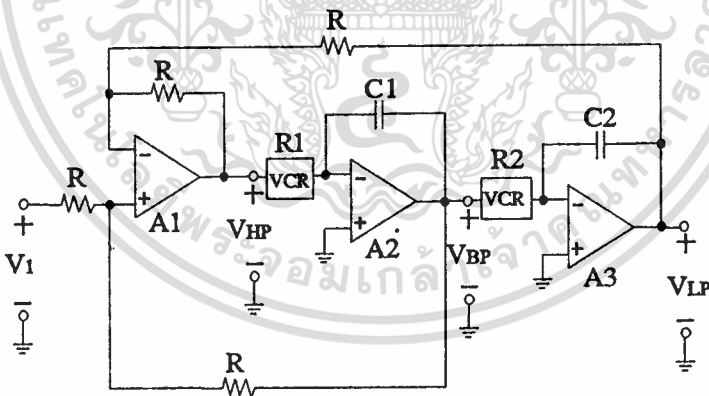
$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_6/R_5}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.16)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1+(R_6/R_5)}{1+(R_4/R_3)} \sqrt{\frac{R_5 R_2 C_2}{R_6 R_1 C_1}} \quad (6.17)$$

จากทฤษฎีของออปแอมป์ และ หลักการของวงจรกรองความถี่แบบ State-Variable สามารถนำมาประยุกต์สร้างเป็น ตัวกรองความถี่แบบปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีง่าย ๆ โดยกำหนดค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2$, ความต้านทาน $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$ และแทน $R_1 = R_2 = R_A$ ทำให้สมการที่ (6.15) เปลี่ยนแปลงเป็นสมการที่ (6.18)

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_A C} \quad (6.18)$$

เนื่องด้วยจุดที่ R_1 และ R_2 ต่ออยู่จุดหนึ่งนั้นเป็นจุดกราวด์เสมือน (Virtual Ground) จึงสามารถแทน R_1 และ R_2 ด้วยตัววงจรควบคุมความต้านทานแบบต่อกราวด์ด้วยแรงดัน ที่สังเคราะห์ขึ้นจากมอสเฟตในบทที่ 5 ได้ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 วงจรกรองความถี่แบบปรับค่าความถี่ตอบสนองได้

เมื่อใช้วงจรควบคุมความต้านทานแบบต่อกราวด์ในบทที่ 5 มาต่อแทน R_1 และ R_2 ดังรูปที่ 6.3 ค่าของความถี่ตอบสนองของตัวกรองที่ได้จะสามารถปรับค่าได้ด้วยแรงดัน โดยวงจรควบคุมความต้านทานแบบต่อกราวด์ในบทที่ 5 จะมีค่าความต้านทานเท่ากับ

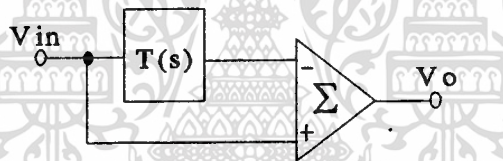
$$R_{eq} = \frac{1}{2\mu_o C_{ox} (W/L)(V_c - V_T)} \quad (6.19)$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการที่ (6.19) แทนในสมการที่ (6.18) ความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบปรับค่าความถี่ตอบสนองได้ จะมีค่าเท่ากับ

$$f_c = \frac{\mu_o C_{ox} (W/L)(V_c - V_T)}{\pi C} \quad (6.20)$$

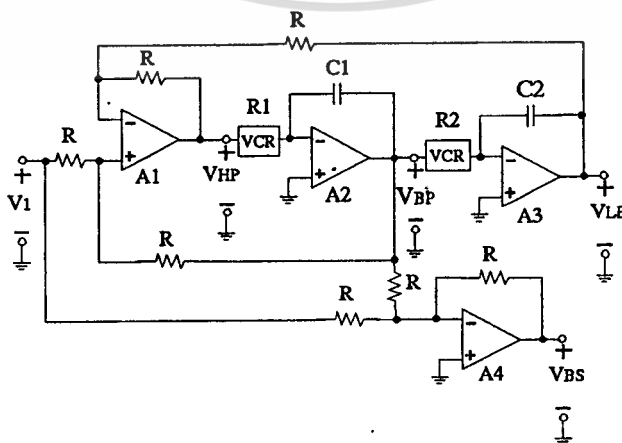
6.2.2 วงจรกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก (Band-Stop Filter : BSF)

จากทฤษฎีของตัวกรองสัญญาณ เราสามารถที่จะสังเคราะห์ตัวกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก (BSF) ได้จากตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) ได้ จากหลักการนี้สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 6.4 โดยในบล็อกสี่เหลี่ยมจะแทนด้วยตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านที่มีค่าเมกนิจูดเกนเป็นหนึ่ง นำมาเข้าวงจรรวมสัญญาณ (Summing) เพื่อรวมกับสัญญาณอินพุตปกติ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีคุณสมบัติเป็นตัวกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก โดยมีสมการของการส่งผ่านเป็นดังสมการที่ (6.21)



รูปที่ 6.4 ตัวกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกโดยใช้ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + (\omega_n/Q)s + \omega_n^2} \quad (6.21)$$

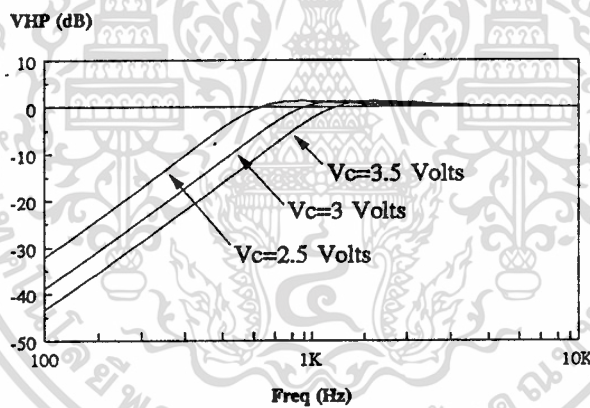


เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 6.5 วงจรกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกแบบปรับค่าได้ด้วยแรงดัน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

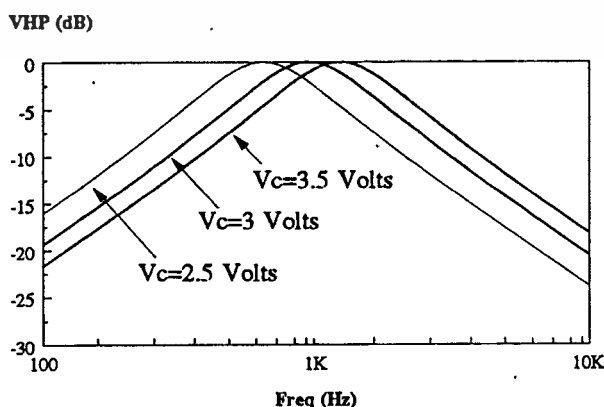
จากบล็อกโคอะแกรมของตัวกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกโดยใช้ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน ดังรูปที่ 6.4 สามารถนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกแบบปรับค่าความถี่ที่ไม่ต้องการได้ ดังรูปที่ 6.5 โดยออปแอมป์ A4 ทำหน้าที่เป็นวงจรรวมสัญญาณ ซึ่งเอาท์พุท V_O จะมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออก

เช่นเดียวกันกับในหัวข้อ 6.2.1 เมื่อนำวงจรควบคุมความต้านทานแบบต่อกราวด์ในบทที่ 5 มาต่อแทน R_1 และ R_2 ดังรูปที่ 6.5 ค่าของความถี่ตอบสนองของตัวกรองที่ได้จะสามารถปรับค่าได้ด้วยแรงดันคงที่สมการที่ (6.20) เหมือนกัน

จากวงจรรูปที่ 6.5 ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองได้ ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นตัวกรองทั้ง 4 แบบ ซึ่งเมื่อนำวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ในบทที่ 5 มาต่อแทน R_1 และ R_2 โดยใช้ค่า (W/L) ทั้งหมดเท่ากับ $(50\mu\text{m}/10\mu\text{m})$ ซึ่งเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้ค่าแรงดัน $V_{DD} = -V_{SS} = 7$ โวลต์ โดยป้อนแรงดันอินพุต $V_{in} = 1$ โวลต์ p-p และแปรค่าความถี่ตั้งแต่ 100 Hz ถึง 10 kHz โดยเป็นคุณสมบัติของตัวกรองความถี่สูงผ่าน, ตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน, ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และ ตัวกรองแบบความถี่ที่ไม่ต้องการออก ซึ่งสามารถเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 6.6, 6.7, 6.8 และ 6.9 ตามลำดับ โดยแปรค่าแรงดันควบคุม (V_c) จาก 2.5, 3 และ 3.5 โวลต์

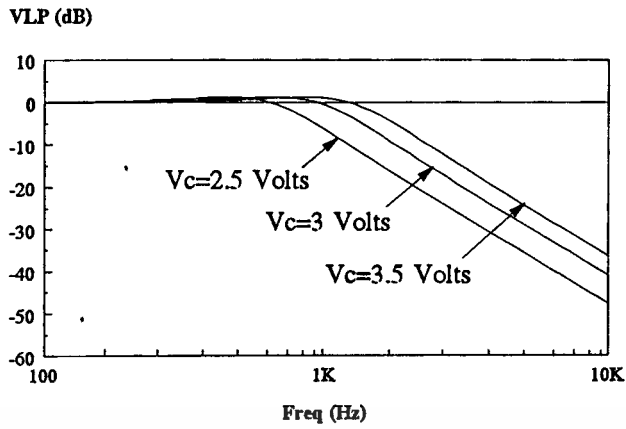


รูปที่ 6.6 กราฟค่าความถี่ตอบสนองของตัวกรองความถี่สูงผ่านปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

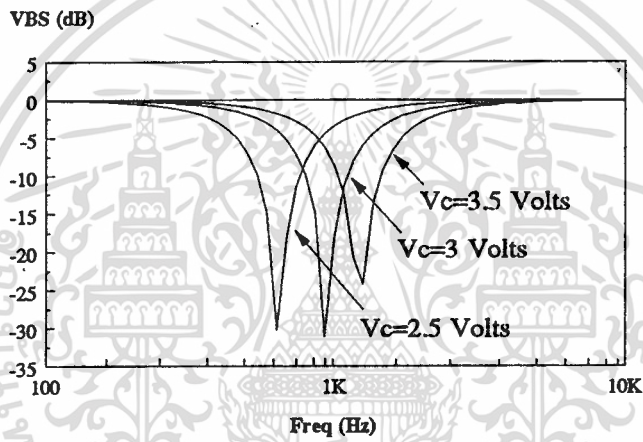


รูปที่ 6.7 กราฟค่าความถี่ตอบสนองของตัวกรองความถี่ที่ต้องการผ่านปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

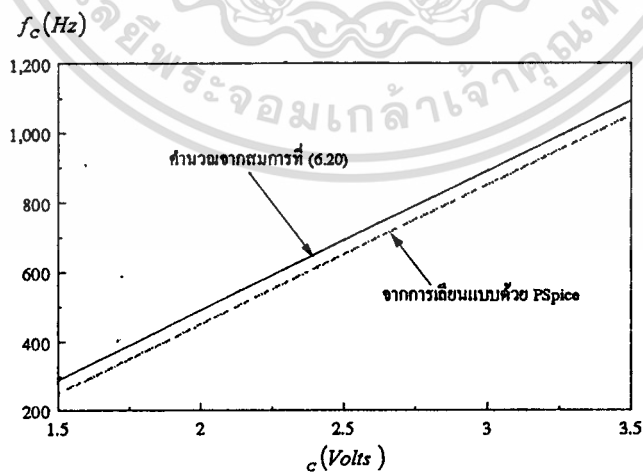
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นประโยชน์หรือข้อผิดพลาดในการใช้งาน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 กราฟค่าความถี่ตอบสนองของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

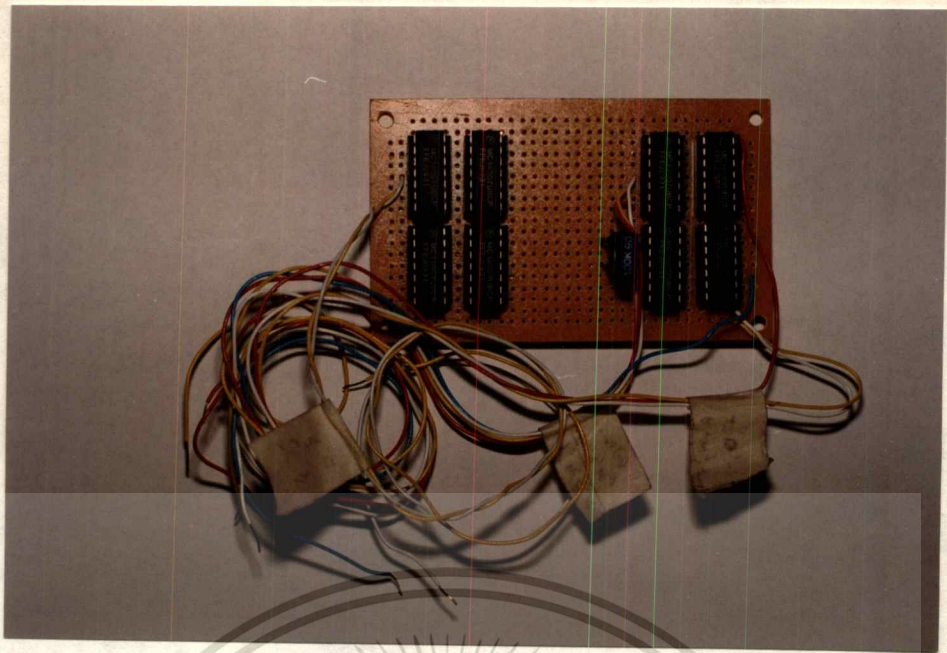


รูปที่ 6.9 กราฟค่าความถี่ตอบสนองของตัวกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกปรับค่าได้ด้วยแรงดัน



รูปที่ 6.10 กราฟเปรียบเทียบระหว่างการคำนวณ และการเขียนแบบการทำงานด้วย PSpice

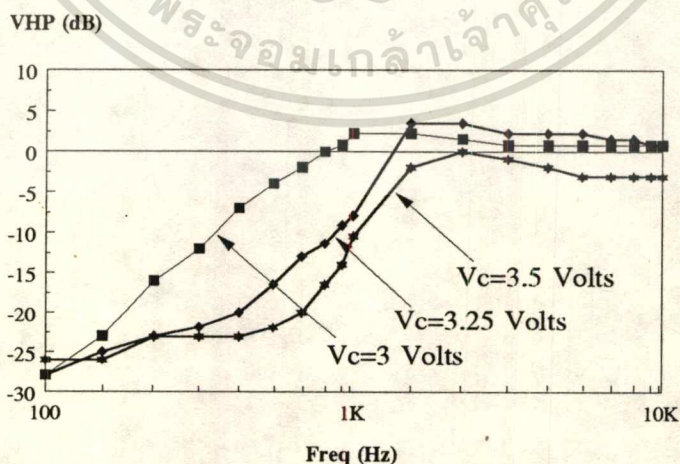
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 รูปแสดงวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ที่ต่อในแผ่นลายทองแดงเอนกประสงค์

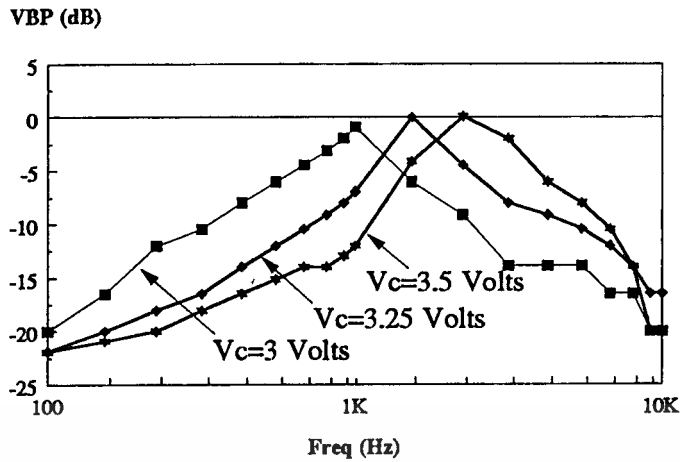
6.3 การทดลองและผลการทดลอง

จากทฤษฎีของวงจรกรองความถี่แบบ State-Variable สามารถที่จะนำวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ในบทที่ 5 มาต่อเป็นวงจรกรองความถี่แบบ State-Variable ดังรูปที่ 6.5 ได้โดยใช้ IC เบอร์ MC14007 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS และ PMOS 3 ตัว ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 6.11 โดยประกอบส่วนของวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ลงบนแผ่นลายทองแดงเอนกประสงค์ และ นำมาต่อร่วมกับออปแอมป์เบอร์ LM 324 ใน Protoboard จากนั้นทำการป้อนสัญญาณความถี่ตั้งแต่ 100 Hz ถึง 10 kHz ที่มีแรงดันเท่ากับ 1 Volts p-p จากนั้นทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตจุดต่าง ๆ คือ (1) ที่จุด V_{HP} , (2) ที่จุด V_{BP} , (3) ที่จุด V_{HP} และ (4) ที่จุด V_{BS} ซึ่งผลการทดลองนั้นได้แสดงไว้ดังรูปที่ 6.12 - 6.15

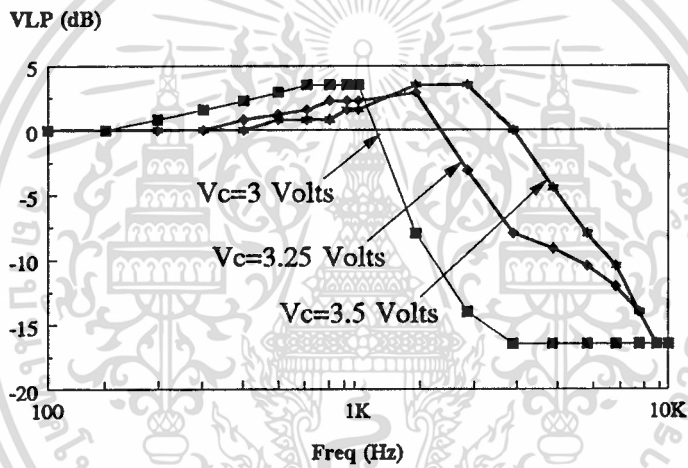


รูปที่ 6.12 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่สูงผ่านปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

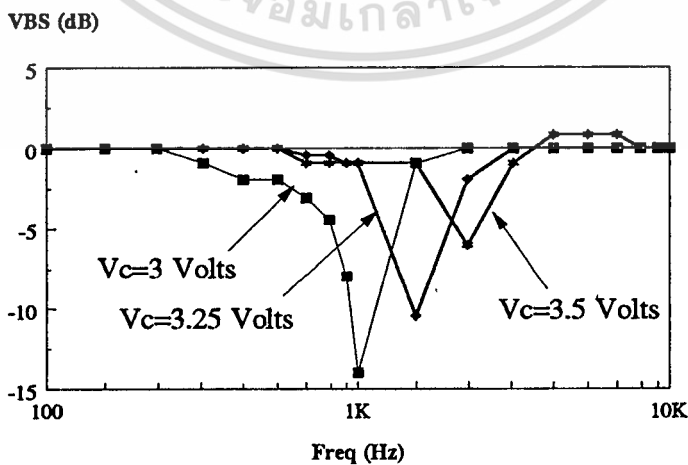
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.13 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการผ่านปรับค่าได้ด้วยแรงดัน



รูปที่ 6.14 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ผ่านปรับค่าได้ด้วยแรงดัน



รูปที่ 6.15 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ไม่ต้องการต้องการออกปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองในบทที่ 6 นี้ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันควบคุม (Vc) จะสามารถควบคุมค่าความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ได้

6.4 บทสรุป

วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่ซึ่งสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองได้ ซึ่งวงจรกรองความถี่ที่ใช้นั้นเป็นแบบ State-Variable ซึ่งในวงจรต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันจะต้องต่อร่วมกับกราวด์เสมอ ซึ่งในวงจรความถี่แบบ State-Variable นั้นจะใช้โอปแอมป์ ซึ่งต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส ซึ่งสามารถอาศัยหลักการของจุดกราวด์เสมือนของวงจรกรองความถี่นั้น มาเป็นจุดร่วมกราวด์ให้กับวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันได้ ซึ่งจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และการทดลองสรุปได้ว่า การนำวงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันมาประยุกต์เป็นวงจรกรองความถี่ซึ่งสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

7.1. บทนำ

วงจรทรานสคอนดักเตอร์ หรือ วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เป็นวงจรที่มีประโยชน์มาก และสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้มากมายซึ่งวงจรความต้านทานแบบลอยตัวก็เป็นวงจรหนึ่งซึ่งใช้ หลักการของ วงจรทรานสคอนดักเตอร์

ในปัจจุบันได้มีบทความวิจัยหลายบทความ [14]-[21] ที่ทำการออกแบบและสังเคราะห์ความต้านทานขึ้น และมีหลายบทความเช่นกันที่สามารถปรับค่าได้ ซึ่งอาจจะใช้แรงดัน หรือ กระแสเป็นตัวปรับค่าความต้านทาน แต่โดยส่วนมากแล้วจะมีค่าไม่เป็นเชิงเส้นเท่าที่ควร หรือ มีความเป็นเชิงเส้นต่ำมาก และ ใช้หลักการของวงจรถูกัดเฟอเรนเซียล จึงทำให้กระแสเอาท์พุทไม่เป็นเชิงเส้นเท่าที่ควร ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถแก้ปัญหาเหล่านี้ได้ โดยใช้หลักการของวงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่ออกแบบ และ สังเคราะห์ขึ้นโดยเฉพาะมีคุณสมบัติเด่นคือความเป็นเชิงเส้นสูงมาก และสามารถควบคุมค่าทรานสคอนดักแดนซ์ได้ด้วยแรงดัน และมีช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน จะกว้างประมาณ 1 โวลต์ แต่สามารถที่จะขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน ให้มีความกว้างกว่า 1 โวลต์ ได้เพียงเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้าไปอีก 4 ตัว ซึ่งค่าความต้านทานที่ออกแบบ และสังเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้จะมีคุณสมบัติเด่นดังนี้

1. ค่าความต้านทานที่ได้จากการสังเคราะห์จะเป็นแบบลอยตัว
2. วงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ แบบมอสเฟตเพียงอย่างเดียว
3. มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก ตลอดทุกช่วงของแรงดันควบคุม
4. มีช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน (Dynamic Range) กว้าง และตอบสนองต่อความถี่สูงดี
5. สามารถสังเคราะห์เป็นความต้านทานแบบลบได้ โดยเปลี่ยนแปลงวงจรเพียงเล็กน้อย
6. สามารถปรับแต่งค่าความต้านทานได้ด้วยแรงดัน

วงจรความต้านทานปรับค่าได้แบบบวก และ แบบลบนี้สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานกับงานทาง ด้านการประมวลสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal Processing) ต่าง ๆ ได้มากมาย เช่น วงจรกรองความถี่, วงจรขยายสัญญาณ, แหล่งกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) ฯลฯ

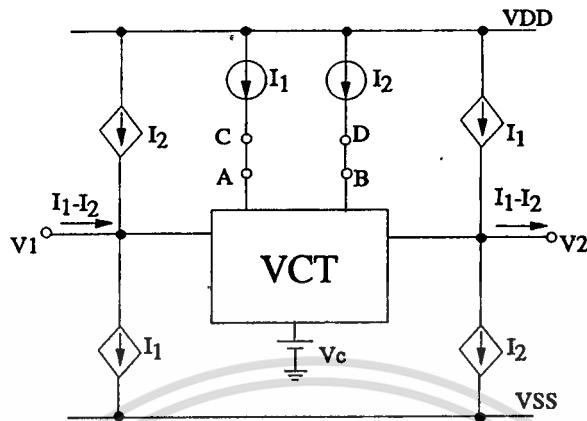
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถยืนยันว่าวงจรนี้ ทำงานได้ถูกต้องตามที่ออกแบบทุกประการได้ ด้วยการทดลอง และ โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice

7.2. หลักการทำงานของวงจรความต้านทานแบบลอยตัว

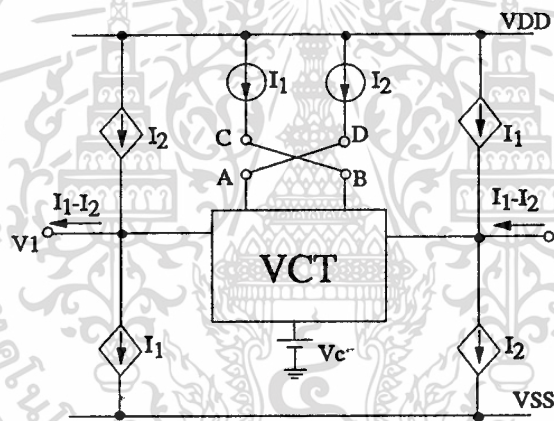
วงจรความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้มอสเฟตในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นดังรูปที่ 7.1 ซึ่งในกรอบสี่เหลี่ยมเป็นวงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่มีค่าทรานสคอนดักแดนซ์เป็นเชิงเส้นสูงมากทำให้ ค่าของกระแส $I_1 - I_2$ มีค่าเป็นเชิงเส้นสูงมากด้วย โดยที่สามารถปรับค่า $I_1 - I_2$ ได้ด้วยแรงดัน V_C ซึ่งเมื่อพิจารณาตามรูปที่ 7.1 การปรับค่าของกระแส $I_1 - I_2$ ก็คือการปรับค่าความต้านทานนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.1 วงจรความต้านทานแบบบวกลอยตัว สามารถทำเป็นวงจรความต้านทานแบบลบลอยตัว ได้โดยสลับจุดที่กระแส I_1 และ I_2 ไหล ดังรูปที่ 7.2 ค่าความต้านทานที่ได้ก็จะมีค่าเป็นลบ



รูปที่ 7.1 หลักการของการความต้านทานแบบบวกลอยตัว



รูปที่ 7.2 หลักการของการความต้านทานแบบลบลอยตัว

7.3. หลักการทำงานของวงจรถานสคอนดักเตอร์แบบปรับค่าทรานสคอนดักแทนซ์ได้

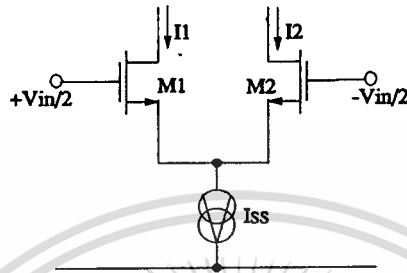
วงจรถานสคอนดักเตอร์หรือวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยทั่ว ๆ ไปแล้วมักจะมีค่าเป็นเชิงเส้นต่ำมาก เช่น วงจรถานสคอนดักเตอร์แบบคูคิฟเฟอร์เรนเชิล เป็นวงจรถานสคอนดักเตอร์แบบที่ใช้กันอย่างแพร่หลายดังรูปที่ 7.3 นั้นจะมีค่าความแตกต่างกระแส และ ค่าทรานสคอนดักแทนซ์ (g_m) ดังสมการที่ (7.1) และ (7.2) ตามลำดับ

$$\Delta I = I_1 - I_2 = \frac{\mu_o C_{ox} W}{2L} (V_{in}) \sqrt{\left(\frac{4LI_{ss}}{\mu_o C_{ox} W}\right) - V_{in}^2} \quad (7.1)$$

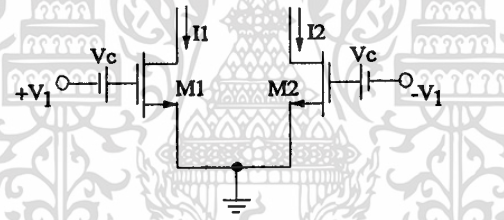
$$g_m = \frac{\partial \Delta I}{\partial V_{in}} \bigg|_{V_{in}=0} = \sqrt{(I_{ss})(\mu_o C_{ox} W/L)} \quad (7.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ซึ่งงานพิมพ์ที่เผยแพร่ในนิตยสารอิเล็กทรอนิกส์ฉบับนี้ มิได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (7.1) จะเห็นได้ว่าค่าความแตกต่างกระแส นั้นจะมีค่าไม่เป็นเชิงเส้น และค่า g_m จะสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแส $\sqrt{I_{SS}}$ ซึ่งทำให้การควบคุมค่า g_m ก็จะไม่เป็นเชิงเส้นด้วย จึงไม่เหมาะที่จะนำมาทำเป็นวงจรความต้านทานแบบลอคคัตว หรือ ถ้าทำแล้วค่าความต้านทานที่ได้จะไม่เป็นเชิงเส้นไปด้วย และด้วยสาเหตุนี้ วิธีที่จะสามารถทำให้ค่าความแตกต่างกระแสมีความเป็นเชิงเส้น โดยจะเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีหลักการออกแบบ และ หลักการทำงานดังต่อไปนี้



รูปที่ 7.3 วงจรทรานสคอนดักเตอร์แบบคู่อิฟเฟอเรนเชียล



รูปที่ 7.4 หลักการของวงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก

จากรูปที่ 7.4 เป็นหลักการของวงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก และสามารถปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ได้ โดยกระแส I_1 เกิดจากแรงดันอินพุต (V_{in}) รวมกับแรงดันควบคุม (V_C) และ กระแส I_2 เกิดจากแรงดันอินพุต ($-V_{in}$) รวมกับแรงดันควบคุม (V_C) โดยที่มอสเฟตทั้งคู่จะทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ดังนั้นสมการของกระแส I_1 และ I_2 จะมีค่าเท่ากับ

$$I_1 = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_1 + V_C - V_T)^2 \quad (7.3)$$

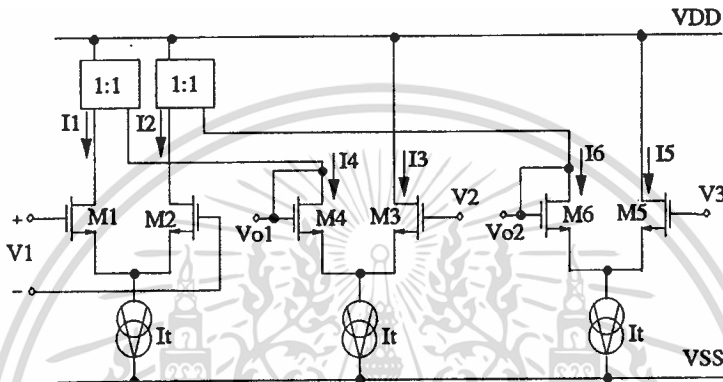
$$I_2 = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (-V_1 + V_C - V_T)^2 \quad (7.4)$$

$$\Delta I = I_1 - I_2 = 2\mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_C - V_T) V_1 \quad (7.5)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m = 2\mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_C - V_T) \quad (7.6)$$

จากสมการที่ (7.5) จะเห็นได้ว่าค่าความแตกต่างกระแสจะมีค่าเป็นเชิงเส้น และ ค่า g_m ดังสมการที่ (7.6) ก็ยังเป็นเชิงเส้นด้วย เมื่อนำสมการที่ (7.5) และ (7.6) มาพิจารณาแล้วจะเห็นได้ว่า เมื่อนำหลักการนี้มาทำเป็นวงจรความต้านทานได้ ซึ่งจะทำให้มีความเป็นเชิงเส้นสูงด้วย



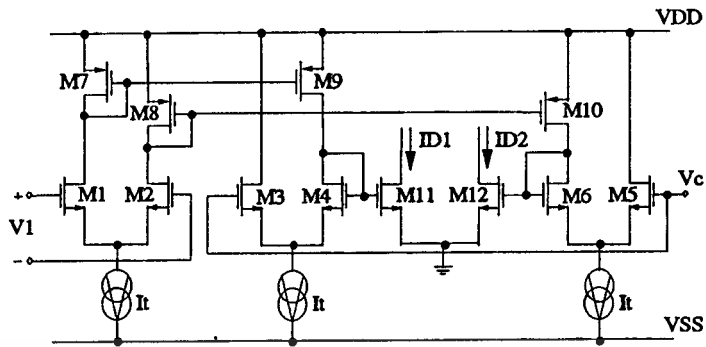
รูปที่ 7.5 วงจร บวก/ลบ สัญญาณ

โดยรูปที่ 7.4 นั้น จะต้องมีวงจรที่ทำหน้าที่เป็นอินพุตให้กับทรานซิสเตอร์ M1-M2 ซึ่งใช้หลักการของการบวก/ลบ สัญญาณ ซึ่งรูปที่ 7.5 เรียกว่าวงจร บวก/ลบ สัญญาณ ซึ่งประกอบด้วยวงจรคูปฟ์เฟอร์เรเนียนเชียด และ วงจรสะท้อนกระแส โดย M1-M6 เป็นวงจรคูปฟ์เฟอร์เรเนียนเชียด มีกระแส $I_1 = I_4 = I_5$ และ $I_2 = I_3 = I_6$ ซึ่งทำได้จากวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราสะท้อนเท่ากับ 1:1 เมื่อพิจารณาวงจรรูปที่ 7.3 จะเห็นได้ว่า ทรานซิสเตอร์ M4 และ M6 เป็นการไบอัสแบบไบอัสตัวเอง ซึ่งเมื่อกระแส $I_1 = I_4 = I_5$ และ $I_2 = I_3 = I_6$ แล้วทำให้แรงดันที่ไบอัสให้กับขาเกต ของทรานซิสเตอร์ M4 และ M6 หรือ V_{O1} และ V_{O2} จึงมีค่าเท่ากับ

$$V_{O1} = V_1 + V_2 \quad (7.7)$$

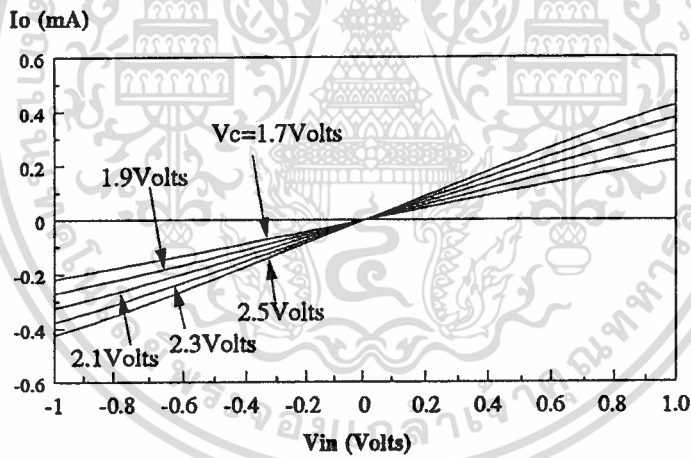
$$V_{O2} = -V_1 + V_3 \quad (7.8)$$

จากสมการที่ (7.7) และ (7.8) สามารถนำมาต่อเป็นอินพุตให้กับวงจรรูปที่ 7.2 ได้โดยกำหนดค่าแรงดัน V_2 และ V_3 ให้มีค่าเท่ากับ V_C และวงจรที่ใช้งานจริงจะเป็นดังรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.6 วงจร บวก/ลบ สัญญาณที่ใช้งานจริงต่อร่วมกับวงจรในรูปที่ 7.4

เมื่อพิจารณาวงจรรูปที่ 7.6 จะเป็นวงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่สามารถปรับค่า ทรานสคอนดักแตนซ์ ได้ ซึ่งสามารถยืนยันได้ด้วย โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice ว่าเป็นเชิงเส้นสูงจริง ดังรูปที่ 7.7



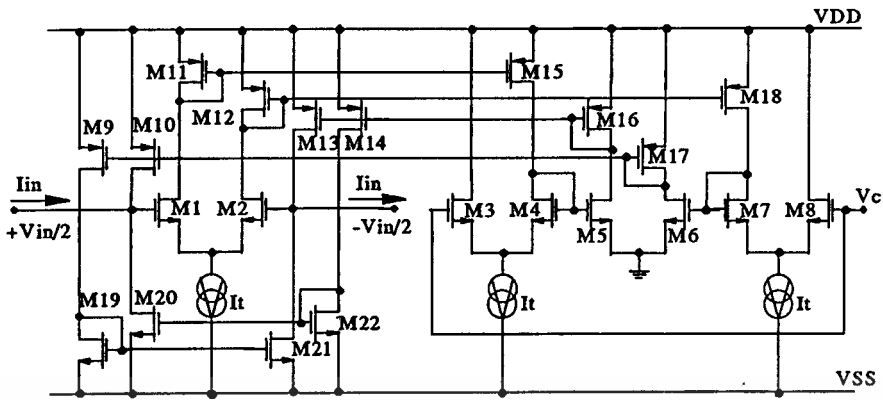
รูปที่ 7.7 แสดงกราฟของค่าทรานสคอนดักแตนซ์ในวงจรรูปที่ 7.6

7.4. วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันในวิทยานิพนธ์บทนี้ ประกอบด้วยวงจร ทรานสคอนดักแตนซ์ แบบปรับค่าได้ด้วยแรงดัน และ วงจรแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งสร้างจากวงจรสะท้อน กระแสที่มีอัตราส่วนการสะท้อนเท่ากับ 1:1 ดังรูปที่ 7.8 และจากสมการที่ (7.5) ค่าความต้านทานแบบบวก ของวงจรรูปที่ 7.8 จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{eq} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{2\mu_o C_{ox} (W/L)(V_c - V_T)} \quad (7.9)$$

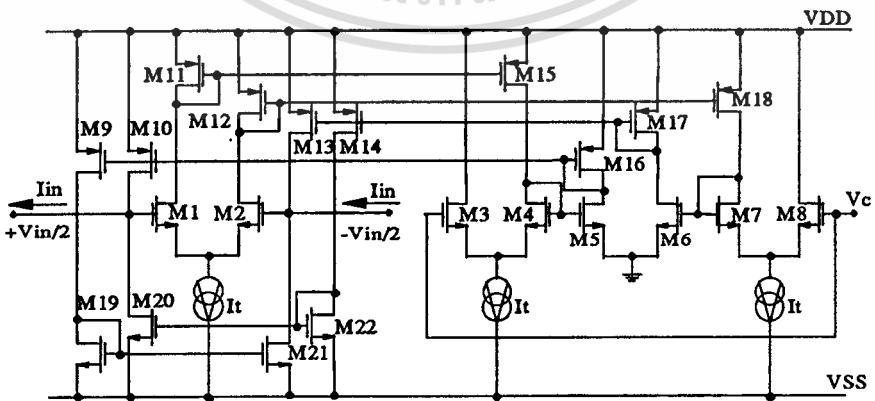
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ให้ ITCR ให้ $2\mu_o C_{ox} (W/L)(V_c - V_T)$ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.8 วงจรความต้านทานแบบบวกลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

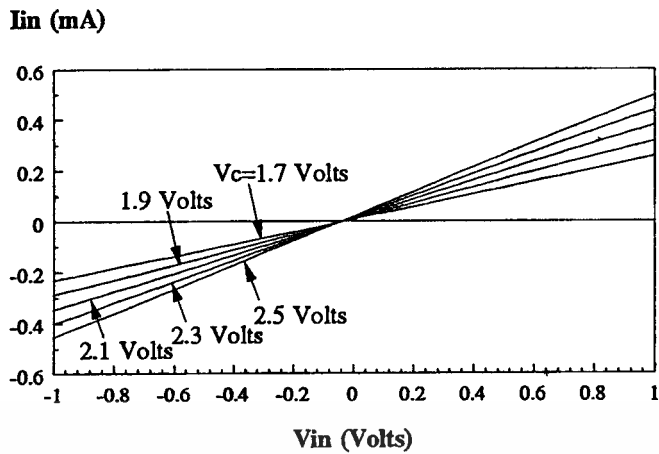
จากหลักการใน หัวข้อที่ 7.2 วงจรความต้านทานแบบบวกลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน สามารถเปลี่ยนแปลงเป็นวงจรความต้านทานแบบลบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน ได้ด้วยการสลับจุดที่กระแส I_1 และ I_2 ของวงจรความต้านทานแบบลบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน ดังรูปที่ 7.9 ทำให้สมการที่ (7.9) ความต้านทาน R_{eq} เปลี่ยนแปลงไปเป็นสมการที่ (7.10) และ กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{in} กับ I_{in} ของวงจรรูปที่ 7.8 และ 7.9 โดยการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice แสดงไว้ดังรูปที่ 7.10 และ 7.11 ตามลำดับ

$$R_{eq} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{-1}{2\mu_o C_{ox} (W/L)(V_c - V_T)} \quad (7.10)$$

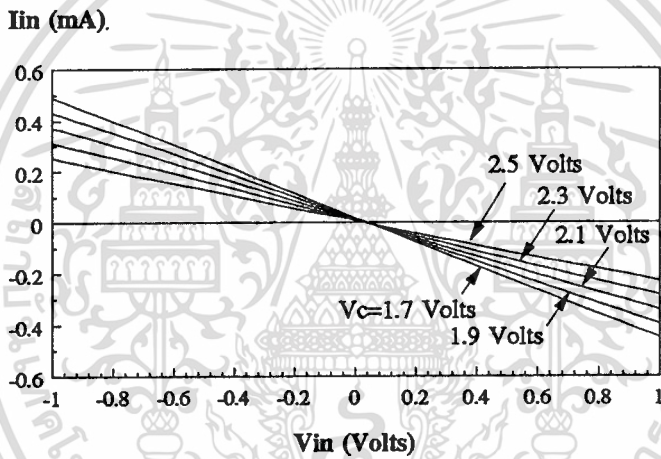


รูปที่ 7.9 วงจรความต้านทานแบบลบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต V_{in} กับกระแส I_{in} ของรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต V_{in} กับกระแส I_{in} ของรูปที่ 7.9

จากกราฟรูปที่ 7.10 และ 7.11 เมื่อพิจารณาแล้วเห็นว่ามีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก แต่ในกรณีนี้ช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงานจะมีค่าประมาณ 1 โวลต์ และ ด้วยเหตุนี้อาจจะยังไม่เป็นการเพียงพอสำหรับการประยุกต์ในงานบางชนิด ซึ่งต้องการช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงานมากกว่า 1 โวลต์ จึงต้องมีการขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการและวงจรไว้ด้วย

7.5. การขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน

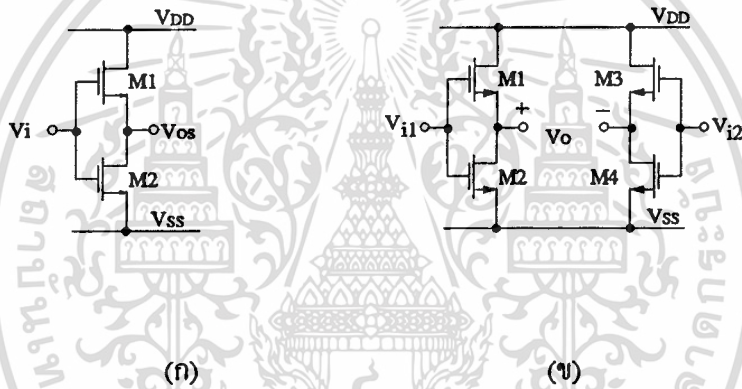
จากวงจรความต้านทานแบบลอคตัวปรับค่าได้ด้วยแรงแรงดัน รูปที่ 7.8 และ 7.9 นั้น มีช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน ประมาณ 1 โวลต์ ซึ่งสามารถที่จะขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน ให้มีความกว้างมากกว่าเดิม โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน โดยใช้หลักการลดระดับแรงดันที่ป้อนให้กับ วงจรทรานสคอนคัคเตนซ์ ซึ่งวงจรที่ใช้ลดระดับสัญญาณอินพุตนี้เรียกว่า วงจรลดทอนสัญญาณ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดูแบบแอกทีฟ แสดงไว้ดังรูปที่ 7.12 ก. และ รูปที่ 7.12 ข. เป็นวงจรถอดทอนสัญญาณแบบแอกทีฟ ที่ใช้งานจริงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และมีหลักการทำงานดังนี้

จากรูปที่ 7.12 ก. ทรานซิสเตอร์ M1 จะทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) และ M2 จะทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Ohmic Region) สามารถเขียนเป็นสมการกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวได้เป็น

$$I_{D1} = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_i - V_{os} - V_T)^2 \quad (7.11)$$

$$I_{D2} = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left[V_i - V_{ss} - V_T - \left(\frac{V_{os} - V_{ss}}{2} \right) \right] (V_{os} - V_{ss}) \quad (7.12)$$



รูปที่ 7.12 วงจรถอดทอนสัญญาณแบบแอกทีฟ

เนื่องจาก $I_{D1} = I_{D2}$ ดังนั้น

$$\left(\frac{W}{L} \right)_2 \left(V_i V_{os} - V_i V_{ss} - V_{os} V_T + V_{ss} V_T + \frac{V_{ss}^2}{2} - \frac{V_{os}^2}{2} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_i - V_{os} - V_T)^2 \quad (7.13)$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left[(V_i - V_T - V_{ss})^2 - (V_i - V_T - V_{os})^2 \right] = \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_i - V_{os} - V_T)^2 \quad (7.14)$$

$$\frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1 + \left(\frac{W}{L} \right)_2} (V_i - V_T - V_{ss}) = V_i - V_{os} - V_T \quad (7.15)$$

$$V_{os} = \left[1 - \sqrt{\frac{W_2 L_1}{W_2 L_1 + W_1 L_2}} \right] (V_i - V_T - V_{ss}) + V_{ss} \quad (7.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $(W/L)_1 = (W/L)_2$ เป็นผลให้สมการที่ (7.16) เปลี่ยนแปลงเป็น

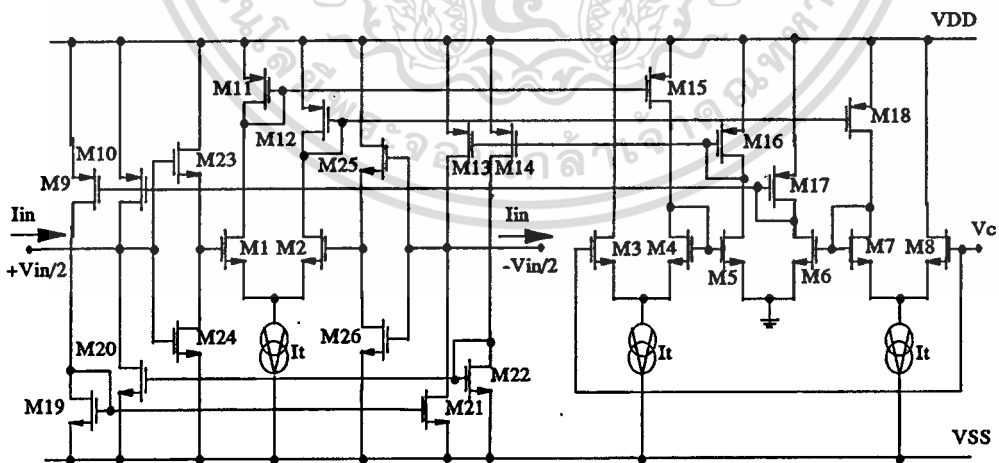
$$V_{os} = (V_i - V_T) - \sqrt{\frac{1}{2}(V_i - V_T - V_{ss})} \quad (7.17)$$

ในวงจรที่ใช้งานจริงจะเป็นดังรูปที่ 7.12 ข. โดยที่ $V_{in} = V_{i1} - V_{i2}$ จึงสมมุติแทน $V_{i1} = \frac{V_i}{2}$ และ $V_{i2} = -\frac{V_i}{2}$ โดยที่ $V_o = V_{os1} - V_{os2}$ ซึ่งจะสามารถกำจัดเทอมที่เป็น DC ออกไปได้ แรงดันเอาต์พุต V_o เท่ากับ

$$V_o = V_i(1 - \sqrt{1/2}) \approx 0.3V_i \quad (7.18)$$

เมื่อทำการขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงาน วงจรที่สมบูรณ์ของวงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันที่มีช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงานกว้างนั้น เป็นดังรูปที่ 7.13 และกว้างของแรงดันอินพุตปฏิบัติงานจะเพิ่มขึ้นประมาณ 3.33 เท่า และ ทำให้ค่าของความต้านทานในสมการที่ (7.9) เปลี่ยนค่าเป็น

$$R_{eq} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{0.6\mu_o C_{ox}(W/L)(V_c - V_T)} \quad (7.19)$$



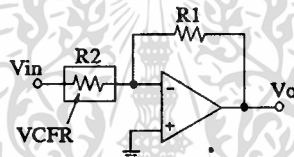
รูปที่ 7.13 วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันที่มีช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงานกว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

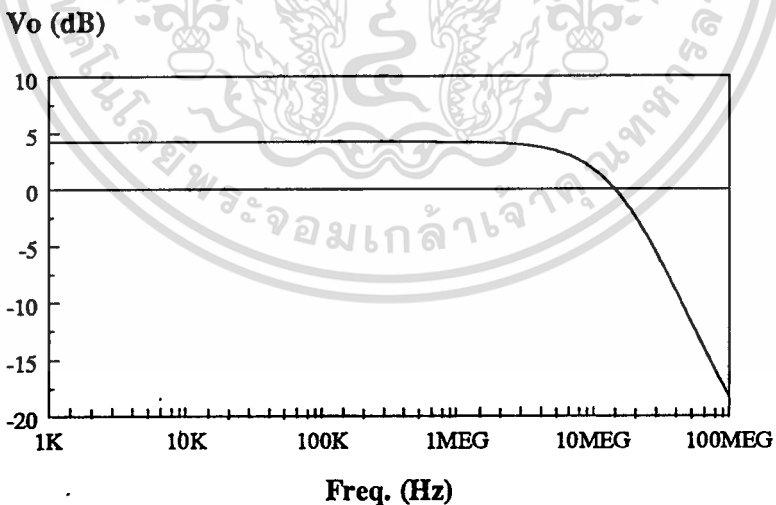
วงจรรวมความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงแรงดันในวิชานี้นิพนธ์ฉบับนี้ สามารถที่จะนำหาค่าของความถี่ตอบสนองได้ ซึ่งใช้วงจรรูปที่ 7.8 และ 7.9 คู่ร่วมกับออปแอมป์ และ ค่าความต้านทานคงที่ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ดังรูปที่ 7.15 และ ใช้ค่าแรงดันควบคุม V_C มีค่าเท่ากับ 2 โวลต์ และ ใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice ทำการเลียนแบบ ค่าอัตราขยายของวงจรรขยายแบบกลับเฟสจะมีค่าเป็นดังสมการที่ (7.20) และ ในกรณีที่มีความต้านทาน R_2 เป็นลบสามารถคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (7.21) และในการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice จะมีค่าความถี่ตอบสนองเป็นดังรูปที่ 7.15

$$A_v = -2R_1\mu_o C_{ox} \frac{W}{L}(V_c - V_T) \tag{7.20}$$

$$A_v = 2R_1\mu_o C_{ox} \frac{W}{L}(V_c - V_T) \tag{7.21}$$



รูปที่ 7.14 วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส



รูปที่ 7.15 กราฟความถี่ตอบสนองของวงจรรวมความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงแรงดัน

การเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice ที่กล่าวมาทั้งหมด ทรานซิสเตอร์ M1-M4, M5-M8, M11, M12, M15 และ M18 จะใช้ค่า $(W/L)=(50\mu\text{m}/10\mu\text{m})$ ส่วนทรานซิสเตอร์ที่เหลือใช้ค่า $(W/L)=(500\mu\text{m}/10\mu\text{m})$ เพราะทำหน้าที่เป็นวงจรรสะท้อนกระแสจึงต้องใช้ค่า (W/L) ที่ใหญ่เพื่อการสะท้อนค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

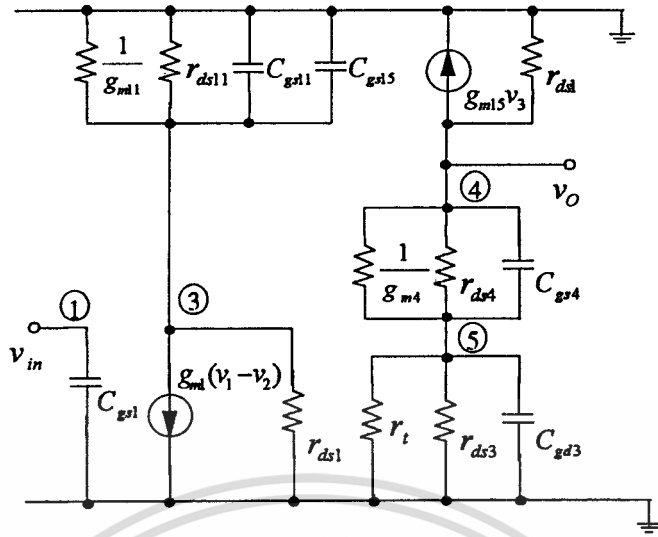
กระแสดำเนินการได้อย่างมีประสิทธิภาพและ ในการขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติการงานทรานซิสเตอร์ M23-M26 จะใช้ค่า $(W/L)=(50\mu\text{m}/10\mu\text{m})$ และ ใช้แบบจำลอง (Model) ใน Level 2 ของ European Silicon Structure (ES-2) ในโมเดลแบบ Worst Case และ Supply ที่ใช้คือ $V_{DD}=5$ โวลต์ และ $V_{SS}=-5$ โวลต์ , $I_t = 200 \mu\text{A}$ ซึ่งทำการต่อเป็นวงจรรูปที่ 7.15 ค่าของความถี่ตอบสนองมีค่าประมาณ 11 MHz ดังรูปที่ 7.15

7.6 การวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

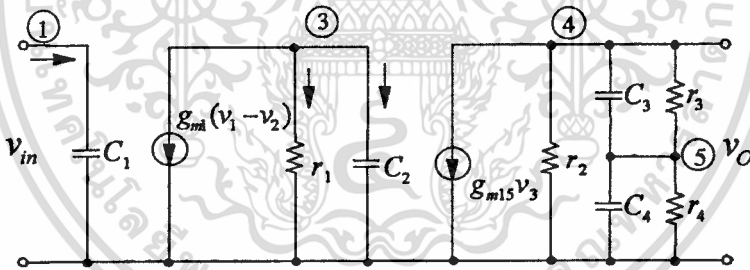
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง (Frequency Response) โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Model) ซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแสโดยขึ้นอยู่กับแรงดัน (Voltage-Controlled Current Sources : VCCSs) และตัวเก็บประจุซึ่งเปรียบเสมือนกับว่ามีประจุสถิตย์ (Stored-Charge) ต่อร่วมอยู่ระหว่างขั้วต่อ (Junction) ของมอสเฟต คุณสมบัตินี้จะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่ความถี่สูง โดยที่การวิเคราะห์หาค่าของความถี่ตอบสนองซึ่งใน วงจรความต้านทานแบบลดยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันนี้ จะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กมาเป็นตัวช่วยในการประมาณหาค่าความถี่ตอบสนอง ซึ่งค่าความถี่ตอบสนองที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะมีความใกล้เคียงกับการใช้งานจริง เพื่อวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรอย่างคร่าว ๆ ก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง ในกรณีนี้จะแบ่งวงจรวงจรความต้านทานปรับค่าได้ด้วยแรงดันในรูปที่ 7.8 ออกเป็น 2 คือ ส่วนของวงจรวก/ลบสัญญาณ และ วงจรสะท้อนกระแส ซึ่งสามารถเขียนเป็นได้ดังรูปที่ 7.16 ก และ 7.16 ข ตามลำดับ

7.6.1 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองในส่วนของวงจรวก/ลบสัญญาณ

จากวงจรวก/ลบสัญญาณที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบขึ้นจากวงจรคู่มือเฟอเรนเชียลแบบทั้งสองข้างไม่สมพงษ์กัน สามารถกำหนดโหนดต่างต่างตั้งแต่โหนดที่ 1 - 6 ได้ดังรูปที่ 7.17 ในการวิเคราะห์โดยใช้หลักการของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือน (Equivalent Circuit) ได้ดังรูปที่ 7.18 จากหลักการของวงจรรวมสัญญาณนั้นจะมีอินพุตอยู่ 3 อินพุต และมีเอาต์พุต 1 เอาต์พุตและเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จะใช้อินพุตเพียง 1 อินพุต และ 1 เอาต์พุต โดยใช้อินพุตที่เหลือ 2 อินพุตนั้นลงกราวด์ จากรูปที่ 7.18 สามารถเขียนใหม่ได้เป็นดังรูปที่ 7.19 เพื่อการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองของวงจรรวมสัญญาณนี้



รูปที่ 7.18 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบวก/ลบสัญญาณ



รูปที่ 7.19 การปรับรูปที่ 7.18 ให้ดูง่ายขึ้นเพื่อการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง

จากรูปที่ 7.18 นั้นสามารถเขียนใหม่เป็นดังรูป 7.19 และ โดยการยุบค่าความต้านทานและ ตัวเก็บประจุที่สามารถรวมกันได้มารวมกันเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ โดย $C_1 = C_{gs1}$, $C_2 = C_{gs1} + C_{gs15}$, $C_3 = C_{gs4}$, $C_4 = C_{gs3}$ และ $r_1 = r_{ds1} \parallel r_{ds11} \parallel 1/g_{m1}$, $r_2 = r_{ds15}$, $r_3 = r_{ds4} \parallel 1/g_{m4}$, $r_4 = r_t \parallel r_{ds3} \parallel 1/g_{m3}$ โดยจากแบบจำลอง (Model) ในรูปที่ 5.14 นั้นค่า $1/r_{ds} \ll g_m$ และ τ มีค่าสูงมากเพราะเป็นความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ดังนั้นจึงสามารถประมาณค่าของ r_3 และ r_5 และ r_6 ใหม่ได้เป็น $r_1 \approx 1/g_{m1}$, $r_3 \approx 1/g_{m4}$, $r_4 \approx 1/g_{m3}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.19 สามารถเขียนเป็นสมการโดยใช้หลักการของ Kirchoff's Current Law ให้อยู่ในรูปของแรงดันได้เป็น

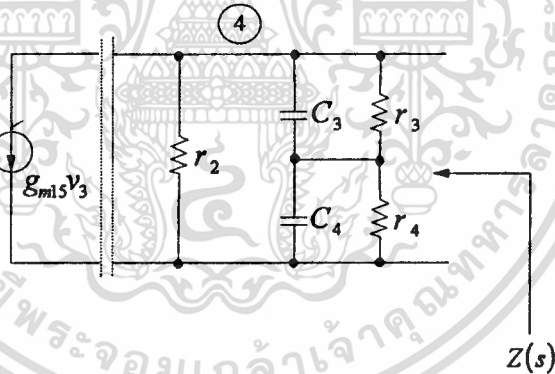
$$v_3 \left(\frac{1}{r_1} + sC_2 \right) = g_{m1} v_1 \quad (7.22)$$

$$\frac{v_3(s)}{v_1(s)} = \frac{-g_{m1} r_1}{1 + sr_1 C_2} \quad (7.23)$$

สมการการส่งผ่านมีค่าเท่ากับ

$$P_1 = \frac{-1}{r_1 C_2} = \frac{-g_{m11}}{C_{gs11} + C_{gs15}} \quad (7.24)$$

จากวงจรในรูปที่ 7.19 สามารถที่จะลดรูป (ประมาณค่า) เพื่อที่จะทำให้ง่ายต่อการคำนวณ โดยมองอิมพีแดนซ์ที่โหนด 4 ที่มี r_3, r_4 และ C_3, C_4 ต่ออยู่สามารถที่จะเขียนเป็นรูปใหม่ได้เป็น



รูปที่ 7.20 รูปที่ใช้สำหรับประมาณค่าอิมพีแดนซ์ที่โหนด 4

จากโมเดลรูปที่ 7.19 นั้นจะเห็นว่าค่าสมการของการส่งผ่านของวงจรรวมสัญญาณที่แท้จริงนั้นหาได้จาก $\frac{v_4(s)}{v_1(s)} = \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)}$ ดังนั้นจึงต้องพิจารณาทางด้านเอาต์พุตซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแส และความต้านทาน กับตัวเก็บประจุต่ออยู่นั้น โดยการพิจารณาจะเลือกพิจารณาในเทอมของอิมพีแดนซ์ขาออก (Output Impedance) ของวงจร ซึ่งกระทำได้โดยการเปิดวงจรที่แหล่งจ่ายกระแส และ มองเข้าไปทางด้านเอาต์พุต ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $Z(s)$

จากรูปที่ 7.20 เนื่องจาก r_2 มีค่าสูงมากเนื่องจากเป็นความต้านทานระหว่างขาแครน กับ ขาซอส ดังนั้นจึงสามารถที่จะตัด r_2 ทิ้งได้ และสามารถเขียนสมการแอดมิตแดนซ์ของวงจรได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z(s) \approx \frac{r_3}{sr_3C_3 + 1} + \frac{r_4}{sr_4C_4 + 1} \quad (7.25)$$

โดยที่ $r_3 \approx r_4$ และ $C_3 = C_4$ ดังนั้น อิมพีแดนซ์ $Z(s)$ จะมีค่าประมาณ

$$Z(s) \approx \frac{2r_3}{sr_3C_3 + 1} \quad (7.26)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (7.38) จะเห็นว่า มี 1 โพล ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$p_2 = \frac{-1}{r_3C_3} = \frac{-g_{m4}}{C_{gs4}} \quad (7.27)$$

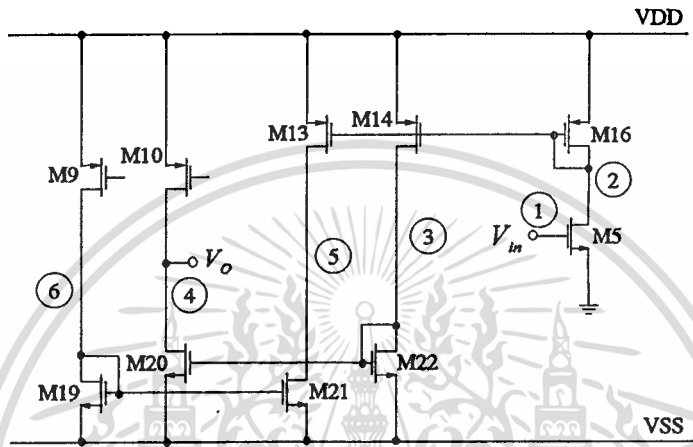
OPERATING POINT INFORMATION							
NAME	M1	M2	M3	M4	M11	M12	M15
MODEL	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1	PMOS1	PMOS1	PMOS1
ID	1.00E-04	1.00E-04	9.41E-05	1.06E-04	-1.00E-04	-1.00E-04	-1.06E-04
VGS	1.77E+00	1.77E+00	1.73E+00	1.82E+00	-2.38E+00	-2.38E+00	-2.38E+00
VDS	6.39E+00	6.39E+00	8.73E+00	1.82E+00	-2.38E+00	-2.38E+00	-6.91E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	7.82E-01	7.82E-01	7.81E-01	7.87E-01	-7.94E-01	-7.94E-01	-7.92E-01
VDSAT	6.55E-01	6.55E-01	6.32E-01	6.83E-01	-1.22E+00	-1.22E+00	-1.22E+00
GM	1.92E-04	1.92E-04	1.88E-04	1.95E-04	1.05E-04	1.05E-04	1.12E-04
GDS	5.17E-07	5.17E-07	4.11E-07	1.17E-06	2.00E-06	2.00E-06	1.03E-06
GMB	8.15E-05	8.15E-05	7.98E-05	8.24E-05	2.19E-05	2.19E-05	2.32E-05
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.08E-14	1.08E-14	1.08E-14
CGDOV	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.13E-14	1.08E-14	1.08E-14	1.08E-14
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-13
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

รูปที่ 7.21 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรวก/ลบสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

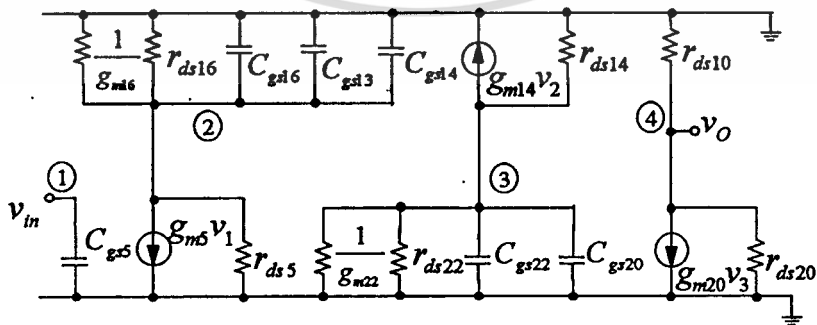
7.6.2 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองในส่วนของวงจรสะท้อนกระแส

จากหัวข้อข้างต้นเป็นวิธีการหาโพลค่าต่ำสุดของวงจรบวก/ลบสัญญาณ ซึ่งมีค่าเป็นดังสมการที่ (7.24) แต่เนื่องจากวงจรความต้านทานแบบลอยตัวนี้ยังมีส่วนที่สำคัญอยู่อีกส่วนหนึ่งที่ยังไม่นำมาวิเคราะห์ ส่วนนั้นคือ ส่วนของวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งก็มีค่าโพลอยู่ด้วยซึ่งอาจจะเป็นโพลที่ทำให้เกิดค่าความถี่ตอบสนองก็ได้ โดยวงจรสะท้อนกระแสของวงจรความต้านทานแบบลอยตัวนั้นสามารถเขียนแยกออกมาเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ให้ได้ดังรูปที่ 7.22



รูปที่ 7.22 วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้ในการวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนอง

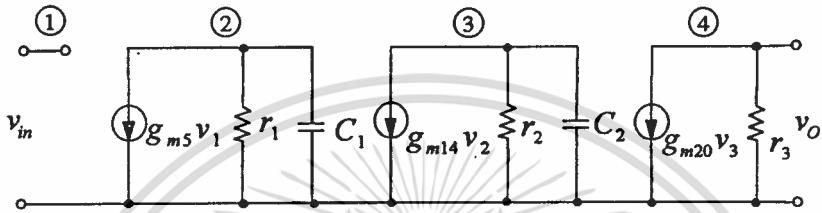
จากรูปที่ 7.22 โหนด 5 เป็นจุดที่มีอิมพีแดนซ์สูงมาก และ จึงไม่มีผลใด ๆ ต่อ V_o ดังนั้นจึงสามารถที่จะตัดทรานซิสเตอร์ M21, M19 และ M9 ออกไปได้ ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้เป็นดังรูปที่ 7.23



รูปที่ 7.23 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 7.23 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 7.23 ใหม่ได้เป็นดังรูปที่ 7.24 โดยค่าทำการรวมค่าความต้านทาน และ ตัวเก็บประจุที่สามารถรวมกันได้คือ $r_1 = r_{ds5} \parallel r_{ds16} \parallel 1/g_{m16}$, $r_2 = r_{ds14} \parallel r_{ds22} \parallel 1/g_{m22}$, $C_1 = C_{gs13} + C_{gs14} + C_{gs16}$ และ $C_2 = C_{gs20} + C_{gs22}$ โดยที่ $r_{ds} \gg 1/g_m$ ดังนั้น $r_1 \approx 1/g_{m16}$ และ $r_2 \approx 1/g_{m22}$



รูปที่ 7.24 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้ในการหาค่าความถี่ตอบสนอง

จากหลักการของ Zero-Value Time Constant Analysis [29] จะทำการมองเข้าไปที่โหนดที่มีค่าตัวเก็บประจุใด ๆ ต่ออยู่ และ พิจารณาค่า Time Constant ที่จุดนั้น ๆ โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุตัวอื่นมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งค่าความต้านทานที่มองเข้าไปที่โหนด 2 โดยที่ C_1 ต่ออยู่จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{01} = r_1 \tag{7.28 ก}$$

และ ค่าความต้านทานที่โหนด 3 โดยที่ C_2 ต่ออยู่จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{02} = r_2 \tag{7.28 ข}$$

ในวงจรรูปที่ 7.24 นี้จะมีค่า Zero-Value Time Constant อยู่ 2 ค่าดังนี้

$$T_{01} = R_{01}C_1 = r_1C_1 \tag{7.29 ก}$$

และ $T_{02} = R_{02}C_2 = r_2C_2 \tag{7.29 ข}$

ค่า Time Constant รวมที่ได้คือผลรวมของสมการที่ (7.29 ก) และ (7.29 ข) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$b_1 = r_1 C_1 + r_2 C_2 \quad (7.30)$$

โดยสมการที่ (7.31) เป็นค่าประมาณของผลรวมโพล

$$b_1 = \sum_{i=1}^n \left(-\frac{1}{p_i} \right) \quad (7.31)$$

โดยที่โพลที่มีผลต่อวงจรมีอยู่ 1 โพล โดยสามารถพิจารณาโพลที่น้อยที่สุดที่จะทำให้เกิดค่าความถี่ตอบสนอง เมื่อ $|p_1| \ll |p_2|, |p_3|, \dots, |p_n|$ ดังนั้นจึงทำให้ $\left| \frac{1}{p_1} \right| \gg \left| \sum_{i=2}^n \left(-\frac{1}{p_i} \right) \right|$ ซึ่งเป็นผลให้

$b_1 \approx \left| \frac{1}{p_1} \right|$ ดังนั้นค่าโพลที่มีผลต่อวงจรสะท้อนกระแสจะมีค่าประมาณ $p_3 \approx \left| \frac{1}{b_1} \right|$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$p_3 \approx \frac{-1}{r_1 C_1 + r_2 C_2} \quad (7.32)$$

เมื่อนำโพลที่มีผลต่อวงจรทั้งสาม คือ วงจรบวก/ลบสัญญาณ (p_1), (p_2) และ วงจรสะท้อนกระแส (p_3) โดยแทนค่า (p_1) จากรูปที่ 7.21 และ (p_3) จากรูปที่ 7.25 จะได้โพลที่น้อยที่สุด คือ สมการที่ (7.32) ซึ่งจะมีค่าความถี่ตอบสนองเป็น

$$\omega_{-3dB} \approx \frac{1}{r_1 C_1 + r_2 C_2} \quad (7.33)$$

หรือ
$$f_{-3dB} \approx \frac{g_{m16} g_{m22} / 2\pi}{g_{m22} (C_{gs13} + C_{gs14} + C_{gs16}) + g_{m16} (C_{gs20} + C_{gs22})} \quad (7.34)$$

และ เมื่อแทนค่าสมการที่ (7.34) โดยใช้พารามิเตอร์รูปที่ 7.25 จะได้เป็น

$$f_{-3dB} \approx \frac{7.13 \times 10^{-4} \times 1.11 \times 10^{-3} / 2\pi}{(3 \times 2.73 \times 10^{-12} \times 1.11 \times 10^{-3}) + (2 \times 2.73 \times 10^{-12} \times 7.13 \times 10^{-4})} \quad (7.35)$$

$$f_{-3dB} \approx 9.7 \text{ MHz} \quad (7.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OPERATING POINT INFORMATION MOSFETS

NAME	M5	M6	M17	M16	M13	M14	M9
MODEL	NMOS1	NMOS1	PMOS1	PMOS1	PMOS1	PMOS1	PMOS1
ID	2.78E-04	2.78E-04	-2.78E-04	-2.78E-04	-2.92E-04	-3.02E-04	-3.02E-04
VGS	2.50E+00	2.50E+00	-1.62E+00	-1.62E+00	-1.62E+00	-1.62E+00	-1.62E+00
VDS	3.38E+00	3.38E+00	-1.62E+00	-1.62E+00	-5.00E+00	-8.65E+00	-8.65E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	7.88E-01	7.88E-01	-8.00E-01	-8.00E-01	-7.98E-01	-7.97E-01	-7.97E-01
VDSAT	1.13E+00	1.13E+00	-6.08E-01	-6.08E-01	-6.09E-01	-6.10E-01	-6.10E-01
GM	3.10E-04	3.10E-04	7.13E-04	7.13E-04	7.50E-04	7.75E-04	7.75E-04
GDS	1.96E-06	1.96E-06	6.50E-06	6.50E-06	3.41E-06	2.66E-06	2.66E-06
GMB	1.18E-04	1.18E-04	1.78E-04	1.78E-04	1.87E-04	1.92E-04	1.92E-04
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.13E-14	1.13E-14	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13
CGDOV	1.13E-14	1.13E-14	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	2.73E-13	2.73E-13	2.73E-12	2.73E-12	2.73E-12	2.73E-12	2.73E-12
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

NAME	M10	M19	M20	M21	M22
MODEL	PMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1
ID	-2.92E-04	3.02E-04	3.12E-04	3.12E-04	3.02E-04
VGS	-1.62E+00	1.35E+00	1.35E+00	1.35E+00	1.35E+00
VDS	-5.00E+00	1.35E+00	5.00E+00	5.00E+00	1.35E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	-7.98E-01	7.89E-01	7.85E-01	7.85E-01	7.89E-01
VDSAT	-6.09E-01	3.63E-01	3.66E-01	3.66E-01	3.63E-01
GM	7.50E-04	1.11E-03	1.15E-03	1.15E-03	1.11E-03
GDS	3.41E-06	4.60E-06	2.26E-06	2.26E-06	4.60E-06
GMB	1.87E-04	5.12E-04	5.24E-04	5.24E-04	5.12E-04
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.08E-13	1.13E-13	1.13E-13	1.13E-13	1.13E-13
CGDOV	1.08E-13	1.13E-13	1.13E-13	1.13E-13	1.13E-13
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	2.73E-12	2.73E-12	2.73E-12	2.73E-12	2.73E-12
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

รูปที่ 7.25 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรถ่ายทอดกระแส

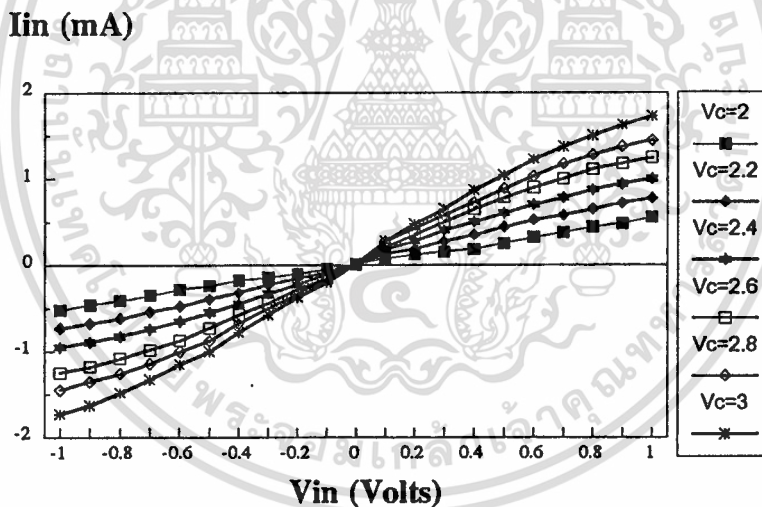
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (7.35) เป็นสมการที่แสดงถึงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรรวมความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎี และ เมื่อเปรียบเทียบกับผลการเขียนแบบการทำงานด้วย PSpice ดังรูปที่ 7.15 ซึ่งมีค่าประมาณ 11 MHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าใกล้เคียงกับการคำนวณดังสมการที่ (7.36) ซึ่งค่าที่คลาดเคลื่อนไปนั้นเนื่องจากค่า Zero-Value Time constant (b_1) ที่ได้นั้นเป็นค่าที่ได้จากการประมาณ ไม่ใช่ค่า Time constant ที่แท้จริง

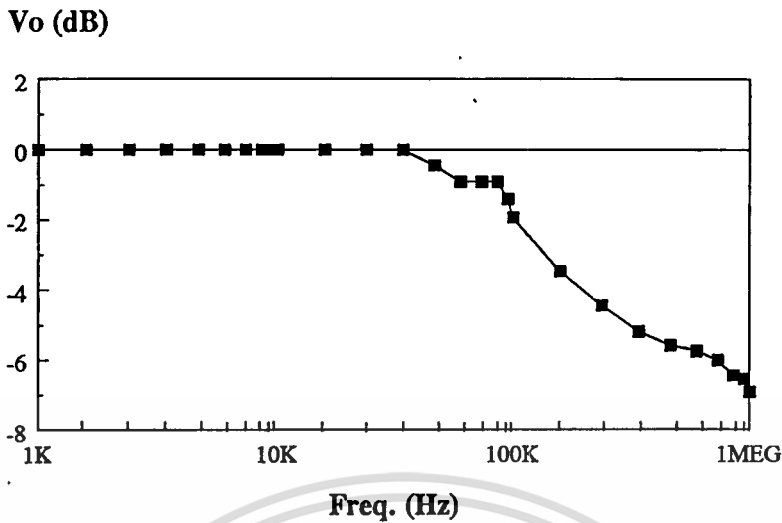
7.7 การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองของวงจรในที่นี้เป็นส่วนของการต่อวงจรจริงโดยใช้ IC เบอร์ MC14007 ซึ่งภายในประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS อย่างละ 3 ตัว ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรรวมความต้านทานแบบลอยตัวบนแผ่นปริ้นท์เอนกประสงค์ดังรูปที่ 7.8 จากนั้นทำการป้อนแรงดันอินพุต และ วัดกระแสอินพุต ซึ่งในขณะเดียวกันก็ทำการแปรค่า V_c เป็นค่าต่าง ๆ ซึ่งกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับกระแสอินพุตของการทดลองโดยใช้ IC เบอร์ MC 14007 นั้นได้แสดงไว้ดังรูปที่ 7.28 ส่วนการคำนวณค่าความถี่ตอบสนองของวงจรมันทำได้ง่าย ๆ โดยคู่ร่วมกับ IC ออป-แอมป์ เบอร์ LM 324 ซึ่งประกอบกันเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟสดังรูปที่ 7.14



รูปที่ 7.26 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต กับ กระแสอินพุต

การวัดค่าความถี่ตอบสนองก็สามารถทำได้โดยวิธีคล้าย ๆ กันกับวิธีวัดค่าอัตราขยายแต่แตกต่างกันตรงที่จะใช้แรงดันควบคุมที่คงที่คือ 2.325 โวลท์ แต่จะแปรค่าความถี่อินพุตที่ป้อนให้กับวงจรรูปที่ 7.14 จาก 100 Hz ไปจนถึง 1 MHz จากนั้นทำการพล็อตอัตราขยายที่ความถี่ต่าง ๆ ลงในกราฟรูปที่ 7.29



รูปที่ 7.27 ค่าความถี่ตอบสนองของวงจรที่ได้จากการทดลอง

จากผลการทดลองเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎีที่เขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ปรากฏว่าผลทางปฏิบัติของค่าความถี่ตอบสนองในการต่อวงจรจริงจะมีค่าค่อนข้างที่จะไม่ดี ทั้งนี้เนื่องจากการต่อวงจรใน Protoboard และ IC ที่ใช้ประกอบเป็นวงจรมีคุณภาพต่ำ และ ที่สำคัญเนื่องมาจากทรานซิสเตอร์ในไอซี MC 14007 มีการตอบสนองต่อความถี่สูงค่อนข้างจะไม่ดี

7.8 บทสรุป

วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพดีวงจรหนึ่งกล่าวคือ มีความเป็นเชิงเส้นสูง, สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยแรงดัน, สามารถเปลี่ยนค่าความต้านทานเป็นลบได้โดยเปลี่ยนแปลงวงจรเพียงเล็กน้อยเท่านั้น, ใช้ทรานซิสเตอร์ 22 ตัว (โดยแหล่งจ่ายกระแสตรงที่ I_d จะถูกแทนด้วยทรานซิสเตอร์แบบ NMOS โดยใช้แรงดันเป็นตัวไบอัสให้กระแส I_d มีค่าเท่ากับ 150 ไมโครแอมป์), สามารถขยายช่วงแรงดันอินพุตปฏิบัติงานให้กว้างขึ้นได้ ซึ่งจะใช้ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นเพียง 4 ตัว และ ยังสามารถทำเป็นวงจรรวมได้เพราะใช้เทคโนโลยีแบบซีมอสทั้งหมด อีกทั้งยังสามารถตอบสนองต่อความถี่สูงได้ประมาณ 11 MHz โดยใช้โมเดลของ ES2 ซึ่งใกล้เคียงกับการคำนวณ ส่วนผลที่ได้จากการทดลองนั้นคุณสมบัติของค่าความต้านทานจะมีลักษณะใกล้เคียงกับการเขียนแบบด้วย PSpice ส่วนคุณสมบัติทางสัญญาณไฟสลับเช่น ค่าความถี่ตอบสนองจะมีค่าอันเนื่องมาจากการต่อวงจรนั้นเป็นแบบคิสิกวิท และการตอบสนองทางความถี่ของ ไอซี MC14007 นั้นมีค่าต่ำ

บทที่ 8

การประยุกต์ใช้งานวงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

8.1 บทนำ

ในการประมวลผลสัญญาณอนาล็อกทั่ว ๆ ไป เช่นวงจรกรองสัญญาณ (Analog Filter) และวงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) แบบต่าง ๆ ซึ่งประกอบไปด้วยชิ้นส่วนต่าง ๆ เช่น ความต้านทาน ตัวเก็บประจุ ขดลวดเหนี่ยวนำ ออปแอมป์ เป็นต้น มาประกอบกันเป็นวงจรการประมวลผลสัญญาณอนาล็อกดังกล่าว ซึ่งในทางปฏิบัติชิ้นส่วนขดลวดเหนี่ยวนำ จะเป็นชิ้นส่วนที่ถูกหลีกเลี่ยงมากที่สุด เพราะมีขนาดใหญ่ไม่สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรรวมได้ ด้วยเหตุนี้จึงมีการคิดออกแบบตัวกรองความถี่ และ ตัวกำเนิดความถี่โดยปราศจากขดลวดเหนี่ยวนำ โดยจะใช้ตัวเก็บประจุแทน หรือ สังกะสีขดลวดเหนี่ยวนำจากชิ้นส่วนอื่น ๆ แทน เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวเก็บประจุ ออปแอมป์ ฯลฯ แต่หลักการดังกล่าวอาจจะยังไม่สามารถใช้งานได้กว้างขวาง เพราะไม่สามารถที่จะปรับค่า และ ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอเสนอ การนำค่าความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันจากวิทยานิพนธ์ที่ 7 มาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ซึ่งในวงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันจากวิทยานิพนธ์ที่ 7 นั้นก็สามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นตัวกรองความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบในบทที่ 6 ได้เช่นเดียวกัน แต่ในบทนี้จะไม่ได้นำเสนอในส่วน of ตัวกรองความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน จะเสนอเพียงวงจรถ่ายกำเนิดความถี่ด้วยแรงดันเท่านั้น ซึ่งสามารถประกอบเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกได้

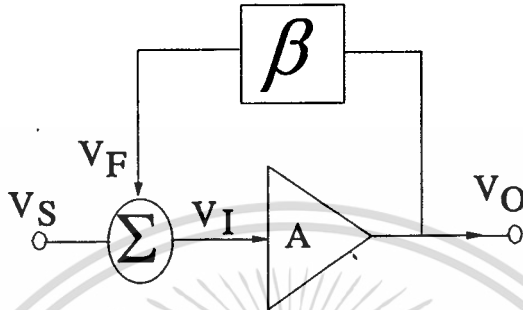
8.2 วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน (Voltage-Controlled Oscillator)

ในการกำเนิดสัญญาณมีความสำคัญมากอย่างหนึ่งในงานด้านประมวลผลสัญญาณต่าง ๆ ซึ่งมีการกำเนิดสัญญาณแบบต่าง ๆ มากมาย ซึ่งสามารถแบ่งเป็นกลุ่มใหญ่ ๆ ได้ 2 กลุ่ม คือ 1. แบบ Tuned และ 2. แบบ Untuned โดยแบบ Tuned โดยปกติทั่วไปตัวกำเนิดความถี่แบบ Tuned จะกำเนิดความถี่ออกมาที่มีคุณสมบัติเป็นรูปไซน์หรือใกล้เคียงรูปไซน์มาก แต่ในตัวกำเนิดความถี่แบบ Untuned จะกำเนิดความถี่ออกมาแบบ 2 สถานะคงที่ เช่น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม หรือ สัญญาณรูปสามเหลี่ยม เป็นต้น โดยอุปกรณ์ที่ใช้ส่วนใหญ่มักจะเป็น RC หรือ LC แต่ในการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมนั้นจะหลีกเลี่ยงอุปกรณ์ที่เป็น L โดยจะใช้อุปกรณ์ที่เป็น RC ในการกำเนิดสัญญาณเท่านั้น

การกำเนิดความถี่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ จะใช้ออปแอมป์ และ RC ในการกำเนิดความถี่ ทำได้โดยใช้หลักการของระบบที่มีการป้อนกลับแบบลบเดียว สามารถเขียนเป็นรูปบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 8.1 โดยระบบจะประกอบด้วยหน่วยขยาย (Amplifier) มีเกนเท่ากับ A , หน่วยป้อนกลับ (Feedback) มีเกนเท่ากับ β และตัวรวมสัญญาณ (Summing) ตัวแปรที่ใช้ได้แก่ V_S , V_F , V_I และ V_O คือ สัญญาณจ่ายเข้า, สัญญาณป้อนกลับ, สัญญาณอินพุต และ สัญญาณเอาต์พุตตามลำดับ เครื่องหมาย \pm ใช้กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนกลับมาที่ตัวรวมสัญญาณหรืออีกนัยหนึ่งคือ การป้อนกลับแบบบวกและ แบบลบนั่นเอง โดยถ้าเครื่องหมายเป็นบวกจะเป็นการป้อนกลับแบบบวก แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบจะเป็นการป้อนกลับแบบลบ ซึ่งสามารถเอ็กสตรีนเป็นเอ็กสตรีนที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนเป็นสมการได้ ในกรณีที่อินพุตมีค่าเป็นศูนย์ หรือ ไม่มีอินพุต โดยรูปเกนคือ ค่าเกนของระบบในรูปที่ 8.1 จะมีค่าเท่ากับ

$$L(s)|_{V_S=0} = \pm A(s)\beta(s) \quad (8.1)$$



รูปที่ 8.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบรูปเดียว

ในกรณีเป็นการป้อนกลับแบบลบ เกนแบบรูปปิด (A_f) มีค่าเท่ากับ V_O/V_S สามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$A_f(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} = \frac{A(s)}{1 - L(s)} \quad (8.2 ก)$$

เงื่อนไขการออกสขิลเลขในสมการที่ (8.1) ในกรณีที่ไม่มีอินพุต ($V_S=0$) และเมื่อเอาท์พุต V_O เป็นค่าใด ๆ จากสมการที่ (8.2 ก) เกนของรูปปิดจะมีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้นรูปเกนของระบบในขณะที่ไม่มีอินพุตจะต้องเท่ากับ 1 เท่านั้นระบบนี้จึงจะออกสขิลเลข

ในการพิจารณาระบบที่มีการป้อนกลับแบบบวกก็สามารถทำได้เช่นเดียวกัน เกนแบบรูปปิด (A_f) มีค่าเท่ากับ V_O/V_S สามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$A_f(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} = \frac{A(s)}{1 - L(s)} \quad (8.2 ข)$$

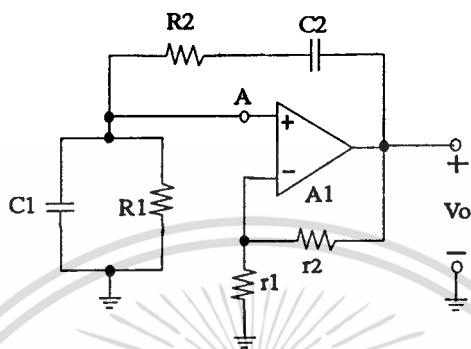
เงื่อนไขการออกสขิลเลขในสมการที่ (8.1) ในกรณีที่ไม่มีอินพุต ($V_S=0$) และเมื่อเอาท์พุต V_O เป็นค่าใด ๆ จากสมการที่ (8.2 ข) เกนของรูปปิดจะมีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้นรูปเกนของระบบในขณะที่ไม่มีอินพุตจะต้องเท่ากับ 1 เท่านั้นระบบนี้จึงจะออกสขิลเลข ซึ่งเหมือนกับระบบที่มีการป้อนกลับแบบลบ

แทน (s) ด้วย ($j\omega$) ในสมการที่ (8.2 ก) และ (8.2 ข) โดยที่ ω คือความถี่เชิงมุมในการออกสขิลเลขเขียนเป็นสมการในรูปของรูปเกนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Loop Gain} = L(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega) = 1 \angle 0^\circ \quad (8.3)$$

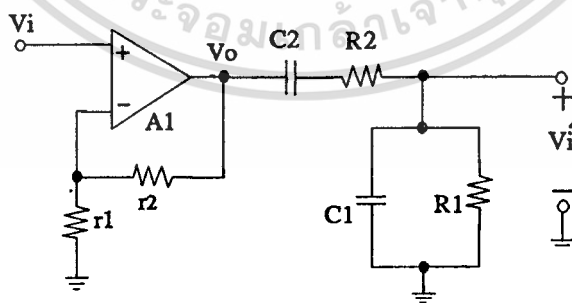
สรุปได้ว่าการกำเนิดความถี่โดยใช้หลักการของระบบที่มีการป้อนกลับนั้น จะสามารถออกสิจเลขความถี่ออกมาได้ก็ต่อเมื่อลูบเกนมีค่าเป็น 1 และความถี่เชิงมุมที่ได้คือ ω



รูปที่ 8.2 วงจรกำเนิดความถี่แบบ Wein-Bridge Oscillator

8.3 วงจรกำเนิดความถี่แบบ Wien-Bridge

การกำเนิดความถี่แบบที่ให้เอาท์พุทเป็นรูปไซน์ (Sinusoidal) ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โอปแอมป์ 1 ตัว, ความต้านทาน 4 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ดังรูปที่ 8.2 ซึ่งเรียกววงจรนี้เรียกว่า Wein-Bridge Oscillator จากรูปที่ 8.2 สามารถเขียนใหม่เพื่อใช้ในการหาสมการลูบเกนของวงจรได้โดยตัดจุด A ของรูปที่ 8.2 ออก ดังรูปที่ 8.3 และวงจรรูปที่ 8.3 สามารถเขียนเป็นสมการเพื่อใช้อธิบายการออกสิจเลขได้เป็น



รูปที่ 8.3 วงจรกำเนิดความถี่รูปที่ 8.2 ที่ใช้ในการคำนวณหาค่าลูบเกน

$$Z_1(s) = \frac{sC_1R_1 + 1}{sC_1} \quad (8.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ SC1 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$Z_2(s) = \frac{R_2}{1 + sC_2R_2} \quad (8.5)$$

โดยที่
$$K = 1 + \frac{r_2}{r_1} \quad \text{และ} \quad V_o = KV_i(s) \quad (8.6)$$

และในทำนองเดียวกัน
$$V_i'(s) = \frac{V_o Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \quad (8.7)$$

$$V_i'(s) = V_o(s) \frac{sC_1R_2}{s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + sC_2R_2 + sC_1R_2 + 1} \quad (8.8)$$

กำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ และ $R_1 = R_2 = R$ เพื่อง่ายต่อการคำนวณ สมการที่ (8.8) กลายเป็น

$$V_i'(s) = V_o(s) \frac{\frac{s}{RC}}{s^2 + s\frac{3}{RC} + \frac{1}{R^2C^2}} \quad (8.9)$$

แทนค่าสมการที่ (8.9) ในสมการที่ (8.6) โดยที่ $V_i' = V_i$ สมการที่ (8.6) กลายเป็น

$$V_o(s) = KV_o(s) \frac{\frac{s}{RC}}{s^2 + s\frac{3}{RC} + \frac{1}{R^2C^2}} \quad (8.10)$$

ในการออสซิลเลทความถี่ได้นั้น สามารถพิจารณา และ วิเคราะห์คุณสมบัติได้จากลูปเกน [Loop Gain : $L(s)$] ของ วงจรในวงจรรูปที่ 8.2 สามารถคำนวณหาค่าลูปเกนจากสมการที่ (8.11) ได้โดยสมการลูปเกน ของวงจรออสซิลเลทรูปที่ 8.2 มีค่าเท่ากับ

Loop Gain :
$$L(s) = 1 + j0 = \frac{K \frac{s}{RC}}{s^2 + s\frac{3}{RC} + \frac{1}{R^2C^2}} \quad (8.11)$$

จากรูปที่ 8.2 เนื่องจากลูปเกนจะต้องเท่ากับ 1 โดยแทน (s) ด้วย $(j\omega)$ ในสมการที่ (8.11) เพื่อทำการคำนวณหาค่าความถี่ที่ออสซิลเลทออกมา ทำให้สมการที่ (8.11) กลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

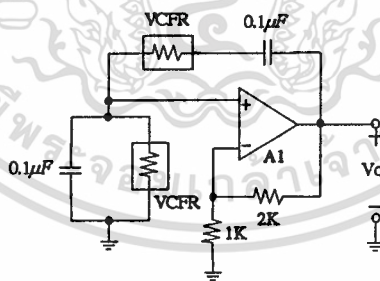
$$L(j\omega) = 1 + j0 = \frac{K \frac{j\omega}{RC}}{-\omega^2 + 3 \frac{j\omega}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad (8.12)$$

จากสมการที่ (8.12) สามารถอธิบายได้ว่า วงจรกำเนิดความถี่รูปที่ 8.2 สามารถออสซิลเลทความถี่ออกมาได้ ซึ่งสมการที่ (8.12) นั้นจะเป็นจริงค่าเกน (K) ของวงจรจะต้องมีค่าเท่ากับ 3 โดยแทนค่าเพื่อหาค่า r_1 และ r_2 ซึ่งจะมีค่าเป็น $r_2 = 2r_1$ โดยมีความถี่ที่ออสซิลเลทเท่ากับ

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad \text{หรือ} \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (8.13)$$

เนื่องด้วยจุดที่ R_1 และ R_2 ต่อกันอยู่จุดหนึ่งนั้นสามารถใช้วงจรความต้านทานแบบลอยตัวต่อในบอทที่ 7 แทนได้ และ ในวงจรความต้านทานแบบลอยตัวต่อในบอทที่ 7 ก็สามารถต่อร่วมกับกราวด์ได้ด้วยดังนั้นจึงสามารถแทน R_1 และ R_2 ได้ด้วยความต้านทานแบบลอยตัวในบอทที่ 7 โดยอปแอมป์ที่ใช้เป็นเบอร์ LM 324 ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ใช้ค่า $0.1 \mu F$ ดังรูปที่ 8.4 และ ค่าความต้านทาน r_1 ใช้ค่าเท่ากับ $1k\Omega$, r_2 ใช้ค่าเท่ากับ $2k\Omega$ ค่าของความถี่ที่กำเนิดออกมาจะสามารถปรับค่าได้ด้วยแรงดันจะมีค่าเป็น

$$f_o = \frac{\mu_o C_{ox} (W/L) (V_c - V_T)}{\pi C} \quad (8.14)$$

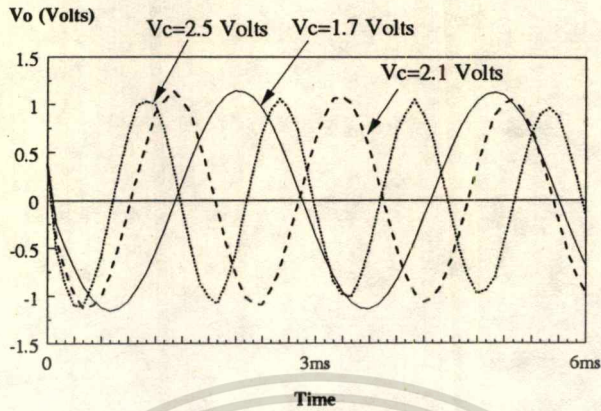


รูปที่ 8.4 วงจรกำเนิดความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

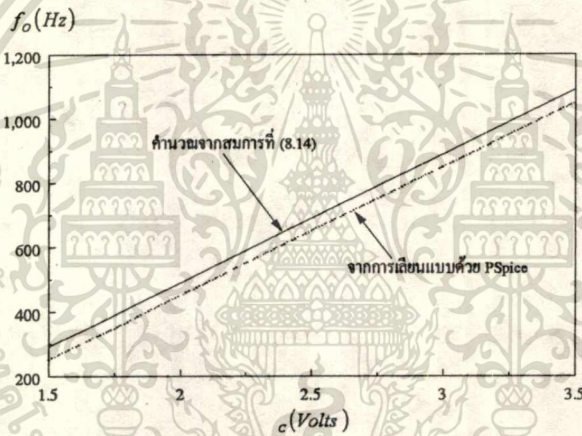
8.4 การทดลอง และ ผลการทดลอง

จากวงจรรูปที่ 8.4 นั้นได้แบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนคือ 1. ทดลองโดยใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice และ 2. ทดลองโดยต่อวงจรจริง โดยรูปวงจรถ่ายความต้านทานแบบลอยตัวที่ต่อวงจรโดยใช้ IC เบอร์ MC14007 ที่ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 8.7 ซึ่งจากการทดลองโดยใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice นั้นจะใช้โมเดลของวงจรถ่ายความต้านทานแบบลอยตัวในบอทที่ 7 ซึ่งผลการทดลองแสดงไว้ดังรูปที่ 8.5 ส่วนการต่อวงจรจริงนั้นจะใช้ไอซี ซิมอส เบอร์ MC14007 และ ออปแอมป์เบอร์ LM324 แสดงไว้ดังรูปที่ 8.4 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

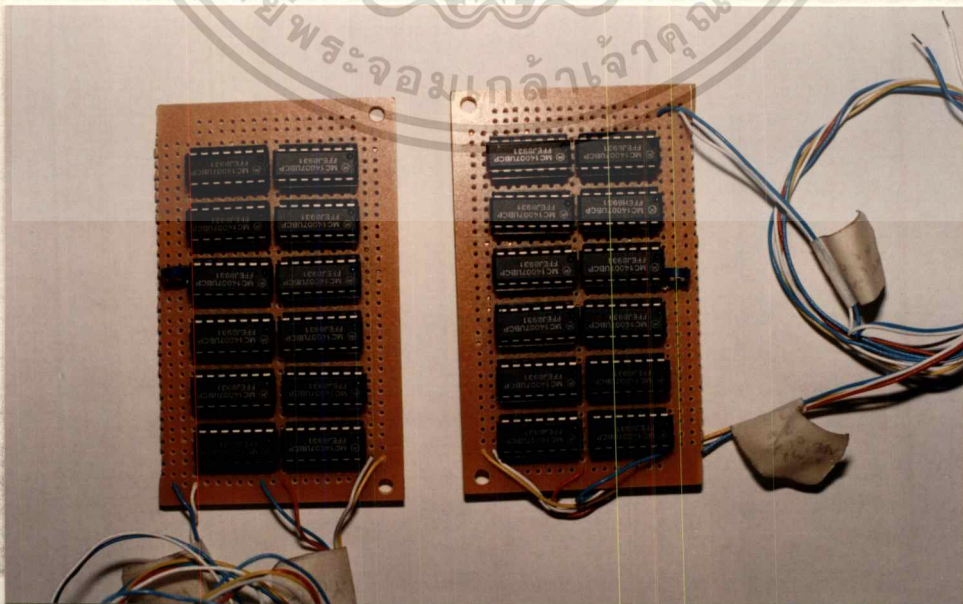
8.8 ก. - 8.8 ค. ซึ่งแปรค่าแรงดันควบคุม (V_c) ตั้งแต่ 2.5, 3 และ 3.5 โวลต์ ตามลำดับ ซึ่งยืนยันได้ว่าสามารถออกซิลเลทได้จริง



รูปที่ 8.5 สัญญาณที่กำเนิดได้จากการเขียนแบบการทำงานโดย PSpice



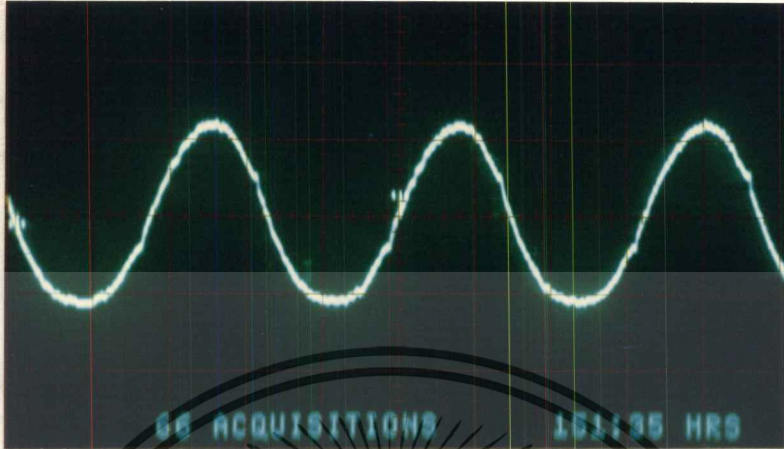
รูปที่ 8.6 กราฟเปรียบเทียบระหว่างการคำนวณ และการเขียนแบบการทำงานด้วย PSpice



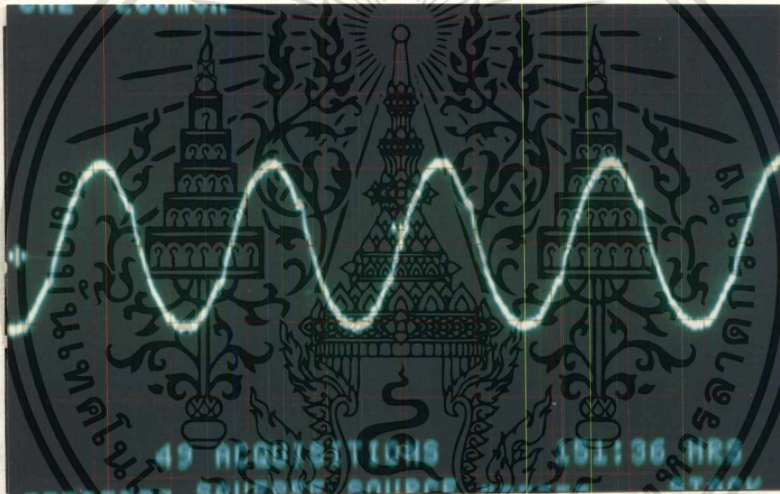
รูปที่ 8.7 วงจรความต้านทานแบบลอยตัวที่ต่อวงจรบนแผ่นลายทองแดงเอนกประสงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

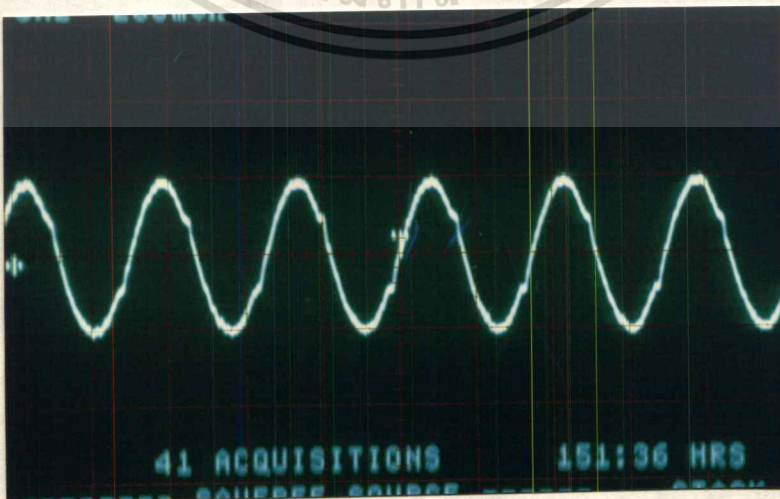
จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice จะเห็นได้ว่าความถี่สามารถปรับค่าได้ด้วยแรงดัน โดยแรงดันควบคุมที่ใช้จะต้องมีค่ามากกว่าแรงดันเทรชโฮลด์ของมอสเฟต และสามารถใช้งานได้ทั้งกรณีที่ต้องร่วมกับกราวด์ และ แบบลอยตัว



(ก)



(ข)



(ค)

เอกสารนี้เป็นรูปที่ 8.8 สัญญาณที่กำเนิดได้จากการเลียนแบบการทำงานโดยการต่อวงจรจริง โยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.5 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์บทนี้สามารถสรุปได้ว่า วงจรความต้านทานแบบลอยตัวนั้นสามารถที่จะประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง และยังสามารถประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรอื่น ๆ ได้อีกเช่น วงจรรองความถี่ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน ซึ่งในบทนี้จะนำเสนอเฉพาะวงจรกำเนิดสัญญาณปรับค่าได้ด้วยแรงดันเท่านั้น ซึ่งผลการทดลองนั้นเป็นที่น่าพอใจ จะมีการผิติดเขียนของรูปคลื่นอยู่บ้าง อันเนื่องมาจากการทดลองกระทำการบน Protoboard ซึ่งจะสามารถแก้ไขได้เมื่อสร้างเป็นวงจรรวม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

บทสรุป

9.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เนื้อหาทั้งหมดล้วนเป็นการนำออสเฟทมาออกแบบเป็นวงจรทางด้านอนาล็อกทั้งสิ้น โดยสามารถออกแบบเป็นวงจรรวมได้ และ จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พอที่จะสรุปเนื้อหาทั้งหมดเป็นส่วน ๆ ที่สำคัญได้ 3 ส่วนดังนี้

9.1.1. วงจรดิฟเฟอเรนเชียลควอเตอร์นั้น เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรคู่อุปเฟอเรนเชียล และสามารถที่จะใช้งานแทนวงจรคู่อุปเฟอเรนเชียลได้ แต่มีคุณสมบัติในความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าวงจรคู่อุปเฟอเรนเชียล และสามารถที่จะประยุกต์เป็นวงจรทางการประมวลผลสัญญาณอนาล็อกได้ เช่น วงจรกำเนิดความถี่ แม้กระทั่งวงจรออปแอมป์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเฉพาะวงจรถ่ายสัญญาณ

9.1.2. วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน เป็นวงจรที่ได้รับการปรับปรุงและพัฒนาจากงานวิจัยก่อน ๆ ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์มาก ใช้ออปแอมป์ทำให้เนื้อที่ที่ใช้ในการทำไอซีมีเนื้อที่มาก และ มีความเป็นเชิงเส้นต่ำ โดยวงจรที่ออกแบบขึ้นมาใหม่นี้ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นค่อนข้างสูง และการตอบสนองต่อความถี่สูงดี โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำมาประยุกต์เป็นวงจรกรองความถี่ซึ่งสามารถปรับค่าได้ด้วยแรงดัน และ ผลการทดลองนั้นเป็นที่น่าพอใจ

9.1.3. วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน เป็นวงจรที่ได้รับการปรับปรุงและพัฒนาจากงานวิจัยก่อน ๆ เช่นกัน ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นต่ำ และ ไม่ใช้แรงดันควบคุม การควบคุมไม่เป็นเชิงเส้นในขณะที่ความต้านทานเปลี่ยน วงจรที่ออกแบบขึ้นมาใหม่นี้ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก และการตอบสนองต่อความถี่สูงดี โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำมาประยุกต์เป็นวงจรถ่ายสัญญาณปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบ Wein-Bridge ซึ่งในการประยุกต์ใช้งานของวงจรมีสามารถประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางในงานด้านการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก เช่น ในวงจรถ่ายสัญญาณแบบต่าง ๆ เป็นต้น

9.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แม้ว่าจะมีผลการทดลองใกล้เคียงกับทฤษฎีมากก็ตาม แต่ก็ไม่สามารถหลีกเลี่ยงการประสบปัญหาไปได้ ซึ่งเป็นปัญหา และ ข้อจำกัดเล็กน้อย พอที่จะแก้ไขได้ โดยแบ่งปัญหา และ ข้อจำกัดที่เกิดขึ้น และ แนวทางที่จะแก้ไขต่อไปไว้ 3 ข้อดังนี้

9.2.1. ในวงจรดิฟเฟอเรนเชียลควอเตอร์นั้นไม่สามารถใช้ค่า R ที่มีค่าสูงได้ เพราะคิดที่เงื่อนไขของแรงดันเอาต์พุต $V_o = (I_1 - I_2)R$ หรือ $R \leq \frac{V_o}{I_{ss}}$ ซึ่ง V_o จะมีค่าระหว่าง V_{DD} ถึง V_{SS} ซึ่งมีค่าเท่ากับ

± 5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวทางแก้ไข พยายามเลือกค่า R ที่มีค่าต่ำกว่าเงื่อนไขข้างต้น

9.2.2 ในวงจรความต้านทานแบบค่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันนั้น จะต้องใช้แรงดันสูงคือ ± 7 โวลต์ เพราะต้องการให้วงจรรวมสัญญาณให้เอาท์พุตสูงกว่าแบบแรงดันไฟเลี้ยง ± 5 โวลต์ ซึ่งเป็นผลให้แรงดัน V_{DS} มีค่าสูงประมาณ ± 1.5 โวลต์ แต่ถ้าใช้แรงดันไฟเลี้ยง ± 5 โวลต์จะทำให้แรงดัน V_{DS} มีค่าประมาณ ± 1 โวลต์ และ ค่าแรงดัน V_{DS} จะต้องมีค่าไม่เกิน 1.5 โวลต์ ซึ่งเมื่อเกิน 1.5 โวลต์ความเป็นเชิงเส้นจะลดลงอย่างมาก ซึ่งทำให้ช่วงแรงดันอินพุตใช้งานมีค่าเท่ากับ 3 โวลต์ และ การไบอัสกระแส I_f จะต้องไบอัสให้เหมาะสม มิฉะนั้นค่าแรงดัน $V_{DS}+V_C$ จะมีค่าผิดพลาดสูง

แนวทางแก้ไข ไม่สามารถแก้ไขได้เพราะเป็นคุณสมบัติของมอสเฟต ควรเลือกใช้แรงดันไฟเลี้ยงให้เหมาะสมกับงานที่จะนำไปประยุกต์ซึ่งสามารถใช้ได้ทั้ง ± 5 โวลต์ และ ± 7 โวลต์ ส่วนในกรณีของกระแสไบอัสนั้นจะต้องออกแบบเป็นวงจรจ่ายกระแสคงที่ ให้มีค่ากระแส I_f ที่มีค่าที่เหมาะสมโดยกระทำได้จากการวัด

9.2.3 ในวงจรความต้านทานแบบค่อลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันนั้น มีปัญหาเช่นเดียวกับ วงจรความต้านทานแบบค่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน คือ การปรับกระแสไบอัส ดังนั้นการแก้ไขจึงเป็นเช่นเดียวกัน และ เมื่อแรงอินพุตมีค่าเป็น 0 จะมีกระแสอินพุต ไหลอยู่บ้างเล็กน้อย เนื่องจากทรานซิสเตอร์ ส่วนของวงจรสะท้อนกระแสมีความไม่สมพ้องกัน โดยการสะท้อนในส่วนบนจะเป็นการสะท้อนด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ครั้ง แต่ส่วนล่างจะเป็นการสะท้อนกระแสด้วยทรานซิสเตอร์ 3 ครั้ง เป็นผลให้การประยุกต์ใช้งานมีความผิดพลาดเล็กน้อย

แนวทางแก้ไข ต้องเพิ่มทรานซิสเตอร์ส่วนของวงจรสะท้อนกระแสให้มีความสมพ้องกันทุกประการ คือ ทำให้การสะท้อนกระแสด้านบนมีการสะท้อน 3 ครั้งเท่ากับด้านล่าง แต่ในกรณีนี้จะทำให้จำนวนทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้น

ภาคผนวก

โปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

(1) วงจรดิฟเฟอเรนเชียลควอตเทต

THE DIFFERENTIAL QUARTET

.WIDTH OUT=80

VDD 1 0 DC 5

VSS 9 0 DC -5

VIN 101 0 DC 0

RIN 101 0 1

EVIN+ 2 0 101 0 .5

EVIN- 3 0 101 0 -.5

R1 1 4 5K

R2 1 5 5K

IO 8 9 1000UA

M1 6 2 8 8 NMOS1 W=100U L=10U

M2 7 3 8 8 NMOS1 W=100U L=10U

M3 4 5 6 6 NMOS1 W=100U L=10U

M4 5 4 7 7 NMOS1 W=100U L=10U

-----MODEL A-----

.MODEL NMOS1 NMOS (LEVEL=2 LD=0.25U TOX=400E-10 NSUB=1.85E+16 VTO=0.8

+UO=650 UEXP=0.13 UCRIT=7.0E+4 DELTA=1.5 VMAX=5.0E+4 XJ=0.2U NEFF=3.0

+RSH=34 CGDO=2.25E-10 CGSO=2.25E-10 CJ=2.41E-04 MJ=0.65 CJSW=4.70E-10

+MJSW=0.3 PB=0.7)

.MODEL PMOS1 PMOS (LEVEL=2 LD=0.25U TOX=400E-10 NSUB=6.0E+15 VTO=-0.8

+UO=245 UEXP=0.35 UCRIT=9.0E+4 DELTA=1.0 VMAX=3.0E+4 XJ=0.1U NEFF=1.5

+RSH=121 CGDO=2.15E-10 CGSO=2.15E-10 CJ=2.88E-04 MJ=0.5 CJSW=4.00E-10

+MJSW=0.3 PB=0.7)

-----MODEL A-----

.DC VIN -2.5 2.5 0.1

.PRINT DC V(4,5)

.PROBE

.END

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2) วงจรความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

THE VOLTAGE CONTROL GROUNDED RESISTANCE

VDD 1 0 DC 7

VSS 8 0 DC -7

VIN 13 0 AC 1

VB 15 0 DC -2

VC 7 0 DC 3.5

I1 4 8 300UA

I2 5 8 300UA

M1 2 9 4 4 NMOS1 W=50U L=10U

M2 1 0 4 4 NMOS1 W=50U L=10U

M3 1 7 5 5 NMOS1 W=50U L=10U

M4 6 6 5 5 NMOS1 W=50U L=10U

M5 2 2 1 1 PMOS1 W=50U L=10U

M6 6 2 1 1 PMOS1 W=50U L=10U

M7 9 7 0 15 NMOS1 W=50U L=10U

M8 9 6 0 15 NMOS1 W=50U L=10U

R1 13 9 1K

-----MODEL A-----

.MODEL NMOS1 NMOS (LEVEL=2 LD=0.25U TOX=400E-10 NSUB=1.85E+16 VTO=-0.8
+UO=650 UEXP=0.13 UCRIT=7.0E+4 DELTA=1.5 VMAX=5.0E+4 XJ=0.2U NEFF=3.0
+RSH=34 CGDO=2.25E-10 CGSO=2.25E-10 CJ=2.41E-04 MJ=0.65 CJSW=4.70E-10
+MJSW=0.3 PB=0.7)

.MODEL PMOS1 PMOS (LEVEL=2 LD=0.25U TOX=400E-10 NSUB=6.0E+15 VTO=-0.8
+UO=245 UEXP=0.35 UCRIT=9.0E+4 DELTA=1.0 VMAX=3.0E+4 XJ=0.1U NEFF=1.5
+RSH=121 CGDO=2.15E-10 CGSO=2.15E-10 CJ=2.88E-04 MJ=0.5 CJSW=4.00E-10
+MJSW=0.3 PB=0.7)

-----MODEL A-----

*.DC VIN -2 2 .1

.AC DEC 51 10K 1G

.OP

.PROBE

.END

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(8) วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดัน

THE VOLTAGE-CONTROLLED FLOATING RESISTOR CIRCUIT

.WIDTH OUT=80

VDD 1 0 DC 5

VSS 15 0 DC -5

VIN 2 0 AC 1

VC 15 0 DC 1.5

IT1 6 16 200UA

IT2 8 16 200UA

IT3 12 16 200UA

-----OPAMP-----

RIN 3 0 10MEG

EVO 17 0 3 0 100E4

RO 17 18 1

-----OPAMP-----

RF 3 18 1K

M1 4 2 6 6 NMOS1 W=50U L=10U

M2 5 3 6 6 NMOS1 W=50U L=10U

M3 1 15 8 8 NMOS1 W=50U L=10U

M4 7 7 8 8 NMOS1 W=50U L=10U

M5 9 7 0 0 NMOS1 W=50U L=10U

M6 10 11 0 0 NMOS1 W=50U L=10U

M7 11 11 12 12 NMOS1 W=50U L=10U

M8 1 15 12 12 NMOS1 W=50U L=10U

M9 14 10 1 1 PMOS1 W=500U L=10U

M10 2 10 1 1 PMOS1 W=500U L=10U

M11 4 4 1 1 PMOS1 W=50U L=10U

M12 5 5 1 1 PMOS1 W=50U L=10U

M13 3 9 1 1 PMOS1 W=500U L=10U

M14 13 9 1 1 PMOS1 W=500U L=10U

M15 7 4 1 1 PMOS1 W=50U L=10U

M16 9 9 1 1 PMOS1 W=500U L=10U

M17 10 10 1 1 PMOS1 W=500U L=10U

M18 11 5 1 1 PMOS1 W=50U L=10U

M19 14 14 16 16 NMOS1 W=500U L=10U

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M20 2 13 16 16 NMOS1 W=500U L=10U
M21 3 14 16 16 NMOS1 W=500U L=10U
M22 13 13 16 16 NMOS1 W=500U L=10U

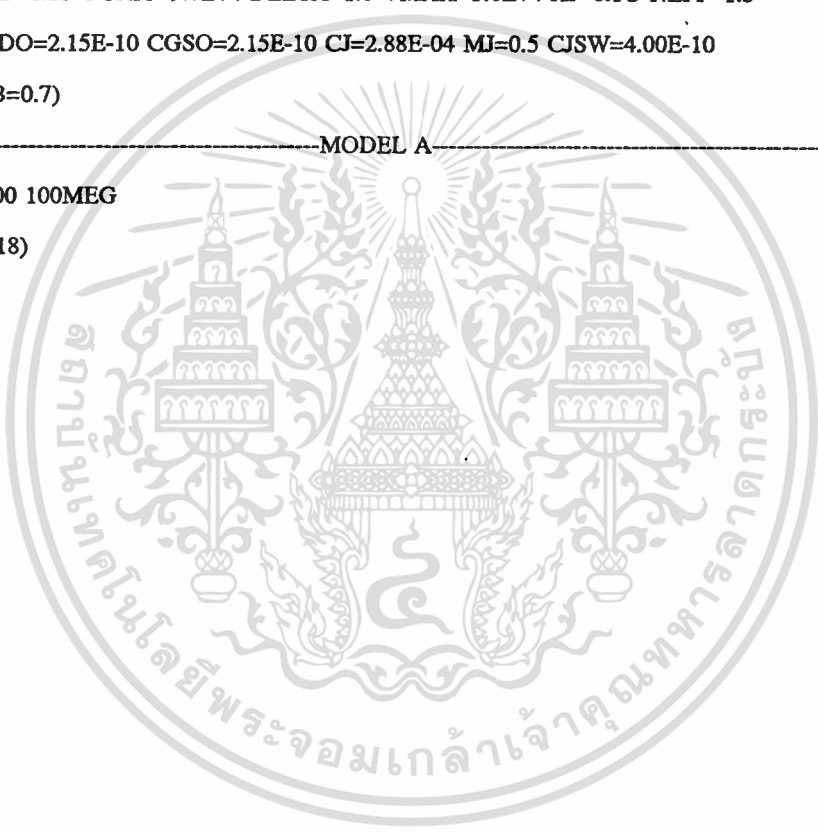
-----MODEL A-----

.MODEL NMOS1 NMOS (LEVEL=2 LD=0.25U TOX=400E-10 NSUB=1.85E+16 VTO=0.8
+UO=650 UEXP=0.13 UCRIT=7.0E+4 DELTA=1.5 VMAX=5.0E+4 XJ=0.2U NEFF=3.0
+RSH=34 CGDO=2.25E-10 CGSO=2.25E-10 CJ=2.41E-04 MJ=0.65 CJSW=4.70E-10
+MJSW=0.3 PB=0.7)

.MODEL PMOS1 PMOS (LEVEL=2 LD=0.25U TOX=400E-10 NSUB=6.0E+15 VTO=-0.8
+UO=245 UEXP=0.35 UCRIT=9.0E+4 DELTA=1.0 VMAX=3.0E+4 XJ=0.1U NEFF=1.5
+RSH=121 CGDO=2.15E-10 CGSO=2.15E-10 CJ=2.88E-04 MJ=0.5 CJSW=4.00E-10
+MJSW=0.3 PB=0.7)

-----MODEL A-----

.AC DEC 51 100 100MEG
.PRINT AC V(18)
.OP
.PROBE
.END



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นาย พิพัฒน์ พรหมมี เกิดเมื่อวันที่ 6 สิงหาคม พศ.2512 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี สาขา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา เทคโนโลยีโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2534 และ เข้าศึกษาต่อที่บัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2535 มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการยอมรับ และ ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการในประเทศทั้งหมด 6 เรื่อง ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการต่างประเทศ 1 เรื่อง ปัจจุบัน ทำงานที่การสื่อสารแห่งประเทศไทย ตำแหน่ง วิศวกร ระดับ 3 ที่ทำการชุมสายโทรศัพท์ในประเทศ กองโทรศัพท์ระหว่างประเทศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS FUNDAMENTALS

MOS DEVICES

Complementary MOS (CMOS) logic, memory, and switching circuits are constructed with P-channel and N-channel enhancement-mode MOS transistors diffused on a monolithic silicon chip. Field-effect transistors are unipolar devices; that is, their operation is based on a function of only one type of charge carrier—holes in P-channel types, and electrons in N-channel types.

A simplified cross-section of an N-channel enhancement-mode MOS transistor is shown in Figure 1. This transistor is a four-terminal device. In CMOS logic applications, the substrate and the source are usually connected to a common point, which in the N-channel transistor is the most negative potential or V_{SS} . With no voltage applied between gate and source, the two N+ diffusions are electrically isolated from each other and no conduction occurs. As an increasingly positive voltage is applied to the gate, an N-type inversion layer begins to form at the surface between source

and drain. When a threshold voltage V_{TN} is reached, the inversion layer just begins to connect source and drain, allowing some conduction. As the gate voltage increases further, the inversion layer is driven deeper, resulting in greater conductivity from source to drain. A saturation point is reached when $+V_{DS}$ is forced higher than $V_G - V_{TN}$; the device, therefore, is self-current-limiting. Figure 2 shows typical drain characteristics for an N-channel MOS transistor. Note the similarity to equivalent vacuum tube characteristics.

Operation of the P-channel device (Figure 3) is similar, except that the source and substrate are connected to the most positive potential, V_{DD} . A P-type inversion layer, or channel, is formed when a negative voltage is applied to the gate with respect to the source. The threshold voltage V_{TP} is defined as that value of V_G which causes a specified minimum conductivity between source and drain. Saturation occurs when the drain-to-source voltage V_{DS} is forced more negative than $V_G - V_{TP}$. Figure 4 shows typical drain characteristics for a P-channel MOS transistor.

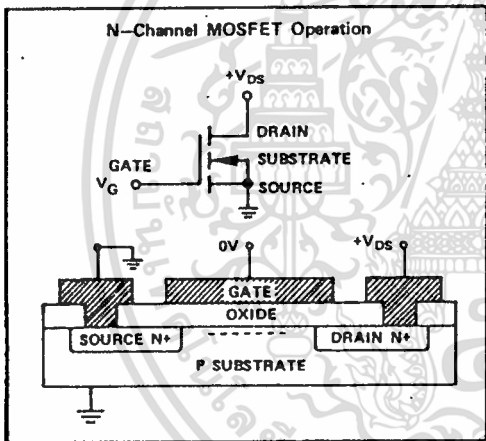


Figure 1

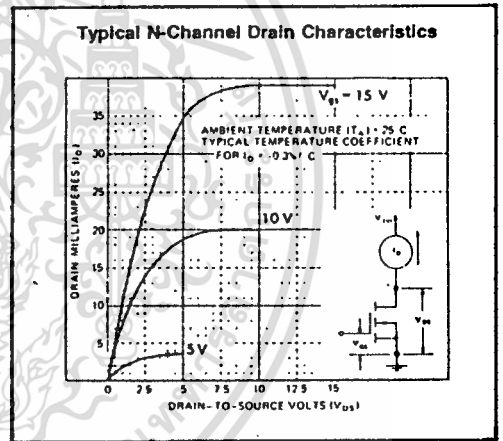


Figure 2

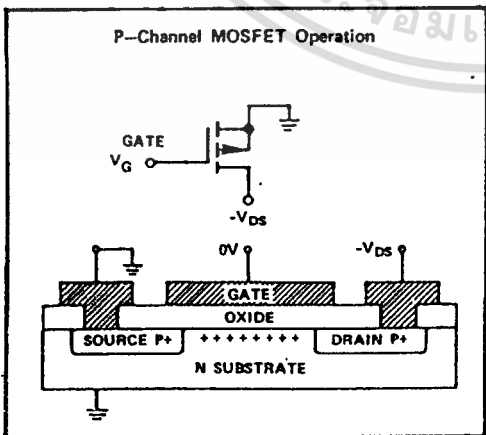


Figure 3

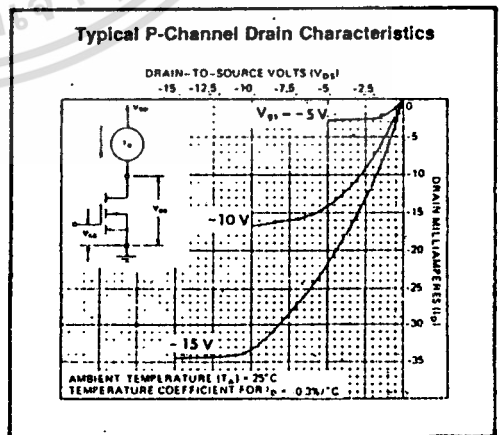


Figure 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4007UB



CMOS DUAL COMPLEMENTARY PAIR PLUS INVERTER

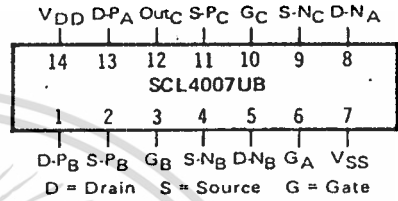
FEATURES

- ◆ Low Output Impedance
- ◆ Extremely High Input Impedance
- ◆ Single Supply Operation - Positive or Negative
- ◆ All Inputs Diode-Protected
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

SCL4007UB contains three N-Channel and three P-Channel enhancement-type MOS transistors on a single monolithic silicon chip. The transistor elements are accessible through the package terminals to provide means for constructing various logic, transmission gating, and linear circuits.

CONNECTION DIAGRAM (all packages)



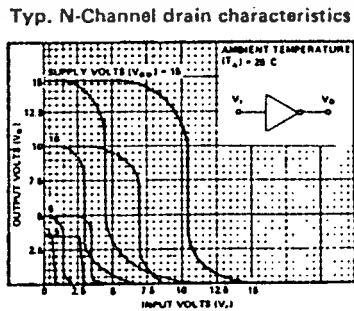
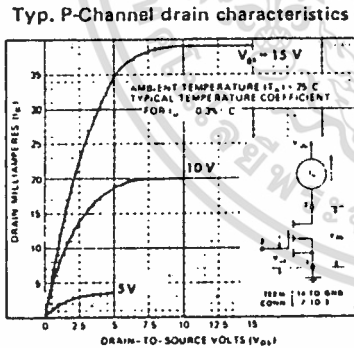
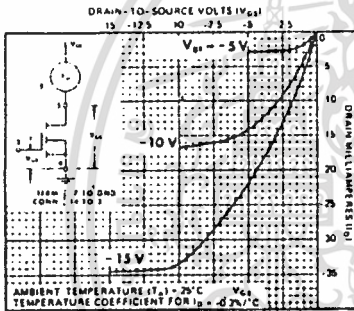
Add suffix for package:

- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

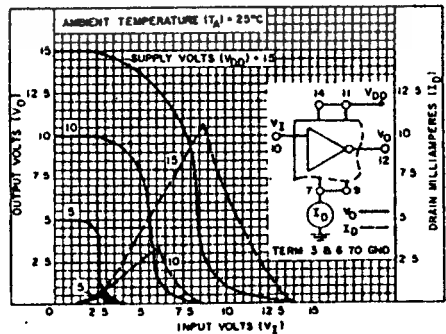
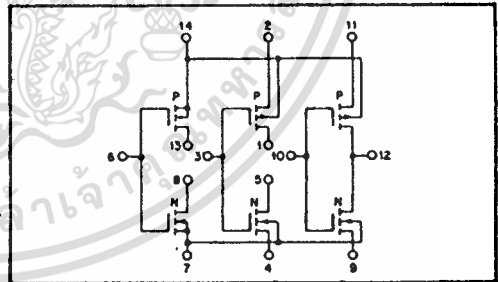
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C



SCHEMATIC DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS¹

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C		T _{HIGH} ³		Units
			Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{IS} or V _{IS} = V _{IN} All valid input combinations	5	0.05	0.0005	0.05	—	1.5	μA
			10	0.10	0.001	0.10	—	3.0	
			15	0.20	0.002	0.20	—	6.0	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications"

² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.

= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.

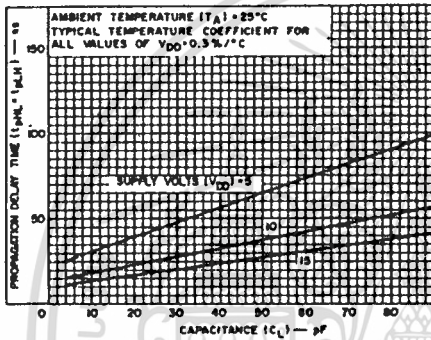
= +85°C for E device.

³ This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

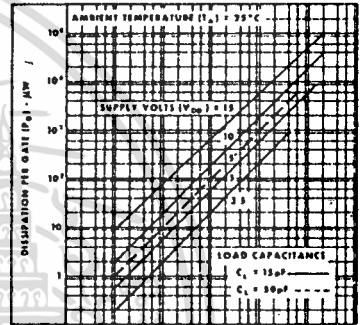
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF; T_A = 25°C)¹

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH, tPHL}	5	—	60	ns
		10	—	35	
		15	—	75	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{FLH, tFHL}	5	100	200	ns
		10	50	100	
		15	40	80	

¹ Connected as inverter



Typ. propagation delay time vs. C_L



Typ. dissipation characteristics

APPLICATIONS INFORMATION

Triple Inverters (14, 2, 11); (8, 12); (1, 5); (7, 4, 9)

High Sink-Current Driver (6, 3, 10); (8, 5, 12); (11, 14); (7, 4, 9)

3-Input NOR Gate (13, 2); (11, 11); (12, 5, 8); (7, 4, 9)

3-Input NAND Gate (1, 12, 13); (2, 14, 11); (4, 8); (5, 9)

Tree (Relay) Logic (13, 12, 5); (4, 9, 8); (14, 2); (11, 11)

ALL P-UNIT SUBSTRATES ARE CONNECTED TO VDD
ALL N-UNIT SUBSTRATES ARE CONNECTED TO VSS

OUT (VDD) = CA + AB
OUT (VSS) = CA + CB

High Source-Current Driver (6, 3, 10); (13, 1, 12); (14, 2, 11); (7, 9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการ

- [1] พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เฉลยหาญ, "วงจรถิณีเยร์ทรานสดักคแดนซ์แบบซิมอสติฟเฟอร์นเซียลควอตซ์ และ การประยุกต์ใช้งาน," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 16, หน้า 185-189., 25-26 พฤศจิกายน 2536.
- [2] K. Dejhan, F. Cheevasuvit, P. Prommee, S. Chitwong, T. Sangchaiya, E. Prommas, "High-Performance Differential Quartets-Based Linear Transconductance," Proc. of Int. Conf. ROVPIA'94., pp.610-615, 26-28 May 1994.
- [3] พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เฉลยหาญ, อัมพล ชูสนุก, สมยศ จุณณะปิยะ, สุชาติ คุณทวีเทพ, "วงจรรวมความต้านทานแบบต่อกราวด์ปรับค่าได้ด้วยแรงดันโดยใช้มอสเฟต," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 11 ฉบับที่ 1, หน้า 41-46, มิถุนายน 2537.
- [4] พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เฉลยหาญ, อุดร ยังช่วย, สมยศ จุณณะปิยะ, สุชาติ คุณทวีเทพ, "วงจรรวมความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าได้ด้วยแรงดันโดยใช้มอสเฟต," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 11 ฉบับที่ 1, หน้า 47-52, มิถุนายน 2537.
- [5] โกศล ลอยลิ้ว, ธวัช สุตแสง, พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เฉลยหาญ, สุชาติ คุณทวีเทพ, "วงจรรวมที่สองโดยใช้มอสเฟต," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 17, หน้า 538-541, 1-2 ธันวาคม 2537.
- [6] ธวัช สุตแสง, พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เฉลยหาญ, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์, "วงจรรวมกำลังสองโดยใช้มอสเฟต," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 17, หน้า 557-561, 1-2 ธันวาคม 2537.
- [7] พรพรรณ คุลยกาญจน์, พิพัฒน์ พรหมมี, กอบชัย เฉลยหาญ, ถวิล กิ่งทอง, "วงจรรวมสัญญาณแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟต," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 17, หน้า 608-611, 1-2 ธันวาคม 2537.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความและหนังสืออ้างอิง

- [1] S. Pookaiyaudom and T. Kuhanont, "High - Performance Differential Quartet," Proc. IEEE, Vol.65, pp.1721 - 1723, Dec 1977.
- [2] กอบชัย เศษหาญ, สิทธิชัย โกโคยอุดม, "FET Bipolar Differential Quartet" , ประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 6 ., เล่มที่ 1, หน้า 1-8, 17-18 พฤศจิกายน 2526.
- [3] Z. Czarnul and N. Fujii, "Highly - Linear Transconductance Cell Realised by Double MOS Transistor Differential Pairs," Electron. Lett., Vol.26, pp.1819-1821, Oct. 1990.
- [4] Z. Wang and W. Guggenbuhl, "A Voltage - Controllable Linear MOS Transconductor Using Bias Offset Technique ," IEEE J. Solid-State Circuits., Vol.25, pp.315-317 , Feb. 1990.
- [5] J. L. Pennock , "CMOS Triode Transconductor for Continuous-Time Active Integrated Filters," Electron. Lett., Vol.21, pp.817-818 , Aug. 1985.
- [6] E. Seevinck and R. F. Wassenaar, "A Versatile CMOS Linear Transconductor/Square-Law Function Circuit," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol.SC-22, pp.366-377, June 1987.
- [7] P. Wu and R. Schaumann, "Improve Common-mode Feedback Circuit Suitable for Operational Transconductance Amplifiers with Tuning," Electron. Lett., Vol.27, pp.117-118 , Jan 1991.
- [8] M. Banu and Y. Tsvividis, "Floating Voltage - Controlled Resistors in MOS Technology," Electron. Lett., Vol.18, pp.678-679, July 1982.
- [9] I. S. Han and S. B. Park, "Voltage - Controlled Linear Resistor by Two MOS Transistors and its Application to Active RC Filter MOS Integration," Proc. IEEE, Vol.72, pp.1655-1657, Nov. 1984.
- [10] K. Nay and A. Budak, "A Voltage - Controlled Resistance with Wide Dynamic Range and Low Distortion," IEEE Trans. Circuits Syst., Vol.CAS-30, pp.770-772, Oct. 1981.
- [11] R. Senani and D. R. Bhaskar, "A Simple Configuration for Realizing Voltage - Controlled Impedance," IEEE Trans. Circuits Syst., Vol.CAS-39, pp.52-59, Jan. 1992.
- [12] G. Moon, M. E. ZaGhloul and R.W. Newcomb, "An Enhancement - Mode MOS Voltage - Controlled Linear Resistor with Large Dynamic Range," IEEE Trans. Circuits Syst., Vol.CAS-37, pp.1284-1288, Jan. 1990.
- [13] K. Nay and A. Budak, "A Variable Negative Resistance," IEEE Trans. Circuits Syst., Vol.CAS-32, pp.1193-1194, Jan. 1985.
- [14] S. P. Singh, J. V. Hanson and J. Vlach, "A New Floating Resistor for CMOS Technology," IEEE Trans. Circuits Syst., Vol.CAS-36, pp.121-124, Sep. 1989.
- [15] K. Nagaraj, "New CMOS Floating Voltage - Controlled Resistor," Electron. Lett., Vol.22, pp.667-668, June 1986.

- [16] P. M. Vanpeteghem and G. L. Rice, "New CMOS Resistor implementation for Linear IC Application," *Electron. Lett.*, Vol.24, pp.288-290, March 1988.
- [17] G. Wilson and P. K. Chan, "Novel Voltage - Controlled Grounded Resistor," *Electron. Lett.*, Vol.25, pp.1725-1726, Dec. 1989.
- [18] Z. Wang , "2-MOSFET Transresistor with Extremely Low Distortion for Output Reaching Supply Voltages," *Electron. Lett.*, Vol.26, pp.951-952, June 1990.
- [19] Z. Wang, "Novel Voltage - Controlled Grounded Resistor," *Electron. Lett.*, Vol.26, pp.1711-1712, Sep. 1986.
- [20] J. Silva-Martinez, M. Steyaert and W. Sansen, "Very Linear CMOS Floating Resistor," *Electron. Lett.*, Vol.26, pp.1610-1611, June 1990.
- [21] Z. Wang , "Novel Electronically-Controlled Floating Resistors Using MOS Transistor Operating in Saturation," *Electron. Lett.*, Vol.27, pp.188-189, June 1991.
- [22] R. R. Torrance, T. R. Viswanathan and J. V. Hanson, "CMOS Voltage to Current Transducers," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, Vol.CAS-32, pp.1097-1104, Nov. 1985.
- [23] S. Liu and L. W. Nagel, "Small - Signal MOSFET Models for Circuit Design," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.SC-17, pp.983-998, Dec. 1982.
- [24] A. GREBENE, "The monolithic Phase-locked loop-versatile building block," *IEEE Spectrum*, pp.38-49, March 1971.
- [25] R. L. Geiger, P. E. Allen and N. R. Strader, "VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuit," McGraw-Hill Publishing Company, 1990.
- [26] H. Shichman and D. A. Hodges, "Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuits," *IEEE J. Solid State Circuits*, Vol.SC-3, pp.285-289, Sept. 1968.
- [27] C. T. Sah, "Characteristics of the Metal-Oxide-Semiconductor Transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol.ED-11, pp.324-345, July 1964.
- [28] C. Toumazou and F. J. Lidgley and D. G. Haigh, "analogue IC Design : the current mode approach," Peter Peregrinus Ltd., 1990.
- [29] P. R. Gray and R. G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1984.
- [30] R. Gregorian and G. C. Temes, "Analog MOS Integrated Circuit for Signal Processing," John Wiley & Sons, Inc., 1986.
- [31] P. E. Allen and D. R. Holberg, "CMOS Analog Circuit Design," Holt Rinehart and Winston. Inc., 1987.
- [32] R. A. Gayakwad, "Op-Amps and Linear Integrated Circuit," Prentice Hall, Inc., 1988.

- [33] G. W. Roberts and Adel S. Sedra, "Spice for Microelectronic Circuits," 3rd Edition, Saunders College Publishing, 1992.
- [34] A. B. Williams, "Electronic Filter Design Handbook," McGraw-Hill Book Publishing Company, 1981.
- [35] L.P. Huelsman, "Active RC Filter : Theory and Application," Dowden, Hutchinson & Ross Inc., 1976.
- [36] L. P. Huelsman, "Active and Passive Analog Filter Design," McGraw-Hill, Inc., 1993.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้