

วงจรรคูณ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอสแบบแรงดันต่ำ

LOW VOLTAGE CMOS ANALOGUE FOUR-QUADRANT MULTIPLIER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

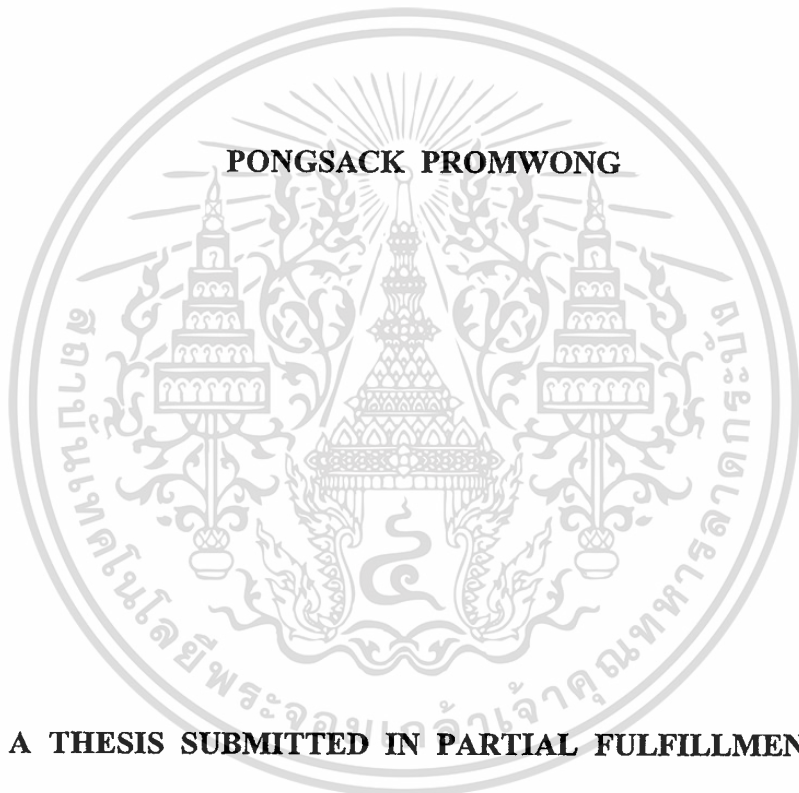
พ.ศ.2542

ISBN 974-622-621-5

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 34735
วัน, เดือน, ปี 29 S.A. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW VOLTAGE CMOS ANALOGUE FOUR-QUADRANT MULTIPLIER



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

1999

ISBN 974-622-621-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 1999

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรวม 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้ซีมอสแบบแรงดันต่ำ
นักศึกษา	นายพงษ์ศักดิ์ พร้อมวงศ์
รหัสประจำตัว	35620066
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ	2542
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรรวม 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้ซีมอสแบบแรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอสเฟต ได้ทำการออกแบบวงจรถอดทอนสัญญาณเพื่อใช้เป็นภาคอินพุทของวงจรรวม โดยทำงานร่วมกับวงจรถอดระดับแรงดัน เพื่อจัดให้มีแรงดันไบอัสให้กับวงจรรวม ส่วนวงจรรวมนั้นเลือกใช้โครงสร้างแบบกิลเบิร์ตที่จัดให้มอสเฟตทำงานอยู่ในย่านไม้อิมิตัวและย่านอิมิตัว เพื่อที่จะสามารถใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำๆ ($\pm 1.5V$) ได้ ช่วงปฏิบัติการด้านเข้ากว้างขึ้น และยังคงมีความเป็นเชิงเส้นสูง ซึ่งแสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรด้วยโปรแกรม HSPICE โดยที่มีความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์รวมน้อยกว่า 2 % ที่แรงดันแตกต่างทางอินพุทที่ $\pm 1V$ และมีค่ากำลังสูญเสียต่ำกว่า 90 ไมโครวัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title Low Voltage CMOS Analogue Four-Quadrant Multiplier
Student Mr.Pongsack Promwong
Student ID. 35620066
Degree Master of Engineering
Programme Electrical Engineering
Year 1999
Thesis Advisor Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis proposes low voltage CMOS analogue four-quadrant multiplier. Differential active attenuators are used at input of the multiplier circuits to increase signal swing capabilities. For biasing purposes, a level shifter is needed for coupling the attenuator into the multiplier circuits. The multiplier is based on the Gilbert cell of MOS transistor operation in the triode region and in the saturation region. The proposes of CMOS analogue four-quadrant multiplier have a wide dynamic range, low voltage supply and good linearity. Simulation results from HSPICE programe are shown a Total Harmonic Distortion (THD) less than 2% and the power consumption is as low as $90\mu W$.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการออกแบบรวมทั้งได้ทดสอบการตรวจเทียบจาก รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง และขอขอบคุณ ดร. จิตรเกษม งามนิต ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครที่สนับสนุนเครื่องมือและโอกาสในการทำงานวิจัยนี้ ขอขอบคุณ คุณสุมน โกเมนเอก ผู้ช่วยพิมพ์ต้นฉบับ และเป็นกำลังใจให้ผู้วิจัยเสมอมา ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ได้ให้โอกาสในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อทวีศักดิ์ และคุณแม่บัวผัน พร้อมวงศ์ ซึ่งเป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนผู้วิจัยตลอดมา คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่ 1. บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2. ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 โครงสร้างของมอสเฟต.....	3
2.3 สัญลักษณ์ของมอสเฟต.....	5
2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต.....	6
2.4.1 การจัดไบอัสการทำงานของมอสเฟต.....	11
2.4.2 ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของแชนแนล.....	13
2.4.3 ผลของมอสเฟตต่อการเปลี่ยนตามอุณหภูมิ (Temperature Effect).....	15
2.4.4 การเกิดเบรกดาวน์และการป้องกันทางอินพุต.....	15
2.5 แบบจำลองของมอสเฟต.....	16
2.5.1 แบบจำลองที่สัญญาณขนาดใหญ่.....	16
2.5.2 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Model).....	18
2.5.3 แบบจำลองที่ใช้สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง.....	21
2.5.3.1 ค่าความจุไฟฟ้าที่แต่ละรอย.....	21
2.5.3.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการทำงานย่านไทรโอด.....	23
2.5.3.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการทำงานย่านคัตออฟ.....	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3. วงจรคูลแมนอะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์	29
3.1 บทนำ.....	29
3.2 หลักการเบื้องต้น	29
3.2.1 วงจรคู่ซอร์ท่ต่อร่วม (Source-Couple Pair).....	29
3.2.2 วงจรคู่ซอร์ท่ต่อร่วมที่มีการไบอัสที่มีการปรับชดเชย (CCSP).....	32
3.2.3 วงจรคูลแมนแบบกิลเบิร์ตที่มีคู่ซอร์ท่ร่วมที่ทำงานในย่านอิมตัว.....	34
3.2.4 วงจรคูลแมนในโครงสร้างแบบกิลเบิร์ตที่มีการปรับชดเชยกระแสไบอัส.....	37
3.2.5 วงจรคู่ซอร์ท่ร่วมที่ให้ทรานซิลิเตอร์ทำงานในย่านไม้อิมตัว.....	41
3.3 วงจรคูลแมนอะล็อกแบบ4ควอดแดรนต์ที่้ออกแบบ	43
3.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี	49
3.4.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท.....	49
3.4.2 การวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุท.....	50
3.4.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน.....	53
3.4.3.1 การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุท V_x	53
3.4.3.2 การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุท V_y	61
3.5 ผลการทดสอบและการเปรียบเทียบ.....	69
3.6 บทสรุป	82
บทที่ 4. วงจรลดทอนสัญญาณ	83
4.1 บทนำ	83
4.2 หลักการเบื้องต้น	83
4.2.1 พิจารณาช่วงย่านการปฏิบัติการ.....	83
1) พิจารณาหาช่วงย่านปฏิบัติการของ M1.....	84
2) พิจารณาหาช่วงการทำงานของ M2 ซึ่งทำงานในย่านไทรโอด.....	84
4.3 วงจรลดทอนสัญญาณที่้ออกแบบ	89
4.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทฤษฎี	93
4.4.1 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรลดทอนขนาด.....	94
4.4.1.1 วิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (Thermal noise)....	94
4.4.1.2 วิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนอื่นที่ส่งผลที่ความถี่ต่ำ.....	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.4.2 การพิจารณาคุณสมบัติของช่วงพิสัยพลวัต (Dynamic Range).....	103
4.4.3 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท.....	117
4.4.4 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุท.....	118
4.4.5 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน.....	121
4.5 ผลการทดสอบและเปรียบเทียบ	124
4.6 บทสรุป	133
บทที่ 5. วงจรปรับขดเซกกระแสด.....	134
5.1 บทนำ	134
5.2 หลักการเบื้องต้น	134
5.3 วงจรที่ได้ทำการออกแบบ	134
5.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี	136
5.4.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท.....	136
5.4.2 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุท.....	136
5.4.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน.....	137
5.5 ผลการทดสอบและการเปรียบเทียบ	141
5.6 บทสรุป.....	146
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	147
บรรณานุกรม	152
ภาคผนวก	154
ก. โปรแกรม HSPICE ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิชานิพนธ์	156
ประวัติผู้เขียน	163

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟทแบบต่างๆ.....	6
3.1 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟทที่เกิดจากการไบอัสวงจรถูกที่ใช้ การไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่10ไมโครแอมป์ด้วยโปรแกรม HSPICE.....	72
4.1 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟทที่เกิดจากการไบอัสวงจรถอดตอน ขนาดสัญญาณทั้งหมดด้วยโปรแกรม HSPICE.....	125
5.1 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟทที่เกิดจากการไบอัสวงจรรีบ ชดเชยกระแสทั้งหมดด้วยโปรแกรม HSPICE.....	142
A.1 แสดงค่า $\frac{W}{L}$ ของมอสเฟทที่ใช้ในวงจร.....	155



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1(A) แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-CHANNEL.....	3
2.1(B) แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด P-CHANNEL.....	4
2.2(A) แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด N-CHANNEL.....	5
2.2(B) แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด P-CHANNEL.....	5
2.3 แสดงภาพตัดขวางในขณะไม่มีการป้อนแรงดันเข้าที่มอสเฟต.....	7
2.4 แสดงการเกิดชั้นกลับ(INVERSION LAYER)ขึ้นเมื่อมีการป้อนแรงดันเข้าที่ขาเกต.....	7
2.5 แสดงผลการเกิด Channel ที่เกิดขึ้นที่มีขนาดเพิ่มขึ้นตามแรงดันเดรนเทียบซอร์ท ที่ป้อนเข้าไปในมอสเฟตโดยที่ $V_{DS} > 0$ แต่ $V_{DS} < V_{GS} - V_T$	8
2.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของกระแสเดรนกับแรงดันเดรนเทียบซอร์ท โดยที่เมื่อพิจารณาผล ของแรงดันเกตเทียบซอร์ทและแสดงย่านการทำงานต่างๆของมอสเฟต.....	9
2.7 แสดงภาพตัดขวางของมอสเฟตในขณะที่มีการเกิด Pinched-off ขึ้นที่ Channel.....	9
2.8 แสดงภาพตัดขวางของ PMOS กับ NMOS รวมอยู่ในที่เดียวกันเป็น CMOS.....	10
2.9 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของคุณสมบัติถ่ายโอนของมอสเฟต.....	13
2.10 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันเมื่อเกิดมี Channel-Length Modulation.....	14
2.11 แสดงการกำหนดจัดวางขั้วแรงดันและทิศทางกระแสที่เอ็นมอสและพีมอสตามลำดับ.....	16
2.12 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำและความถี่กลาง.....	19
2.13 แสดงวงจรสมมูลย์ที่ใช้สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง.....	21
2.14 แสดงภาพตัดขวางการเกิดควมจุไฟฟ้าต่างๆของเอ็นมอสเฟตในขณะอยู่ในย่านอิ่มตัว.....	22
2.15 แสดงวงจรที่ใช้อธิบายการทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กในย่านไทรโอดของมอสเฟต ที่ความถี่สูง.....	23
2.16 แสดงวงจรสมมูลย์อย่างง่ายที่ใช้กับสัญญาณขนาดเล็กในมอสเฟตในย่านไทรโอดที่ย่าน ความถี่สูง.....	24
2.17 แสดงภาพตัดขวางแสดงผลของการเกิดควมจุไฟฟ้าที่รอยต่อต่างๆ มอสเฟตที่อยู่ในย่านไทรโอด.....	25
2.18 แสดงวงจรสมมูลย์อย่างง่ายที่ใช้กับสัญญาณขนาดเล็กในมอสเฟตในย่านคัตออฟ ที่ความถี่สูง.....	26
2.19 แสดงภาพตัดขวางแสดงผลของการเกิดควมจุไฟฟ้าที่รอยต่อต่างๆ.....	27
3.1 วงจรคู่ซอร์ทต่อร่วมที่มีกระแสไบัสแบบ I_{SS}	30
3.2 แสดงวงจรคู่ซอร์ทต่อร่วมที่มีการไบอัสที่มีการปรับชดเชย(CCSP).....	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3 แสดงวงจรคูลแบบกิลเบิร์ตที่มีคู่ซอร์ทร่วมที่ทำงานในย่านอิมิตัว.....	35
3.4 แสดงวงจรคูลแบบกิลเบิร์ตที่เป็นคู่ซอร์ททำงานอยู่ในย่านอิมิตัวทั้งหมด โดยที่มีการปรับขดเซกกระแสไบอัส.....	38
3.5 แสดงวงจรคู่ซอร์ทร่วมที่จัดการทำงานในย่านไม้อิมิตัว.....	41
3.6 แสดงวงจรคูลแอนะล็อกแบบ4ควอดแดรนต์แบบกิลเบิร์ตที่ออกแบบ.....	44
3.7 แสดงวงจรมือของวงจรคูลแบบ4ควอดแดรนต์เพื่อใช้หาความต้านทานเอาท์พุท.....	50
3.8 แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคูลที่มีการป้อนอินพุทที่ V_x ที่ใช้ วิเคราะห์ความถี่ปฏิบัติงาน.....	53
3.9 แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคูลที่มีการป้อนอินพุทแรงดันที่ V_y เพื่อใช้ในการหาค่าความถี่ปฏิบัติงาน.....	61
3.10 แสดงผลของวงจรคูลที่มีการปรับขดเซกกระแสโดยมีกระแสไบอัสที่10ไมโครแอมป์.....	73
3.11 แสดงผลของวงจรคูลที่ไม่มีการปรับขดเซกกระแสที่มีกระแสไบอัสที่10ไมโครแอมป์.....	73
3.12 แสดงผลของวงจรคูลที่มีการปรับขดเซกกระแสโดยมีกระแสไบอัสที่20ไมโครแอมป์.....	74
3.13 แสดงผลของวงจรคูลที่ไม่มีการปรับขดเซกกระแสที่มีกระแสไบอัสที่20ไมโครแอมป์.....	74
3.14 แสดงผลของวงจรคูลที่มีการปรับขดเซกกระแสโดยมีกระแสไบอัสที่30ไมโครแอมป์.....	75
3.15 แสดงผลของวงจรคูลที่ไม่มีการปรับขดเซกกระแสที่มีกระแสไบอัสที่30ไมโครแอมป์.....	75
3.16 แสดงผลของวงจรคูลที่มีการปรับขดเซกกระแสโดยมีกระแสไบอัสที่20ไมโครแอมป์ ที่ปรับแสดงให้เห็นผลของช่วงการแปรเปลี่ยนที่กว้างขึ้น.....	76
3.17 แสดงผลของวงจรคูลที่มีการปรับขดเซกกระแสโดยมีกระแสไบอัสที่30ไมโครแอมป์ ที่ปรับแสดงให้เห็นผลของช่วงการแปรเปลี่ยนที่กว้างขึ้น.....	76
3.18 แสดงผลของวงจรคูลที่ใช้งานที่กระแสไบอัส20แอมป์ โดยใช้โหลด10กิโลโห์ม.....	77
3.19 แสดงผลของวงจรคูลที่ใช้งานที่กระแสไบอัส20แอมป์ โดยใช้โหลด50กิโลโห์ม.....	77
3.20 แสดงผลการคูลในวงจรคูลที่มีกระแสไบอัส20ไมโครแอมป์ใช้โหลดที่50กิโลโห์ม โดยอินพุททางXมีความถี่เป็น 5กิโลเฮิรซ์มีขนาดแรงดันขอดีเป็น0.6Volt โดยอินพุททางYมีความถี่เป็น 100กิโลเฮิรซ์มีขนาดแรงดันขอดีเป็น0.6Volt.....	78
3.21 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ต่อการป้อนอินพุท Xที่อินพุททางYเป็น ไฟตรงมีค่า0.25Volt.....	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.22 แสดงผลทางไฟตรงของวงจรถูกในกราฟโดยทางแกนXเป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันทางY แล้วเปลี่ยนค่าแรงดันXจาก(-1 ถึง 1 เพิ่มขึ้นทีละ0.25 Volt)โดยมีกระแสไบอัสที่20ไมโครแอมป์.....	79
3.23 แสดงผลทางไฟตรงของวงจรถูกในกราฟโดยทางแกนXเป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันทางYแล้วเปลี่ยนค่าแรงดันXจาก(-1 ถึง 1 เพิ่มขึ้นทีละ0.25 Volt)โดยมีกระแสไบอัสที่30ไมโครแอมป์	79
3.24 แสดงผลของวงจรถูกที่ใช้งานที่กระแสไบอัส20ไมโครแอมป์ โดยใช้โหลด50กิโลโอห์ม.....	80
3.25 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ต่อการป้อนอินพุททางYโดยอินพุททางXเป็นการป้อนไฟตรงมีค่าเป็น0.25 Volt.....	80
3.26 แสดงผลของค่า%THDต่อการปรับเปลี่ยนค่าของแรงดันทั้ง2ทาง.....	81
3.27 แสดงผลของค่า%THDต่อการปรับเปลี่ยนค่าของแรงดัน โดยVinYเป็นชานซ์ ในขณะที่VinXเป็นไฟตรงที่เปลี่ยนค่าจาก0.25ถึง 1.0.....	81
4.1 แสดงวงจรถอดตอน.....	83
4.2 แสดงวงจรถอดตอนสัญญาณความแตกต่างเต็มที่.....	88
4.3 แสดงวงจรถอดตอนสัญญาณที่มีวงจรถอดดับประกอบอยู่ ด้วย.....	89
4.4 แสดงวงจรถอดตอนสัญญาณที่มีการปรับปรุงแรงดันเอาต์พุท.....	90
4.5 แสดงวงจรถอดตอนขนาดสัญญาณที่ใช้งาน.....	92
4.6 แสดงวงจรถอดตอนขนาดสัญญาณที่จะทำการวิเคราะห์.....	93
4.7 แสดงแบบจำลองเสมือนของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่มอสเฟท.....	94
4.8 แสดงแบบจำลองของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนในมอสเฟท.....	95
4.9 แสดงแบบจำลองของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำและความถี่กลาง.....	97
4.10 แสดงแบบจำลองของสัญญาณรบกวนหนึ่งต่อความถี่ที่เกิดขึ้นในมอสเฟทในย่านไทรโอด.....	98
4.11 แสดงผลของความหนาแน่นกำลังสัญญาณรบกวนกระแสที่ด้านออก พร้อมทั้งแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ต้องการค่า r_o เพื่อนำไปใช้คำนวณหาแรงดันสัญญาณรบกวนที่ด้านออก.....	100
4.12 แสดงวงจรถอดส่งผ่านความนำพร้อมทั้งวงจรถอดก่อนกระแส.....	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 แสดงวงจรขยายส่งผ่านความนำที่ประกอบด้วยวงจรลทอนขนาดสัญญาณ พร้อมทั้งวงจรสะท้อนกระแส.....	110
4.14 แสดงวงจรลทอนที่ใช้และแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่กลาง.....	118
4.15 แสดงแบบจำลองเพื่อทำการหาความต้านทานทางด้านเอาต์พุต.....	120
4.16 แสดงวงจรและวงจรเสมือนที่ได้เพื่อใช้ในการพิจารณาหาความถี่ปฏิบัติการ.....	121
4.17 แสดงรูปวงจรเสมือนที่จัดรูปใหม่ให้ง่ายต่อการหาค่าความถี่ปฏิบัติการ.....	122
4.18 แสดงวงจรที่จัดให้อยู่ในรูปที่ง่ายขึ้นและใช้ในการวิเคราะห์.....	123
4.19 แสดงผลของการวิเคราะห์ทางไฟตรงแสดงผลของขอบเขตการทำงานของวงจรลทอน และแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นในแต่ละชุด.....	130
4.20 แสดงผลของแรงดันเอาต์พุตผลต่างของวงจรลทอนขนาดสัญญาณที่ยังไม่ผ่าน วงจรยกระดับแรงดัน และที่ผ่านวงจรยกระดับแรงดันแล้ว.....	131
4.21 แสดงความสัมพันธ์ใน โดเมนเวลาของแรงดันเอาต์พุตที่จุดต่างๆของวงจร.....	132
4.22 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรลทอนขนาดที่ผ่านการยกระดับแรงดันแล้ว.....	132
5.1 แสดงวงจรปรับซดเซยกระแสไบอัส.....	134
5.2 แสดงวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำและความถี่กลางใช้ในวิเคราะห์หา ความต้านทานเอาต์พุต.....	136
5.3 แสดงการแทนวงจรด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง ใช้วิเคราะห์ ความถี่ปฏิบัติการ.....	137
5.4 แสดงผลทางไฟตรงของวงจรปรับซดเซยกระแส.....	143
5.5 แสดงผลของกระแสปรับซดเซยที่สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการ ใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบหลายอันดับ เปรียบเทียบกับแรงดันอินพุต.....	143
5.6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ในรูปกระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้น.....	144
5.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่เกิดขึ้นในรูปแรงดันเอาต์พุตที่โหลด10กิโล โอม.....	144
5.8 แสดงผลของการมีวงจรปรับซดเซยและวงจรไบอัสกระแสที่สร้างขึ้นในวงจรคูณ.....	145
5.9 แสดงผลการคูณใน โดเมนของเวลาในการมีวงจรปรับซดเซยและวงจรไบอัสกระแส ที่สร้างขึ้นในวงจรคูณ.....	145
5.10 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรคูณที่ประกอบด้วยการมีวงจรปรับซดเซย และวงจรไบอัสกระแสที่สร้างขึ้น.....	146
6.1 แสดงผลทางไฟตรงของวงจรรวม.....	149

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.2 แสดงผลการคูณของวงจรรวม.....	149
6.3 แสดงผลการคูณของสัญญาณ2สัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน.....	150
6.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวม.....	150
6.5 แสดงผลของ%THDของวงจรรวม.....	151



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในการออกแบบวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ มีการวิจัยและพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วมาก ซึ่งในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำทำให้สามารถออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความซับซ้อนให้อยู่ในลักษณะวงจรรวมหรือ IC [Integrated Circuit] ซึ่งโดยเทคโนโลยีการสร้างวงจรแบ่งเป็น 2 แบบ[1,2]คือ เทคโนโลยีของไบโพลาร์ [Bipolar Technology] และเทคโนโลยีของมอส [MOS Technology] โดยที่เทคโนโลยีของมอสจะมีความเหมาะสมมากกว่าเทคโนโลยีของไบโพลาร์เพราะว่าในเทคโนโลยีของมอสนั้นสามารถสร้างดีไวซ์ [Device] จำพวกมอสเฟต [Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor] หรือมอสเฟตที่มีโครงสร้างและขบวนการสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน ใช้พื้นที่น้อยทำให้สามารถสร้างให้มีจำนวนทรานซิสเตอร์ได้มาก ทำให้มีความหนาแน่นของดีไวซ์ต่อพื้นที่มากขึ้น และคุณสมบัติของมอสเฟตจะดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [Bipolar Transistor] ในหลายประการเช่น มีความต้านทานอินพุตสูง [High Input Impedance] มีอัตราสูญเสียกำลังงานต่ำมาก [Low Power Dissipate] เป็นต้น เนื่องจากเทคโนโลยีของมอสเฟตมีพัฒนาการอย่างมากทำให้ในปัจจุบันสามารถที่จะพัฒนาและออกแบบวงจรให้มีอัตราสูญเสียต่ำลงได้โดยออกแบบให้มีการใช้แรงดันที่ต่ำได้ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นที่มาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เริ่มต้นคว้าวิจัยและพัฒนาวงจรที่ทำงานในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น [Nonlinear Circuit] โดยจะศึกษาวงจรคูณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอสที่แรงดันต่ำได้ที่แรงดันต่ำ เมื่อสามารถทำให้แรงดันต่ำก็สามารถที่จะมีอัตราสูญเสียกำลังงานต่ำมากได้ ทำให้ประหยัดพลังงาน

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “ วงจรคูณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอสที่แรงดันต่ำ ” [Low Voltage CMOS Analogue Four-Quadrant Multiplier] ได้มีการกำหนดวัตถุประสงค์ไว้ 4 ประการคือ

- 1.เพื่อศึกษาค้นคว้าผลงานวิจัยการออกแบบวงจรคูณแอนะล็อก 4 ควอดแดรนต์แบบต่างๆ
- 2.ศึกษาและออกแบบวงจรคูณให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ให้ช่วงปฏิบัติการอินพุตที่กว้างขึ้น และมีความเป็นเชิงเส้นที่กว้างขึ้น มีผลตอบสนองทางความถี่พอเพียงต่อการนำไปใช้งานได้

3.พัฒนาให้มีอุปกรณ์จำนวนน้อยที่สุด ทำให้วงจรมีขนาดเล็กใช้พื้นที่น้อยมีอัตราการผลิตเสี้ยุกำลังงานต่ำ

4.สามารถนำไปสร้างวงจรได้จริง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

ในการศึกษาค้นคว้าและวิจัยวงจรคูณแอนะล็อก 4 ควอดแดรนต์ที่ผ่านมามีปัญหาอยู่หลายประการ แต่ที่สนใจศึกษาและพัฒนาให้ดีขึ้นจะเป็นเรื่องแรงดันต่ำ [3,4] เพื่อสามารถประหยัดพลังงานที่ใช้ เพราะว่าอัตรากำลังงานต่ำ โดยอาศัยการพัฒนาที่มีในปัจจุบันสามารถพัฒนาให้มีความกว้าง Channelของทรานซิสเตอร์ที่น้อยลงทำให้ตัวแปรต่างๆมีค่าน้อย และอาศัยเทคนิคการออกแบบวงจร ซึ่งผลที่ตามมาคือจะทำให้มีความสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้น [5] จากเทคนิคการออกแบบวงจรที่มีการปรับตัวได้ทำให้มีช่วงปฏิบัติงานอินพุตที่กว้างขึ้น และมีความเป็นเชิงเส้นดีพอ [6,7] ซึ่งมีบทความหลายบทความที่ได้นำเสนอวิธีการที่ง่ายในการปรับปรุงวงจรได้ดีขึ้น [8,9,10] พร้อมทั้งวิเคราะห์เปรียบเทียบกับวงจรแบบต่างๆไว้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการค้นคว้าและวิจัยวงจรคูณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ได้เสนอหลักการใหม่ไว้ 2 ประการดังนี้

1. ส่วนของวงจรคูณที่ใช้ Gilbert Cell ที่มีการจัดให้มีการทำงานทั้ง 2 ช่วงร่วมกันคือ วงจร Source Coupling คู่ชุดบนให้ทำงานในช่วงอิมิตัว ส่วนวงจร Source Coupling ชุดล่างทำงานในช่วงไม่อิมิตัว [triode region] เพื่อเพิ่มช่วงปฏิบัติงานที่กว้างขึ้น[8]

2. ใช้หลักการปรับชดเชยกระแสไบอัสเพื่อปรับการทำงานของคู่ Source Coupling ชุดบนซึ่งทำงานในช่วงอิมิตัวให้มีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างขึ้นและเพิ่มความเป็นเชิงเส้น [7]

3. ใช้วงจรลดทอนสัญญาณเพื่อปรับขนาดสัญญาณอินพุตให้มีขนาดเล็กลงเพื่อเพิ่มช่วงปฏิบัติงาน [6,11]

4. ใช้ลักษณะการต่อแบบสมมาตรของผลต่าง [Fully Balance Difference] เพื่อลดผลของความไม่เป็นเชิงเส้น(Nonlinear) ที่เกิดจากฮาร์โมนิกคู่ ไป ทำให้มีความเป็นเชิงเส้นสูงขึ้น

1.5 ขอบเขตของการศึกษา

จะทำการศึกษาและออกแบบวงจรให้สามารถทำงานได้ที่ระดับแรงดันต่ำเท่ากับ $\pm 1.5V$ โดยใช้ CMOS ที่มีช่วงปฏิบัติงานกว้าง จะทำการพัฒนาและจำลองเพื่อตรวจสอบการออกแบบซึ่งจะใช้ HSPICE เป็นตัวตรวจสอบ โดยใช้เทคโนโลยีของ HP CMOS26G 0.8 MICRON ซึ่งการศึกษาจะละทิ้งผลของความไม่สมมาตรของอุปกรณ์และผลกระทบอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

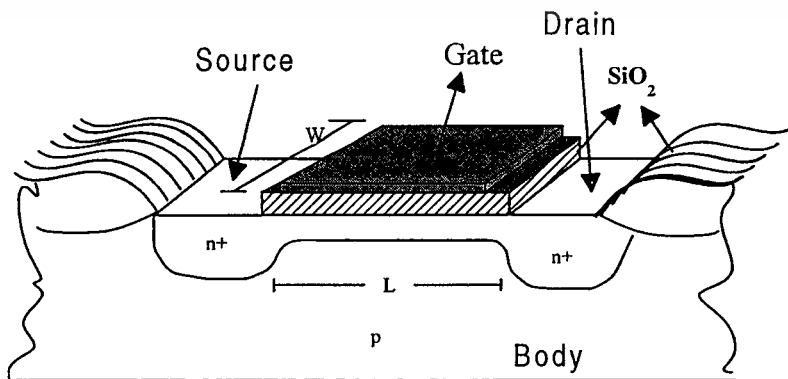
ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟต (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor หรือมีอีกชื่อเป็น อินซูลเกตเททเทฟเฟต (Insulated Gate Field-Effect Transistor) อันเนื่องมาจากโครงสร้างของเฟตเองที่ขั้วเกตจะมีกระแสไหลน้อยมากเพราะว่าเป็นฉนวน ซึ่งมอสเฟตเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่การทำงานจะเป็นผลมาจากพาหะข้างมาก (Majority Carrier) ชนิดใดชนิดหนึ่ง ดังนั้นจึงเป็นอุปกรณ์ชนิดยูนิโพลาร์ ที่ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตในมอสเฟตถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้า (Electric Field) ซึ่งในปัจจุบัน MOSFET ถูกสร้างจากขบวนการ “SILICON-GATE TECHNOLOGY” โดยที่ใช้ “POLYSILICON” แทนโลหะที่เกต ซึ่งได้เข้ามาแทนไบโพลารทรานซิสเตอร์ เนื่องจากโครงสร้างง่าย มีขบวนการและการผลิตน้อยมีขนาดเล็ก มีความต้านทานอินพุตสูง การสูญเสียกำลังต่ำ เป็นต้น

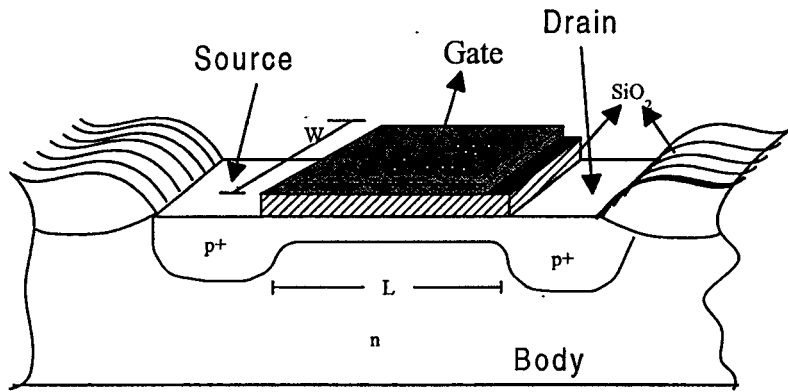
2.2 โครงสร้างของมอสเฟต

มอสเฟต สามารถแบ่งตามลักษณะแบบโครงสร้างการทำงานได้เป็น 2 ประเภทคือ มอสเฟตแบบดีเพลทชัน (Depletion Mode MOSFET) และมอสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์ (Enhancement Mode MOSFET) ซึ่งในแต่ละ โครงสร้างสามารถแบ่งออกได้เป็นอีก 2 ชนิดคือ N-Channel เรียกว่า NMOS และ P-Channel เรียกว่า PMOS โดยโครงสร้างของมอสเฟตแบบดีเพลทชันชนิด N-Channel และชนิด P-Channel ตัวแสดงในรูปที่ 2.1 (A) และ 2.1 (B) ตามลำดับ [12] สำหรับโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์ชนิด N-Channel และ P-Channel จะแสดงไว้ในภาพที่ 2.2 (A) และ 2.2 (B)



รูปที่ 2.1 (A) โครงสร้างมอสเฟตแบบดีเพลทชันชนิด N-Channel

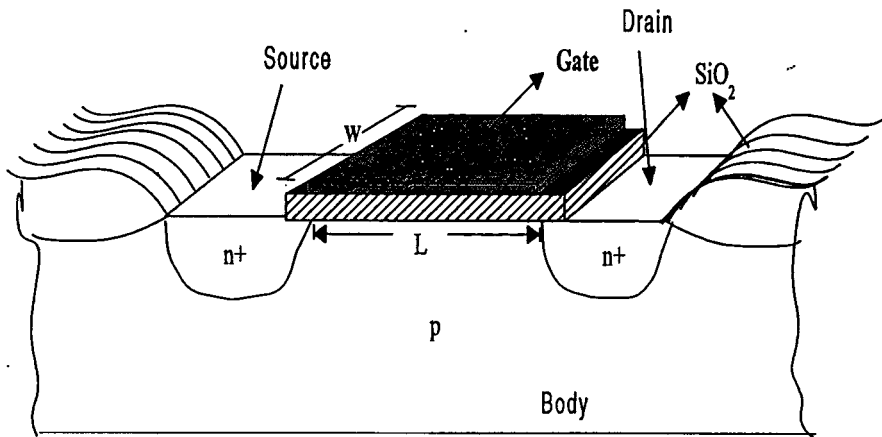
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



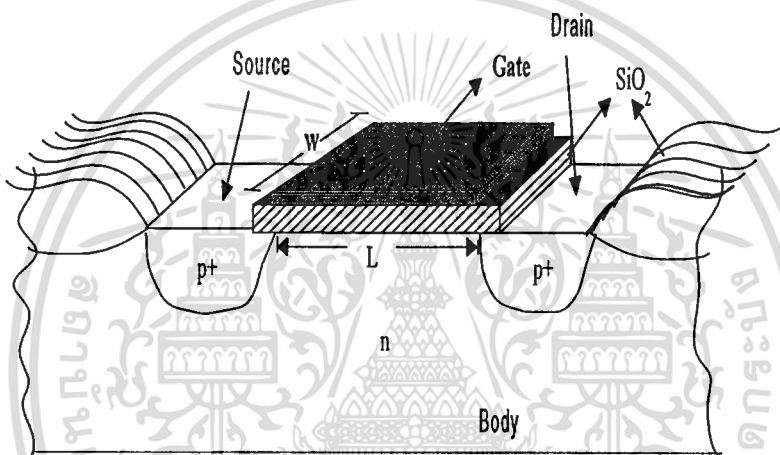
รูปที่ 2.1 (B) โครงสร้างมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด P-Channel

จากรูปที่ 2.1 (A) เป็นโครงสร้างของมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel ซึ่งประกอบด้วยแผ่นผลึกฐานรองชนิด P ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped P-Type Substrate) ซึ่งเป็น (Single-Crystal Silicon Wafer) ซึ่งจะเรียกว่า บอดี้ (Body) มีการต่ออิเล็กโทรดเข้าตรงบริเวณที่กำหนดเป็นเดรน (Drain(D)) และ ซอร์ซ (Source(S)) ที่เป็นบริเวณที่มีการเจือสารกึ่งตัวนำชนิด N ที่มีความหนาแน่นมาก (Heavily Doped N-Type Region) โดยที่จะทำการเชื่อมต่อบริเวณเดรนและซอร์ซด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด N ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped N-Type Region) เป็นบริเวณหนึ่งซึ่งจะเรียกว่าเป็น Channel โดยที่เหนือบริเวณ Channel นั้นจะมีการทำฉนวนแผ่นบางๆ ซึ่งทำจากซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) วางอยู่จากนั้นก็ต่ออิเล็กโทรดเข้าที่ขั้วเกต (Gate(G)) ซึ่งจะเป็นโลหะบนซิลิกอนไดออกไซด์ ส่วนโครงสร้างของมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด P-Channel นั้นจะคล้ายกันเพียงแต่เปลี่ยนใช้ฐานของ (Substrate) เป็นชนิด N ทำให้บอดี้เป็นสารชนิด N ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped P-Type Substrate) ส่วนของเดรนและซอร์ซเป็นสารชนิด P ที่มีความหนาแน่นมาก ส่วน CHANNEL เป็นสารชนิด P ที่มีความหนาแน่นน้อย ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.1 (B) ส่วนรูปที่ 2.2 (A) เป็นโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอนฮานซ์ชนิด N-Channel ประกอบด้วยแผ่นฐานรองเป็นชนิด P ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped P-Type Substrate) ที่มีอิเล็กโทรดบริเวณเดรน (D) และซอร์ซ (S) ต่อกับบริเวณทำการเติมสารเจือชนิด N ความหนาแน่นสูงเข้าไปในฐานรอง แต่บริเวณที่สารกึ่งตัวนำถูกเจือสารนี้จะได้ไม่เชื่อมต่อกันเกิดเป็น Channel เหมือนในกรณีของดีเฟลทชัน แต่จะทำการเคลือบซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) เป็นฉนวนลงบนฐานรองแล้วทำการต่ออิเล็กโทรดที่เป็นโลหะเข้าที่เกต (G) โดยส่วนที่อยู่ระหว่าง D และ S จะเรียกว่า Channel เหมือนเดิมซึ่งจะถูกสร้างขึ้นจากการไบอัส จะมีระยะห่างระหว่าง Channel เป็นความยาว Channel (Channel Length) เป็น L และมีความกว้างของ Channel (Channel Width) เป็น W ส่วนมอสเฟตแบบเอนฮานซ์ชนิด P-Channel นั้นจะมีลักษณะคล้ายกับชนิด N-Channel แต่สลับกันคือประกอบด้วยฐานรองชนิด N ความหนาแน่นน้อยเป็นส่วนของบอดี้ ที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด P ความหนาแน่นมาก 2 ส่วนแพร่อยู่บนบอดี้แทน ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (B)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2(A) โครงสร้างมอสเฟตแบบเอ็นฮานเม้นท์ชนิด N-Channel



รูปที่ 2.2(B) โครงสร้างมอสเฟตแบบเอ็นฮานเม้นท์ชนิด P-Channel

2.3 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

จากตารางที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ [12] ตามลำดับโดยเริ่มจากมอสเฟตแบบเอ็นฮานเม้นท์ชนิด N-Channel และ P-Channel โดยที่ระหว่างขั้วฐานรอง (Bulk) และ ขั้วซอร์ท (Source) เป็นต่อถึงกันจึงได้แสดงขั้วซอร์ทออกมาเพียงขาเดียวเสมอและลำดับต่อไปเป็นสัญลักษณ์แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบเอ็นฮานเม้นท์ชนิด N-Channel และ P-Channel ที่มีการแสดงขั้วฐานรองแยกออกจากขั้วของซอร์ท โดยที่ขาทั้งสองไม่ได้เชื่อมต่อกัน ดังนั้นแรงดันระหว่างฐานรอง (Bulk) และ ซอร์ท (Source) ไม่เป็นจำเป็นต้องเท่ากัน ส่วนลำดับที่ 3 เป็นสัญลักษณ์มอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel และ P-Channel ที่มีการแสดงขาขั้วฐานรองแยกจากขาขั้วซอร์ท โดยที่ระหว่างขั้วฐานรอง (Bulk) และ ขั้วซอร์ท (Source) ไม่ได้เชื่อมถึงกัน ส่วนลำดับสุดท้ายเป็นสัญลักษณ์แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel และ P-Channel เมื่อระหว่างขั้วฐานรอง (Bulk) และขั้วซอร์ท (Source) เชื่อมต่อถึงกัน จึงแสดงขั้วซอร์ทเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบต่างๆ

nMOS	pMOS	MODE
		Enhancement
		Enhancement
		Depletion
		Depletion

2.4 การทำงานของมอสเฟต

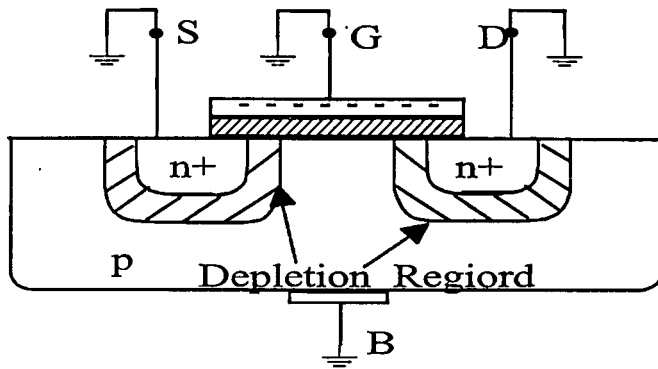
การทำงานของมอสเฟตทั้ง 2 ชนิดคือ NMOS และ PMOS นั้นมีหลักการทำงานที่เหมือนกัน แต่ลักษณะของการป้อนแรงดันไบอัสจะแตกต่างกันในเรื่องของเครื่องหมายหรือทิศทางเท่านั้น [2] จึงสามารถอธิบายหลักการทำงานของทั้ง 2 แบบด้วยการอ้างอิงชนิด N Channel

การทำงานเมื่อไม่มีการป้อนแรงดันเข้าที่ขั้วเกต

ขณะที่ไม่มีแรงดันป้อนเข้าที่ เกต MOSFET จะเสมือนกับเป็นไดโอด 2 ตัวหันหลังชนกัน (back-to-back Diode) ไดโอดแต่ละตัวจะเป็นรอยต่อพีเอ็นระหว่างบริเวณเดรนกับฐานรองชนิด P และบริเวณซอร์ซ (N+) กับฐานรอง ไดโอดทั้งสองจะป้องกันไม่ให้กระแสไหลผ่านจากเดรน (Drain (D)) ไปยังซอร์ซ (Source(S)) เมื่อป้อนแรงดันเดรนเทียบซอร์ซ V_{DS} ดังรูปที่ 2.3

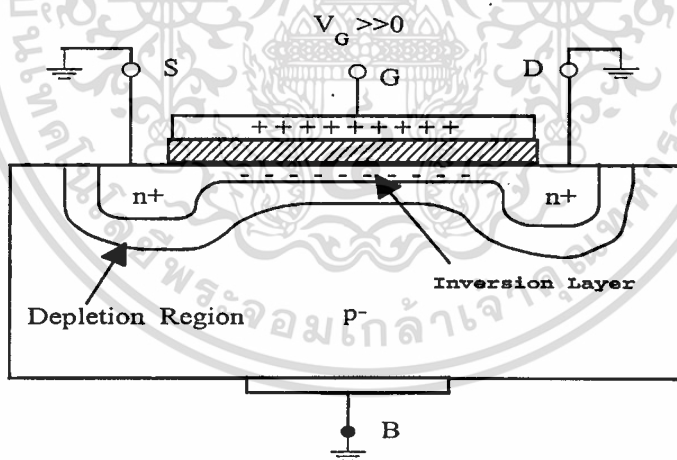
ในรูปที่ 2.4 แสดงการต่อแรงดันต่างๆ ให้กับมอสเฟตแบบเอ็นทรานเมนท์ชนิด N-Channel ทำการต่อซอร์ซลงกราวด์เช่นเดียวกับฐานเอง รวมทั้งที่เดรน (D) ด้วย จากนั้นป้อนแรงดันบวกที่เกต ซึ่งแรงดันดังกล่าวจะทำให้โฮลที่ฐานรองได้เกตถูกผลักออก เกิดเป็นเขตปลอดพาหะขึ้น (Depletion Region) ซึ่งในบริเวณดังกล่าวจะมีเฉพาะอิเล็กตรอนซึ่งเป็นอิเล็กตรอนเป็นพาหะส่วนน้อย (Minority Carrier) โดยไม่มีพาหะส่วนใหญ่ (Majority Carrier) คือ โฮล (Hole)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ภาพตัดขวางในขณะที่ไม่มีการป้อนแรงดันเข้าที่มอสเฟต

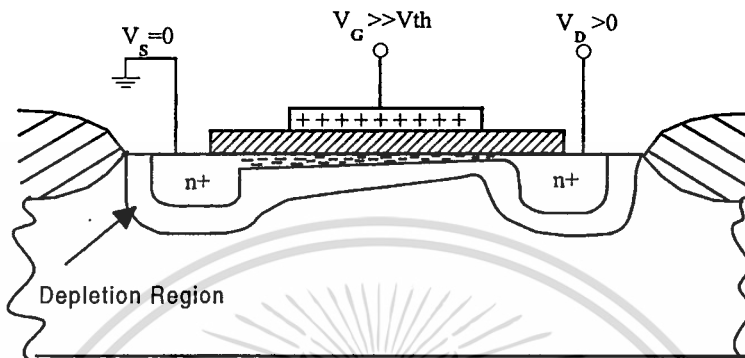
แรงดันบวกเทียบกับBodyที่ปรากฏที่เกตจะดึงดูดอิเล็กตรอนจากเดรนและซอสไปยัง Channel (Channel Region) เมื่อมีอิเล็กตรอนสะสมมากพอที่บริเวณใต้เกตจะทำให้เกิดบริเวณ N ที่ทำหน้าที่ เชื่อมเดรนและซอสเข้าด้วยกัน บริเวณ N ที่เกิดขึ้นใหม่เป็น Channelกลับที่เรียกว่า “Inversion Layer” เนื่องจากเปลี่ยนฐานรองจากสารชนิด P เป็นสารชนิด N บริเวณ N ที่เกิดขึ้นนี้จะ เป็น Channelสำหรับให้กระแสไหลจากเดรนไปซอร์ท แรงดันที่เกตเทียบกับซอร์ท V_{GS} ที่ทำให้เกิดชั้น กลับ (Inversion Layer) ขึ้นจะเรียกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage, (V_{TO}))



รูปที่ 2.4 การเกิดชั้นกลับ(Inversion Layer)ขึ้นเมื่อมีการป้อนแรงดันเข้าที่ขาเกต

นอกจากนี้เกตและฐานรองยังประพอดิตัวเป็นตัวเก็บประจุที่มี SiO_2 เป็นไดอิเล็กตริก (Dielectric) หลังจากที่เกิดบริเวณ N หรือ Induced N-Type Channel ซึ่งเกิดจากการป้อนแรงดัน V_{GS} แล้วทำการป้อนแรงดันบวกระหว่างเดรนกับซอร์ท V_{DS} ซึ่งมีค่าน้อยๆ แรงดันดังกล่าวจะทำให้ อิเล็กตรอนเคลื่อนที่จากซอสไปยังเดรน ทำให้มีกระแสเดรน I_D ไหลจากเดรนไปยังซอส โดย ขนาดของกระแสเดรน I_D ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของอิเล็กตรอนที่ Channel ซึ่งก็คือจะขึ้นกับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเกทเทียบขอรท์ V_{GS} อีกที ที่แรง $V_{GS} = V_{TO}$ Channelเพิ่งจะเริ่มเกิดขึ้น ดังนั้นกระแสเดรน I_D ที่ไหลจะมีค่าน้อยมาก ซึ่งค่า V_{GS} มีค่าเกิน V_{TO} ก็จะเกิดอิเล็กตรอนใน Channelมากขึ้นด้วย หรือมีความนำของ Channelมากขึ้น โดยความนำของ Channelจะแปรผันโดยตรงกับแรงดันเกินที่เกท ($V_{GS} - V_{TO}$) ซึ่งกระแสเดรน I_D ก็จะแปรผันตาม ($V_{GS} - V_{TO}$) ด้วย



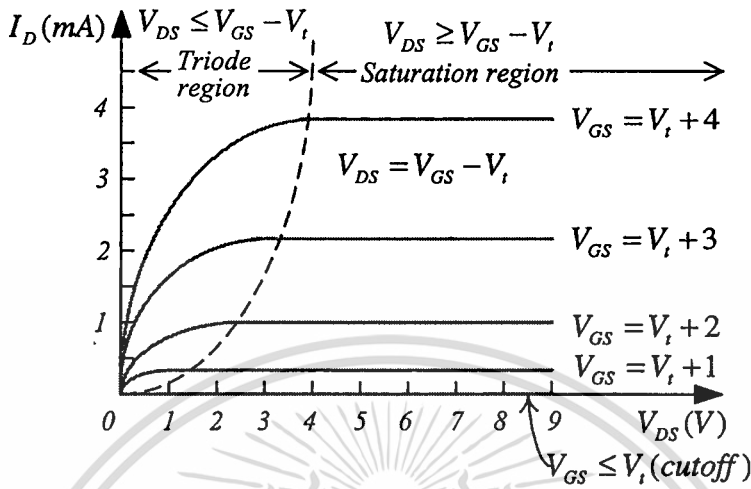
รูปที่ 2.5 ผลการเกิด Channel ที่เกิดขึ้นที่มีขนาดเพิ่มขึ้นตามแรงดันเดรนเทียบขอรท์ที่ป้อนเข้าไปใน มอสเฟต โดยที่ $V_{DS} > 0$ แต่ $V_{DS} < V_{GS} - V_T$

ถ้าให้แรงดัน V_{GS} มีค่าคงที่ค่าหนึ่งที่มีค่ามากกว่า V_{TO} และทำการเพิ่ม V_{DS} ดังแสดงใน รูปที่ 2.5 จะสังเกตเห็นว่าแรงดัน V_{DS} จะตกคร่อมตามความยาวของ Channel ซึ่งแรงดันตาม Channel จากเดรนเทียบขอรท์ จะพบว่าแรงดันที่วัดได้เมื่อเทียบกับขอรท์ แล้ว จะเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง V_{DS} ดังนั้นแรงดันระหว่างเกทและจุดไปตาม Channel จะลดลงจาก V_{GS} ที่ขอสเป็น $V_{GS} - V_{DS}$ ที่เดรนเนื่องจากความลึกของ Channel ขึ้นกับแรงดันดังกล่าว ดังนั้นที่ขอรท์จะมีความลึกมากที่สุด และตื้นที่สุดที่ปลายเดรนขณะที่ V_{DS} เพิ่มขึ้นความต้านจะมากขึ้น ดังนั้นกราฟความสัมพันธ์ของ I_D กับ V_{DS} จะเป็นไปตามกราฟรูปที่ 2.6 และเมื่อ V_{DS} เพิ่มขึ้นจนกระทั่งแรงดันระหว่างเกทกับ Channel ที่เดรนมีค่าเท่ากับ V_{TO} กล่าวคือ $V_{GS} - V_{DS} = V_{TO}$ หรือ $V_{DS} = V_{GS} - V_{TO}$ ความลึกที่เดรนจะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ซึ่งเรียกว่า Channel เกิดปรากฏการณ์ Pinched Off การเพิ่มแรงดัน V_{DS} มากกว่านี้จะไม่มีผลต่อกระแส ซึ่ง I_D จะมีค่าคงที่ ที่ $V_{DS} = V_{GS} - V_{TO}$ กระแสเดรนจะอิ่มตัวที่ค่า V_{DS} ดังกล่าว และ MOSFET จะเข้าสู่ย่านอิ่มตัว โดย V_{DS} ที่ทำให้เกิดการอิ่มตัวจะแทนด้วย $V_{DS,SAT}$

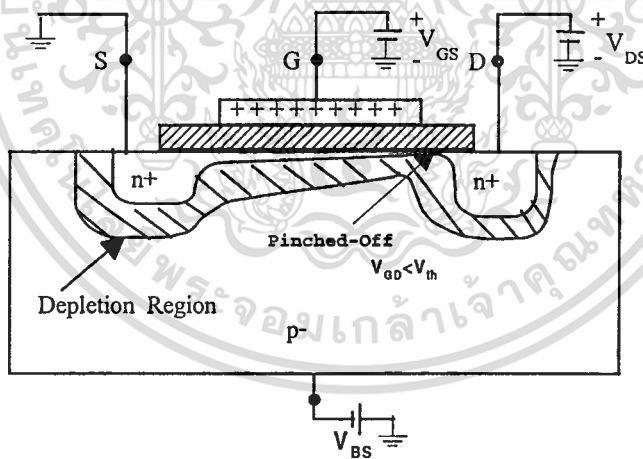
$$V_{DS,SAT} = V_{GS} - V_{TO} \quad (2.1)$$

จะเห็นว่าทุกค่าของ $V_{GS} \geq V_{TO}$ จะมีค่าของ $V_{DS,SAT}$ ที่สอดคล้องกัน โดย MOSFET จะทำงาน

ย่านอิมตัวถ้า $V_{DS} \geq V_{DS,SAT}$ และกราฟของ I_D กับ V_{GS} ที่ $V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TO}$ จะเป็นย่านการทำงานที่เรียกว่า ย่านการทำงานไตรโอด(Triode Region)



รูปที่ 2.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของกระแสเดรนกับแรงดันเดรนเทียบซอร์ท โดยที่เมื่อพิจารณาผลของแรงดันเกตเทียบซอร์ทและแสดงย่านการทำงานต่างๆของมอสเฟต



รูปที่ 2.7 ภาพตัดขวางของมอสเฟตในขณะที่มีการเกิด Pinched-Off ขึ้นที่ Channel

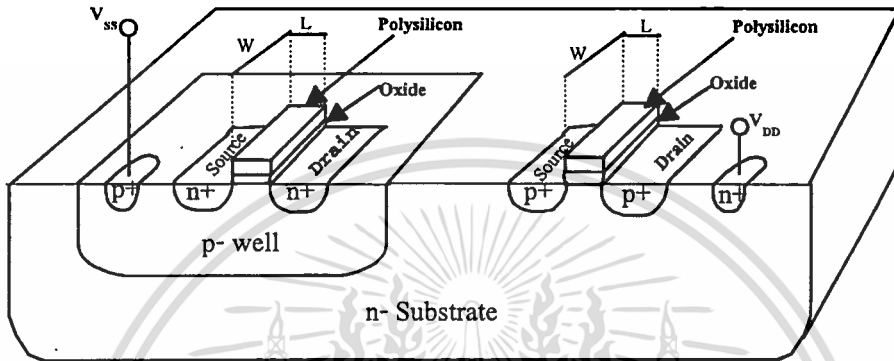
ผลของ V_{DS} ที่ V_{GS} มีค่าคงที่พบว่าเมื่อเพิ่มแรงดัน V_{DS} ขึ้นมากกว่า $V_{DS,SAT}$ จะไม่มีผลต่อกระแส I_D โดยจะมีค่าคงที่ตลอดย่าน

MOSFET ชนิด P-Channel จะตรงกันข้ามกับมอสเฟต N-Channel เช่นที่ฐานรอง [Substrate] จะเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด N ในขณะที่ซอร์ทกับเดรนซึ่งเป็นสารชนิด P+ โดยมีพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับนำกระแสจะเป็นโฮล การทำงานจะเหมือนกันกับ N Channel แต่ต่างกันที่ V_{GS} และ V_{DS} จะเป็นลบ เช่นเดียวกับ V_{TO} รวมทั้งกระแส I_D จะไหลเข้าซอร์ทและออกจากที่เดรน

เนื่องจาก NMOS สามารถสร้างได้เล็กกว่า และทำงานได้เร็วกว่า PMOS นอกจากนั้นยังทำงานที่แหล่งจ่ายดิซีที่ต่ำกว่า ดังนั้น NMOS เทคโนโลยีได้แทนที่ PMOS แต่ยังมีการใช้ PMOS กับ NMOS รวมอยู่ในวงจรเดียวกันซึ่งเรียกว่า CMOS



รูปที่ 2.8 ภาพตัดขวางของ PMOS กับ NMOS รวมอยู่ในชั้นสารฐานรองเดียวกันเป็น CMOS

จากการทำงานของมอสเฟต จะเห็นว่าเป็นการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณกระแสไฟฟ้า จะมีสมการความสัมพันธ์ของกระแสเดรน (I_D) กับแรงดันเกตซอร์ท (V_{GS}) และค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟต ดังได้แสดงในสมการที่ 2.1 โดยอ้างอิงการไบอัสของมอสเฟต แบบเอนฮาน เมนทซ์ชนิด N-Channel ดังนี้

$$I_D = K' \frac{w}{l} \left\{ (V_{GS} - V_T) * V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\} \quad (2.2)$$

โดยที่ K' =ค่าทรานสคอนดักแตนซ (Process Transconductance) ของกระบวนการสร้างมีค่าเท่ากับ μC_{ox}

μ =ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮล หรือ อิเล็กตรอน
(Surface Mobility of Carrier)

C_{ox} = ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์
(Capacitance per Unit area of the Gate Oxide)

w = ความกว้างของ Channel (Channel Width)

l = ความยาวของ Channel (Channel Length)

V_{GS} =แรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ท (Gate-Source Voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{DS} = แรงดันไฟฟ้าระหว่างเดรนกับซอร์ซ (Drain-Source Voltage)

V_{T0} = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

2.4.1 การจัดไบอัสการทำงานของมอสเฟต

การจัดไบอัสการทำงานของมอสเฟตแบ่งออก 3 ช่วงโดยพิจารณาจาก $(V_{DS} - V_T)$ เป็นหลัก โดยสมการทั้งหมดอ้างอิงการไบอัสมอสเฟตชนิด N-Channel แบบเอนฮานเมนต์ชนิด N-Channel ดังต่อไปนี้

1. มอสเฟตไม่ทำงาน (Cut-Off Region) เป็นช่วงที่ทำการไบอัสแรงดันที่ขาเกตกับซอร์ซ (V_{GS}) มีค่าน้อยกว่า V_{T0} (Threshold Voltage) มีผลทำให้ไม่มีกระแสเดรนไหล

$$I_D = 0 \quad V_{GS} < V_T \quad (2.3)$$

2. MOSFET ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงเชิงเส้น (Linear Region) หรือไตรโอด (Triode Region) จะต้องมีเงื่อนไขการไบอัสให้แรงดันที่เกตกับซอร์ซ (V_{GS}) มากกว่า V_T ขณะเดียวกันให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอร์ซ (V_{DS}) มีค่าน้อยกว่าค่า $(V_{GS} - V_T)$ นั่นคือ

$$V_{GS} > V_T \quad [\text{Induced Channel}]$$

และรักษาแรงดัน V_{DS} ให้มีค่าน้อยๆ เพื่อให้ Channel มีความต่อเนื่อง

$$V_{GD} = V_T \quad [\text{Continuous Channel}]$$

ซึ่งสามารถเขียนได้ในอีกรูปเป็น

$$V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} = V_{GS} - V_{DS}$$

ดังนั้น $V_{GS} - V_{DS} = V_T$

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

ในย่านการทำงานจะสามารถประมาณได้โดยสมการที่(2.2)

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

มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ $V_{GS} - V_T > 0$

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

ถ้า V_{DS} มีค่าน้อยกว่า 1 หรือไบอัสให้ $0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T)$ จะสามารถตัดเทอม $\frac{V_{DS}}{2}$ ในสม

การได้และสามารถประมาณสมการได้เป็น

$$I_D \cong K' \frac{W}{L} \{ (V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} \} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ $V_{GS} - V_T > 0$.

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

จากความสัมพันธ์อย่างเชิงเส้น จะแสดงการทำงานของมอสเฟตเป็นค่าความต้านทานที่มีความเป็นเชิงเส้น R_{DS} ถูกควบคุมด้วยค่าแรงดันของ V_{GS}

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \cong K' \frac{w}{l} (V_{GS} - V_T) \quad (2.5)$$

3. MOSFET ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) กล่าวคือไบอัสให้แรงดันที่เดรนกับซอร์ท (V_{DS}) มากกว่าหรือเท่ากับ ($V_{GS} - V_T$)

$$V_{GS} \geq V_T \quad [\text{Induced Channel}]$$

และที่ Pinched Off

$$V_{GD} \leq V_T \quad [\text{Pinched Off Channel}]$$

หรือเขียนอีกแบบได้ดังนี้

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \quad [\text{Pinched Off Channel}]$$

การทำงานในย่านอิ่มตัว V_{GS} จะมีค่ามากกว่า V_T และแรงดันที่เดรนเทียบกับเกตจะมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ส่วนขอบเขตระหว่างย่านไทรโอดและย่านอิ่มตัวแสดงได้ดังนี้

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \quad [\text{Boundary}]$$

เมื่อแทนค่า V_{DS} ลงในสมการที่(2.2)จะได้สมการความสัมพันธ์ของย่านอิ่มตัว

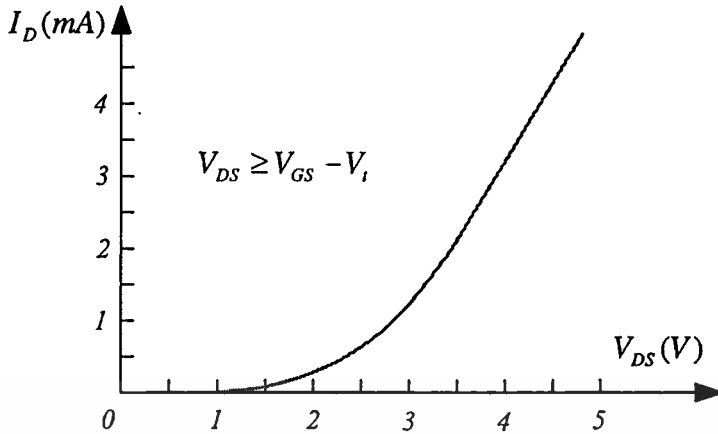
$$I_D = K' \frac{w}{l} \{ (V_{GS} - V_T)^2 \} \quad (2.6)$$

มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ $V_{GS} - V_T > 0$

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

จะเห็นได้ว่าสมการกระแสเดรนในช่วงอิ่มตัวที่ได้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับแรงดันที่เดรนกับซอร์ท V_{DS} แต่จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน ($V_{GS} - V_T$) ซึ่งทำให้สมการเป็นไปตามคุณลักษณะของกฎสมการกำลังสอง (Square-Law Equation) โดยมีกราฟแสดงคุณสมบัติการถ่ายโอน (Transfer Characteristics) ที่ขอบเขตระหว่างย่านไทรโอดกับย่านอิ่มตัวถูกกำหนดด้วยสมการ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ทำการแทนค่า V_{DS} ลงในสมการในย่าน Triode Region และ Saturate Region จะได้ว่า

$$I_D = K' \frac{w}{l} (V_{DS}^2) \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.9 กราฟความสัมพันธ์ของคุณสมบัติถ่ายโอนของมอสเฟต

2.4.2 ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของ Channel

จากการทำงานในย่านอิ่มตัวกระแส I_D จะเป็นอิสระจากแรงดัน V_{DS} โดยจะมีความต้านทานที่เดรนเท่ากับอนันต์ จากที่ทราบแล้วว่าเมื่อ Channel “Pinched-Off” ที่เดรน การเพิ่มขึ้นของค่า V_{DS} จะไม่มีผลต่อรูปร่างของ Channel เลย แต่ในทางปฏิบัติการเพิ่มขึ้นของ V_{DS} จาก $V_{DS,SAT}$ จะมีผลต่อรูปร่างของ Channel กล่าวคือขณะ V_{DS} เพิ่มขึ้นจุด Pinched-Off จะเคลื่อนที่จากเดรนไปยังซอร์ทเล็กน้อย ทำให้ความยาวประสิทธิผล (The Effective Channel Length) จะมีค่าลดลง ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า การเกิดมอดูเลชันตามความยาวของ Channel [10] จะได้ว่า K ซึ่งแปรผันตามกับ L ดังนั้น K และ I_D จะเพิ่มขึ้นตาม V_{DS}

จากผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของ Channel (Channel-Length Modulation) จะสามารถสร้างสมการแสดงความสัมพันธ์กับกระแส I_D ได้เป็น

$$I_D = K' \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)^2] (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \quad (2.8)$$

โดยที่ λ = Channel Length Modulation Factor

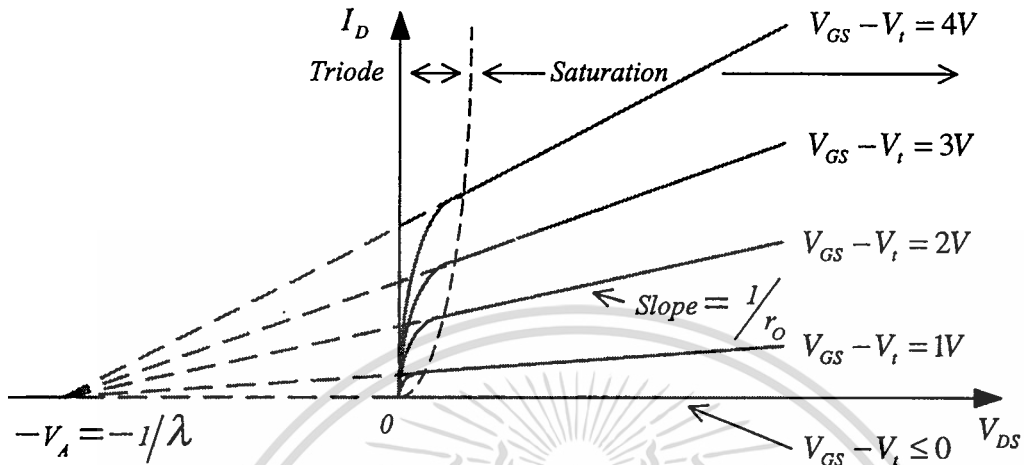
ซึ่งค่าคงที่ λ จะมีค่าบวก โดยเป็น MOSFET พารามิเตอร์

จากรูปที่ 2.10 จะเห็นว่าเส้นประที่ลากจากเส้นตรงของกราฟ $I_D - V_{DS}$ ในย่านอิ่มตัวจะตัดแกน V_{DS} ที่ $-V_A$

$$V_{DS} = \frac{-1}{\lambda} \equiv -V_A \quad (2.9)$$

ผลของการเกิดมอดูเลชันตามความยาวของ Channel จะทำให้เกิดความต้านทานด้านออก

$$r_o = \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right]_{V_{GS}=\text{CONSTANT}}^{-1} \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.10 ผลความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันเมื่อมีการเกิดมอดูเลชันตามความยาว Channel

โดยแทนความสัมพันธ์ในสมการที่(2.8)

$$r_o = [\lambda \cdot K' [V_{GS} - V_T]^2]^{-1} \quad (2.11)$$

ประมาณได้ว่า

$$r_o = [\lambda \cdot I_D]^{-1}$$

ในวงจรรวมฐานรองเป็นขั้วร่วม [Common] สำหรับ MOS ทรานซิสเตอร์หลายตัวในวงจรรวมในการรักษาไบอัสย้อนกลับระหว่างฐานรองกับ Channel ฐานรองจะถูกต่อกับแหล่งจ่ายกำลังที่เป็นลบมากที่สุดสำหรับ NMOS และแหล่งจ่ายกำลังที่เป็นบวกมากที่สุดสำหรับ PMOS ผลของแรงดันไบอัสย้อนกลับระหว่างซอสกับบอดี V_{SB} ใน N-Channel จะมีผลต่อการทำงานของ MOSFET พิจารณา NMOS ที่ฐานรองมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับซอร์ท แรงดันไบอัสย้อนกลับจะทำให้เขตปลอดพาหะกว้างขึ้น ซึ่งจะทำให้ความลึกของ Channel ลดลง เพื่อจะให้เหมือนเดิมจะต้องเพิ่มแรงดัน V_{GS} ผลของ V_{SB} ที่มีต่อ Channel สามารถถูกพิจารณาเป็นการเปลี่ยนของ V_T โดยการเพิ่มขึ้นของ V_{SB} จะทำให้ V_T เพิ่มขึ้นไปด้วย

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{|2\phi_f| + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f} \right] \quad (2.13)$$

โดยที่

$$\gamma = \frac{\sqrt{2qN_A K_s \epsilon_o}}{C_{ox}} \quad (2.14)$$

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

γ คือ Process Parameter

ϕ_f คือ Physical Parameter

แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของ V_{SB} จะทำให้ V_T เพิ่มขึ้นเช่นกัน ส่งผลทำให้ I_D ลดลง แม้ว่า V_{GS} อาจจะมีค่าคงที่ จะได้ว่าบอดีจะควบคุมการไหลของกระแสทราน I_D ดังนั้นบอดีจะประพฤติดัวเป็นเกทอีกทาง สำหรับ MOSFET ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า “Body Effect”

2.4.3 ผลการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ(TEMPERATURE EFFECT) [2]

ทั้ง V_T และ K' จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ขนาดของ V_T มีค่าลดลงประมาณ 2 mV/C° [2]การลดลงของ V_T จะทำให้กระแส I_D เพิ่มขึ้น ขณะอุณหภูมิถูกทำให้เพิ่มขึ้น ในขณะที่ค่า K' จะลดลงตามอุณหภูมิและการลดลงของ K' จะมีผลมากกว่า V_T ดังนั้นผลที่ทำให้กระแสทราน I_D ลดลงในขณะที่อุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้น

2.4.4 การเกิดเบรคควาน์และการป้องกันทางอินพุท

ขณะที่เพิ่มแรงดันที่เดรนจนกระทั่งแรงดันไบอัสย้อนกลับระหว่างเดรนกับฐานรองถึงเบรคควาน์ ซึ่งเป็นแบบ Avalanche แรงดันดังกล่าวโดยทั่วไปจะเกิดขึ้นที่แรงดัน 50-100 V ซึ่งจะมีกระแสไหลเพิ่มขึ้นอย่างมาก

ปรากฏการณ์เบรคควาน์อีกอย่างที่เกิดขึ้นที่แรงดันต่ำๆ(ประมาณ 20 V)เรียกว่า “Punch-Through” ซึ่งจะเกิดใน MOSFET ที่มี Channel ที่สั้น เมื่อเพิ่มแรงดันที่เดรนถึงจุดที่ปลดคพาหะรอบๆบริเวณเดรนขยายผ่าน Channel ไปยังซอส กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ปกติปรากฏการณ์ “Punch-Through” จะไม่ทำให้มอสเฟทเสียหาย

เบรคควาน์อีกชนิดหนึ่งจะทำให้เกิดความเสียหายอย่างถาวรคือเบรคควาน์ที่เกิดจากแรงดันที่เกท-ซอร์ที่มีค่าเกิน 50 V [13] ซึ่งเป็นเบรคควาน์ของออกไซด์ที่เกท ถึงแม้ว่า 50 V จะมีค่าสูงแต่ความต้านทานด้านเข้าของมอสเฟทมีค่าสูงมาก ดังนั้นจำนวนประจุสถิตย์เพียงเล็กน้อยที่สะสมบนเกทก็สามารถทำให้แรงดันมีค่าสูงเกินค่าเบรคควาน์ได้ เพื่อที่จะป้องกันการสะสมของประจุที่เกท จะสามารถทำได้โดยการต่อ Clamping Diode เข้าไปที่อินพุทของวงจรรวมที่ใช้มอสเฟท

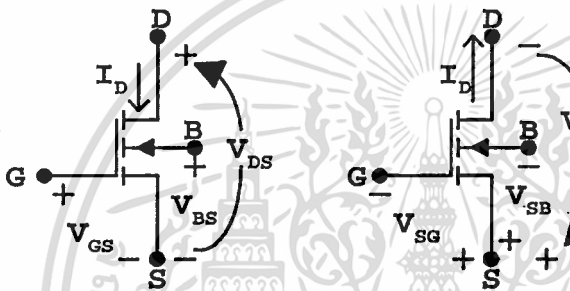
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 แบบจำลองของมอสเฟต

2.5.1 แบบจำลองที่สำคัญขนาดใหญ่อ

แบบจำลองขนาดใหญ่[1,2,12]ทั้งหมดถูกพัฒนาโดยใช้อุปกรณ์มอสเฟตชนิด N Channel ที่มีลักษณะการจัดวางขั้วของแรงดันและทิศทางกระแสเป็นไปดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.11 ซึ่งก็จะใช้แบบจำลองเดียวกันนี้กับอุปกรณ์มอสเฟตชนิด P Channel ด้วย โดยในการใช้งานเพียงแต่ต้องกำหนดให้แรงดันดักคร่อมและทิศทางกระแสจะต้องกลับทิศทั้งหมดกับมอสเฟตชนิด N Channel นั่นก็คือการคูณค่าของอุปกรณ์มอสเฟตชนิด N Channel ด้วยค่า (-1) และใช้ค่าสัมบูรณ์กับค่าแรงดันขั้วเริ่มต้นของมอสเฟตชนิด N Channel จะได้ว่าค่าที่เกิดขึ้นในมอสเฟตชนิด N Channel จะมีค่าเป็นบวกเสมอเมื่อใช้ทิศทางกำหนดอย่างอิงดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การกำหนดจัดวางขั้วแรงดันและทิศทางกระแสที่ NMOS และ PMOS ตามลำดับ

เมื่อความยาวหรือความกว้างของมอสเฟต มากกว่า $10 \mu\text{m}$ จะทำให้มีแรงดันดักคร่อมในวัสดุฐานรองจะมีค่าค่อนข้างต่ำ ดังนั้นแบบจำลองจึงง่ายพอที่สามารถออกแบบ ซึ่งเป็นแบบจำลองที่นำเสนอโดย Sah และที่ใช้ใน SPICE เป็นแบบจำลองที่นำเสนอโดย Shichman และ Hodes เป็นแบบจำลองที่น่าพึงพอใจ โดยเป็นแบบจำลองที่พัฒนามาจากสมการความสัมพันธ์ที่ ซึ่งถูกกำหนดให้มีผลของการมอดูเลชันทาง Channel ประกอบอยู่ด้วย

$$i_D = \mu_{ox} C_{ox} \frac{w}{l} \left[(v_{GS} - V_T) - \left(\frac{v_{DS}}{2} \right) \right] v_{DS} (1 + \lambda v_{DS}) \quad (2.15)$$

λ = พารามิเตอร์ของการมอดูเลชันตามความยาว Channel

(channel length modulation parameter) มีหน่วยเป็น (volt^{-1})

โดยที่ V_T คือค่าแรงดันขั้วเริ่มต้นมีความสัมพันธ์ตามสมการ(2.16)

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{|2\phi_f| + v_{SB}} - \sqrt{|2\phi_f|} \right] \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{TO} = V_T|_{v_{SB}=0} = v_{FB} + 2|\phi_f| + \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si}N_{SUB}}|2\phi_f|}{C_{OX}} \quad (2.17)$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si}N_{SUB}}}{C_{OX}}$$

= พารามิเตอร์ค่าขีดเริ่มของบັค (bulk threshold parameter)
มีหน่วยเป็น (volt^{-1/2})

(2.18)

$$\phi_F = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{N_{SUB}}{n_i}\right) = \text{ความต่างศักย์ที่พื้นผิวกลับอย่างหนาแน่น}$$

(strong inversion surface potential) มีหน่วยเป็น volt

(2.19)

$$v_{FB} = \phi_{GB} - \frac{Q_{SS}}{C_{OX}}$$

= ค่าแรงดันแถบราบ (flat band voltage) มีหน่วยเป็น (volt)

(2.20)

$$\phi_{GB} = \phi_F(\text{substrate}) - \phi_f(\text{gate}) \quad (2.21)$$

$$\phi_f(\text{substrate}) = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{n_i}{N_{SUB}}\right) \quad (2.22)$$

$$\phi_f(\text{gate}) = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{N_{gate}}{n_i}\right) \quad (2.23)$$

$$Q_{SS} = N_{SS}q = \text{ประจุออกไซด์ (Oxide charge)} \quad (2.24)$$

K = ค่าคงที่ของโพรแมน (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}^\circ$

T = ค่าอุณหภูมิ

n_i = ความหนาแน่นของพาหะภายใน (intrinsic carrier concentration) มีค่า $1.45 \times 10^{-10} \text{ cm}^{-3}$

ϵ_{Si} = สภาพยอมของซิลิกอน (permittivity of silicon) มีค่า $1.0359 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$

ϵ_{OX} = สภาพยอมของซิลิกอนไดออกไซด์ (permittivity of SiO₂) มีค่าเท่ากับ $3.45 \times 10^{-13} \text{ F/cm}$

ในการออกแบบวงจรจะทำการออกแบบเพื่ออธิบายสมการของแบบจำลองที่มีพารามิเตอร์อยู่ใน

เทอมทางไฟฟ้ามากกว่าเทอมทางฟิสิกส์ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณีลิขสิทธิ์ สิ่งนี้ช่วยเป็นข้อแนะนำ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_D = \beta \left[(v_{GS} - V_T) - \left(\frac{v_{DS}}{2} \right) \right] v_{DS} (1 + \lambda v_{DS}) \quad (2.25)$$

$$\beta = \mu_{ox} C_{ox} \frac{W}{L} \text{ มีหน่วยเป็น(Amp/volt}^2\text{)} \\ = \text{Device Transconductance Parameter} \quad (2.26)$$

เนื่องจากมอสเฟตมีการทำงานหลายย่าน สามารถแบ่งพิจารณาออกเป็น

1 ย่านคัตออฟ (Cutoff Region)

$$i_D = 0 \quad v_{GS} - V_T \leq 0$$

Channelจะมีพฤติกรรมเป็นการเปิดวงจร

2 ย่านไตรโอด (Triode Region)

$$i_D = \beta \left[(v_{GS} - V_T) - \left(\frac{v_{DS}}{2} \right) \right] v_{DS} (1 + \lambda v_{DS}) \quad 0 \leq v_{DS} \leq v_{GS} - V_T$$

3 ย่านอิ่มตัว (Saturation Region)

$$i_D = \beta [(v_{GS} - V_T)]^2 \quad 0 \leq v_{GS} - V_T \leq v_{DS}$$

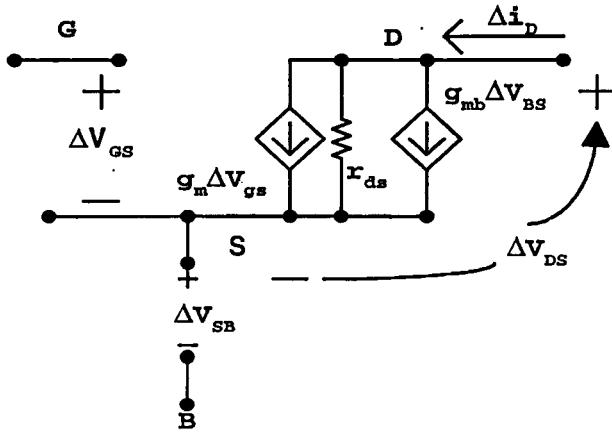
2.5.2 แบบจำลองของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Model)

การทำงานในย่านอิ่มตัวนั้นถ้ามีการป้อนสัญญาณขนาดเล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลาเข้าไปในมอสเฟต ณ ที่จุดไบอัสหนึ่งนั้น มอสเฟตจะทำงานได้เป็นเชิงเส้นในช่วงเล็กซึ่งแบบจำลองที่ใช้พิจารณานั้น สามารถทำให้อยู่ในรูปที่เข้าใจได้ง่ายและตัดผลของแรงดันไบอัสจะได้ดังรูปที่ 2.12 จากความสัมพันธ์

$$i_D = \beta \left[v_{GS} - V_{TO} - \gamma \sqrt{2|\phi_f| + v_{SB}} + \gamma \sqrt{2|\phi_f|} \right]^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad (2.27)$$

โดยที่ $v_{GS} \equiv v_G - v_S$

$v_{DS} \equiv v_D - v_S$



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของมอสเฟตสำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำและความถี่กลาง

ถึงแม้ว่า $v_S \neq 0$ แต่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของ i_D , v_{GS} , v_{DS} และ v_{SB} แล้ว สมการนี้สามารถอธิบายได้โดยการแทนความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยด้วยโดยใช้การประมาณของทอยเลอร์แบบอันดับหนึ่ง (first-order Taylor approximation) โดยที่เมื่ออยู่ใกล้กับจุดไบอัส กระแสเดรนที่ใหญ่จะเป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับแรงดันตำแหน่งต่างๆของมอสเฟต

$$i_D^0 = f(v_{GS}^0, v_{DS}^0, v_{SB}^0) \quad (2.28)$$

ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณขนาดเล็กใดๆเข้าที่มอสเฟตจะได้รับความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$i_D^0 + \Delta i_D \cong i_D^0 + \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)^0 \Delta v_{GS} + \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right)^0 \Delta v_{DS} + \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}} \right)^0 \Delta v_{SB} \quad (2.29)$$

โดยที่ $\left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)^0$ เป็นการหาค่าอนุพันธ์ย่อยที่จุดไบอัส

ส่วน Δi_D เป็นกระแสเดรนที่มีการเปลี่ยนแปลงไปจากค่ากระแสเดรนที่จุดไบอัส Δv_{GS} , Δv_{DS} , Δv_{SB} เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงของค่า v_{GS} , v_{DS} , v_{SB} ตามลำดับ จากค่าที่จุดไบอัส ซึ่งการเปลี่ยนแปลงทั้งหมดต้องมีค่าน้อยเพียงพอ เพื่อให้สมการเป็นจริง ดังจะได้สมการความสัมพันธ์เป็น

$$\Delta i_D = g_m \Delta v_{GS} + g_d \Delta v_{DS} + g_{mb} \Delta v_{SB} \quad (2.29)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m \equiv \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)^0 \quad (2.30a)$$

$$g_d \equiv \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right)^0 \quad (2.30b)$$

$$g_{mb} \equiv \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}} \right)^0 \quad (2.30c)$$

g_d เป็นค่าความนำที่เดรน (drain conductance) ที่มีการเพิ่มขึ้น ส่วน g_m และ g_{mb} เป็นตัวส่งความนำผ่าน (transconductances) ที่จะทำการแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกแรงดัน (VCCS) ซึ่งสามารถเขียนเป็นแบบจำลองของสมการได้เป็นดังรูป ซึ่งเป็นแบบจำลองของมอสเฟตที่สัญญาณขนาดเล็กในความถี่ต่ำ

พิจารณาค่า g_m โดยอาศัยความสัมพันธ์ของสมการ (2.30a) กับสมการ (2.25)

$$g_m \equiv \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)^0 = 2\beta \left(v_{GS}^0 - V_{T0} - \gamma \sqrt{2|\phi_f| + v_{SB}^0} + \gamma \sqrt{2|\phi_f|} \right) (1 + \lambda v_{DS}^0) \quad (2.31)$$

โดยที่สามารถจัดรูปสมการ(2.31)ให้อยู่ในรูปที่เข้าใจได้ง่ายขึ้น โดยใช้ความสัมพันธ์กับสมการ (2.25)

$$g_m = 2\sqrt{\beta(1 + \lambda v_{DS}^0)} \cdot i_D^0 \quad (2.32)$$

กรณีไม่คิดผลของ λ, γ

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{w}{l} (v_{GS} - V_T) \quad (2.33)$$

โดยจัดให้อยู่ในรูปผลของกระแสเดรน

$$g_m = 2 \frac{i_D}{(v_{GS} - V_T)} \quad (2.34)$$

$$g_{mb} \equiv \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}} \right)^0 = -K \left(v_{GS}^0 - V_{T0} - \gamma \sqrt{2|\phi_f| + v_{SB}^0} + \gamma \sqrt{2|\phi_f|} \right) (1 + \lambda v_{DS}^0) \frac{\gamma}{\sqrt{2|\phi_f| + v_{SB}^0}} \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจัดให้อยู่ในรูปผลของ g_m

$$g_{mb} = \frac{-\gamma}{2} g_m \frac{1}{\sqrt{2|\phi_f| + v_{SB}^0}} \quad (2.36)$$

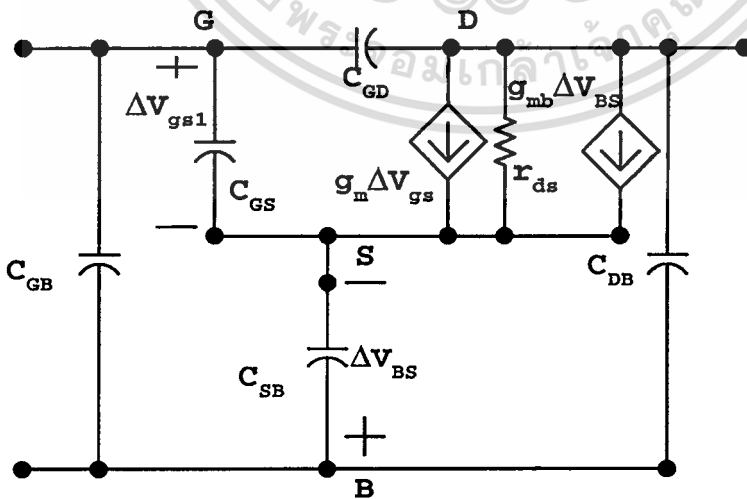
$$g_d \equiv \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right)^0 = K \left(v_{GS}^0 - V_{T0} - \gamma \sqrt{2|\phi_f| + v_{SB}^0} + \gamma \sqrt{2|\phi_f|} \right)^2 (\lambda) \quad (2.37)$$

โดยจัดให้อยู่ในรูปผลของกระแสเดรน

$$g_d = \frac{\lambda i_D^0}{(1 + \lambda v_{DS}^0)} \quad (2.38)$$

2.5.3 แบบจำลองที่ใช้สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง

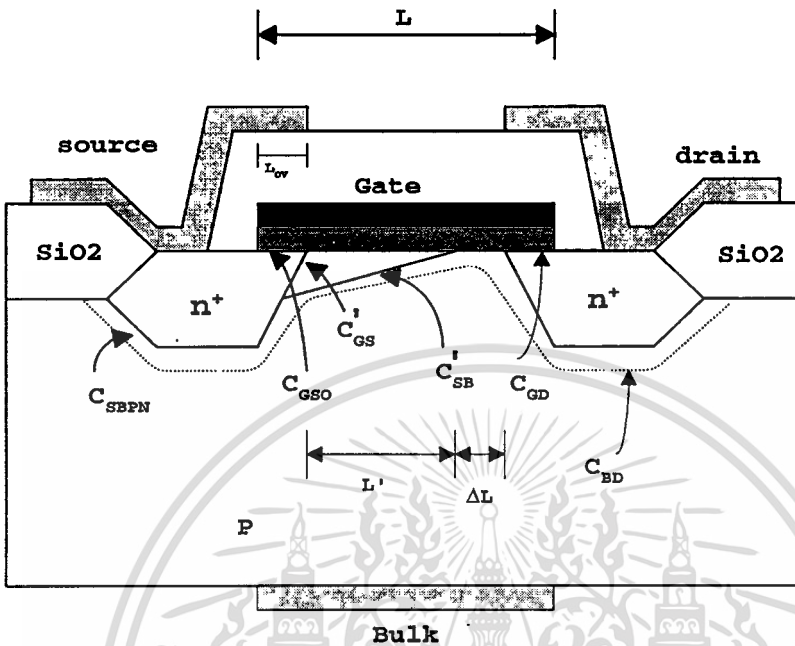
จากความสัมพันธ์ตามสมการ (2.32) และ (2.36) [1,2,12] จะเห็นได้ว่า ค่าส่งผ่านความนำ g_m และ g_{mb} จะเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับค่าแรงดันที่จุดไบอัส ส่วนค่าของความนำที่เดรน จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรนที่จุดไบอัส เมื่อต้องพิจารณาที่ความถี่สูงขึ้นไปพบว่ามีผลของตัวเก็บประจุของรอยต่อต่างๆ กระทำออกมา ซึ่งสามารถพิจารณาเป็นแบบจำลองที่ใช้สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูงได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลที่ใช้สำหรับสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง

2.5.3.1 ค่าความจุไฟฟ้าที่แต่ละรอย

ซึ่งค่าของตัวเก็บประจุที่แต่ละรอยต่อดังรูปที่ 2.14 สามารถแบ่งพิจารณาได้เป็น



รูปที่ 2.14 ภาพตัดขวางการเกิดความจุไฟฟ้าต่างๆของNMOSในขณะที่อยู่ในย่านอิ่มตัว

1) C_{GD} เป็นค่าความจุไฟฟ้าจากเกตไปเดรน ซึ่งก็คือส่วนค่าความจุไฟฟ้าของชั้นออกไซด์ของส่วนเหลื่อมซ้อนทับกันของการแพร่สารเจือของที่เดรนกับเกต ซึ่งเป็นค่าที่ไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัสแรงดัน

2) C_{GS} เป็นค่าความจุไฟฟ้าจากเกตไปซอร์ส ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าประกอบด้วย 2 ส่วนคือ

2.1) C_{GSO} เป็นค่าความจุไฟฟ้าของชั้นออกไซด์บางที่เกิดจากการเหลื่อมซ้อนทับกันของเกตกับซอร์ส

2.2) C'_{GS} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อจากเกตไปยัง Channel มีค่าประมาณ $2/3$ ส่วนของ C_{ox} เป็นค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดของชั้นออกไซด์บางที่ต่อระหว่างเกตกับพื้นผิวของวัสดุฐานรอง โดยที่ค่าของ C_{GS} นี้ถ้าอยู่ในช่วงอิ่มตัวจะมีค่าที่ไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัส

3) C_{SB} เป็นค่าความจุไฟฟ้าจากซอร์ทไปวัสดุฐานรอง ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าความจุไฟฟ้า 2 ส่วนคือ

3.1) C_{SBPN} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อpnที่อยู่ระหว่างพื้นที่เจือสารที่ซอร์ทกับวัสดุฐานรอง

3.2) C'_{SB} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่ประเมินว่าเป็น 2/3 ส่วนของค่าความจุไฟฟ้าของย่านการปลดพาหะที่อยู่ใต้ส่วนของ Channel ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าจากซอร์ทไปวัสดุฐานรอง $C_{SB} = C'_{SB} + C_{SBPN}$ จะเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัสซึ่งมีส่วนคล้ายกับที่เกิดขึ้นในรอยต่อ PN ที่เป็นชั้น

4) C_{DB} เป็นค่าความจุไฟฟ้าจากเดรนไปวัสดุฐานรอง เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากรอยต่อ PN ดังนั้นจึงขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัส

5) C_{GB} เป็นค่าความจุไฟฟ้าจากเกตไปวัสดุฐานรอง เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่น้อยมากถ้าทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว มีค่าประมาณ $0.1 C_{ox}$

2.5.3.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการทำงานย่านไทรโอด

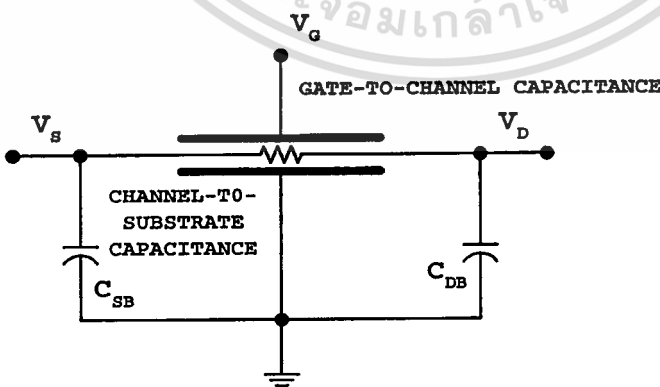
แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการทำงานย่านไทรโอดจะสามารถแทนด้วยความต้านทาน จากสมการที่(2.15) ความสัมพันธ์

$$i_D = \mu C_{ox} \frac{w}{l} \left[(v_{GS} - V_T) - \left(\frac{v_{DS}}{2} \right) \right] v_{DS} (1 + \lambda v_{DS})$$

$$0 \leq v_{DS} \leq v_{GS} - V_T$$

$$i_D = \mu C_{ox} \frac{w}{l} [(v_{GS} - V_T)] v_{DS} \quad (2.39)$$

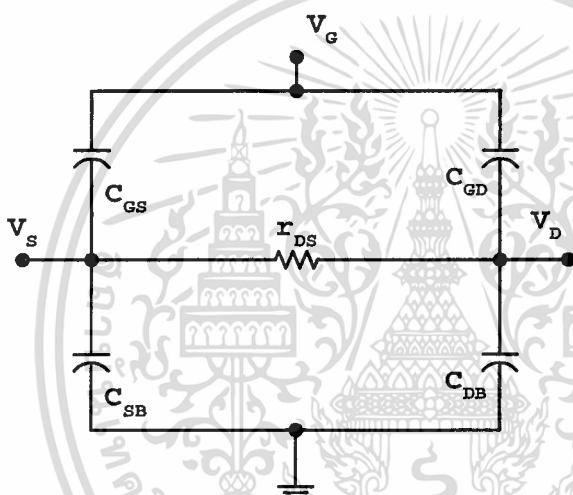
$$\left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right)^0 = \frac{1}{r_{ds}} \equiv \mu C_{ox} \frac{w}{l} [(v_{GS} - V_T)] \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.15 วงจรที่ใช้อธิบายการทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กในย่านไทรโอดของมอสเฟตที่ความถี่สูง

แต่เมื่อพิจารณาที่ความถี่สูง เพื่อจะได้แบบจำลองที่มีความถูกต้องมากขึ้น สามารถแทนแบบจำลองนี้ได้ดังรูปที่ 2.15 โดยที่ค่าความจุไฟฟ้าของเกตไปยัง Channel และค่าความจุไฟฟ้าของ Channel ไปยังวัสดุฐานรองเป็นอุปกรณ์กระจายตัว (Distributed element) จากความสัมพันธ์ I-V ของอุปกรณ์กระจายตัว RC พบว่ามีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเพราะว่าค่าความจุไฟฟ้าในรอยต่อของที่ซอร์ทและเดรนเป็นค่าความจุไฟฟ้าในขดปอดคาหาะที่ไม่เป็นเชิงเส้น เช่นเดียวกับค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดระหว่าง Channel ไปยังวัสดุฐานรอง แต่ถ้า v_{DS} มีค่าน้อยมากดั่งนั้นค่าความต้านทานของ Channel ต่อหน่วยความยาวก็จะเพิ่มขึ้นเมื่อเคลื่อนที่เข้าใกล้เดรน ซึ่งแบบจำลองนี้มีความยุ่งยากซับซ้อนกว่าจะวิเคราะห์ด้วยมือ [12]

แบบจำลองที่ง่ายและใช้เสมอในกรณีที่ v_{DS} มีค่าน้อยๆดังแสดงในรูปที่ 2.15 และภาพตัดขวางแสดงผลของการเกิดความจุไฟฟ้าที่รอยต่อต่างๆดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลอย่างง่ายของสัญญาณขนาดเล็กที่มอสเฟตทำงานย่าน ไตร โอดที่ความถี่สูง

ค่าความต้านทานเป็นไปตามสมการ (2.40) ส่วนค่าความจุไฟฟ้าจากเกตไปยัง Channel ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือระหว่าง โนคของซอร์ทและ โนคของเดรน

$$C_{gs} = C_{gd} = wl \frac{C_{ox}}{2} = A_{ch} \frac{C_{ox}}{2} \quad (2.41)$$

จากสมการความสัมพันธ์ที่ได้ไม่ได้รวมผลของค่าความจุไฟฟ้าที่เชื่อมต่อชั้นทับกันของรอยต่อเกต ถ้าต้องการความถูกต้องสูงควรจะรวมผลของค่าความจุไฟฟ้าที่เชื่อมต่อชั้นทับกันของรอยต่อเกตไว้ด้วย ค่าความจุไฟฟ้าที่ Channel กับวัสดุฐานรองจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนอย่างละครึ่งและร่วมระหว่างรอยต่อซอร์ทกับเดรน แต่ส่วนของค่าความจุไฟฟ้าจะต้องรวมผลของค่าความจุ

ไฟฟ้าที่รอยต่อกับวัสดุฐานรอง และผลของความจุไฟฟ้าของรอยต่อบริเวณผนังเข้าที่โนดที่เหมาะสม ซึ่งจะได้เป็น

$$C_{SB=0} = C_{jo} \left(A_S + \frac{A_{ch}}{2} \right) + C_{jsw0} P_S \quad (2.42)$$

$$C_{DB=0} = C_{jo} \left(A_D + \frac{A_{ch}}{2} \right) + C_{jsw0} P_D \quad (2.43)$$

$$C_{SB} = \frac{C_{SB=0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{\phi_f}}} \quad (2.44)$$

$$C_{DB} = \frac{C_{DB=0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{\phi_f}}} \quad (2.45)$$

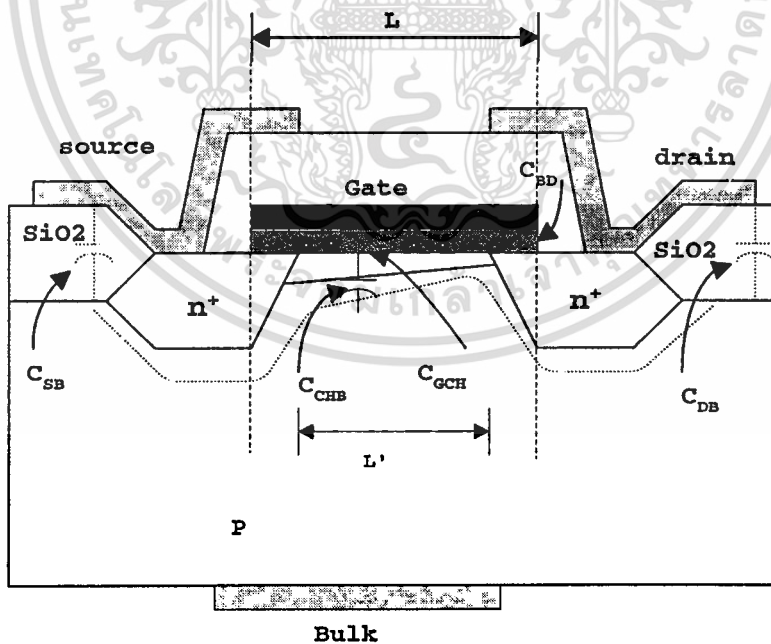
โดยที่ A_X เป็นพื้นที่ของส่วนของ X

C_{X0} เป็นค่าความจุไฟฟ้าของรอยต่อ X ที่แรงดัน ไบอัสเป็นศูนย์

C_{jo} เป็นค่าความจุไฟฟ้าย่านปลอดพาหะที่แรงดัน ไบอัสเป็นศูนย์

C_{jsw0} เป็นค่าความจุไฟฟ้าต่อความยาวของที่ผนังด้านข้างที่แรงดัน ไบอัสเป็นศูนย์

P_X เป็นความยาวเส้นรอบของด้านนั้นที่ต่อรวมอยู่กับเกต



รูปที่ 2.17 ภาพตัดขวางของการเกิดความจุไฟฟ้าที่รอยต่อต่างๆมอสเฟตที่อยู่ในย่านไทรโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

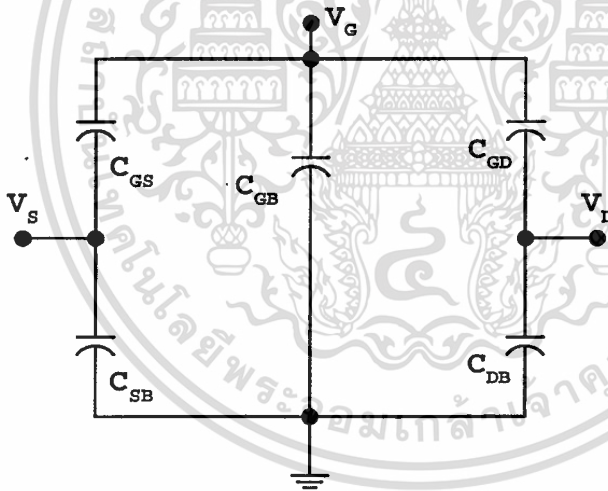
2.5.3.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการทำงานย่านคัตออฟ

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้งานย่านคัตออฟจะมีลักษณะคล้ายกับแบบจำลองการทำงานในย่านไทรโอด แต่จะแตกต่างกันที่ค่าต่างๆคือค่า r_{DS} จะมีค่าเป็นอนันต์หรือเสมือนเปิดวงจร ส่วนค่าความจุไฟฟ้าจะแตกต่างย่านไทรโอดก็คือ C_{GS} และ C_{GD} จะมีค่าเล็กกว่ามากเพราะว่า Channel ไม่ได้เกิดขึ้น ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าจะมีเพียงที่เป็นส่วนของเหลื่อมซ้อนได้เป็น

$$C_{GS} = C_{GD} = wl_{ov} C_{OX} \quad (2.46)$$

การลดลงของ C_{GS} และ C_{GD} ไม่ได้ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าที่เกททั้งหมดจะมีค่าน้อยลงเท่าไร เพราะว่ามีตัวค่าความจุไฟฟ้า C_{GB} ที่เป็นค่าความจุไฟฟ้าเกทไปยังวัสดุฐานรองซึ่งมีค่าไม่เป็นเชิงเส้น และขึ้นอยู่กับการไบอัสแรงดันที่เกท จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.47)

$$C_{GB} = A_{ch} C_{OX} = wIC_{OX} \quad (2.47)$$



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสมมูลอย่างง่ายของสัญญาณขนาดเล็กในมอสเฟทในย่านคัตออฟที่ความถี่สูง

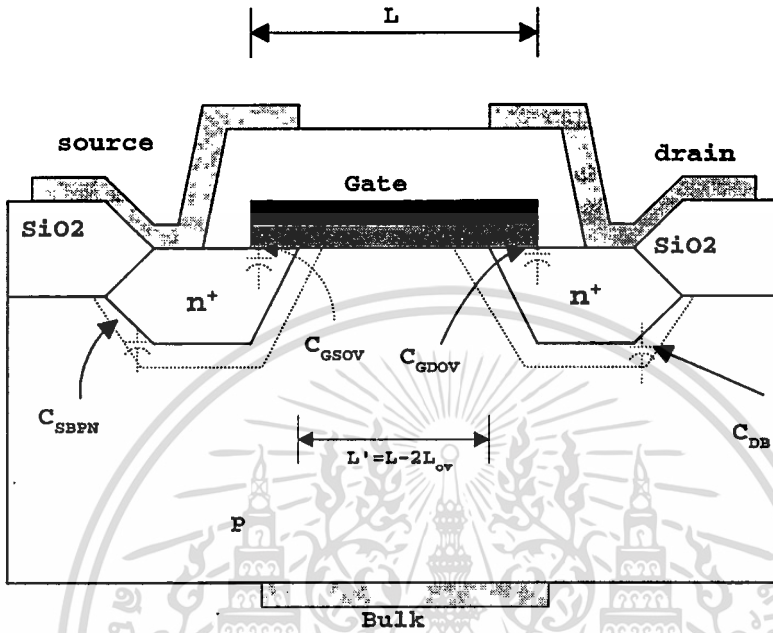
ซึ่งสามารถแสดงในรูปที่ 2.18 และสามารถเข้าใจได้ดีขึ้นโดยใช้ภาพตัดขวางของการเกิดความจุไฟฟ้าที่รอยต่อต่างๆดังแสดงในรูปที่ 2.19

ถ้าแรงดันเกทไบออร์ทมีค่าเข้าใกล้ 0 Volt ดังนั้น จะเป็นการต่ออนุกรมของค่าความจุไฟฟ้าของเขตปลอดพาหะของ Channel ไปยังบัค ซึ่งพิจารณาว่าความจุไฟฟ้ามีค่าน้อยมากเมื่อมีการเจือสารที่วัสดุฐานรองแบบบาง ดังนั้นทำให้ค่าความจุไฟฟ้า C_{SB} และ C_{DB} จะมีค่าน้อยกว่าเมื่อไม่มี Channel ปรากฏ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{SB=0} = A_S C_{j0} \quad (2.48)$$

$$C_{DB=0} = A_D C_{j0} \quad (2.49)$$



รูปที่ 2.19 ภาพตัดขวางแสดงผลของการเกิดควมจุไฟฟ้าที่รอยต่อต่างๆ

จากแบบจำลองทั้งหมดที่ได้นำเสนอ เมื่อพิจารณาจะพบว่ามีความยุ่งยากและซับซ้อนเกินไปที่จะสามารถวิเคราะห์หาผลลัพธ์ต่างๆตามที่ต้องการได้โดยสนใจพารามิเตอร์ทุกอย่างอันพร้อมกัน จึงนำแบบจำลองเหล่านี้มาใช้กับโปรแกรมสำเร็จเพื่อให้สามารถทำการวิเคราะห์ห่ายขึ้นและเร็วขึ้น โดยใช้โปรแกรมSPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้กันมากและกว้างขวาง โดยในแบบจำลองต่างๆสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ระดับคือ Level 1 Level 2 และ Level 3

Level 1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตแบบพื้นฐานที่สุด เป็นไปตามข้อกำหนดของ H. Shichman และ D. Hodges ใช้สำหรับมอสเฟตที่มีความยาว Channelมากกว่า10ไมครอนซึ่งเป็นระดับที่ใช้คำนวณที่ไม่ยุ่งยาก ไม่มีผลของอันดับ2เช่น Body-Effect

Level 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตที่มีความยาวของ Channelน้อยกว่า10ไมครอนซึ่งจะต้องรวมผลของ Short Channel Effect เกิดขึ้น ซึ่งใน Level 2 แตกต่างจาก Level 1 อยู่2ประการคือวิธีการคำนวณผลกระทบของความยาว Channel กับวิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงนำกระแสในตัว และช่วงการนำกระแสในย่านไม่อิ่มตัว

Level 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟทซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลอง การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้น และประสบการณ์ความชำนาญ เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้มีความเหมาะสม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรคูณแวนะลอกแบบ4ควอดแดรนต์

3.1 บทนำ

วงจรคูณแวนะลอกเป็นวงจรที่ทำงานในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Circuit) วงจรหนึ่งที่มีความสำคัญมาก สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านการประมวลผลสัญญาณแวนะลอกต่างๆได้เช่น วงจรทวีความถี่ วงจรแอมพลิฟายเออร์ เป็นต้น ซึ่งวงจรคูณแวนะลอกที่ใช้คุณสมบัติของของมอสเฟตทำงานในช่วงอิมิตัวในงานวิจัยก่อน [6,7,8,13,14,15] นั้นมีคุณสมบัติบางอย่างเช่น ช่วงปฏิบัติการอินพุตยังแคบอยู่ ไม่สามารถใช้งานได้ดีพอ มีการใช้แหล่งจ่ายไฟที่ค่อนข้างสูง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ขอเสนอวงจรคูณแวนะลอกที่ใช้โครงสร้างแบบกิลเบิร์ต โดยจัดให้มีการทำงานทั้งในช่วงอิมิตัวและไม่อิมิตัว [13,15,16,17,21] ร่วมกันอยู่ เพื่อปรับปรุงผลให้วงจรมีความสามารถในการชดเชยขนาดอินพุตได้มากขึ้น มีความเป็นเชิงเส้นที่ดีขึ้น [16,17] มีช่วงปฏิบัติการที่กว้างพอสมควร มีการสูญเสียกำลังงานน้อย

3.2 หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของวงจรคูณแวนะลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่นำเสนออยู่บนพื้นฐานของโครงสร้างวงจรคูณแบบกิลเบิร์ต ที่คุ้นเคยกันดี ซึ่งโครงสร้างแบบพื้นฐานนี้มีข้อจำกัดในการทำงานอยู่ ซึ่งสามารถปรับปรุงได้โดยอาศัยวงจรปรับขดเซช และนำไปสู่วงจรที่มีการปรับปรุงช่วงการทำงานที่ดีขึ้น ส่วนวงจรอีกชุดหนึ่งทำงานในช่วงไม่อิมิตัวซึ่งมีช่วงพิสัยที่ดีกว่าช่วงอิมิตัวแต่มีความเพี้ยนที่สูงกว่าช่วงอิมิตัว โดยวงจรพื้นฐานดังกล่าวคือวงจรคู่ชอร์ตต่อร่วม (Source-Couple Pair) ที่ถูกขับโดยแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งเป็นไปดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมอสเฟตทรานซิสเตอร์ทั้ง2ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว ซึ่งความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการความสัมพันธ์

3.2.1 วงจรคู่ชอร์ตต่อร่วม(Source-Couple Pair)

โดยที่ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของมอสเฟตที่ต่อเป็นคู่ชอร์ตร่วมได้เป็นกระแสที่มอสเฟตตัวที่ 1 ในรูปที่ 3.1 เป็น

$$I_1 = K(V_{GS1} - V_T)^2 \quad (3.1)$$

กระแสที่มอสเฟตตัวที่ 2 เป็น

$$I_2 = K(V_{GS2} - V_T)^2 \quad (3.2)$$

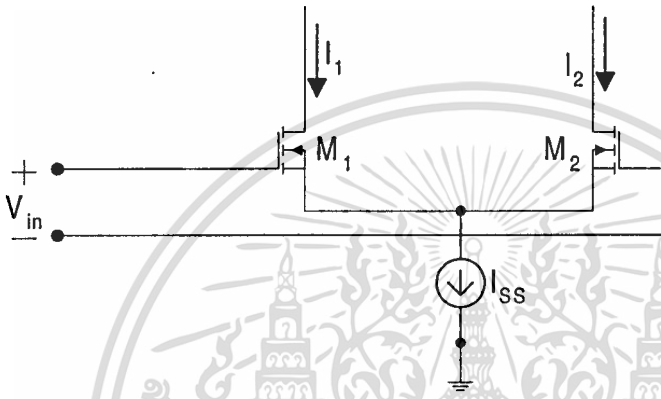
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$V_{GS1} - V_{GS2} = V_{in} \quad (3.3)$$

ดังนั้นกระแสรวมที่ไบอัสวงจรเป็น

$$I_1 + I_2 = I_{SS} = K[(V_{GS1} - V_T)^2 + (V_{GS2} - V_T)^2] \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.1 วงจรคู่ซอร์ทต่อร่วมที่มีกระแสไบอัสแบบ I_{SS}

ดังนั้นเมื่อแทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(3.3) จะได้

$$I_{SS} = 2K' \left[(V_{GS1} - V_T)^2 - (V_{GS1} - V_T)(V_{in}) + \frac{V_{in}^2}{2} \right] \quad (3.5)$$

จัดรูปสมการได้เป็น

$$\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4} = \left[(V_{GS1} - V_T) - \frac{V_{in}}{2} \right]^2 \quad (3.6)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\therefore V_{GS1} - V_T = \sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} + \frac{V_{in}}{2} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าความสัมพันธ์สมการที่(3.7) ในสมการที่(3.1)จะได้

$$I_1 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} + \frac{V_{in}}{2} \right)^2 \quad (3.8)$$

แทนค่าสมการที่(3.3)ในสมการที่(3.7)จะได้

$$V_{GS2} + V_{in} - V_T = \sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} + \frac{V_{in}}{2} \quad (3.9)$$

จัดรูปได้เป็น

$$V_{GS2} - V_T = \sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} - \frac{V_{in}}{2} \quad (3.10)$$

เมื่อแทนสมการที่(3.10)ลงในสมการที่ (3.2) จะได้

$$I_2 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} - \frac{V_{in}}{2} \right)^2 \quad (3.11)$$

ดังนั้นได้ความสัมพันธ์ของกระแสผลต่างเอาท์พุทได้เป็น

$$\Delta I = I_1 - I_2 = K' \left[\left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} + \frac{V_{in}}{2} \right)^2 - \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} - \frac{V_{in}}{2} \right)^2 \right] \quad (3.12)$$

จาก

$$\Delta I = K[(X^2 + 2XY + Y^2) - (X^2 - 2XY + Y^2)] \quad (3.13)$$

ได้เป็น

$$\Delta I = K[4XY] = K' \left(4 \sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} \left(\frac{V_{in}}{2} \right) \right) \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงการทำงานของ V_{in} สามารถหาได้เป็น

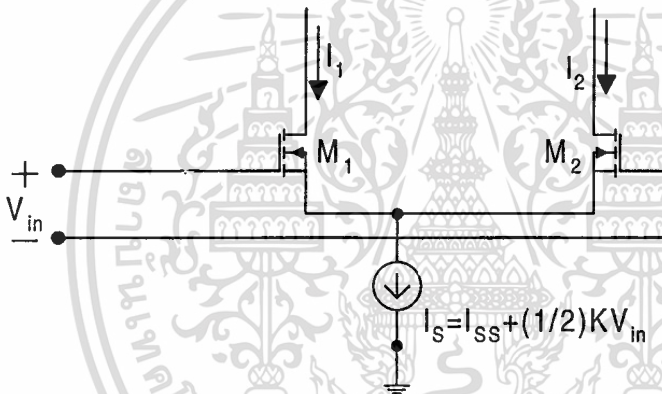
$$\frac{I_{ss}}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4} = 0 \quad (3.15)$$

ได้เป็น

$$-\sqrt{\frac{2I_{ss}}{K}} < V_{in} < \sqrt{\frac{2I_{ss}}{K}} \quad (3.16)$$

3.2.2 วงจรคู่ซอร์ทต่อร่วมที่มีการไบอัสที่มีการปรับชดเชย(CCSP)[7,18]

ถ้าปรับปรุงวงจรโดยใช้ลักษณะเป็น Compensated Common Source Pair(CCSP) ดังรูป



รูปที่3.2 วงจรคู่ซอร์ทต่อร่วมที่มีการไบอัสที่มีการปรับชดเชย(CCSP)

ถ้ากระแสไบอัสเป็น

$$I_s = I_{ss} + K' \frac{V_{in}^2}{4} \quad (3.17)$$

จากสมการที่(3.8)แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.17)จะได้

$$I_1 = K' \left(\sqrt{\frac{I_s}{2K'} - \frac{V_{in}^2}{4}} + \frac{V_{in}}{2} \right)^2 \quad (3.18)$$

จากสมการที่(3.8)แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.18)จะได้กระแสที่มอสเฟตตัวที่1เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} + \frac{V_{in}^2}{4} - \frac{V_{in}^2}{4} + \frac{V_{in}}{2}} \right)^2 \quad (3.19)$$

จะได้ค่ากระแสเป็น

$$I_1 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} + \frac{V_{in}}{2}} \right)^2 \quad (3.20)$$

จากสมการที่(3.11)แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.17)

$$I_2 = K' \left(\sqrt{\frac{I_S}{2K} - \frac{V_{in}^2}{4} - \frac{V_{in}}{2}} \right)^2 \quad (3.21)$$

จากสมการที่(3.11)แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.21)จะได้กระแสที่มอสเฟตตัวที่2เป็น

$$I_2 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}}{2}} \right)^2 \quad (3.22)$$

ดังนั้นได้ความสัมพันธ์ของกระแสผลต่างเอาท์พุทได้เป็น

$$\Delta I = I_1 - I_2 = K' \left[\left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} + \frac{V_{in}}{2}} \right)^2 - \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'} - \frac{V_{in}}{2}} \right)^2 \right] \quad (3.22)$$

จะได้เป็น

$$\Delta I = K' \left(4 \sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'}} \left(\frac{V_{in}}{2} \right) \right) = K' V_{in} \sqrt{\frac{2I_{SS}}{K'}} = V_{in} \sqrt{2K' I_{SS}} \quad (3.23)$$

ดังนั้นหาผลของขอบเขตได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_s' = 0 = I_{ss} + K' \frac{V_{in}^2}{4} \quad (3.24)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$-2\sqrt{\frac{I_{ss}}{K'}} < V_{in} < 2\sqrt{\frac{I_{ss}}{K'}} \quad (3.25)$$

เมื่อมีการปรับขนาดเซยะจะพบว่าสามารถทำให้ช่วงความกว้างอินพุทเพิ่มขึ้นเป็นอีก $\sqrt{2}$ เท่าของแบบคู่ซอร์ทร่วมธรรมดา

3.2.3 วงจรคูณแบบกิลเบิร์ตที่มีคู่ซอร์ทร่วมที่ทำงานในย่านอิมิตัว

ถ้าใช้ในโครงสร้างแบบคู่ซอร์ทร่วมธรรมดาตามรูปที่ 3.1 เข้าในโครงสร้างแบบกิลเบิร์ตจากโครงสร้างแบบธรรมดาตามรูปที่ 3.3 พบว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่ 1 ตามคุณสมบัติของคู่ซอร์ทร่วมตามสมการที่ (3.8) และ (3.9) เป็น

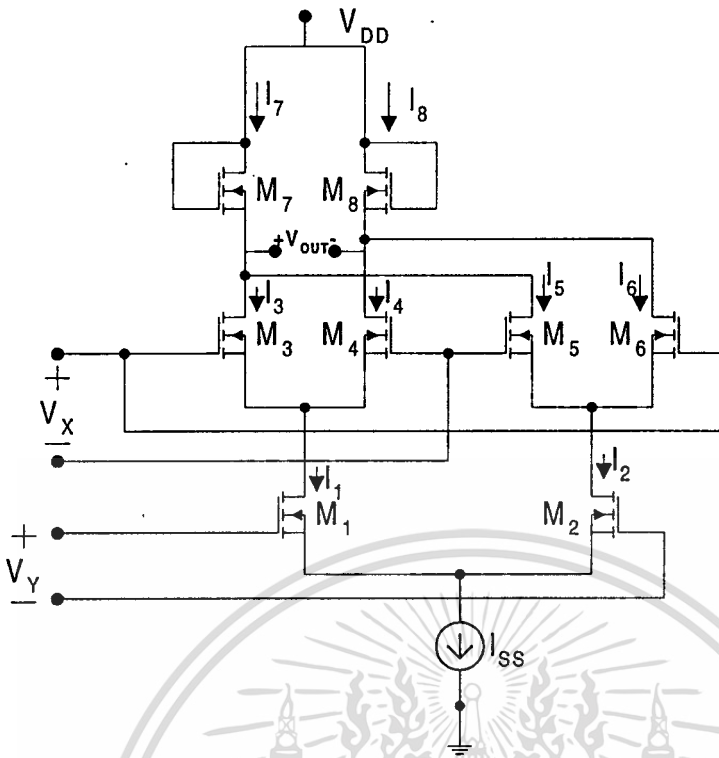
$$I_1 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{ss}}{2K'} - \frac{V_Y^2}{4}} + \frac{V_Y}{2} \right)^2 \quad (3.26)$$

จะได้ว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่ 2 เป็น

$$I_2 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{ss}}{2K'} - \frac{V_Y^2}{4}} - \frac{V_Y}{2} \right)^2 \quad (3.27)$$

จะได้ว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่ 3 เป็น

$$I_3 = K' \left(\sqrt{\frac{I_1}{2K'} - \frac{V_X^2}{4}} + \frac{V_X}{2} \right)^2 \quad (3.28)$$



รูปที่ 3.3 วงจรคูลแบบกิลเบิร์ตที่มีคู่ออร์ที่ทำงานในย่านอิมิตัว

จะได้ว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่4เป็น

$$I_4 = K' \left(\sqrt{\frac{I_1}{2K'} - \frac{V_x^2}{4}} - \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.29)$$

จะได้ว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่5เป็น

$$I_5 = K' \left(\sqrt{\frac{I_2}{2K'} - \frac{V_x^2}{4}} - \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.30)$$

จะได้ว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่6เป็น

$$I_6 = K' \left(\sqrt{\frac{I_2}{2K'} - \frac{V_x^2}{4}} + \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.31)$$

จากความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านโหลดแต่ละตัวได้เป็น

$$I_7 = I_3 + I_5; I_8 = I_4 + I_6 \quad (3.32)$$

ดังนั้นได้ความสัมพันธ์ของกระแสผลต่างเอาที่พูดได้เป็น

$$I_{OUT} = I_7 - I_8 = (I_3 + I_5) - (I_4 + I_6) = (I_3 - I_4) - (I_6 - I_5) \quad (3.33)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่(3.26)และ(3.27)ลงในสมการที่(3.29)จะได้เป็น

$$I_{OUT} = K'V_x \left[\left(\sqrt{\frac{2I_1}{K'} - V_x^2} \right) - \left(\sqrt{\frac{2I_2}{K'} - V_x^2} \right) \right] \quad (3.34)$$

จัดกระจายเทอมได้เป็น

$$I_{OUT} = K'V_x \left[\left(\sqrt{\left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{K'} - V_Y^2 + \frac{V_Y}{\sqrt{2}}} \right)^2 - V_x^2} \right) - \left(\sqrt{\left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{K'} - V_Y^2 + \frac{V_Y}{\sqrt{2}}} \right)^2 - V_x^2} \right) \right] \quad (3.35)$$

ถ้า V_x มีค่าเข้าใกล้ 0 ดังนั้น $V_x^2 \rightarrow 0$

จะได้ว่า

$$I_{OUT} \approx K'V_x \left(\frac{2V_Y}{\sqrt{2}} \right) = \sqrt{2}V_x V_Y \quad (3.36)$$

ดังนั้นขอบเขตของสัญญาณ V_x ในขณะที่สัญญาณ V_Y มีค่าเป็น 0 volt

$$-\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'}} < V_x | V_Y = 0 < \sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'}} \quad (3.37)$$

ดังนั้นขอบเขตของสัญญาณ V_Y ในขณะที่สัญญาณ V_x มีค่าเป็น 0 volt

$$-\sqrt{\frac{I_{ss}}{K'}} < V_Y | V_X = 0 < \sqrt{\frac{I_{ss}}{K'}} \quad (3.38)$$

3.2.4 วงจรอุดมในโครงสร้างแบบกิลเบิร์ตที่มีการปรับชดเชยกระแสไบอัส

ถ้าพิจารณาวงจรอุดมในโครงสร้างแบบกิลเบิร์ตที่มีการปรับชดเชยกระแสไบอัส ดังรูปที่ 3.4 โดยมีกระแสไบอัสเป็น

$$I'_{ss} = I_{ss} + \frac{1}{2}KV_Y^2 \quad (3.39)$$

จะได้ว่ากระแสที่ไหลในมอสเฟตตัวที่ 1 เป็น

$$I_1 = K' \left(\sqrt{\frac{I'_{ss} - V_Y^2}{2K'}} + \frac{V_Y}{2} \right)^2 \quad (3.40)$$

แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.39)ลงในสมการที่(3.40)

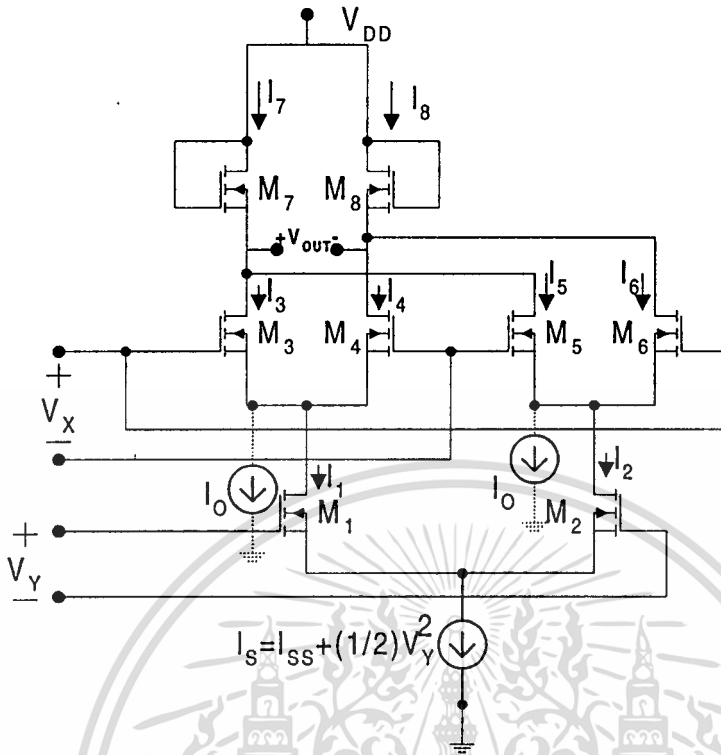
$$I_1 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{ss} - V_Y^2}{2K'}} + \frac{V_Y}{2} \right)^2 \quad (3.41)$$

เช่นเดียวกัน จะได้ว่ากระแสที่ไหลในมอสเฟตตัวที่ 2 เป็น

$$I_2 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{ss} - V_Y^2}{2K'}} - \frac{V_Y}{2} \right)^2 \quad (3.42)$$

แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.39)ลงในสมการที่(3.42)

$$I_2 = K' \left(\sqrt{\frac{I_{ss} - V_Y^2}{2K'}} - \frac{V_Y}{2} \right)^2 \quad (3.43)$$



รูปที่ 3.4 วงจรคูมแบบกิลเบิร์ตที่เป็นคู่ซอร์ททำงานอยู่ในย่านอ้อมตัวทั้งหมด โดยที่มีการปรับชดเชยกระแสไบอัส

ดังนั้น

$$I_{ss} = I_1 + I_2 \quad (3.44A)$$

$$I_1 = I_3 + I_4 \quad (3.44B)$$

$$I_2 = I_5 + I_6 \quad (3.44C)$$

$$I_7 = I_3 + I_5 \quad (3.44D)$$

$$I_8 = I_4 + I_6 \quad (3.44E)$$

$$I_o = \frac{1K'v_x^2}{2} \quad (3.44F)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พบว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่ 3 ตามคุณสมบัติของคู่ชอร์ที่ร่วมตามสมการที่(3.8)และ(3.9)เป็น

$$I_3 = K' \left(\sqrt{\frac{I_1 + I_o}{2K'} - \frac{V_x^2}{4}} + \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.45)$$

แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.44F)ลงในสมการที่(3.45)

$$I_3 = K' \left(\sqrt{\frac{I_1}{2K'} + \frac{V_x}{2}} \right)^2 \quad (3.46)$$

พบว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่4ตามคุณสมบัติของคู่ชอร์ที่ร่วมตามสมการที่(3.8)และ(3.9)เป็น

$$I_4 = K' \left(\sqrt{\frac{I_1 + I_o}{2K'} - \frac{V_x^2}{4}} - \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.47)$$

แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.44F)ลงในสมการที่(3.47)

$$I_4 = K' \left(\sqrt{\frac{I_1}{2K'} - \frac{V_x}{2}} \right)^2 \quad (3.48)$$

พบว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่5ตามคุณสมบัติของคู่ชอร์ที่ร่วมตามสมการที่(3.8)และ(3.9)เป็น

$$I_5 = K' \left(\sqrt{\frac{I_2 + I_o}{2K'} - \frac{V_x^2}{4}} - \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.49)$$

แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.44F)ลงในสมการที่(3.49)

$$I_5 = K' \left(\sqrt{\frac{I_2}{2K'} - \frac{V_x}{2}} \right)^2 \quad (3.50)$$

พบว่ากระแสที่มอสเฟตตัวที่6ตามคุณสมบัติของคู่ชอร์ที่ร่วมตามสมการที่(3.8)และ(3.9)เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_6 = K' \left(\sqrt{\frac{I_2 + I_o}{2K'} - \frac{V_x^2}{4}} + \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.51)$$

แทนค่ากระแสไบอัสตามสมการที่(3.44F)ลงในสมการที่(3.51)

$$I_6 = K' \left(\sqrt{\frac{I_2}{2K'}} + \frac{V_x}{2} \right)^2 \quad (3.52)$$

โดยที่กระแสเอาต์พุตได้ตามสมการที่(3.53)

$$I_{OUT} = I_7 - I_8 = (I_3 + I_5) - (I_4 + I_6) = (I_3 - I_4) - (I_6 - I_5) \quad (3.53)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่(3.45)ถึง(3.52)ลงในสมการที่(3.53)จะได้เป็น

$$I_{OUT} = K' \left[\left(\sqrt{\frac{I_1}{2K'}} + \frac{V_x}{2} \right)^2 - \left(\sqrt{\frac{I_1}{2K'}} - \frac{V_x}{2} \right)^2 \right] + K' \left[\left(\sqrt{\frac{I_2}{2K'}} + \frac{V_x}{2} \right)^2 - \left(\sqrt{\frac{I_2}{2K'}} - \frac{V_x}{2} \right)^2 \right] \quad (3.54)$$

จัดรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$I_{OUT} = K' \left[\left(\frac{4V_x}{2} \left(\sqrt{\frac{I_1}{2K'}} \right) - \left(\frac{4V_x}{2} \sqrt{\frac{I_1}{2K'}} \right) \right) \right] = \sqrt{2K'} V_x \left(\sqrt{\frac{I_1}{K'}} + \sqrt{\frac{I_2}{K'}} \right) \quad (3.55)$$

เมื่อแทนค่ากระแส I_1, I_2 ตามสมการที่ (3.49)และ(3.43)จะได้เป็นดังสมการที่(3.56)

$$I_{OUT} = \sqrt{2K'} V_x \left[\left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'}} + \frac{V_Y}{2} \right) - \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{2K'}} - \frac{V_Y}{2} \right) \right] \quad (3.56)$$

จัดรูปให้เป็นอย่างง่ายได้เป็น

$$I_{OUT} = \sqrt{2K'} V_x V_Y \quad (3.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงขอบเขตการทำงานของวงจร

ดังนั้นขอบเขตของสัญญาณ V_x ในขณะที่สัญญาณ V_y มีค่าเป็น 0 volt

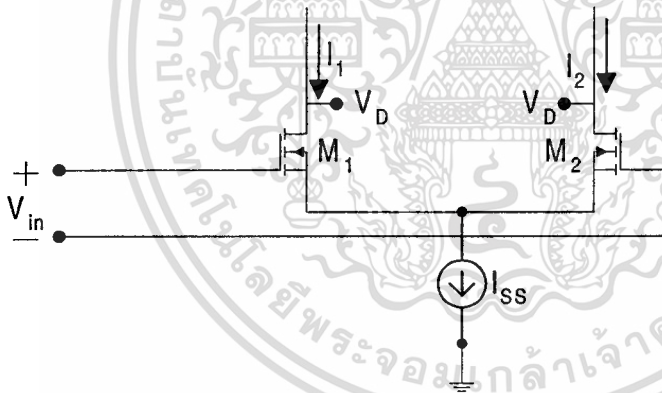
$$-2\sqrt{\frac{I_{SS}}{K'}} < V_x | V_y = 0 < 2\sqrt{\frac{I_{SS}}{K'}} \quad (3.58)$$

ดังนั้นขอบเขตของสัญญาณ V_y ในขณะที่สัญญาณ V_x มีค่าเป็น 0 volt

$$-\sqrt{\frac{2I_{SS}}{K'}} < V_y | V_x = 0 < \sqrt{\frac{2I_{SS}}{K'}} \quad (3.59)$$

3.2.5 วงจรคู่ซอร์ที่รวมที่ให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว

ในรูปที่ 3.5 เป็นการจัดการทำงานของวงจรคู่ซอร์ที่รวม โดยที่ให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในย่าน ไม่อิ่มตัว



รูปที่ 3.5 วงจรคู่ซอร์ที่รวมที่จัดการทำงานในย่าน ไม่อิ่มตัว

จากความสัมพันธ์ที่ได้ว่าความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในย่านทรานซิสเตอร์ที่มอสเฟตตัวที่ 1 และตัวที่ 2 มีความสัมพันธ์ตามรูปที่ 3.5 เป็นตามสมการที่ (3.60) และ (3.61) ตามลำดับ

$$I_1 = K' \left[(V_{GS1} - V_T) - \frac{V_{DS1}}{2} \right] (V_{DS1}) \quad (3.60)$$

$$I_2 = K' \left[(V_{GS2} - V_T) - \frac{V_{DS2}}{2} \right] (V_{DS2}) \quad (3.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$V_{GS1} - V_{GS2} = V_{in} \quad (3.62)$$

ดังนั้นกระแสไบอัสที่ป้อนผ่านแหล่งจ่ายกระแส

$$\begin{aligned} I_{SS} &= I_1 + I_2 \\ &= K' \left[(V_{GS1} - V_T)(V_D - V_M) - \frac{(V_D - V_M)^2}{2} + (V_{GS2} - V_T)(V_D - V_M) - \frac{(V_D - V_M)^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (3.63)$$

กำหนดให้

$$D = V_D - V_M \quad (3.64)$$

จากสมการที่(3.63)สามารถจัดรูปใหม่โดยอาศัยความสัมพันธ์ที่(3.64)จะได้เป็น

$$\frac{I_{SS}}{K'} + D^2 = D[V_{GS1} - V_T + V_{GS2} - V_T] \quad (3.65)$$

เป็น

$$\frac{I_{SS}}{K'} + D^2 = D[2(V_{GS1} - V_T) - V_i] \quad (3.66)$$

ได้ความสัมพันธ์ของแรงดันเกทเทียบชอร์ตที่มอสเฟตตัวที่เป็น

$$\frac{I_{SS}}{2DK'} + \frac{D}{2} + \frac{V_i}{2} = [(V_{GS1} - V_T)] \quad (3.67)$$

เช่นเดียวกับที่มอสเฟตตัวที่2 ได้แรงดันเกทเทียบชอร์ตเป็น

$$\frac{I_{SS}}{2DK'} + \frac{D}{2} - \frac{V_i}{2} = [(V_{GS2} - V_T)] \quad (3.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้กระแสผลต่างที่เอาที่พุดได้เป็นตามสมการที่(3.69)

$$I_{OUT} = I_1 - I_2 = K' \left[((V_{GS1} - V_T) - (V_{GS2} - V_T))(V_{DS}) - \frac{1}{2} [(V_{DS1}^2 - V_{DS2}^2)] \right] \quad (3.69)$$

จากขอบเขตการทำงานในย่านไทรโอดเป็น $0 < V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ ดังนั้นจะได้เป็นความสัมพันธ์

$$\frac{1}{2} [(V_{DS1}^2 - V_{DS2}^2)] \approx 0 \quad (3.70)$$

จะได้ว่า

$$I_{OUT} \approx K' D [(V_{GS1} - V_T) - (V_{GS2} - V_T)] \quad (3.71)$$

หรือ

$$I_{OUT} \approx K' D V_{in} = K' V_{in} (V_D - V_M) \quad (3.72)$$

3.3 วงจรคูณแวนะลอกแบบ4ควอดแดรนต์ที่ออกแบบ

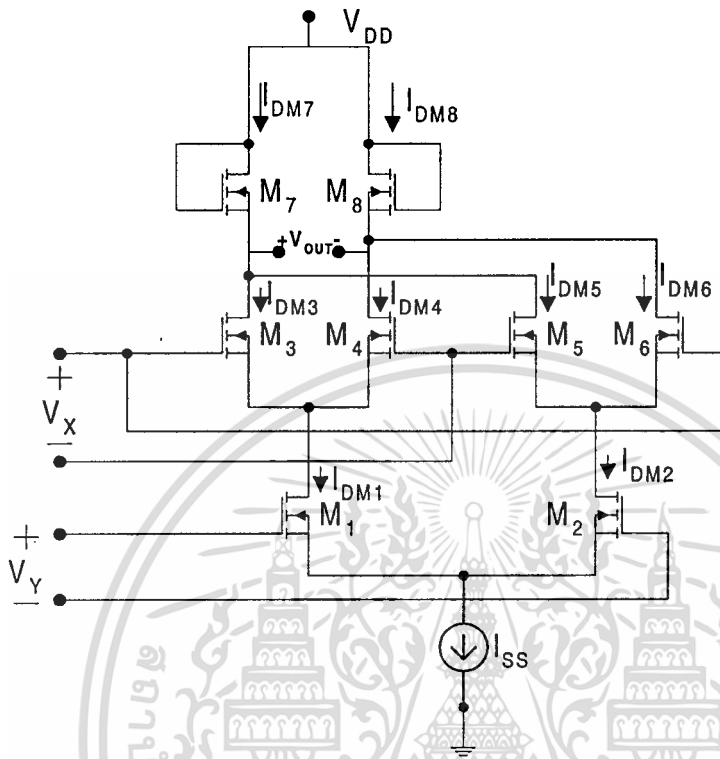
ในหัวข้อนี้เสนองจรคูณแวนะลอกแบบ4ควอดแดรนต์ที่ใช้โครงสร้างแบบกิลเบิร์ตเช่นเดียวกับรูปที่3.5 โดยในงานวิจัยนี้ใช้วงจรคูณแวนะลอกแบบ4ควอดแดรนต์ที่มีการกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟทรานซิลเดออร์เป็น 2แบบ คือคู่ซอร์ทต่อรวม 2 คู่บนที่รับแรงดันอินพุท X ซึ่งประกอบด้วย M_3, M_4, M_5, M_6 นั้นทำการกำหนดให้มีการทำงานย่านอิมิตัว ส่วนวงจรร่วมคู่ล่างที่รับแรงดันอินพุท Y ที่ประกอบด้วย M_1, M_2 จะจัดจุดการทำงานในช่วงไทรโอด โดยกำหนดให้ M_3, M_4, M_5, M_6 เหมือนกันทุกประการ เช่นเดียวกันกับ M_1, M_2 ที่กำหนดให้เหมือนกันทุกประการ จากการป้อนกระแสไบอัส โดยที่ยังไม่ป้อนอินพุทนั้นก็คือ

$$v_x = 0; v_y = 0 \quad (3.73)$$

ดังนั้น ณ จุดไบอัสที่ไม่มีการป้อนแรงดันอินพุทขนาดเล็กทั้ง2ทาง จะได้กระแสไบอัสที่มอสเฟตตัวต่างๆได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{3Q} = I_{4Q} = I_{5Q} = I_{6Q} \quad (3.74)$$



รูปที่ 3.6 วงจรคูลมแอนะล็อกแบบ4ควอดแดรนต์แบบกิลเบิร์ตที่ออกแบบ

เช่นเดียวกับชุดล่างที่ทำงานย่านไทรโอดได้เป็น

$$I_{DM1Q} = I_{DM2Q} \quad - (3.75)$$

ดังนั้นจะได้ว่าแรงดันไบอัสที่เกิดขึ้นได้เป็น

$$V_{B1} = V_{B2} = V_B \quad \text{และ} \quad V_{D1} = V_{D2} = V_D \quad (3.76)$$

ดังนั้นเมื่อมีการป้อนแรงดันอินพุตที่ทั้ง2ทางจะได้ว่ากระแสเดรนที่มอสเฟตตัวที่3ที่ทำงานในย่านอิ่มตัวได้เป็น

$$\therefore I_{DM3} = K' \left[V_{B1} + \frac{V_X}{2} - V_{D1} - V_T \right]^2 \quad (3.77)$$

ที่มอสเฟตตัวที่4 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังสมการที่(3.78)

$$\therefore I_{DM4} = K' \left[V_{B2} - \frac{V_X}{2} - V_{D1} - V_T \right]^2 \quad (3.78)$$

ที่มอสเฟตตัวที่5 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังสมการที่(3.79)

$$\therefore I_{DM5} = K' \left[V_{B2} - \frac{V_X}{2} - V_{D2} - V_T \right]^2 \quad (3.79)$$

ที่มอสเฟตตัวที่6 จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังสมการที่(3.80)

$$\therefore I_{DM6} = K' \left[V_{B1} + \frac{V_X}{2} - V_{D2} - V_T \right]^2 \quad (3.80)$$

มอสเฟตตัวที่1 ทำงานในย่านไทรโอดที่มีการป้อนแรงดันอินพุต V_X จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังสมการที่(3.81)

$$I_{DM1} = K' \left[\left(V_A + \frac{V_Y}{2} - V_M - V_T \right) - \left(\frac{V_{D1} - V_M}{2} \right) \right] (V_{D1} - V_M) \quad (3.81)$$

มอสเฟตตัวที่2 ทำงานในย่านไทรโอดที่มีการป้อนแรงดันอินพุต V_X จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็นดังสมการที่(3.82)

$$I_{DM2} = K' \left[\left(V_A - \frac{V_Y}{2} - V_M - V_T \right) - \left(\frac{V_{D2} - V_M}{2} \right) \right] (V_{D2} - V_M) \quad (3.82)$$

ณ จุดไบอัสที่เกิดขึ้นนั้นคือไม่มีการป้อนอินพุตคือ $v_Y = 0; v_X = 0$ จะทำให้ได้ $V_{B1} = V_{B2} = V_B$ และ $V_{D1} = V_{D2} = V_D$ เมื่อแทนเข้าในสมการที่(3.81)และ(3.82)ตามลำดับได้ความสัมพันธ์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{DM1} = K' \left[(V_A - V_M - V_T) - \left(\frac{V_{D1} - V_M}{2} \right) \right] (V_{D1} - V_M) \quad (3.83)$$

$$I_{DM2} = K' \left[(V_A - V_M - V_T) - \left(\frac{V_{D2} - V_M}{2} \right) \right] (V_{D2} - V_M) \quad (3.84)$$

จากสมการที่(3.63)เมื่อแทนด้วยสมการที่(3.83) และ(3.84)จะได้เป็น

$$I_{SS} = 2K' \left[(V_A - V_M - V_T)(V_D - V_M) - \left(\frac{V_D - V_M}{\sqrt{2}} \right)^2 \right] \quad (3.85)$$

จากขอบเขตการทำงานของกรณีที่มอสเฟตตัวที่1และ2ทำงานย่านไทร โอดจะให้ความสัมพันธ์เป็น
ที่มอสเฟตตัวที่1

$$0 < V_{D1} - V_M \leq V_A + \frac{V_Y}{2} - V_T \quad (3.86)$$

ทำการจัดรูปเพื่อหาความสัมพันธ์ของแรงดันเดรนของมอสเฟตตัวที่1ได้เป็น

$$V_M < V_{D1} \leq V_A + \frac{V_Y}{2} - V_T + V_M \quad (3.87)$$

ที่มอสเฟตตัวที่2

$$0 < V_{D2} - V_M \leq V_A - \frac{V_Y}{2} - V_T \quad (3.88)$$

ทำการจัดรูปเพื่อหาความสัมพันธ์ของแรงดันเดรนของมอสเฟตตัวที่2ได้เป็น

$$V_M < V_{D2} \leq V_A - \frac{V_Y}{2} - V_T + V_M \quad (3.89)$$

ดังนั้นเมื่อแทนความสัมพันธ์ของแรงดันเดรนของมอสเฟตตัวที่1ตามสมการที่(3.88) ลงในสมการที่
(3.77)จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore I_{DM3} = K' \left[V_{B1} + \frac{V_X}{2} - V_A - \frac{V_Y}{2} + V_{TQ} - V_M - V_T \right]^2 \quad (3.90)$$

ทำการจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{DM3} = K' \left[(V_{B1} - V_A + V_{TQ} - V_M - V_T) + \frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.91)$$

ได้เป็น

$$I_{DM3} = K' \left[V + \frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.92)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ของแรงดันครนของมอสเฟตตัวที่1ตามสมการที่(3.88) ลงในสมการที่(3.78) จะได้เป็น

$$\therefore I_{DM4} = K' \left[V_{B2} - \frac{V_X}{2} - V_A - \frac{V_Y}{2} + V_{TQ} - V_M - V_T \right]^2 \quad (3.93)$$

ทำการจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{DM4} = K' \left[(V_{B2} - V_A + V_{TQ} - V_M - V_T) - \frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.94)$$

จะได้เป็น

$$I_{DM4} = K' \left[V - \frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.95)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ของแรงดันครนของมอสเฟตตัวที่2ตามสมการที่(3.89) ลงในสมการที่(3.79) จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore I_{DM5} = K' \left[V_{B2} - \frac{V_X}{2} - V_A + \frac{V_Y}{2} + V_T - V_M - V_T \right]^2 \quad (3.96)$$

ทำการจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{DM5} = K' \left[(V_{B2} - V_A + V_{TQ} - V_M - V_T) - \frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.97)$$

ได้เป็น

$$I_{DM5} = K' \left[V - \frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.98)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ของแรงดันครนของมอเตอร์ตัวที่2ตามสมการที่(3.89) ลงในสมการที่(3.80) จะได้เป็น

$$\therefore I_{DM6} = K' \left[V_{B1} + \frac{V_X}{2} - V_A + \frac{V_Y}{2} + V_T - V_M - V_T \right]^2 \quad (3.99)$$

ทำการจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{DM6} = K' \left[(V_{B1} - V_A + V_{TQ} - V_M - V_T) + \frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.100)$$

ได้เป็น

$$I_{DM6} = K' \left[V + \frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right]^2 \quad (3.101)$$

ดังนั้นจะได้กระแสผลต่างทางเอาต์พุตได้เป็นดังความสัมพันธ์

$$I_{OUT} = I_7 - I_8 = (I_3 + I_5) - (I_4 + I_6) = (I_3 - I_4) - (I_6 - I_5) \quad (3.102)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(3.92),(3.95),(3.98)และ(3.101)ลงในสมการที่(3.102)ได้เป็น

$$I_{OUT} = K' \left[\left(V^2 + 2V \left(\frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right) + \left(\frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right)^2 \right) - \left(V^2 - 2V \left(\frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right) + \left(\frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right)^2 \right) \right] - K' \left[\left(V^2 + 2V \left(\frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right) + \left(\frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} \right)^2 \right) + \left(V^2 - 2V \left(\frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right) + \left(\frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} \right)^2 \right) \right] \quad (3.103)$$

จัดรูปความสัมพันธ์ได้เป็น

$$I_{OUT} = 2K'V_XV_Y \quad (3.104)$$

3.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรวมในทางทฤษฎี

ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรวมแอนะล็อกแบบ4ควอดแดรนต์ที่ใช้โครงสร้างกิลเบิร์ตที่จัดให้มอสเฟททำงานในย่านอิมิตัวและย่านไทรโอดในที่วงจรรู้ออร์ทร่วมชุดบนและชุดล่างตามลำดับ โดยพิจารณาหาความต้านทานด้านอินพุท (Input Resistance) ความต้านทานทางเอาต์พุท (Output Resistance) และความถี่ปฏิบัติการ (Frequency Response) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้จะใช้แบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็ก (Small signal analysis)ตามทีกล่าวไว้แล้วในบทก่อนหน้า

3.4.1 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท[13]

เมื่อพิจารณาโครงสร้างมอสเฟทพบว่า ไม่มีกระแสไหลเข้าที่เกต ด้วยเหตุผลเนื่องจากกระแสถูกกั้นไว้ด้วย Energy barrier จำนวนมากที่เกิดขึ้นระหว่าง Oxide กับแต่ละ electrode และ Oxide มีสภาพใกล้เคียงเป็นฉนวนที่สมบูรณ์ซึ่งที่ใช้มากที่สุดคือ SiO_2 ที่มีสภาพนำไฟฟ้าที่มีขอบเขตค่าหนึ่งโดยจะยอมให้มีกระแสเล็กน้อยค่าหนึ่งไหลผ่านได้ แต่สภาพความต้านทานไฟฟ้าของอ็อกไซด์ (Oxide Resistivity ρ_{ox}) อยู่ในช่วง $10^{18}-10^{20} \Omega\text{-cm}$ ทำให้สามารถคำนวณความต้านทานไฟฟ้าของอ็อกไซด์ ได้โดยใช้สูตรความต้านทานไฟฟ้าตามสมการที่(3.105) คือ

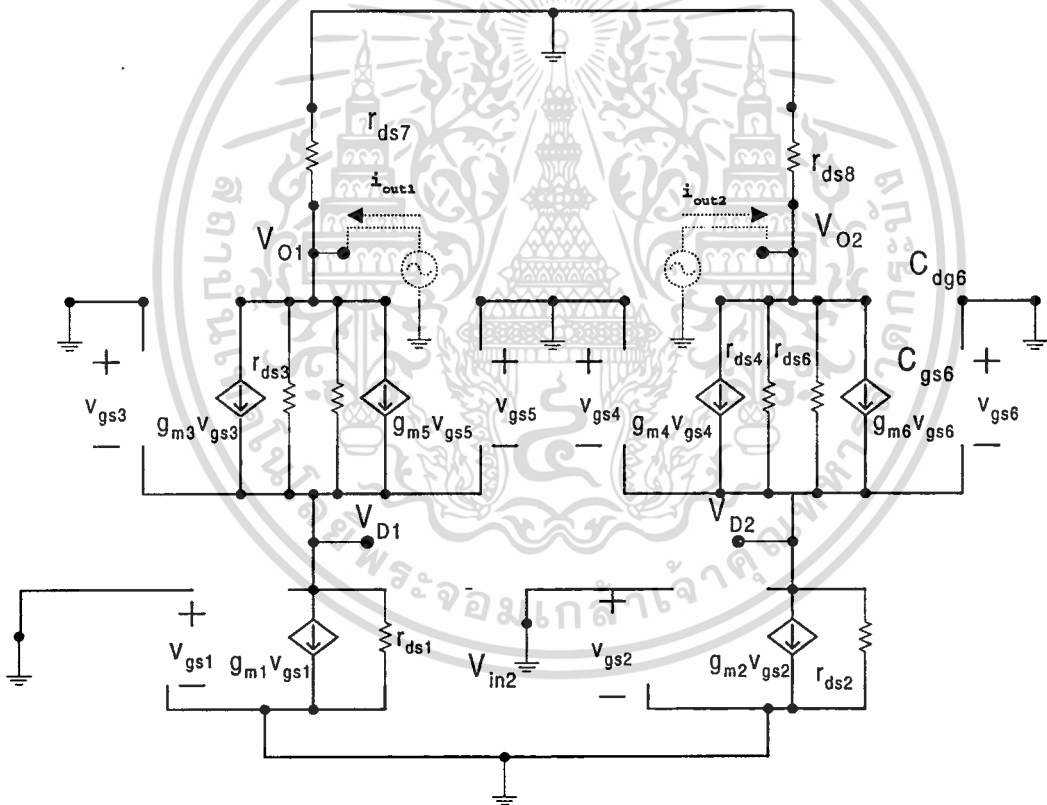
$$R = \frac{\rho_{ox} \cdot l}{A} = \frac{\rho_{ox} \cdot t_{ox}}{A} \quad (3.105)$$

เมื่อให้ความหนาของอ็อกไซด์(Oxide Thickness : t_{ox})เท่ากับ 1000 \AA และพื้นที่หน้าตัดอ็อกไซด์ทรอดโลหะ(A)เท่ากับ 10^{-3} cm^2 จะได้ความต้านทานที่อินพุทของตัวมอสเฟทสูงมากอยู่ในช่วง $10^{16}-10^{18} \Omega$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นเอง ตามเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นจึงทำให้อินพุทของวงจรรวมแอนะล็อกแบบ4ควอดแดรนต์ที่ใช้โครงสร้างกิลเบิร์ตที่จัดให้มอสเฟททำงานในย่านอิมิตัวและย่านไทรโอดมีค่าความต้านทานทางอินพุทที่สูงมาก

3.4.2 การวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุท

ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรวมวงจรรวมแอนะล็อกแบบ4ควอดแดรนต์ที่ใช้โครงสร้างกิลเบิร์ตที่จัดให้มอสเฟททำงานในย่านอิมิตัวและย่านไทรโอดตามลำดับโดยพิจารณา ความต้านทานทางเอาต์พุท (Output Resistance) ซึ่งคุณสมบัตินี้จะใช้แบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำ (Low frequency Small Signal Model) ตามที่กล่าวไว้แล้วใน ทำให้สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือนโดยใช้แบบจำลองดังกล่าวได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรเสมือนของวงจรรวมแบบ4ควอดแดรนต์เพื่อใช้หาความต้านทานเอาต์พุท

ดังนั้นสามารถที่จะทำการหาความต้านทานทางเอาต์พุทของวงจรมีโดยทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันเข้าทางด้านเอาต์พุทของวงจรมี แล้วทำการต่อทางอินพุททั้ง2ทางลงกราวด์ ตามรูปที่3.7 ดังนั้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันที่ด้านเอาต์พุตแล้วทำการหากระแสไหลเพื่อวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุตได้เป็น

$$r_{OUT1} = \frac{V_{OUT1}}{I_{OUT1}} \quad (3.106)$$

โดยที่ต่อขั้วอินพุตลงกรاندทั้ง2ทางจะได้ว่า

$$v_{GS1} = 0, v_{GS2} = 0 \quad (3.107)$$

จะได้ว่าผลของการแหล่งจ่ายกระแสทั้งสองเป็น $g_{m1}v_{GS1} = 0, g_{m2}v_{GS2} = 0$ เช่นเดียวกับชุดบนจะ
ได้ว่า

$$v_{GS3} = 0 - V_{D1} \quad (3.108A)$$

$$v_{GS5} = 0 - V_{D1} \quad (3.108B)$$

$$v_{GS4} = 0 - V_{D2} \quad (3.108C)$$

$$v_{GS6} = 0 - V_{D2} \quad (3.108D)$$

จะได้ว่าผลของการแหล่งจ่ายกระแสทั้งสี่คือ $g_{m3}v_{GS3}, g_{m4}v_{GS4}, g_{m5}v_{GS5}, g_{m6}v_{GS6}$ มีค่าเป็น
แหล่งจ่ายกระแสที่ตัวที่3เป็น

$$i_3 = g_{m3}(-V_{D1}) \quad (3.109A)$$

$$i_4 = g_{m4}(-V_{D2}) \quad (3.109B)$$

$$i_5 = g_{m5}(-V_{D1}) \quad (3.109C)$$

$$i_6 = g_{m6}(-V_{D2}) \quad (3.109D)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดสมการความสัมพันธ์ที่โนดแรงดัน V_{D1} ได้เป็น

$$\frac{V_{D1}}{r_{DS1}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{DS3}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{DS5}} + g_{M3}V_{D1} + g_{M5}V_{D1} = 0 \quad (3.110)$$

ได้เป็น

$$V_{D1} = \frac{\left(\frac{1}{r_{DS3}} + \frac{1}{r_{DS5}} \right) V_{O1}}{\left(\frac{1}{r_{DS3}} + \frac{1}{r_{DS5}} + \frac{1}{r_{DS1}} + g_{m3} + g_{m5} \right)} \quad (3.111)$$

จากที่โนดเอาต์พุตจะได้เป็น

$$I_{OUT1} = I_{DS1} + I_{DS7} \quad (3.112)$$

โดยที่

$$I_{DS1} = \frac{V_{D1}}{r_{DS1}} \quad (3.113)$$

และ

$$I_{DS7} = \frac{V_{DS7}}{r_{DS7}} \quad (3.114)$$

แทนความสัมพันธ์สมการที่(3.113)และ(3.114) และจาก(3.111)ได้เป็น

$$I_{OUT1} = \frac{V_{O1}}{r_{DS7}} + \frac{\left(\frac{1}{r_{DS3}} + \frac{1}{r_{DS5}} \right) V_{O1}}{\left(\frac{1}{r_{DS3}} + \frac{1}{r_{DS5}} + \frac{1}{r_{DS1}} + g_{m3} + g_{m5} \right) r_{DS1}} \quad (3.115)$$

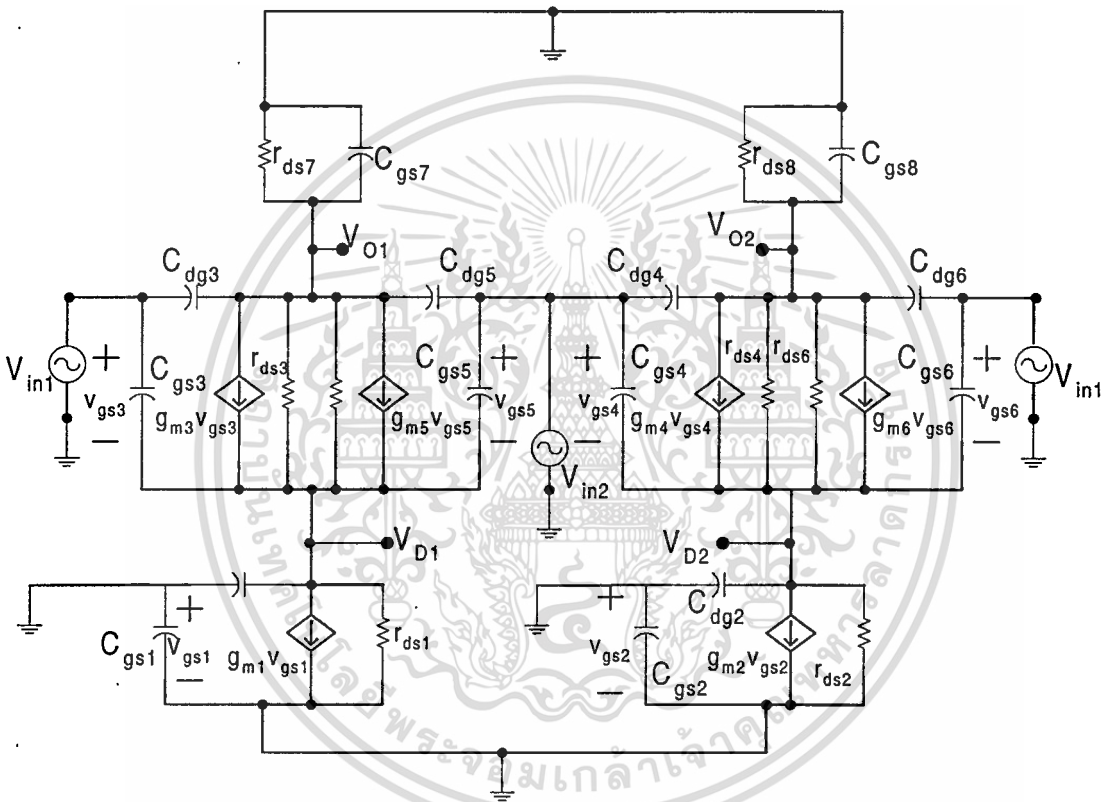
ดังนั้นจากความสัมพันธ์ของสมการที่(3.106)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{OUT1} = \frac{V_{O1}}{I_{OUT1}} \approx r_{DS7} = \left(\frac{1}{g_{m7}} \right) \quad (3.116)$$

3.4.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ

3.4.3.1 การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_x



รูปที่ 3.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคูมที่มีกรป้อนอินพุตที่ V_x เพื่อใช้วิเคราะห์ความถี่ปฏิบัติการ

เขียนความสัมพันธ์เข้าที่โหนด V_{O1} ได้เป็น

$$\frac{V_{O1}}{1/sC_{gs7} + g_{m7}} + \frac{V_{O1} - V_{D1}}{r_{ds3}} + \frac{V_{O1} - V_{D1}}{r_{ds5}} + g_{m3}v_{gs3} + g_{m5}v_{gs5} + \frac{V_{O1} - V_{in1}}{1/sC_{gd3}} + \frac{V_{O1} - V_{in2}}{1/sC_{gd5}} = 0 \quad (3.117)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$v_{gs3} = v_{in1} - v_{D1} \quad (3.118)$$

และ

$$v_{gs5} = v_{in2} - v_{D1} \quad (3.119)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_{O1} \left[s(C_{gs7} + C_{gd3} + C_{gd5}) + g_{l7} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - V_{D1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] - V_{in1} [sC_{gd3} - g_{m3}] - V_{in2} [sC_{gd5} - g_{m5}] = 0 \quad (3.120)$$

เขียนความสัมพันธ์เข้าที่ โหนด V_{O2} ได้เป็น

$$\frac{V_{O2}}{1/sC_{gs8} + g_{l8}} + \frac{V_{O2} - V_{D2}}{r_{ds4}} + \frac{V_{O2} - V_{D2}}{r_{ds6}} + g_{m4}v_{gs4} + g_{m6}v_{gs6} + \frac{V_{O2} - V_{in1}}{1/sC_{gd6}} + \frac{V_{O2} - V_{in2}}{1/sC_{gd4}} = 0 \quad (3.121)$$

โดยที่

$$v_{gs4} = v_{in2} - v_{D2} \quad (3.122)$$

และ

$$v_{gs6} = v_{in1} - v_{D2} \quad (3.123)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 & V_{O2} \left[s(C_{gs8} + C_{gd4} + C_{gd6}) + g_{l8} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - V_{D2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \right] \\
 & - V_{in1} [sC_{gd6} - g_{m6}] - V_{in2} [sC_{gd4} - g_{m4}] = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.124}$$

เขียนความสัมพันธ์เข้าที่โหนด V_{D1} ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 & \frac{V_{D1}}{1/sC_{gd1}} + \frac{V_{D1}}{r_{ds1}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{ds3}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{ds5}} + (-g_{m3}v_{gs3}) + (-g_{m5}v_{gs5}) + \frac{V_{D1} - V_{in1}}{1/sC_{gs3}} + \frac{V_{O1} - V_{in2}}{1/sC_{gs5}} = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.125}$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 & V_{D1} \left[s(C_{gs3} + C_{gs5} + C_{gd1}) + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] \\
 & - V_{in1} [sC_{gs3} + g_{m3}] - V_{in2} [sC_{gs5} + g_{m5}] = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.126}$$

เขียนความสัมพันธ์เข้าที่โหนด V_{D2} ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 & \frac{V_{D2}}{1/sC_{gd2}} + \frac{V_{D2}}{r_{ds2}} + \frac{V_{D2} - V_{O2}}{r_{ds4}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{ds6}} + (-g_{m4}v_{gs4}) + (-g_{m6}v_{gs6}) + \frac{V_{D2} - V_{in1}}{1/sC_{gs6}} + \frac{V_{D2} - V_{in2}}{1/sC_{gs4}} = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.127}$$

จัดรูปสมการได้เป็น

$$\begin{aligned}
 & V_{D2} \left[s(C_{gs6} + C_{gs4} + C_{gd2}) + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds2}} + g_{m4} + g_{m6} \right] - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] \\
 & - V_{in1} [sC_{gs6} + g_{m6}] - V_{in2} [sC_{gs4} + g_{m4}] = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.128}$$

ดังนั้นจากสมการที่(3.120)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{O1} \left[s(C_{gs7} + C_{gd3} + C_{gd5}) + g_{l7} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - V_{D1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] - V_{in1} [sC_{gd3} - g_{m3}] - V_{in2} [sC_{gd5} - g_{m5}] = 0$$

จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$V_{O1} [s(C_C) + g_{l7}] - V_{D1} [g_{m3} + g_{m5}] - V_{in1} [sC_{gd3} - g_{m3}] - V_{in2} [sC_{gd5} - g_{m5}] = 0 \quad (3.129)$$

โดยที่

$$C_C = C_{gs7} + C_{gd3} + C_{gd5} \quad (3.130)$$

และประมาณได้ว่า

$$g_{l7} \approx g_{l7} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \quad (3.131)$$

และ

$$g_{m3} + g_{m5} \approx \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \quad (3.132)$$

จากสมการที่(3.124)นำมาพิจารณา

$$V_{O2} \left[s(C_{gs8} + C_{gd4} + C_{gd6}) + g_{l8} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - V_{D2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \right] - V_{in1} [sC_{gd6} - g_{m6}] - V_{in2} [sC_{gd4} - g_{m4}] = 0$$

จัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$V_{O2} [s(C_D) + g_{l8}] - V_{D2} [g_{m4} + g_{m6}] - V_{in1} [sC_{gd6} - g_{m6}] - V_{in2} [sC_{gd4} - g_{m4}] = 0 \quad (3.133)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_D = C_{gs8} + C_{gd4} + C_{gd6} \quad (3.134)$$

และประมาณได้ว่า

$$g_{18} \approx g_{18} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \quad (3.135)$$

และได้

$$g_{m4} + g_{m6} \approx \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \quad (3.136)$$

โดยที่สมการที่(3.126)คือ

$$V_{D1} \left[s(C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gd1}) + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - V_{in1} [sC_{gs3} + g_{m3}] - V_{in2} [sC_{gs5} + g_{m5}] = 0$$

จัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายจะได้เป็น

$$V_{D1} [s(C_A) + g_{mA}] - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - V_{in1} [sC_{gs3} + g_{m3}] - V_{in2} [sC_{gs5} + g_{m5}] = 0 \quad (3.137)$$

โดยที่ประมาณได้ว่า

$$C_A \approx C_{gs3} + C_{gs5} + C_{gd1} \quad (3.138)$$

โดยที่ประมาณได้ว่า

$$g_{mA} \approx \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \approx \frac{1}{r_{ds1}} + g_{m3} + g_{m5} \quad (3.139)$$

และ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \approx 0 \quad (3.140)$$

จากสมการที่(3.128)คือ

$$V_{D2} \left[s(C_{gs6} + C_{gs4} + C_{gd2}) + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds2}} + g_{m4} + g_{m6} \right] - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - V_{in1} [sC_{gs6} + g_{m6}] - V_{in2} [sC_{gs4} + g_{m4}] = 0$$

จัดให้เป็นรูปสมการที่อยู่ในรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$V_{D2} [s(C_B) + g_{mB}] - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - V_{in1} [sC_{gs6} + g_{m6}] - V_{in2} [sC_{gs4} + g_{m4}] = 0 \quad (3.141)$$

โดยที่ประมาณได้ว่า

$$C_B \approx C_{gs6} + C_{gs4} + C_{gd2} \quad (3.142)$$

และประมาณได้ว่า

$$g_{mB} \approx \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \approx \frac{1}{r_{ds2}} + g_{m4} + g_{m6} \quad (3.143)$$

และ

$$\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \approx 0 \quad (3.144)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่(3.137)-(3.140) จะได้ว่า

$$V_{D1} = \frac{V_{in1} [sC_{gs3} + g_{m3}] + V_{in2} [sC_{gs5} + g_{m5}]}{[s(C_A) + g_{mA}]} \quad (3.145)$$

และจากสมการที่(3.141)-(3.146)จะได้เป็น

$$V_{D2} = \frac{V_{in1} [sC_{gs6} + g_{m6}] + V_{in2} [sC_{gs4} + g_{m4}]}{[s(C_B) + g_{mB}]} \quad (3.146)$$

จากสมการที่(3.129)-(3.132)

$$V_{O1} [s(C_C) + g_{17}] - \frac{V_{in1} [sC_{gs3} + g_{m3}] + V_{in2} [sC_{gs5} + g_{m5}]}{[s(C_A) + g_{mA}]} [g_{m3} + g_{m5}] - V_{in1} [sC_{gd3} - g_{m3}] - V_{in2} [sC_{gd5} - g_{m5}] = 0 \quad (3.147)$$

แทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(3.147)-(3.149) จะได้ว่า

$$V_{O1} [s(C_C) + g_{17}] - \frac{[sC_{gs3} + g_{m3}] [g_{m3} + g_{m5}] + [sC_{gd3} - g_{m3}] [s(C_A) + g_{mA}]}{[s(C_A) + g_{mA}]} V_{in1} - \frac{[sC_{gd5} - g_{m5}] [s(C_A) + g_{mA}] + [g_{m3} + g_{m5}] [sC_{gs5} + g_{m5}]}{[s(C_A) + g_{mA}]} V_{in2} = 0 \quad (3.148A)$$

$$V_{O1} = \frac{[sC_{gs3} + g_{m3}] [g_{m3} + g_{m5}] + [sC_{gd3} - g_{m3}] [s(C_A) + g_{mA}]}{[s(C_A) + g_{mA}] [s(C_C) + g_{17}]} V_{in1} + \frac{[sC_{gd5} - g_{m5}] [s(C_A) + g_{mA}] + [g_{m3} + g_{m5}] [sC_{gs5} + g_{m5}]}{[s(C_A) + g_{mA}] [s(C_C) + g_{17}]} V_{in2} \quad (3.148B)$$

เช่นเดียวกันจากสมการ(3.133)-(3.136) และ (3.146) (3.147) ได้เป็น

$$V_{O2} [s(C_D) + g_{18}] - \frac{V_{in1} [sC_{gs6} + g_{m6}] + V_{in2} [sC_{gs4} + g_{m4}]}{[s(C_B) + g_{mB}]} [g_{m4} + g_{m6}] - V_{in1} [sC_{gd6} - g_{m6}] - V_{in2} [sC_{gd4} - g_{m4}] = 0 \quad (3.149)$$

จัดให้อยู่ในรูปที่สะดวกในการนำไปใช้งาน

$$V_{O2} [s(C_D) + g_{18}] - \frac{[g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs6} + g_{m6}] + [sC_{gd6} - g_{m6}] [s(C_B) + g_{mB}]}{[s(C_B) + g_{mB}]} V_{in1} - \frac{[sC_{gd4} - g_{m4}] [s(C_B) + g_{mB}] + [g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs4} + g_{m4}]}{[s(C_B) + g_{mB}]} V_{in2} = 0 \quad (3.150A)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{O2} = \frac{[g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs6} + g_{m6}] + [sC_{gd6} - g_{m6}] [s(C_B) + g_{mB}]}{[s(C_B) + g_{mB}] [s(C_D) + g_{l8}]} V_{in1} + \frac{[sC_{gd4} - g_{m4}] [s(C_B) + g_{mB}] + [g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs4} + g_{m4}]}{[s(C_B) + g_{mB}] [s(C_D) + g_{l8}]} V_{in2} \quad (3.150B)$$

ดังนั้นแรงดันผลต่างด้านเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจะเป็น

$$V_{Od} = V_{O1} - V_{O2} \quad (3.151)$$

แทนค่าสมการที่(3.148B)และ(3.150B)ได้เป็น

$$V_{Od} = \frac{[sC_{gs3} + g_{m3}] [g_{m3} + g_{m5}] + [sC_{gd5} - g_{m5}] [s(C_A) + g_{mA}]}{[s(C_A) + g_{mA}] [s(C_C) + g_{l7}]} V_{in1} + \frac{[sC_{gd5} - g_{m5}] [s(C_A) + g_{mA}] + [g_{m3} + g_{m5}] [sC_{gs5} + g_{m5}]}{[s(C_A) + g_{mA}] [s(C_C) + g_{l7}]} V_{in2} - \left(\frac{[g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs6} + g_{m6}] + [sC_{gd6} - g_{m6}] [s(C_B) + g_{mB}]}{[s(C_B) + g_{mB}] [s(C_D) + g_{l8}]} V_{in1} + \frac{[sC_{gd4} - g_{m4}] [s(C_B) + g_{mB}] + [g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs4} + g_{m4}]}{[s(C_B) + g_{mB}] [s(C_D) + g_{l8}]} V_{in2} \right) \quad (3.151)$$

จัดรูปใหม่จะได้เป็น

$$V_{Od} = \frac{[sC_{gs3} + g_{m3}] [g_{m3} + g_{m5}] + [sC_{gd3} - g_{m3}] [s(C_A) + g_{mA}]}{[s(C_A) + g_{mA}] [s(C_C) + g_{l7}]} V_{in1} - \frac{[g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs6} + g_{m6}] + [sC_{gd6} - g_{m6}] [s(C_B) + g_{mB}]}{[s(C_B) + g_{mB}] [s(C_D) + g_{l8}]} V_{in1} + \frac{[sC_{gd4} - g_{m4}] [s(C_A) + g_{mA}] + [g_{m3} + g_{m5}] [sC_{gs5} + g_{m5}]}{[s(C_A) + g_{mA}] [s(C_C) + g_{l7}]} V_{in2} - \frac{[sC_{gd4} - g_{m4}] [s(C_B) + g_{mB}] + [g_{m4} + g_{m6}] [sC_{gs4} + g_{m4}]}{[s(C_B) + g_{mB}] [s(C_D) + g_{l8}]} V_{in2} \quad (3.152)$$

ทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ที่เหมือนกันได้เป็น $M_7 = M_8, M_3 = M_6, M_4 = M_5$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะผิดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

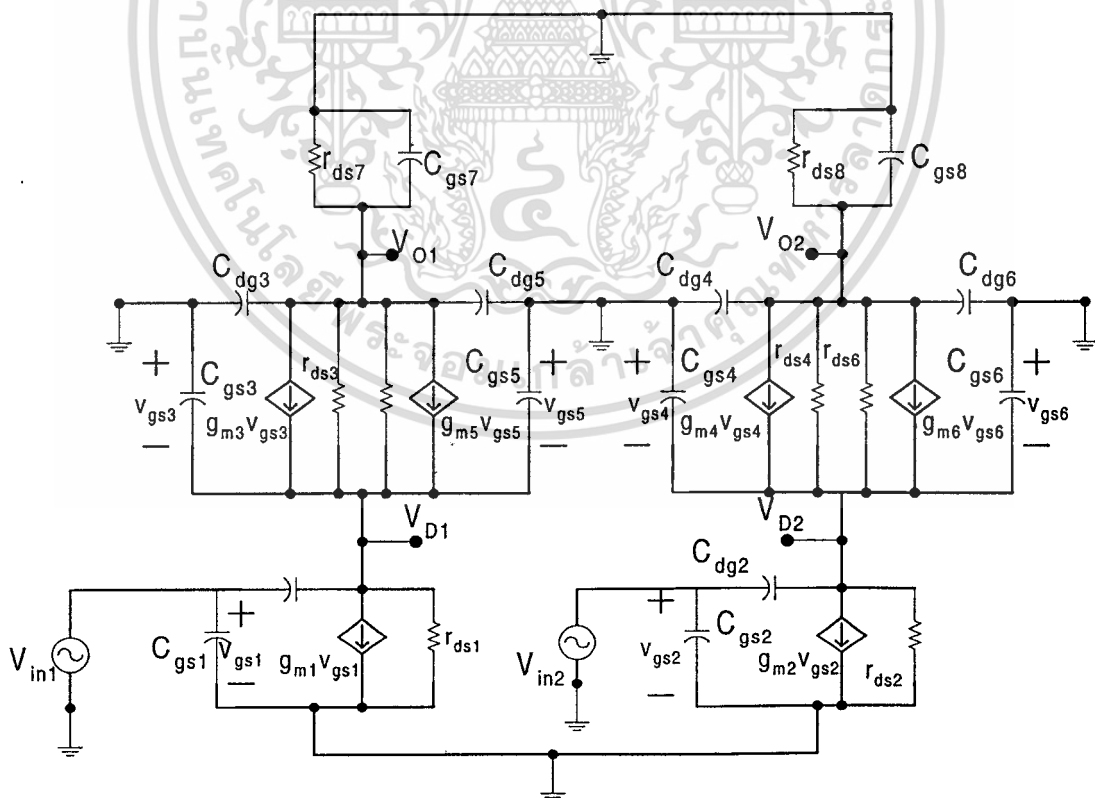
$$V_{ind} = V_{in1} - V_{in2} \quad (3.153)$$

ดังนั้นฟังก์ชันความสัมพันธ์ของแรงดันผลต่างทางเอาต์พุตต่อแรงดันผลต่างทางด้านอินพุตได้เป็น

$$\frac{V_{Od}}{V_{ind}} = \frac{[sC_{gs3} + g_{m3}][g_{m3} + g_{m5}] + [sC_{gd3} - g_{m3}][s(C_A) + g_{mA}]}{[s(C_A) + g_{mA}][s(C_C) + g_{I7}]} \cdot \frac{[g_{m4} + g_{m6}][sC_{gs6} + g_{m6}] + [sC_{gd6} - g_{m6}][s(C_B) + g_{mB}]}{[s(C_B) + g_{mB}][s(C_D) + g_{I8}]} \quad (3.154)$$

จากการแทนความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.1 สามารถหาค่าของโพล (Pole) ที่เป็นการกำหนดความถี่คัตออฟ (Cutoff Frequency) พบว่าเมื่อลดรูปปรากฏมีตำแหน่งโพลอยู่ 2 เทอม โดยผลของ $[s(C_B) + g_{mB}]$ ทำให้เกิดเป็นโพลหลักที่ความถี่ 32 เมกกะเฮิรตซ์ และตำแหน่งโพลที่ 2 อยู่ที่ ความถี่ 869.7 เมกกะเฮิรตซ์ เป็นผลของเทอม $[s(C_D) + g_{I8}]$ ซึ่งเท่ากับ $[s(C_C) + g_{I7}]$

4.3.3.2 การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_Y



รูปที่ 3.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคู่อุปกรณ์ที่มีการป้อนอินพุตแรงดันที่ V_Y เพื่อใช้ใน

การหาค่าความถี่ปฏิบัติการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการจัดความสัมพันธ์เข้าที่โหนด V_{o1} ได้เป็น

$$\frac{V_{o1}}{\frac{1}{sC_{gs7}} + g_{l7}} + \frac{V_{o1} - V_{D1}}{r_{ds3}} + \frac{V_{o1} - V_{D1}}{r_{ds5}} + g_{m3}v_{gs3} + g_{m5}v_{gs5} + \frac{V_{o1}}{\frac{1}{sC_{gd3}}} + \frac{V_{o1}}{\frac{1}{sC_{gd5}}} = 0 \quad (3.153)$$

โดยที่

$$v_{gs3} = -v_{D1} \quad (3.154)$$

และ

$$v_{gs5} = -v_{D1} \quad (3.155)$$

จัดรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$V_{o1} \left[s(C_{gs7} + C_{gd3} + C_{gd5}) + g_{l7} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - V_{D1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] = 0 \quad (3.156)$$

ทำการจัดความสัมพันธ์เข้าที่โหนด V_{o2}

$$\frac{V_{o2}}{\frac{1}{sC_{gs8}} + g_{l8}} + \frac{V_{o2} - V_{D2}}{r_{ds4}} + \frac{V_{o2} - V_{D2}}{r_{ds6}} + g_{m4}v_{gs4} + g_{m6}v_{gs6} + \frac{V_{o2}}{\frac{1}{sC_{gd6}}} + \frac{V_{o2}}{\frac{1}{sC_{gd4}}} = 0 \quad (3.157)$$

โดยที่

$$v_{gs4} = -v_{D2} \quad (3.158)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{gs6} = -v_{D2} \quad (3.159)$$

จัดรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$V_{O2} \left[s(C_{gs8} + C_{gd4} + C_{gd6}) + g_{18} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - V_{D2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \right] = 0 \quad (3.160)$$

ทำการจัดความสัมพันธ์เข้าที่ โหนด V_{D1}

$$\begin{aligned} & \frac{V_{D1} - \frac{V_Y}{2}}{\frac{1}{sC_{gd1}}} + \frac{V_{D1}}{r_{ds1}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{ds3}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{ds5}} + (-g_{m3}v_{gs3}) + (-g_{m5}v_{gs5}) + g_{m1}v_{gs1} \\ & + \frac{V_{D1}}{\frac{1}{sC_{gs3}}} + \frac{V_{D1}}{\frac{1}{sC_{gs5}}} = 0 \end{aligned} \quad (3.161)$$

โดยที่

$$v_{gs1} = \frac{V_Y}{2} \quad (3.162)$$

จัดรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$\begin{aligned} & V_{D1} \left[s(C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gd1}) + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] \\ & - \frac{V_Y}{2} [sC_{gd1} - g_{m1}] = 0 \end{aligned} \quad (3.163)$$

ทำการจัดความสัมพันธ์เข้าที่ โหนด V_{D2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} & \frac{V_{D2} - \left(-\frac{V_Y}{2}\right)}{\frac{1}{sC_{gd2}}} + \frac{V_{D2}}{r_{ds2}} + \frac{V_{D2} - V_{O2}}{r_{ds4}} + \frac{V_{D1} - V_{O1}}{r_{ds6}} + (-g_{m4}v_{gs4}) + (-g_{m6}v_{gs6}) \\ & + g_{m2}v_{gs2} + \frac{V_{D2}}{\frac{1}{sC_{gs6}}} + \frac{V_{D2}}{\frac{1}{sC_{gs4}}} = 0 \end{aligned} \quad (3.164)$$

โดยที่

$$v_{gs2} = \frac{-V_Y}{2} \quad (3.165)$$

จัดรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$\begin{aligned} & V_{D2} \left[s(C_{gs6} + C_{gs4} + C_{gd2}) + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds2}} + g_{m4} + g_{m6} \right] - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] \\ & - \frac{-V_Y}{2} [sC_{gd2} - g_{m2}] = 0 \end{aligned} \quad (3.166)$$

ดังนั้นจากสมการที่(3.156)คือ

$$V_{O1} \left[s(C_{gs7} + C_{gd3} + C_{gd5}) + g_{17} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - V_{D1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] = 0$$

จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปที่สะดวกขึ้น

$$V_{O1} [s(C_C) + g_{17}] - V_{D1} [g_{m3} + g_{m5}] = 0 \quad (3.167)$$

โดยที่

$$C_C = C_{gs7} + C_{gd3} + C_{gd5} \quad (3.168)$$

และใช้วิธีประมาณได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{17} \approx g_{17} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \quad (3.169)$$

และ

$$g_{m3} + g_{m5} \approx \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \quad (3.170)$$

ดังนั้นจากสมการที่(3.160)

$$V_{O2} \left[s(C_{gs8} + C_{gd4} + C_{gd6}) + g_{18} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - V_{D2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \right] = 0$$

จัดรูปที่สะดวกในการนำไปใช้

$$V_{O2} [s(C_D) + g_{18}] - V_{D2} [g_{m4} + g_{m6}] = 0 \quad (3.171)$$

โดยที่

$$C_D = C_{gs8} + C_{gd4} + C_{gd6} \quad (3.172)$$

และใช้วิธีประมาณได้เป็น

$$g_{18} \approx g_{18} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \quad (3.173)$$

และใช้วิธีประมาณได้เป็น

$$g_{m4} + g_{m6} \approx \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \quad (3.174)$$

ดังนั้นจากสมการที่(3.163)คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{D1} \left[s(C_{gs3} + C_{gs5} + C_{gd1}) + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \right] - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - \frac{V_Y}{2} [sC_{gd1} - g_{m1}] = 0$$

ซึ่งสามารถจัดให้อยู่ในรูปที่สะดวกได้เป็น

$$V_{D1} [s(C_A) + g_{mA}] - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - \frac{V_Y}{2} [sC_{gd1} - g_{m1}] = 0 \quad (3.175)$$

โดยใช้วิธีประมาณจะได้ว่า

$$C_A \approx C_{gs3} + C_{gs5} + C_{gd1} \quad (3.176)$$

และ

$$g_{mA} \approx \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} + g_{m3} + g_{m5} \approx \frac{1}{r_{ds1}} + g_{m3} + g_{m5} \quad (3.177)$$

และประมาณได้ว่า

$$\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \approx 0 \quad (3.178)$$

ดังนั้นจากสมการที่(3.166)คือ

$$V_{D2} \left[s(C_{gs6} + C_{gs4} + C_{gd2}) + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds2}} + g_{m4} + g_{m6} \right] - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - \frac{-V_Y}{2} [sC_{gd2} - g_{m2}] = 0$$

จัดรูปให้อยู่ในที่สะดวกในการวิเคราะห์ได้เป็น

$$V_{D2} [s(C_B) + g_{mB}] - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - \frac{-V_Y}{2} [sC_{gd2} - g_{m2}] = 0 \quad (3.179)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ใช้วิธีประมาณได้เป็น

$$C_B \approx C_{gs6} + C_{gs4} + C_{gd2} \quad (3.180)$$

และได้ว่า

$$g_{mB} \approx \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} + g_{m4} + g_{m6} \approx \frac{1}{r_{ds2}} + g_{m4} + g_{m6} \quad (3.181)$$

และได้

$$\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \approx 0 \quad (3.182)$$

จากสมการที่(3.167) $V_{O1} [s(C_C) + g_{17}] - V_{D1} [g_{m3} + g_{m5}] = 0$

จากสมการที่(3.171) $V_{O2} [s(C_D) + g_{18}] - V_{D2} [g_{m4} + g_{m6}] = 0$

จากสมการที่(3.176) $V_{D1} [s(C_A) + g_{mA}] - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] - \frac{V_Y}{2} [sC_{gd1} - g_{m1}] = 0$

จากสมการที่(3.179) $V_{D2} [s(C_B) + g_{mB}] - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] - \frac{-V_Y}{2} [sC_{gd2} - g_{m2}] = 0$

จากสมการที่(3.167)สามารถจัดความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{D1} = \frac{V_{O1} [s(C_C) + g_{17}]}{[g_{m3} + g_{m5}]} \quad (3.183)$$

จากสมการที่(3.171)สามารถจัดความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{D2} = \frac{V_{O2} [s(C_D) + g_{18}]}{[g_{m4} + g_{m6}]} \quad (3.184)$$

แทนสมการที่(3.183)ลงในสมการที่(3.175)จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{O1} \frac{[s(C_C) + g_{17}][s(C_A) + g_{mA}]}{[g_{m3} + g_{m5}]} - V_{O1} \left[\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds5}} \right] = \frac{V_Y}{2} [sC_{gd1} - g_{m1}] \quad (3.185)$$

สามารถจัดความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{O1} = \frac{[g_{m3} + g_{m5}][sC_{gd1} - g_{m1}]}{[s(C_C) + g_{17}][s(C_A) + g_{mA}]} \frac{V_Y}{2} \quad (3.186)$$

แทนสมการที่(3.171)ลงในสมการที่(3.179)จะได้เป็น

$$V_{O2} \frac{[s(C_D) + g_{18}][s(C_B) + g_{mB}]}{[g_{m4} + g_{m6}]} - V_{O2} \left[\frac{1}{r_{ds4}} + \frac{1}{r_{ds6}} \right] = \frac{-V_Y}{2} [sC_{gd2} - g_{m2}] \quad (3.187)$$

สามารถจัดความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{O2} = \frac{[g_{m4} + g_{m6}][sC_{gd2} - g_{m2}]}{[s(C_D) + g_{18}][s(C_B) + g_{mB}]} \left(\frac{-V_Y}{2} \right) \quad (3.188)$$

ทำการหาแรงดันผลต่างทางด้านเอาต์พุตได้เป็น

$$V_{Od} = V_{O1} - V_{O2} = \left[\left(\frac{[g_{m3} + g_{m5}][sC_{gd1} - g_{m1}]}{2[s(C_C) + g_{17}][s(C_A) + g_{mA}]} \right) + \left(\frac{[g_{m4} + g_{m6}][sC_{gd2} - g_{m2}]}{2[s(C_D) + g_{18}][s(C_B) + g_{mB}]} \right) \right] (V_Y) \quad (3.189)$$

และที่จุดไบอัสได้ และความสมพงษ์ของคู่ทรานซิสเตอร์แต่ละคู่คือ

$$M_1 = M_2; M_7 = M_8; M_3 = M_6; M_4 = M_5$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{V_{Od}}{V_Y} = \frac{[g'_m][sC'_{gd} - g'_m]}{[s(C'') + g_l][s(C''') + g_m]} \quad (3.190)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m = g_{m3} + g_{m5} = g_{m4} + g_{m6} \quad (3.191A)$$

และ $C'_{gd} = C_{gd1} - g_{m1} = C_{gd2} - g_{m2} \quad (3.191B)$

และ $C' = C_C = C_D \quad (3.191C)$

และ $C'' = C_A = C_B \quad (3.191D)$

และ $g_l = g_{l7} = g_{l8} \quad (3.191E)$

และ $g_m = g_{mA} = g_{mB} \quad (3.191F)$

จากการแทนค่าความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.1 สามารถหาค่าของโพล (Pole) โดยใช้สมการที่(3.189) พบว่าเมื่อแทนค่าและลดรูปปรากฏมีตำแหน่งโพลอยู่ 3 เทอม โดยผลของ $[s(C_B) + g_{mB}]$ ทำให้เกิดเป็นโพลหลักที่ความถี่ 4.875 เมกกะเฮิร์ตซ์ที่เป็นตัวกำหนดความถี่คัตออฟ (Cutoff Frequency) ของวงจรและตำแหน่งโพลที่ 2 อยู่ที่ ความถี่ 40 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นผลของเทอม $[s(C_A) + g_{mA}]$ ส่วนตำแหน่งโพลที่ 3 อยู่ที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิร์ตซ์ ผลของเทอม $[s(C_C) + g_{l7}]$ และ $[s(C_D) + g_{l8}]$ โดยการวิเคราะห์ได้ใช้โพลดเป็นความต้านทาน 50 กิโลโอห์ม

3.5 ผลทดลองและการเปรียบเทียบ

ผลการทดลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรคุณด้วยโปรแกรม HSPICE จากการทดสอบวงจรคุณที่ได้ทำการออกแบบตามหลักการที่นำเสนอข้างต้น โดยในส่วนนี้ได้ทำการทดสอบผลของวงจรคุณที่ทำการป้อนกระแสไบอัสจากแหล่งจ่ายกระแสภายนอก และใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบหลายอันดับเพื่อใช้แทนวงจรปรับชดเชยกระแส ได้ผลของการไบอัสเป็นไปตามตารางที่ 3.1 ซึ่งแสดงผลของพารามิเตอร์ต่างๆออกมา และทำการทดสอบโดยได้แสดงให้เห็นถึงผลของกระแสไบอัสที่เปลี่ยนแปลงและผลของวงจรปรับชดเชยกระแสที่ได้ตั้งสมมุติฐานที่ตั้งไว้ โดยจะพบว่าวงจรคุณที่ประกอบด้วยวงจรปรับชดเชยกระแสที่มีกระแสไบอัสสูงขึ้นทำให้ช่วงประมาณพิสัยพลวัตที่สังเกตได้จากผลของการเปลี่ยนแปลงทางไฟตรงจะมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งจะสามารถดูผลการทดสอบจากรูปที่ 3.10 เทียบกับรูปที่ 3.12 และรูปที่ 3.14 ส่วนวงจรคุณในกรณีนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่มีวงจรปรับขดเซกกระแสนั้นพบว่าช่วงประมาณพิสัยพลวัตที่สังเกตได้จากผลของการเปลี่ยนแปลงทางไฟตรงจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามกระแสไบอัสที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะสามารถดูผลการทดสอบจากรูปที่ 3.11 เทียบกับรูปที่ 3.13 และรูปที่ 3.15 ในส่วนของวงจรถูกไบอัสด้วยค่ากระแสไบอัสเดียวกันนั้น จะสามารถเห็นช่วงประมาณพิสัยพลวัตที่สังเกตได้จากผลของการเปลี่ยนแปลงทางไฟตรงของวงจรมีการปรับขดเซกด้วยกระแสจะมีช่วงประมาณพิสัยพลวัตที่ได้จากผลของการเปลี่ยนแปลงทางไฟตรงจะมีค่ามากกว่าวงจรถูกไบอัสที่ไม่มีการปรับขดเซกด้วยกระแส ซึ่งจะสามารถดูผลการทดสอบจากรูปที่ 3.10 เทียบกับรูปที่ 3.11 ที่ใช้กระแสไบอัสเป็น 10 ไมโครแอมป์ เช่นเดียวกับรูปที่ 3.12 เทียบกับรูปที่ 3.13 ที่ใช้กระแสไบอัสเป็น 20 ไมโครแอมป์ และรูปที่ 3.14 เทียบกับรูปที่ 3.15 ที่ใช้กระแสไบอัสเป็น 30 ไมโครแอมป์ ซึ่งผลการทดสอบทั้งหมดนี้ได้ใช้วงจรตามรูปที่ 3.6 โดยมีการปรับขดเซกกระแสนัดเซกของชุดอินพุตเป็นไปตามรูปที่ 3.4 โดยในแต่ละรูปของผลทดสอบที่เกิดขึ้นจากรูปที่ 3.10 ถึงรูปที่ 3.15 การทดสอบจะกระทำโดยป้อนแรงดันอินพุตทางค่า X ด้วยแรงดันในช่วง (-1.5 ถึง +1.5 Volt) โดยที่มีการปรับเพิ่มขึ้นทีละ 0.1 Volt และทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตทางค่า Y ด้วยแรงดันในช่วง (-1 ถึง +1 Volt) โดยให้มีการเพิ่มขึ้นทีละ 0.25 Volt และทำการศึกษาผลของแรงดันเอาต์พุตที่ได้ ส่วนในรูปที่ 3.16 และรูปที่ 3.17 แสดงผลของวงจรมีการปรับขดเซกที่มีกระแสไบอัสเป็น 20 ไมโครแอมป์ และเป็น 30 ไมโครแอมป์ตามลำดับ โดยได้แสดงช่วงของแรงดันอินพุตทางค่า X ที่กว้างขึ้น เพื่อดูผลของความเป็นเชิงเส้นที่เกินช่วงของแรงดันไบอัส ส่วนในรูป 3.18 เป็นการแสดงผลของการคูณของวงจรมีกระแสไบอัสเป็น 20 ไมโครแอมป์ที่มีการปรับขดเซกแล้ว

โดยใช้ความต้านทาน 10 กิโลโอห์มโดยป้อนแรงดันสัญญาณรูปชานซ์ 2 สัญญาณที่มีความถี่เดียวกันคือ 20 กิโลเฮิรตซ์แต่มีเฟสแตกต่างกันอยู่ 90 องศาเข้าที่อินพุตทาง X และ Y ตามลำดับซึ่งเป็นไปตามรูปบน ส่วนผลของการคูณเป็นไปตามรูปล่างคือ เป็นแรงดันสัญญาณรูปชานซ์ที่มีความถี่เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าคือ 40 กิโลเฮิรตซ์และไม่มีแรงดันออฟเซตเกิดขึ้น ส่วนในรูปที่ 3.19 ก็เช่นเดียวกับรูปที่ 3.18 เพียงแต่เปลี่ยนความต้านทาน 50 กิโลโอห์มพบว่าผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นได้เหมือนเดิมเพียงแต่ขนาดของแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นตามค่าความต้านทานโหลดที่เพิ่มขึ้น ส่วนในรูปที่ 3.20 เป็นผลลัพธ์ใน-โดเมนของเวลาของการคูณของวงจรมีกระแสไบอัสเป็น 20 ไมโครแอมป์ที่มีการปรับขดเซกแล้ว โดยป้อนแรงดันสัญญาณรูปชานซ์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ 5 กิโลเฮิรตซ์ มีขนาดแรงดันขดเป็น 0.6 V เข้าที่อินพุตทางช่อง X ในขณะที่อีกอินพุตทาง Y มีการป้อนสัญญาณชานซ์ที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ มีขนาดแรงดันขดเป็น 0.6 V ตามรูปบน ในส่วนผลลัพธ์ของการคูณแสดงออกมาในรูปล่างซึ่งแสดงผลของการมอดูเลชันของทั้งสองสัญญาณ

ในรูปที่ 3.21 เป็นผลตอบสนองทางความถี่ของการป้อนแรงดันไฟสลับอินพุตเข้าทาง X โดยมีอินพุตทาง Y ที่เป็นค่าไฟตรงมีค่า 0.25 Volt ซึ่งแสดงผลตอบสนองขนาดของแรงดันเอาต์พุต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

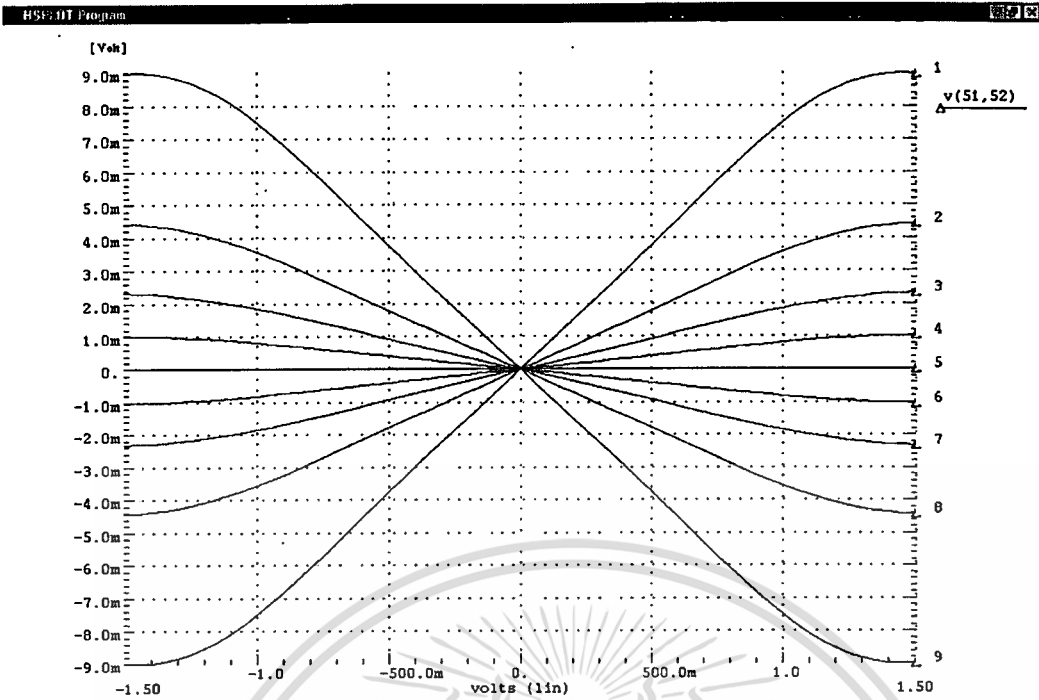
ต่อการป้อนทางแรงดันอินพุตทาง X ซึ่งผลตอบสนองต่อความถี่ที่ได้มีค่าความถี่ตัดอยู่ที่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งในการวิเคราะห์มีตำแหน่งโพลหลักอยู่ที่ 30 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในรูปที่ 3.22 เป็นผลของช่วงประมาณพิสัยพลวัตที่ได้จากผลของการเปลี่ยนแปลงทางไฟตรง โดยแสดงผลทางไฟตรงของวงจรมุมในกราฟโดยทางแกน X เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันทาง Y แล้วเปลี่ยนค่าแรงดัน X จาก (-1 ถึง 1 เพิ่มขึ้นทีละ 0.25 Volt) โดยมีกระแสไบอัสที่ 20 ไมโครแอมป์ ส่วนในรูปที่ 3.23 ก็เช่นเดียวกันเพียงแต่ปรับกระแสไบอัสเป็น 30 ไมโครแอมป์ ส่วนในรูปที่ 3.24 เป็นผลการคูณที่แสดงในโดเมนของเวลา ส่วนในรูปที่ 3.25 เป็นผลตอบสนองทางความถี่ของการป้อนแรงดันไฟสลับอินพุตเข้าทาง Y โดยมีอินพุตทาง X ที่เป็นค่าไฟตรงมีค่า 0.25 Volt ซึ่งแสดงผลของความถี่ตอบสนองต่อการป้อนทางแรงดัน Y ได้ผลตอบสนองขนาดแรงดันเอาต์พุตมีค่าความถี่ตัดอยู่ที่ 7 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้มีค่าตำแหน่งโพลหลักอยู่ที่ 4.875 เมกกะเฮิร์ตซ์

ส่วนในรูปที่ 3.26 เป็นการแสดงผลของค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนรวมของวงจรมุมที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตทั้งทาง X และ Y โดยอินพุตทาง Y เป็นค่าไฟตรงที่มีการปรับเปลี่ยนตั้งแต่ 0.25 ถึง 1.0 Volt เพิ่มขึ้นทีละ 0.25 Volt ส่วนทางแรงดันอินพุต X ป้อนเป็นสัญญาณชานซ์ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ที่มีการเปลี่ยนค่าขนาดแรงดันขอดตั้งแต่ 0.1 ถึง 1.0 Volt ในรูปที่ 3.76 เป็นการแสดงผลของค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนรวมของวงจรมุมที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตทั้งทาง X และ Y โดยอินพุตทาง X เป็นค่าไฟตรงที่มีการปรับเปลี่ยนตั้งแต่ 0.25 ถึง 1.0 Volt เพิ่มขึ้นทีละ 0.25 Volt ส่วนทางแรงดันอินพุต Y ป้อนเป็นสัญญาณชานซ์ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ที่มีการเปลี่ยนค่าขนาดแรงดันขอดตั้งแต่ 0.1 ถึง 1.0 Volt

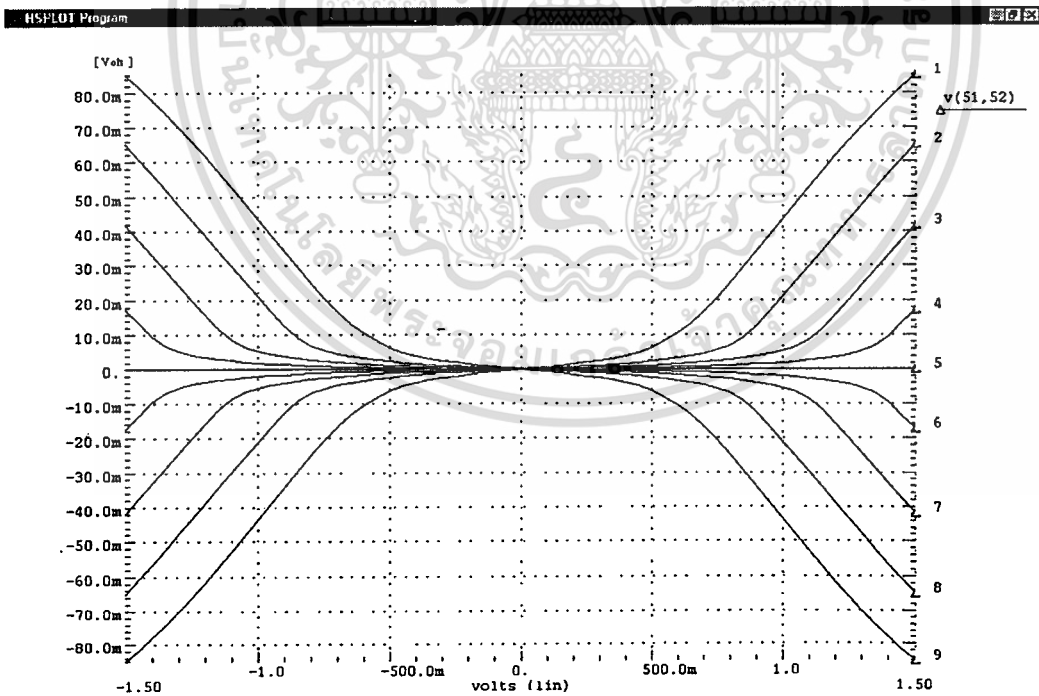
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟตที่เกิดจากการไบอัสวงจรคูณที่ใช้การไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 20 ไมโครแอมป์ด้วยโปรแกรม HSPICE

Element	0:ma1	0:ma2	0:ma3	0:ma4	0:mb1	0:mb2
model	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l
id	6.49E-06	3.77E-06	3.71E-06	6.41E-06	1.01E-05	9.93E-06
ibs	-2.57E-18	-1.49E-18	-1.47E-18	-2.54E-18	-7.71E-19	-7.61E-19
ibd	-2.44E-14	-2.44E-14	-2.43E-14	-2.43E-14	-2.18E-16	-2.82E-16
vgs	1.70E+00	1.45E+00	1.44E+00	1.69E+00	1.72E+00	1.47E+00
vds	2.44E+00	2.44E+00	2.43E+00	2.43E+00	2.19E-02	2.83E-02
vbs	0	0	0	0	0	0
vth	6.74E-01	6.74E-01	6.74E-01	6.74E-01	6.90E-01	6.90E-01
vdsat	7.74E-01	5.84E-01	5.80E-01	7.69E-01	7.76E-01	5.87E-01
beta	1.64E-05	1.67E-05	1.67E-05	1.64E-05	4.57E-04	4.65E-04
gam eff	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01
gm	1.22E-05	9.52E-06	9.44E-06	1.22E-05	9.33E-06	1.25E-05
gds	4.56E-08	1.10E-08	1.07E-08	4.47E-08	4.58E-04	3.46E-04
gmb	5.08E-06	4.04E-06	4.02E-06	5.06E-06	4.34E-06	5.74E-06
cdtot	1.18E-14	1.18E-14	1.18E-14	1.18E-14	5.38E-13	5.35E-13
cgtot	8.28E-13	8.28E-13	8.28E-13	8.28E-13	1.05E-12	1.05E-12
cstot	7.39E-13	7.39E-13	7.39E-13	7.39E-13	6.12E-13	6.15E-13
cbtot	6.27E-13	6.27E-13	6.27E-13	6.27E-13	6.54E-13	6.54E-13
cgs	6.02E-13	6.02E-13	6.02E-13	6.02E-13	3.32E-13	3.36E-13
cgd	1.83E-15	1.83E-15	1.83E-15	1.83E-15	6.85E-13	6.80E-13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

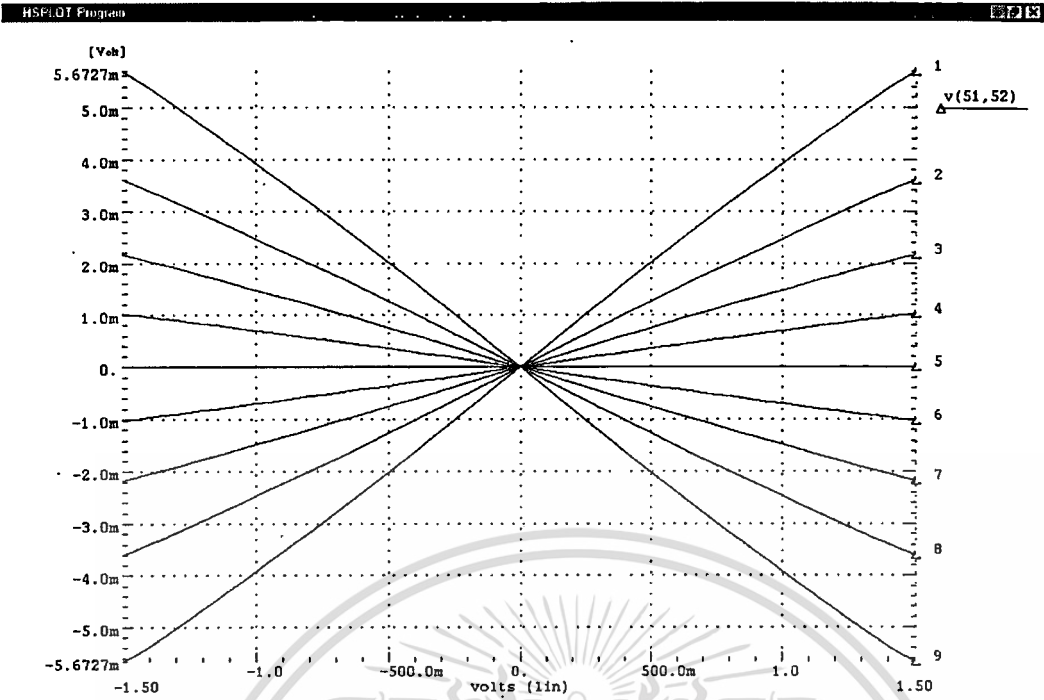


รูปที่ 3.10 ผลของวงจรที่มีกรปรับขดเชยกระแส โดยมีกระแสไบอัสที่ 10 ไมโครแอมป์

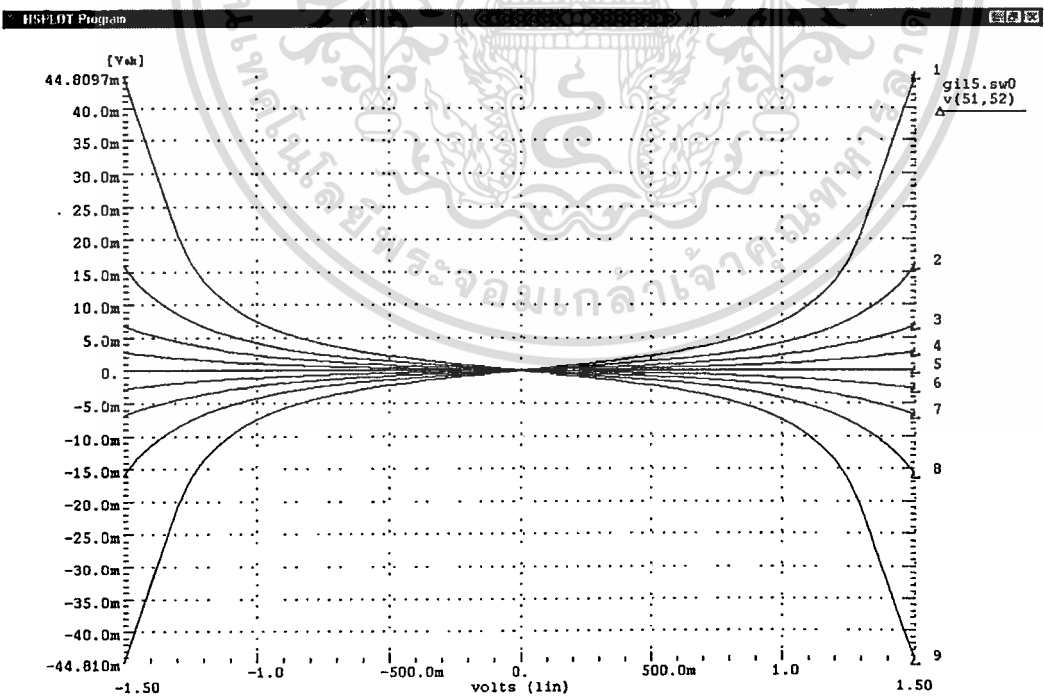


รูปที่ 3.11 ผลของวงจรที่ไม่มีกรปรับขดเชยกระแส โดยมีกระแสไบอัสที่ 10 ไมโครแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

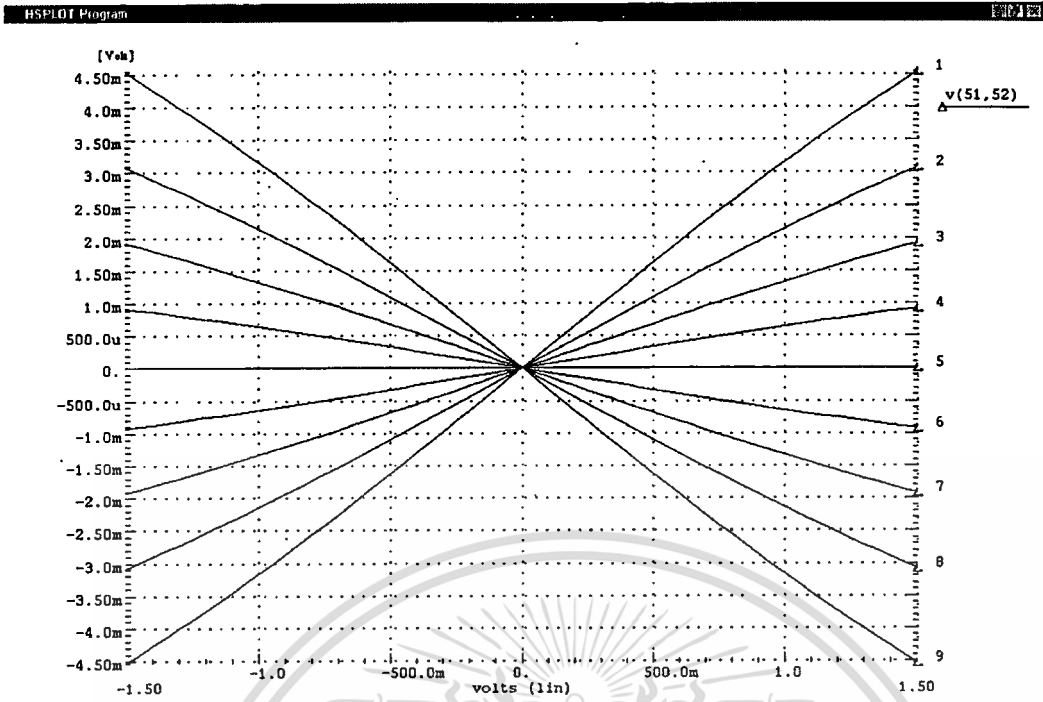


รูปที่ 3.12 ผลของวงจรคูณที่มีการปรับชดเชยกระแสโดยมีกระแสไบอัสที่ 20 ไมโครแอมป์

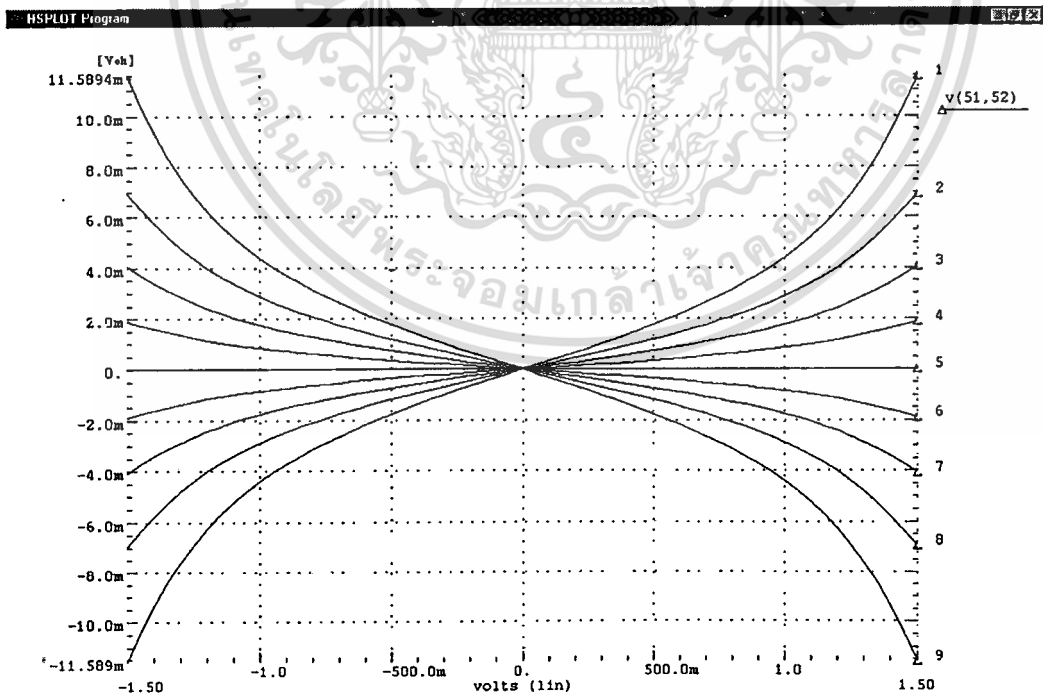


รูปที่ 3.13 ผลของวงจรคูณที่ไม่มีการปรับชดเชยกระแสโดยมีกระแสไบอัสที่ 20 ไมโครแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

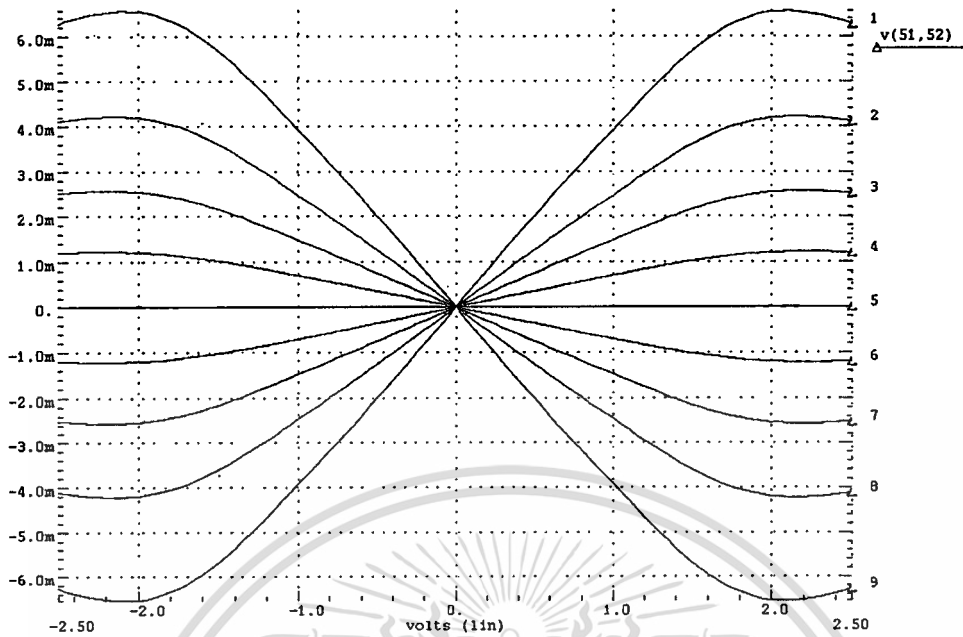


รูปที่ 3.14 ผลของวงจรคูณที่มีการปรับขนาดเชิงกระแส โดยมีกระแสไบอัสที่ 30 ไมโครแอมป์

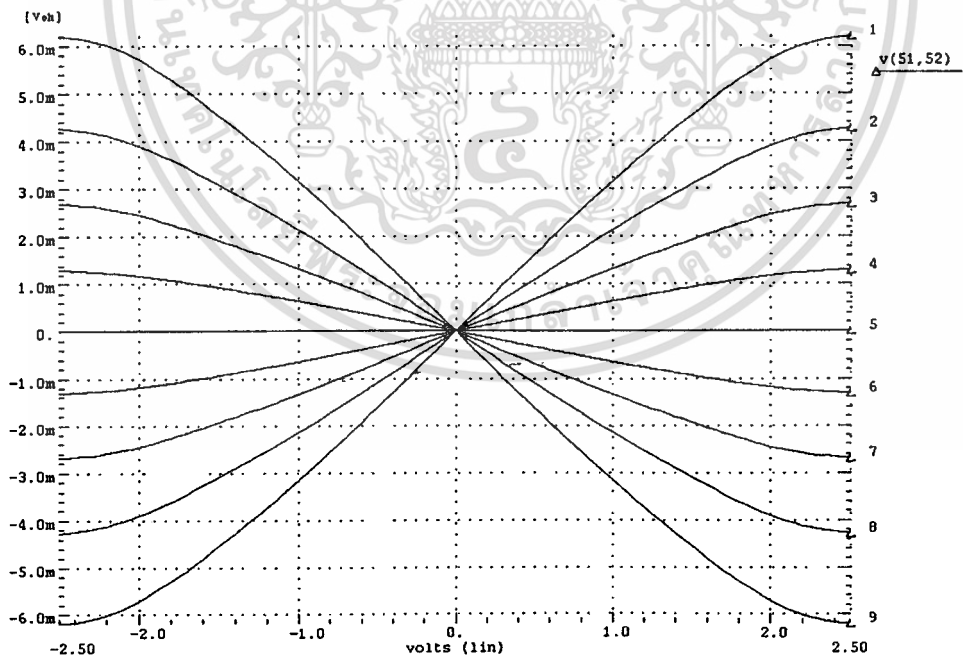


รูปที่ 3.15 ผลของวงจรคูณที่ไม่มีการปรับขนาดเชิงกระแส โดยมีกระแสไบอัสที่ 30 ไมโครแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

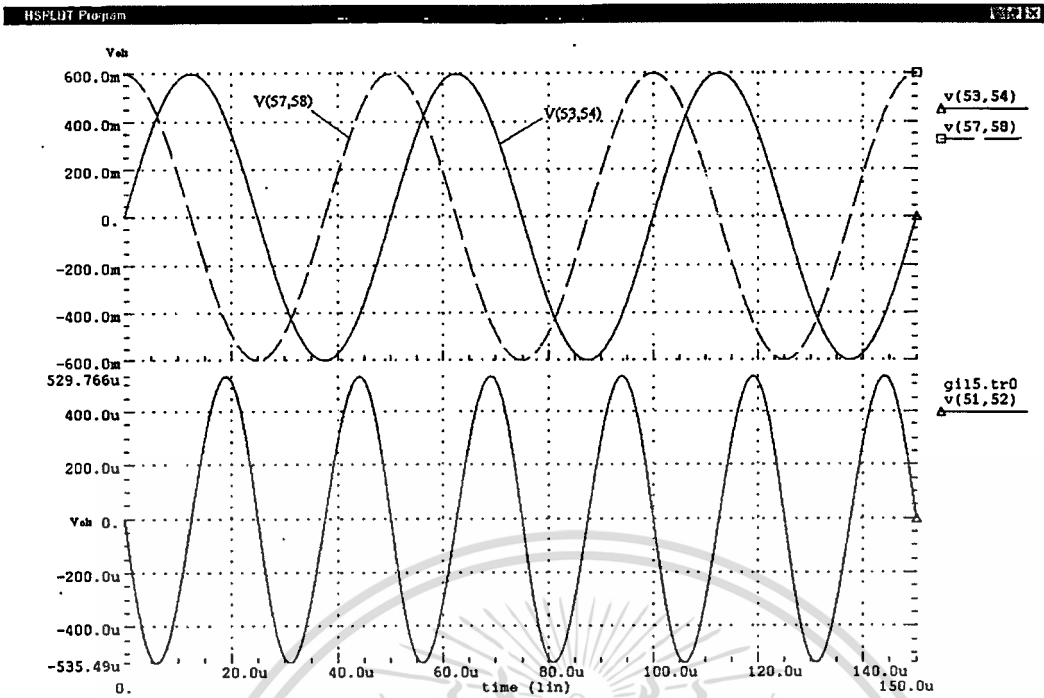


รูปที่ 3.16 ผลของวงจรคูณที่มีการปรับขนาดเซกกระแสด โดยมิกระแสไบอัสที่ 20 ไมโครแอมป์ที่ปรับแสดงให้เห็นผลของช่วงการแปรเปลี่ยนที่กว้างขึ้น

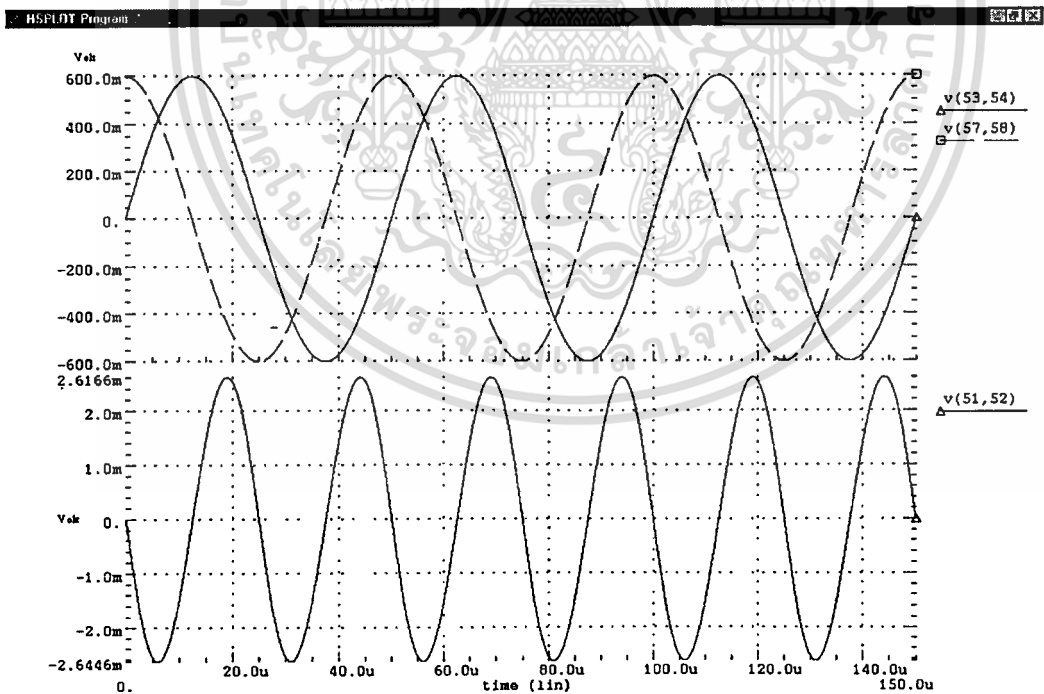


รูปที่ 3.17 ผลของวงจรคูณที่มีการปรับขนาดเซกกระแสด โดยมิกระแสไบอัสที่ 30 ไมโครแอมป์ที่ปรับแสดงให้เห็นผลของช่วงการแปรเปลี่ยนที่กว้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

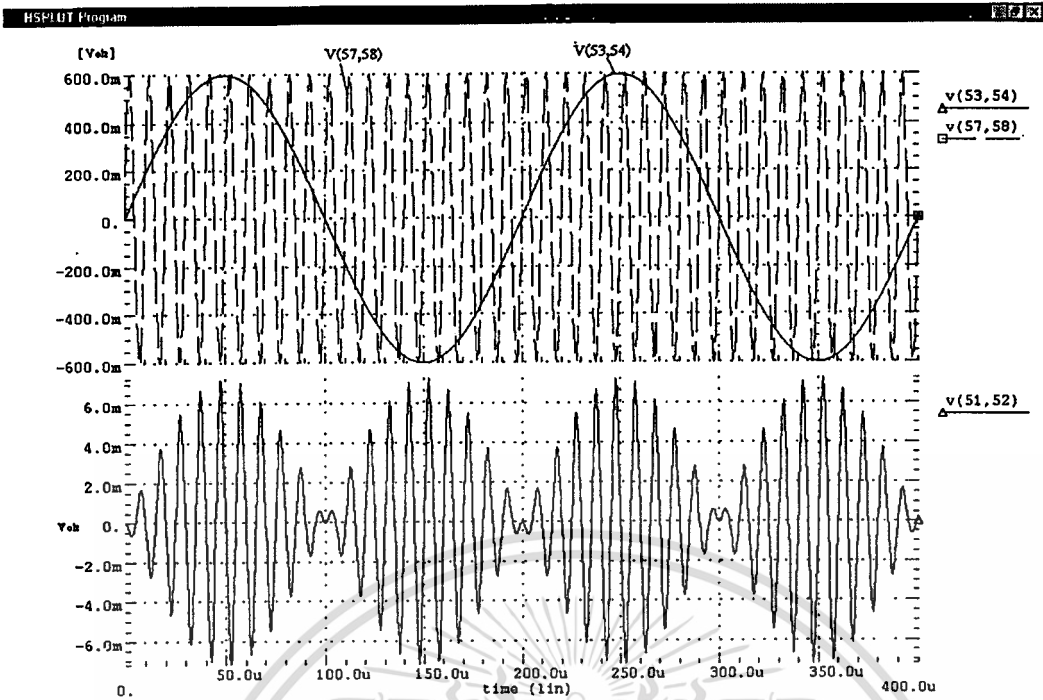


รูปที่ 3.18 ผลของวงจรคุณในวงจรใช้งานที่กระแสไบอัส 20 ไมโครแอมป์ ใช้โหลด 10 กิโลโอห์ม

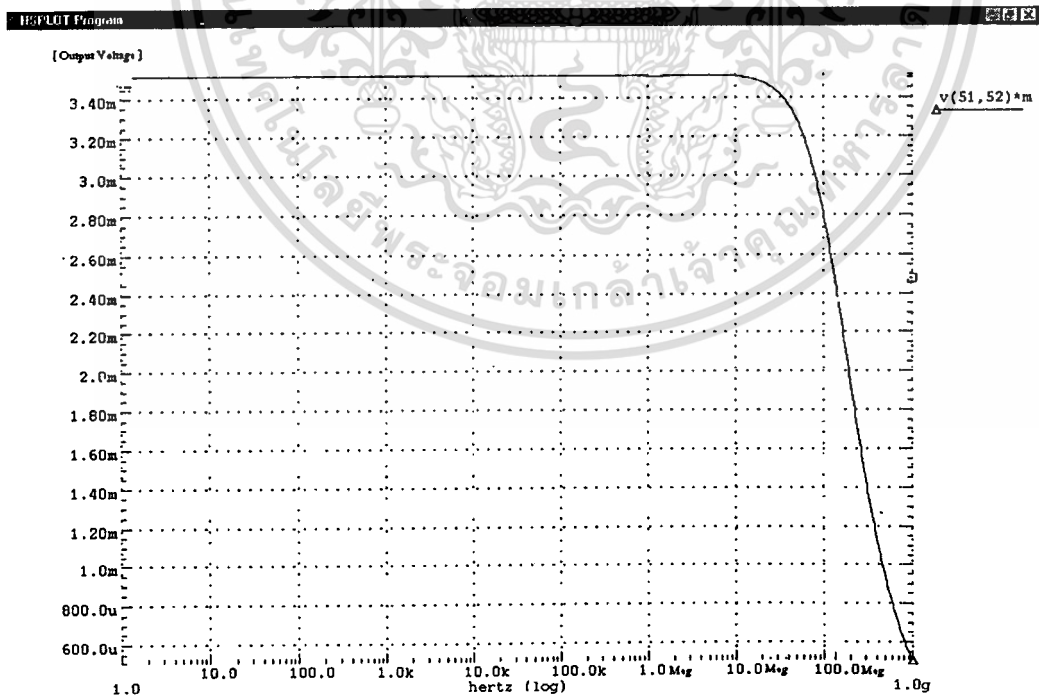


รูปที่ 3.19 ผลของวงจรคุณในวงจรใช้งานที่กระแสไบอัส 20 แอมป์ โดยใช้โหลด 50 กิโลโอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

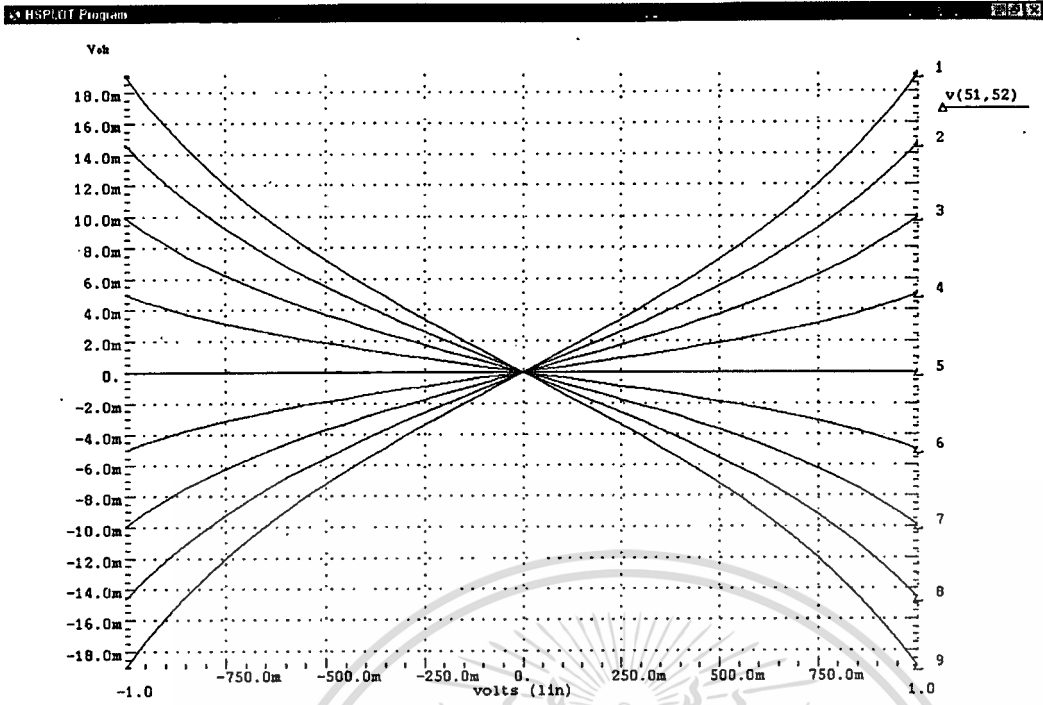


รูปที่ 3.20 ผลการคูณในวงจรคูณที่มีกระแสไบอัส 20 ไมโครแอมป์ ใช้โหลดที่ 50 กิโลโอห์ม โดยอินพุตทาง X มีความถี่เป็น 5 กิโลเฮิร์ตซ์ มีขนาดแรงดันขยดเป็น 0.6 Volt โดยอินพุตทาง Y มีความถี่เป็น 100 กิโลเฮิร์ตซ์ มีขนาดแรงดันขยดเป็น 0.6 Volt

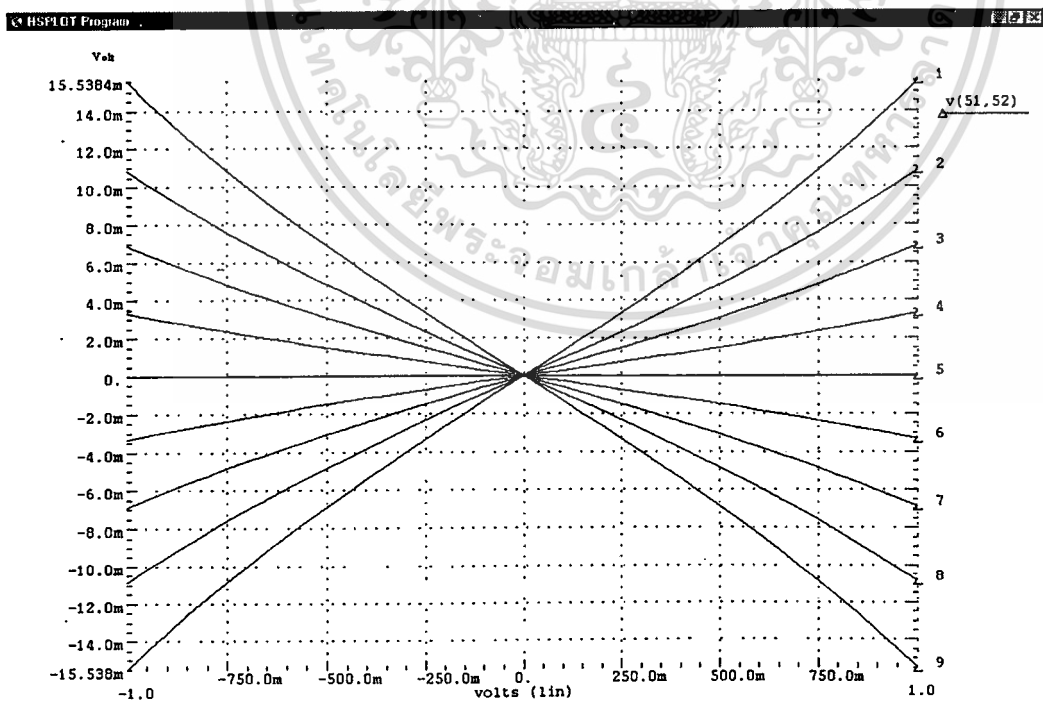


รูปที่ 3.21 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อการป้อนอินพุต X ที่อินพุตทาง Y เป็นไฟตรงมีค่า 0.25 Volt โดยมีค่าความถี่ตัดอยู่ที่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

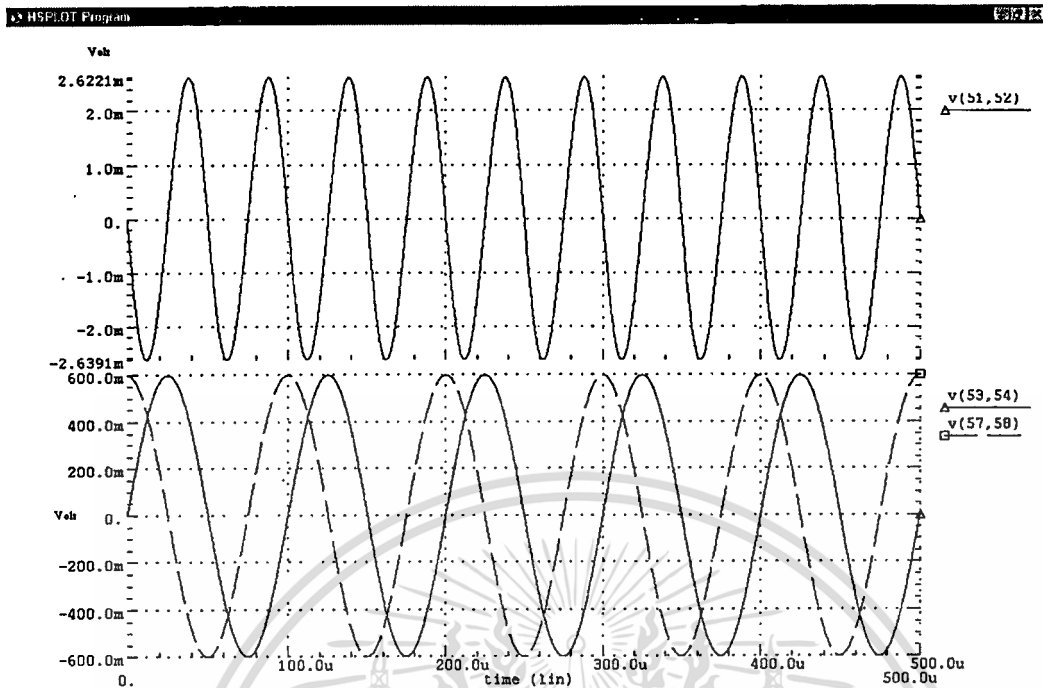


รูปที่ 3.22 ผลทางไฟตรงของวงจรคูณโดยทางแกน X เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันทาง Y แล้วเปลี่ยนค่าแรงดัน X จาก (-1 ถึง 1 เพิ่มขึ้นทีละ 0.25 Volt) โดยกระแสไบอัสที่ 20 ไมโครแอมป์

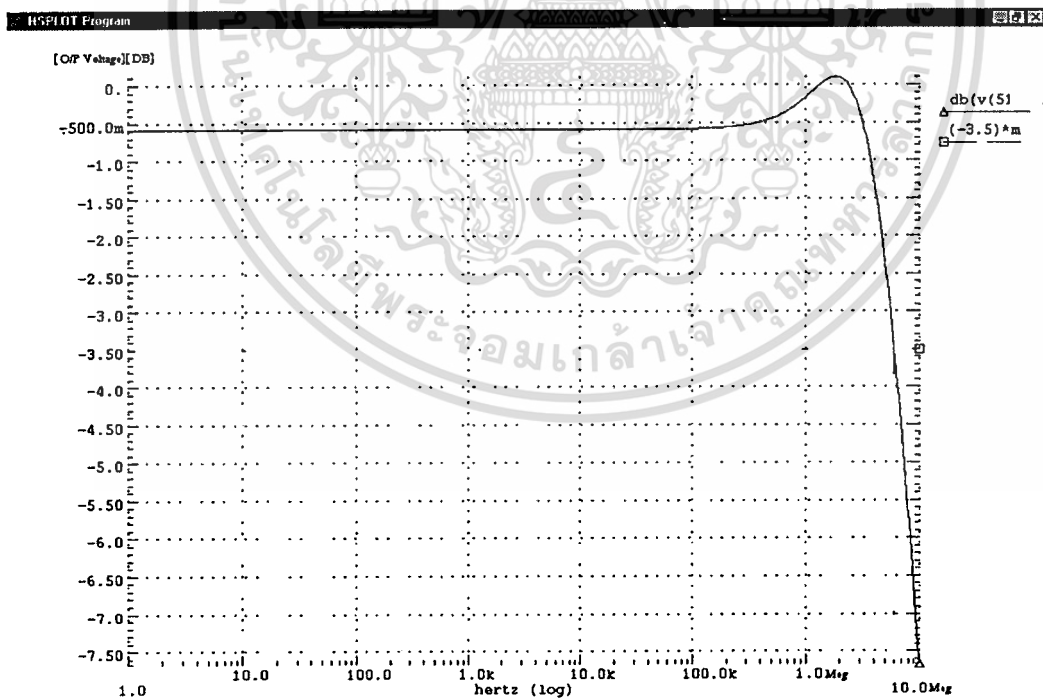


รูปที่ 3.23 ผลทางไฟตรงของวงจรคูณโดยทางแกน X เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันทาง Y เปลี่ยนค่าแรงดัน X จาก (-1 ถึง 1 ทีละ 0.25 Volt) โดยมีกระแสไบอัสที่ 30 ไมโครแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

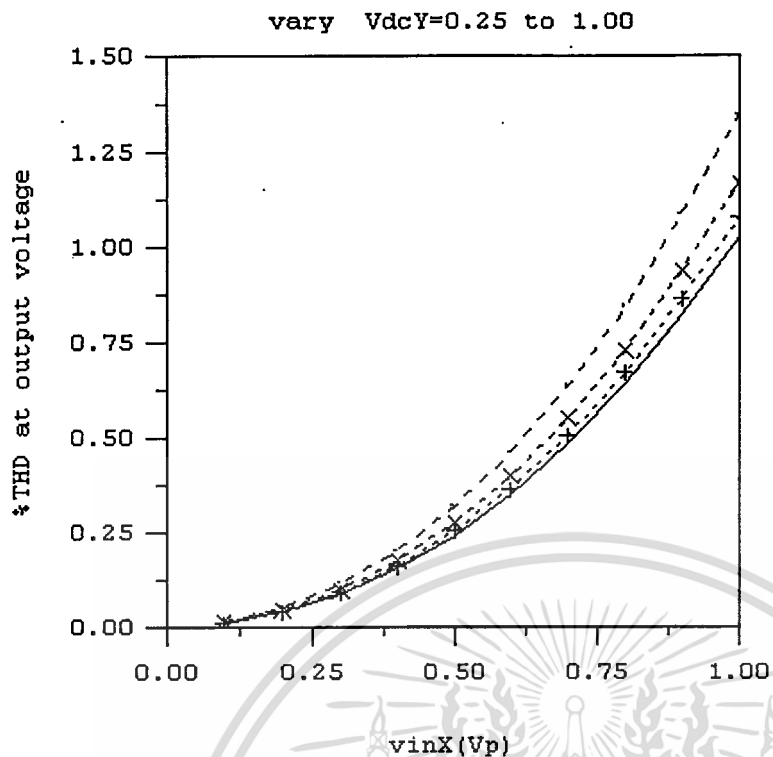


รูปที่ 3.24 ผลของวงจรคูณในวงจรที่ใช้งานที่กระแสไบอัส 20 ไมโครแอมป์ ใช้โหลด 50 กิโลโอห์ม

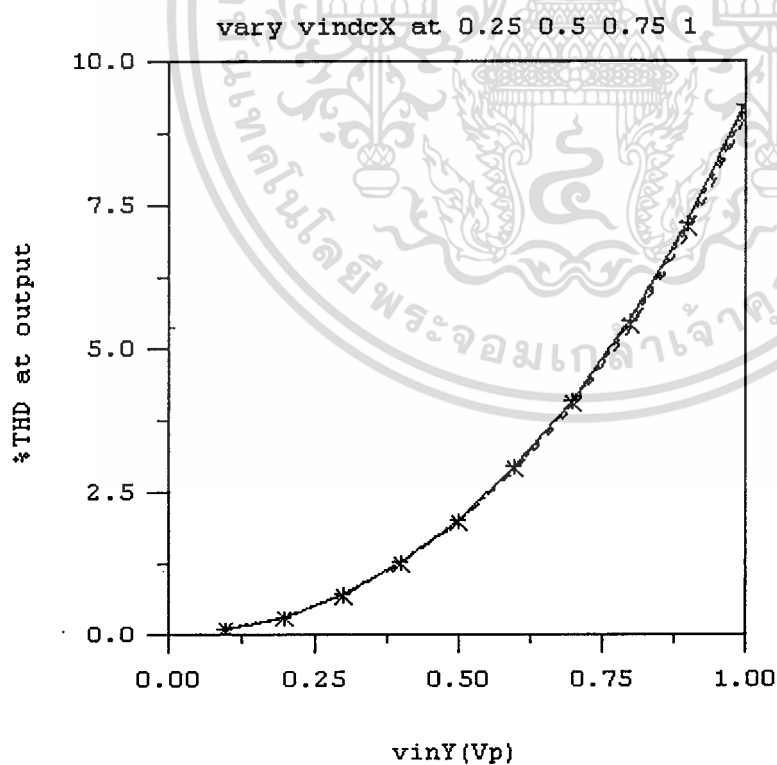


รูปที่ 3.25 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อการป้อนอินพุตทาง Y โดยอินพุตทาง X เป็นการป้อนไฟตรงมีค่าเป็น 0.25 Volt โดยมีค่าความถี่ตัดที่ 7 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.26 ผลของค่า%THDต่อการปรับเปลี่ยนค่าของแรงดัน โดย VinX เป็นชานย์ ในขณะที่ VinY เป็นไฟตรงที่เปลี่ยนค่าจาก 0.25 ถึง 1.0



รูปที่ 3.24 ผลของค่า%THDต่อการปรับเปลี่ยนค่าของแรงดัน โดย VinY เป็นชานย์ ในขณะที่ VinX เป็นไฟตรงที่เปลี่ยนค่าจาก 0.25 ถึง 1.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 บทสรุป

วงจรรูขุมที่ทำการออกแบบโดยทำการทดสอบพบว่าเมื่อกระแสไบอัสเพิ่มขึ้น ความเป็นเชิงเส้นก็จะเพิ่มขึ้นตามกระแสไบอัส แต่ค่ากำลังสูญเสียทั้งหมดก็จะต้องมากขึ้นตามกระแสไบอัส ดังนั้นถ้าเพิ่มส่วนปรับขดเซยกระแสที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบหลายอันดับเข้าไปในระบบด้วย จะทำให้วงจรรูขุมที่มีกระแสไบอัสเดียวกัน วงจรรูขุมที่มีการปรับขดเซยกระแสจะมีความเป็นเชิงเส้นที่สูงกว่าวงจรรูขุมที่ไม่มีการปรับขดเซยกระแส โดยกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรรูขดเซยกระแสไม่มากนักเมื่อเทียบกับกำลังสูญเสียที่ต้องเพิ่มขึ้นเมื่อต้องการความเป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้น โดยใช้ในการเพิ่มกระแสไบอัส การวิเคราะห์โดยหาผลตอบสนองในทางโดเมนของเวลานั้นวงจรรูขุมมีการทำงานได้ผลลัพธ์เป็นตามที่ต้องการ ส่วนผลตอบสนองทางความถี่ที่เกิดขึ้น มีช่วงความถี่ใช้งาน กร้างพอยอมรับได้เพราะว่าการออกแบบใช้มอสเฟททรานซิสเตอร์มีความกร้างและความยาวมีค่าสูงมากเพื่อหลีกเลี่ยงผลของอันดับสองที่เกิดในตัวมอสเฟท ส่วนการวิเคราะห์ผลความเป็นเชิงเส้นของแต่ละขุดของอินพุทพบว่าในส่วนของวงจรรูขุมที่ทำงานในย่านอิมิตัวที่มีการปรับขดเซยจะมีช่วงความเป็นเชิงเส้นที่ดีกว่าขุดของวงจรรูขุมที่ทำงานในย่านไทรโอด โดยพิจารณาได้จากผลการทดสอบและกราฟของความเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวมที่ได้ทำการทดสอบไว้



บทที่ 4

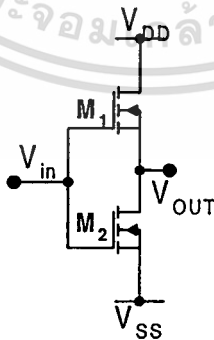
วงจรถอดทอนขนาดสัญญาณ

4.1 บทนำ

เพื่อความสามารถในการยึดจัดการสัญญาณ (Signal Handling Capability) ของวงจรถอดทอนด้านแอนะล็อก ซึ่งจำเป็นต้องมีการพิจารณาถึงคุณสมบัติต่างๆด้วย ดังนั้นจึงพิจารณานำตัวลดทอนขนาด (Attenuator) มาใช้ [7,11,19] ซึ่งการประยุกต์ใช้ตัวลดทอนขนาดจะเป็นส่วนด้านเข้าของวงจรถอดทอนต่างๆซึ่งจะต้องสนใจการทำงานของส่วนอินพุตที่มีค่าต่ำเมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวน ซึ่งความน่าสนใจที่เกี่ยวข้องจะสนใจศึกษาหลักการทำงาน การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น [1,2,12] พร้อมทั้งศึกษาถึงช่วงความสามารถในการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในตัวลดทอนโดยทำการเปรียบเทียบกับวงจรถอดทอนส่งผ่านความนำ โดยทำการพิจารณาถึงผลการเปรียบเทียบความสนใจเรื่องของ กำลังสูญเสีย พื้นที่ใช้งาน อัตราการลดทอนและช่วงการเปลี่ยนแปลง

4.2 หลักการเบื้องต้น

ตัวลดทอนขนาดแบบแอกทีฟ ชุดหนึ่งประกอบด้วยมอสเฟตชนิด เอ็น แชนแนล 2 ตัวต่อรวมกันอยู่ดังรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ตัวคือ ทรานซิสเตอร์ M1 และ ทรานซิสเตอร์ M2 โดยวงจรมีการจัดการทำงานให้ ทำงานอยู่ในโหมดการทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation Region) และจัดให้ ทำงานอยู่ในโหมดการทำงานในย่านไตรโอด (Triode Region) ทำการออกแบบให้แยก P-well ของแต่ละทรานซิสเตอร์ออกจากกันเพื่อที่จะจัดให้ M1 และ M2 มีแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนที่สมมูลกันได้ ทำให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_{TN}$



รูปที่ 4.1 วงจรถอดทอนที่ใช้ในการออกแบบ

4.2.1 พิจารณาช่วงย่านการปฏิบัติการทางไฟตรง

เพื่อพิจารณาช่วงย่านการปฏิบัติการที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) พิจารณาหาช่วงย่านปฏิบัติการของ M1 ซึ่งทำงานในย่านอิ่มตัว จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$I_D = \beta(V_{GS} - V_{T1})^2 \quad (4.1)$$

จากรูปความสัมพันธ์จะได้ว่า

$$V_{GS} = V_i - V_o \quad (4.2)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ตามสมการที่ 4.2 ลงในสมการที่ 4.1

$$I_D = \beta_1(V_i - V_o - V_{T1})^2 \quad (4.3)$$

ถ้า M1 ทำงานในช่วงย่านปฏิบัติการอิ่มตัวจะมีขอบเขตการทำงานตามสมการที่ 4.4

$$V_{GS} - V_T > 0 \quad (4.4A)$$

$$V_{DS} > 0 \quad (4.4B)$$

$$0 < V_{GS} - V_T < V_{DS} \quad (4.4C)$$

โดยที่แทนความสัมพันธ์จากรูปที่ 4.1 จะได้

$$V_{GS} = V_i - V_o \quad (4.5A)$$

$$V_{DS} = V_{DD} - V_o \quad (4.5B)$$

จะได้ขอบเขตการทำงานของ M1 ที่อยู่ในย่านอิ่มตัวเป็น

$$0 < V_i - V_o - V_T < V_{DD} - V_o \quad (4.6A)$$

ดังนั้น
$$V_o + V_T < V_i < V_{DD} + V_T \quad (4.6B)$$

2) พิจารณาหาช่วงการทำงานของ M2 ซึ่งทำงานในย่านไทรโอด

พิจารณาหาช่วงการทำงานของ M2 ซึ่งทำงานในย่านไทรโอดซึ่งมีความสัมพันธ์ของ

กระแสและแรงดันที่ M2 ได้เป็นตามสมการที่ 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = \beta \left[V_{GS} - V_{T2} - \frac{V_{DS}}{2} \right] [V_{DS}] \quad (4.7)$$

เงื่อนไขที่ทำให้ อยู่ในย่าน ไทรโอดคือ

$$V_{GS} - V_{T2} > 0 \quad (4.8A)$$

$$V_{DS} > 0 \quad (4.8B)$$

$$0 < V_{DS} \leq V_{GS} - V_{T2} \quad (4.8C)$$

โดยที่

$$V_{GS} = V_i - V_{SS} \quad (4.9A)$$

$$V_{DS} = V_o - V_{SS} \quad (4.9B)$$

จะได้ว่า

$$V_i - V_{SS} - V_{T2} > 0 \quad (4.10A)$$

$$V_i > V_{SS} - V_{T2} \quad (4.10B)$$

$$0 < V_o - V_{SS} \leq V_i - V_{SS} - V_{T2} \quad (4.10C)$$

$$V_{SS} + V_{T2} < V_o + V_{T2} \leq V_i \quad (4.10C)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตจากสมการที่ (4.6B) และสมการที่(4.10C) จะ
ได้ความสัมพันธ์ของย่านปฏิบัติการเป็นดังสมการที่(4.11)

$$V_{SS} + V_{T2} < V_i < V_{DD} + V_{T1} \quad (4.11)$$

จาก สมการที่ (4.11) จะได้ย่านการทำงานของวงจรถดทอนขนาดสัญญาณที่ได้โดยที่ทำให้
การทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้ง2ยังคงเป็นจริงอยู่ นั่นคือ $V_{SS} + V_{T2} < v_i < V_{DD} + V_{T1}$
โดยที่เป็นแรงดันขีดเริ่มของ M1 และ M2 ตามลำดับ ดังนั้นจากการออกแบบให้ค่าของแรงดันขีด
เริ่มเป็น

$$V_{T1} = V_{T2} = V_T \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ทางด้านออกของวงจรก็จะเป็นความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้น
จากความสัมพันธ์

$$I_{DM1} = I_{DM2} \quad (4.13)$$

โดยแทนความสัมพันธ์สมการที่(4.13) ด้วยสมการที่(4.3) และ สมการที่ (4.7) ได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\mu \frac{C_{ox}}{2} \left(\frac{w}{l} \right)_1 [V_i - V_o - V_{T1}]^2 = \mu \frac{C_{ox}}{2} \left(\frac{w}{l} \right)_2 \left[V_i - V_{SS} - V_{T2} - \left(V_o - \frac{V_{SS}}{2} \right) \right] [V_o - V_{SS}] \quad (4.14)$$

ทำการกระจายได้เป็นสมการที่(4.15)

$$\left(\frac{w}{l} \right)_1 \left[\frac{V_i^2}{2} - V_i V_o - \frac{V_o^2}{2} - V_i V_T + \frac{V_T^2}{2} \right] = \left(\frac{w}{l} \right)_2 \left[V_i V_o - V_{SS} V_T - V_o V_T - V_i V_{SS} + V_{SS}^2 + V_{SS} V_T - \frac{1}{2} (V_o - V_{SS})^2 \right] \quad (4.15)$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่ได้เป็นสมการที่(4.16)

$$\left(\left(\frac{w}{l} \right)_1 + \left(\frac{w}{l} \right)_2 \right) [V_o^2 - 2V_o(V_i - V_T) + (V_i - V_T)^2] = \left(\frac{w}{l} \right)_2 [V_{SS}^2 - 2V_{SS}(V_i - V_T) + (V_i - V_T)^2] \quad (4.16)$$

จัดรูปสมการสร้างความสัมพันธ์ได้เป็น

$$[V_o - (V_i - V_T)]^2 = \left[\frac{\left(\frac{w}{l} \right)_2}{\left[\left(\frac{w}{l} \right)_1 + \left(\frac{w}{l} \right)_2 \right]} \right] [V_{SS} - (V_i - V_T)]^2 \quad (4.17)$$

จัดให้อยู่ในรูปความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นเป็น

$$[V_o - (V_i - V_T)] = \sqrt{\frac{\left(\frac{w}{l} \right)_2}{\left[\left(\frac{w}{l} \right)_1 + \left(\frac{w}{l} \right)_2 \right]}} [V_{SS} - (V_i - V_T)] \quad (4.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดสร้างความสัมพันธ์ของแรงดันที่ด้านเอาต์พุตได้เป็น

$$V_o = \mu V_{SS} - \mu V_i + \mu V_T + V_i - V_T \quad (4.19A)$$

$$V_o = (1 - \mu)V_i - (1 - \mu)V_T + \mu V_{SS} \quad (4.19B)$$

โดยที่

$$\mu = \sqrt{\frac{(w/l)_2}{[(w/l)_1 + (w/l)_2]}} \quad (4.20)$$

จัดให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐาน

$$V_o = \eta V_i + (1 - \eta)V_{SS} - \eta V_T \quad (4.21)$$

โดยที่

$$\eta = (1 - \mu) \quad (4.22)$$

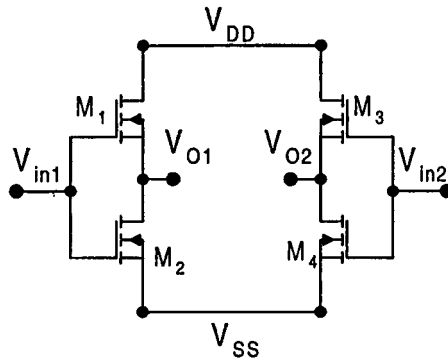
ดังนั้นถ้าค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน ไม่ได้จัดให้เท่ากัน

$$V_{T1} \neq V_{T2} \neq V_T \quad (4.23)$$

จะได้ความสัมพันธ์ตามที่พิสูจน์มาได้เป็น

$$V_o = \eta V_i + (1 - \eta)V_{SS} - \eta_1 V_{T1} - \eta_2 V_{T2} \quad (4.24)$$

ถ้าต่อวงจรเป็นแบบความแตกต่างเต็มที่ (fully differentiate) ที่ประกอบด้วยวงจรลดทอนขนาด 2 ชุดที่เหมือนกันแล้วทำการป้อนอินพุตที่แต่ละชุดเป็นแบบผลต่างเข้าไป และเอาต์พุตที่แต่ละชุดก็เป็นแบบผลต่างดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรลดทอนสัญญาณความแตกต่างเต็มที

จัดความสัมพันธ์ให้อินพุทเป็น

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2} \quad (4.25)$$

และความสัมพันธ์ทางเอาต์พุทเป็น

$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} \quad (4.26)$$

โดยที่แทนความสัมพันธ์ดังรูปที่(4.2) เข้ากับสมการความสัมพันธ์ที่ (4.24) ได้เป็น

$$V_{o1} = \eta V_{i1} + (1-\eta)V_{SS} - \eta_1 V_{T1} - \eta_2 V_{T2} \quad (4.27)$$

เช่นเดียวกันกับข้างต้นจะได้เป็น

$$V_{o2} = \eta V_{i2} + (1-\eta)V_{SS} - \eta_1 V_{T1} - \eta_2 V_{T2} \quad (4.28)$$

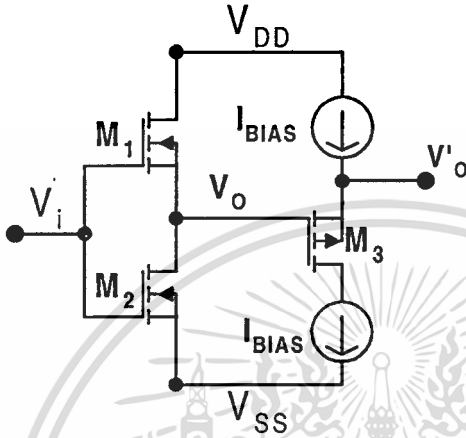
ได้แรงดันเอาต์พุทของวงจรเป็น

$$V_{od} = \eta(V_{i1} - V_{i2}) = \eta V_d \quad (4.29)$$

ซึ่งก็เป็นเช่นเดียวกัน ถ้าเลือกให้ค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนของทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 เท่ากันแต่ในการออกแบบในการใช้งานจริงนั้น ภาคเอาต์พุทของวงจรลดทอนขนาด แต่ละชุดจะนำไปต่อเข้ากับวงจรคูณ ซึ่งค่าแรงดันไบอัสเอาต์พุทของชุดวงจรลดทอนขนาดจะเป็นแรงดันไบอัสของชุดต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งไม่เหมาะสม เพราะว่า M_2 ทำงานอยู่ในย่านไทรโอด ซึ่งมีขอบเขตการทำงานว่า V_{DS} เข้าใกล้ 0 จาก $V_o = \eta V_i + (1-\eta)V_{SS} - \eta_1 V_{T1} - \eta_2 V_{T2}$ ดังนั้นที่ $V_i = 0$ ดังนั้น V_o จะมีค่าเข้าใกล้ V_{SS} ซึ่งมีค่าเป็นลบมากไม่เหมาะสมต่อการนำไปไบอัสได้ จำเป็นจะต้องมีการจัดไบอัสที่เหมาะสม จึงมีวงจรให้มีการยกระดับ(Level Shift) เพื่อให้ได้การไบอัสที่เหมาะสม โดยจัดให้ M_3 ทำงานในย่านอิ่มตัว ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรลดทอนสัญญาณที่มีวงจรยกระดับประกอบอยู่ด้วย

จะได้รับความสัมพันธ์ที่ โหนดเอาต์พุตเป็น

$$V'_o = V_o + offset_1 \quad (4.30A)$$

$$V'_o = \eta V_i + (1-\eta)V_{SS} - \eta V_T + offset_1 \quad (4.30B)$$

$$V'_o = \eta V_i + offset_2 \quad (4.30C)$$

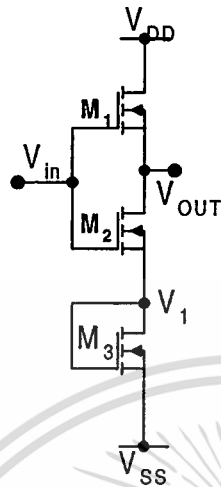
4.3 วงจรลดทอนขนาดสัญญาณที่ออกแบบ

วงจรถอดทอนที่ทำการปรับปรุงค่าแรงดันด้านออกโดยนำ M_3 ทำหน้าที่เป็นตัวความต้านทาน โดยมีความต้องการให้แรงดันที่เอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นอีกประมาณเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม และทำการปรับให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยลง โดยจากความสัมพันธ์ $I_{D1} = I_{D2}$ ทำการจัดความสัมพันธ์ตามที่กล่าวแล้วจะได้เป็น

$$V_o = \eta V_i + (1-\eta)V_1 - \eta V_T \quad (4.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เมื่อพิจารณาผลของการนำ M_3 เข้ามาร่วมพิจารณาเพื่อหาความสัมพันธ์ของ V_1 กับระบบโดยการพิจารณาความสัมพันธ์จาก $I_{D2} = I_{D3}$



รูปที่ 4.4 วงจรลดทอนที่มีการปรับแรงดันอินพุต

โดยที่ M_2 ทำงานอยู่ในย่านไตรโอด ในขณะที่ M_3 ต่อกันลักษณะที่ความต้านทานซึ่งทำงานในย่านอิมิตัวจะ ได้ความสัมพันธ์เป็นตามสมการที่(4.32)

$$K\left(\frac{w}{l}\right)_2 \left[(V_i - V_1 - V_T)(V_o - V_1) - \left(\frac{(V_o - V_1)^2}{2} \right) \right] = K\left(\frac{w}{l}\right)_3 \left[(V_1 - V_{SS} - V_T)^2 \right] \quad (4.32)$$

จัดรูปเพื่อหาค่าของ V_1 ได้โดยจัดเป็นความสัมพันธ์ที่จะเกิดผลกับค่าแรงดันอินพุต แรงดันอินพุตแรงดันไฟลบ และแรงดันขีดเริ่มโดยพิจารณาว่าแรงดันขีดเริ่มทุกตัวเท่ากัน

$$\left(\frac{w}{2l}\right)_2 \left[(V_1 - (V_i - V_T))^2 \right] - \left(\frac{w}{2l}\right)_3 \left[(V_1 - (V_{SS} + V_T))^2 \right] = \left(\frac{w}{2l}\right)_2 \left[(V_o - (V_i - V_T))^2 \right] \quad (4.33)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็นโดยประมาณเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[\left(\frac{w}{2l} \right)_2 - \left(\frac{w}{2l} \right)_3 \right] (V_1 - (V_i - V_T))^2 = \left[\frac{w}{2l} \right]_2 [V_o - (V_i - V_T)]^2 + \left[\left(\frac{w}{2l} \right)_2 - \left(\frac{w}{2l} \right)_3 \right] [V_i - V_T]^2 + \left(\frac{w}{l} \right)_3 (V_{ss} + V_T)^2 \quad (4.34)$$

จัดรูปให้ง่ายได้เป็น

$$(V_1 - (V_i - V_T))^2 = \frac{\left[\frac{w}{2l} \right]_2}{\left[\left(\frac{w}{2l} \right)_2 - \left(\frac{w}{2l} \right)_3 \right]} [V_o - (V_i - V_T)]^2 + [V_i - V_T]^2 + \frac{\left(\frac{w}{l} \right)_3}{\left[\left(\frac{w}{2l} \right)_2 - \left(\frac{w}{2l} \right)_3 \right]} (V_{ss} + V_T)^2 \quad (4.35)$$

แก้สมการด้วยวิธีประมาณตัดเทอมที่มีค่าน้อย โดยสนใจผลที่จะเกิดขึ้นกับแรงดันเอาท์พุทและแรงดันอินพุทเป็นหลักได้เป็น

$$(V_1 - (V_i - V_T)) \approx - \sqrt{\frac{\left[\frac{w}{2l} \right]_2}{\left[\left(\frac{w}{2l} \right)_2 - \left(\frac{w}{2l} \right)_3 \right]}} [V_o - (V_i - V_T)] - \sqrt{\frac{\left(\frac{w}{l} \right)_3}{\left[\left(\frac{w}{2l} \right)_2 - \left(\frac{w}{2l} \right)_3 \right]}} (V_{ss} + V_T) \quad (4.36)$$

จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน V_1 กับแรงดันต่างๆได้เป็น

$$(V_1) \approx -\beta^1 [V_o - (V_i - V_T)] - \alpha (V_{ss} + V_T) \quad (4.37)$$

โดยที่

$$\beta^1 = \sqrt{\frac{\left[\frac{w}{2l} \right]_2}{\left[\left(\frac{w}{2l} \right)_2 - \left(\frac{w}{2l} \right)_3 \right]}} \quad (4.38)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha = \sqrt{\frac{\left[\frac{w}{l}\right]_3}{\left[\left(\frac{w}{2l}\right)_2 - \left(\frac{w}{2l}\right)_3\right]}} \quad (4.39)$$

จัดรูปความสัมพันธ์ของสมการที่(4.31)และสมการที่(4.37)ที่ได้เป็นความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุต เทียบกับแรงดันอินพุตได้โดยสมการ

$$V_o = \frac{\eta + (1-\eta)\beta^1}{1 + (1-\eta)\beta^1} V_i - \frac{(1-\eta)\alpha}{1 + (1-\eta)\beta^1} V_{ss} - \frac{\eta + (1-\eta)(\beta^1 + \alpha)}{1 + (1-\eta)\beta^1} V_T \quad (4.40)$$

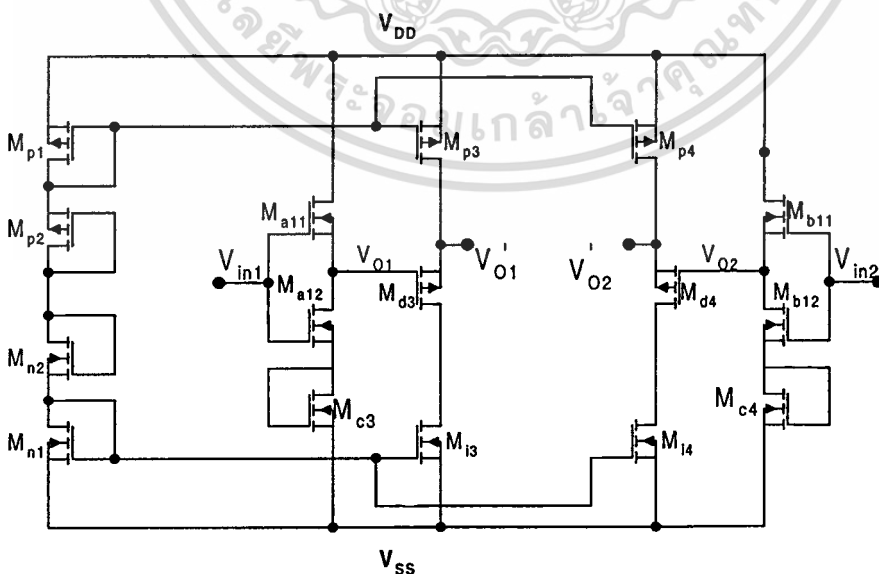
ในการออกแบบเลือกค่า $\left(\frac{w}{l}\right)_1 = \frac{50}{10}$, $\left(\frac{w}{l}\right)_2 = \frac{130}{10}$ และ $\left(\frac{w}{l}\right)_3 = \frac{15}{10}$

จะได้ค่า $\eta = 0.15$, $(1-\eta) = 0.85$, $\beta^1 = 1.06$ และ $\alpha = 0.511$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตเป็น

$$V_o = 0.552V_i - 0.782V_T - 0.342V_{ss} \quad (4.41)$$

รูปที่ 4.5 เป็นวงจรถอดทอนขนาดสัญญาณที่ได้ทำการออกแบบเป็นดังรูปที่ 4.5 ซึ่งมีการจัดการย่านทำงานและจัดแรงดันต่างๆ สร้างเป็นความสัมพันธ์ตามที่ได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ ได้เพิ่มส่วนของกรไบอัสกระแสเข้าไปดังรูป4.5



รูปที่ 4.5 วงจรสมบูรณ์ของวงจรถอดทอนขนาดสัญญาณที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป $M_{P1}, M_{P2}, M_{N1}, M_{N2}$ เป็นตัวจัดแรงดันไบอัสให้กับวงจรเพื่อจัดไบอัสให้กับวงจรเกือบทั้งหมด การจัดไบอัสให้กับ M_{P3}, M_{P4} เพื่อให้กระแสไหลที่เหมาะสมค่าหนึ่ง เช่นเดียวกับ M_{N1}, M_{N2} จัดไบอัสให้กับ M_{N3}, M_{N4} เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับชุดยกระดับสัญญาณทั้ง 2 ชุด ซึ่งจะมีค่าเท่ากัน ส่วนการทำงานของวงจรลดทอนขนาดสัญญาณก็เป็นตามข้างต้น ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตผลต่างที่ได้เป็นตามสมการที่(4.29) และสมการที่(4.40)คือ

$$V_{od} = V_{o1}' - V_{o2}' = \eta_1 V_{id}$$

โดยที่

$$\eta_1 = \frac{\eta + (1-\eta)\beta^1}{1 + (1-\eta)\beta^1} \quad (4.42)$$

และที่แรงดันเอาต์พุตด้านเดียวที่ได้จะเป็นไปตามสมการที่ (4.30)

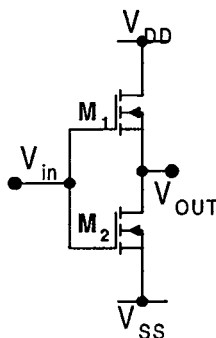
$$V_{oi}' = \eta V_i + offset_2$$

ซึ่งแรงดันที่ได้ก็เหมาะสมในการไบอัสชุดต่อไป

4.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรลดทอนขนาดสัญญาณนั้น [11,12] ได้สนใจทำการวิเคราะห์หาผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรเพื่อศึกษาผลของขนาดของสัญญาณที่จะได้รับผลของสัญญาณรบกวน ทำการวิเคราะห์หาช่วงพิสัยพลวัตที่เกิดขึ้น ได้ทำการศึกษาผลเปรียบเทียบกันโดยได้สนใจถึงผลของกำลังสูญเสีย พื้นที่และค่าความเพี้ยนรวมที่เกิดขึ้น

4.4.1 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรลดทอนขนาด



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรลดทอนขนาดสัญญาณที่จะทำการวิเคราะห์

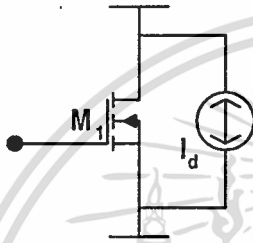
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.6 M_1 และ M_2 ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวและไทรโอดตามลำดับ ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในแบบต่างๆ จะแยกคิดผลที่เกิดในแต่ละย่านๆ เปรียบดังนี้

4.4.1.1 วิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (Thermal noise)

กรณีที่ M_1 ทำงานในย่านอิมิตัวจะมีผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน ตามแบบจำลองนั้นได้คิดเป็นผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนเชิงความร้อนที่ภาคเอาต์พุต (Thermal Noise Current Spectral Density) ได้เป็นดังรูปที่ 4.7 และสมการ (4.31)



รูปที่ 4.7 แบบจำลองเสมือนของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่มอสเฟต

ผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนเชิงความร้อน ที่ภาคเอาต์พุตที่มอสเฟตทำงานในย่านอิมิตัว [12] เป็น

$$i_d^2(T) = 4KT \left(\frac{2}{3} \right) g_m \quad (4.43)$$

จากความสัมพันธ์กระแสที่ย่านอิมิตัวที่จุดไบอัส

$$i_D = \beta (V_{gsQ} - V_T)^2 \quad (4.44)$$

โดยที่

$$g_m = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)^0 \quad (4.45)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ของแรงดันเกตเทียบซอร์ที่จุดไบอัสได้เป็น

$$i_D = \beta_1 (V_{iQ} - V_{oQ} - V_T)^2 \quad (4.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

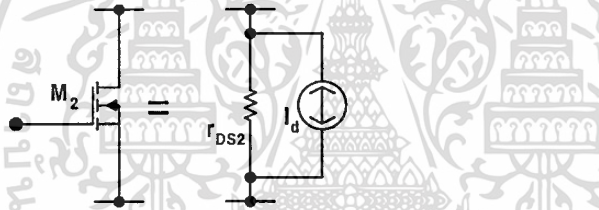
ดังนั้นค่าส่งผ่านความนำที่เกิดขึ้นที่จุดไบอัส สัมพันธ์กับสมการที่(4.46)

$$g_{m1} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)^0 = \beta_1 (V_{iQ} - V_{oQ} - V_T) \quad (4.47)$$

โดยที่

$$\beta_1 = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 \quad (4.48)$$

ส่วน M_2 ทำงานอยู่ในย่านไทรโอด จะมีผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนได้เป็นแบบจำลองดังรูปที่4.8 โดยคิดเป็นผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนเชิงความร้อนที่ภาคเอาต์พุต(Thermal Noise Current Spectral Density) ได้เป็น



รูปที่4.8 แสดงแบบจำลองของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่วงจรเสมือนในมอสเฟต

ผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนเชิงความร้อนที่ภาคเอาต์พุต [11,12] สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$i_r^2(T) = 4KT/r_2 \quad (4.49)$$

โดยที่ค่าของความต้านทานเสมือนที่เกิดขึ้นจากการทำงานของมอสเฟตในย่านไทรโอดเป็น

$$r_2 = \left(\frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right)^0 \quad (4.50)$$

จากความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันต่างๆของการทำงานย่านไทรโอดทำให้ได้ค่าความต้านทานที่จุดไบอัสได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{r_2} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \equiv \beta_2 (v_{iQ} - V_{SS} - V_T - v_{oQ} + V_{SS}) \quad (4.51)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$r_2 = [\beta_2 (v_{iQ} - V_T - v_{oQ})]^{-1} \quad (4.52)$$

ผลรวมทั้งหมดของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนเชิงความร้อนที่ภาคเอาต์พุตของวงจรลดทอนขนาดสัญญาณที่ทำงานใน 2 ย่าน [11] ได้เป็น

$$S_{oT} = S_{oT1} + S_{oT2} = 4KT \left(\frac{2}{3} g_{m1} + \frac{1}{r_2} \right) \quad (4.53)$$

โดยที่แทนค่าส่งผ่านความนำจากสมการที่ (4.47) ได้เป็น

$$S_{oT} = 4KT \left[(v_{iQ} - v_{oQ} - V_T) \left(\frac{2}{3} \beta_1 + \beta_2 \right) \right] \quad (4.54)$$

โดยที่แทนค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้น ณ จุดไบอัสตามสมการที่(4.21) คือ

$$v_{oQ} = \eta v_{iQ} + (1 - \eta) V_{SS} - \eta V_T \quad (4.55)$$

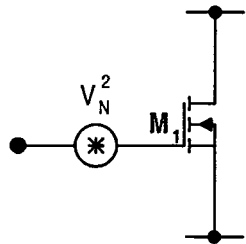
ดังนั้นค่าผลรวมทั้งหมดของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนเชิงความร้อนที่ภาคเอาต์พุตของวงจรลดทอนขนาดสัญญาณที่ทำงานใน 2 ย่าน โดยแทนความสัมพันธ์ที่ปราศจากแรงดันเอาต์พุตได้เป็นดังสมการที่(4.56)

$$S_{oT} = 4KT \left[(1 - \eta)(v_{iQ} - V_{SS} - V_T) \left(\frac{2}{3} \beta_1 + \beta_2 \right) \right] \quad (4.56)$$

4.4.1.2 วิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนอื่นที่ส่งผลที่ความถี่ต่ำและความถี่กลาง

ผลของสัญญาณรบกวนอื่นที่ส่งผลที่ความถี่ต่ำและความถี่กลางคือสัญญาณรบกวนหนึ่งส่วนความถี่(1/f noise) พิจารณาหาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนที่ด้านเข้าที่

ทำงานอยู่ในย่านอิมิตซ์ของมอสเฟต โดยพิจารณาจากแบบจำลองของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำ และความถี่กลางได้ดังรูปที่4.9



รูปที่ 4.9 แบบจำลองของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำและความถี่กลาง

ผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนที่ด้านเข้าของมอสเฟตที่ทำงานย่านอิมิตซ์ตัวมีความสัมพันธ์ตาม ได้เป็นสมการที่(4.57)

$$v_{ni}^2(f) = \frac{K_f}{(w_1 l_1 C_{ox} f)} \quad (4.57)$$

โดยที่

K_f = The process dependent flicker noise factor

โดยที่สามารถเขียนความสัมพันธ์ของผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนที่ด้านออกด้วยความสัมพันธ์ ได้เป็น

$$i_{nfm1}^2 = |g_{m1}|^2 v_{nfm1}^2 \quad (4.58)$$

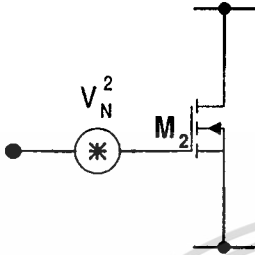
โดยที่แทนความสัมพันธ์ของค่าส่งผ่านความนำที่ได้จากสมการที่(4.47)ได้ความสัมพันธ์เป็น

$$i_{nfm1}^2 = \beta_1^2 (V_{iQ} - V_{oQ} - V_T)^2 \frac{K_f}{(w_1 l_1 C_{ox} f)} \quad (4.59)$$

โดยแทนค่าความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นตามสมการ(4.55)ได้เป็น

$$i_{nfm1}^2 = \beta_1^2 (1-\eta)^2 (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 \frac{K_f}{(w_1 l_1 C_{ox} f)} \quad (4.60)$$

เช่นเดียวกันในขณะที่ M_2 ทำงานในย่านไทรโอด ทำให้พิจารณาแบบจำลองสัญญาณรบกวนได้เป็นดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แบบจำลองของสัญญาณรบกวนหนึ่งต่อความถี่ที่เกิดขึ้นในมอสเฟทในย่านไทรโอด

พิจารณาหาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนที่ด้านเข้าได้โดยความสัมพันธ์ จะได้เป็น

$$v_{n2}^2(f) = \frac{K_f}{(w_2 l_2 C_{ox} f)} \quad (4.61)$$

เมื่อต้องการพิจารณาหาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนที่ด้านออกสามารถหาได้โดยใช้ความสัมพันธ์ตาม จะได้เป็นดังสมการที่(4.62) คือ

$$i_{nfm2}^2 = |g_{m2}|^2 v_{n2}^2 \quad (4.62)$$

โดยที่ค่าส่งผ่านความนำของมอสเฟทย่านไทรโอดได้เป็นตามสมการที่(4.63)ซึ่งจัดความสัมพันธ์ให้อยู่ในรูปของแรงดันอินพุตที่จุดไบอัส

$$g_{m2} = \left(\frac{\partial i_{D2}}{\partial v_{GS2}} \right)^0 = \beta_2 v_{DS} = \beta_2 (V_{oQ} - V_{SS}) = \beta_2 \eta (V_{iQ} - V_{SS} - V_T) \quad (4.63)$$

จะได้ค่าผลของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนที่ด้านออกที่จัดรูปแล้วดังสมการที่ (4.64)

$$i_{nf2}^2 = \beta^2 \eta^2 (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 \frac{K_f}{(w_2 l_2 C_{ox} f)} \quad (4.64)$$

ดังนั้นผลรวมทั้งหมดของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนที่ด้านออกที่เกิดจากสัญญาณรบกวนหนึ่งต่อความถี่เป็น

$$S_{of} = i_{nf1}^2 + i_{nf2}^2 = \frac{K_f}{f} (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 \left[(1-\eta)^2 \frac{\beta_1^2}{C_{ox} w_1 l_1} + \eta^2 \frac{\beta_2^2}{C_{ox} w_2 l_2} \right] \quad (4.65)$$

โดยจัดความสัมพันธ์ร่วมได้เป็น

$$S_{of} = \frac{K_f}{f} (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 (1-\eta)^2 \left[\frac{\beta_1^2}{C_{ox} w_1 l_1} + \frac{\beta_2^2}{C_{ox} w_2 l_2} \frac{\eta^2}{(1-\eta)^2} \right] \quad (4.66)$$

โดยที่

$$(1-\eta)^2 = \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \quad (4.67)$$

แทนค่าเพื่อหาความสัมพันธ์ที่เป็นค่าคงที่ที่อยู่ในรูปของ β (Device Transconductance) เดียวกัน

$$S_{of} = \frac{K_f}{f} (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 \left(\frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right) \left[\mu \frac{\beta_1}{l_1^2} + \mu \frac{\beta_2}{l_2^2} \left(\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_2} + 1 - 2 \sqrt{\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_2}} \right) \right] \quad (4.68)$$

จัดเทอมทั้งหมดให้อยู่ในรูปที่สอดคล้องกันได้เป็น

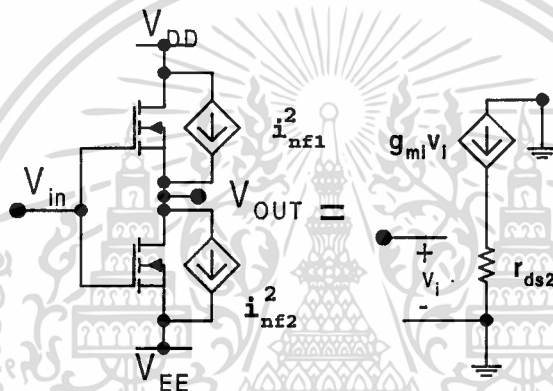
$$S_{of} = \frac{K_f}{f} \mu (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 \left(\frac{\beta_1 \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right) \left[\frac{1}{l_1^2} + \frac{1}{l_2^2} + \left(\frac{\mu \beta_2}{l_2^2} + \frac{\mu \beta_2}{l_2^2} - \frac{2\mu}{l_2^2} \sqrt{\beta_1 \beta_2 + \beta_2^2} \right) \right] \quad (4.69)$$

ลดเทอมจะได้ความสัมพันธ์สุดท้ายได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{of} = \frac{K_f}{f} \mu \left(\frac{\beta_1 \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right) \left[\frac{1}{I_1^2} + \frac{1}{I_2^2} \right] (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 \quad (4.70)$$

เมื่อต้องการพิจารณาเป็นผลรวมของความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนที่ด้านออก สามารถหาได้โดยอาศัยสมการที่ได้ นั่นคือนำผลรวมของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนที่ด้านออกที่ได้ไปคูณกับค่าความต้านทานเอาต์พุต (r_o) ของวงจรทั้งหมด ซึ่งความต้านทานเอาต์พุตจะสามารถหาได้โดยอาศัยแบบจำลองขนาดเล็กได้วงจรเสมือนออกมามีความสัมพันธ์ตามรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แสดงผลของความหนาแน่นกำลังสัญญาณรบกวนกระแสที่ด้านออก พร้อมทั้งแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ต้องการค่า r_o เพื่อใช้คำนวณหาแรงดันสัญญาณรบกวนที่ด้านออก

โดยจะได้ความต้านทานที่เอาต์พุตเป็น

$$r_o = r_2 \parallel \left(\frac{1}{g_{m1}} \right) = \frac{1}{\left(g_{m1} + \frac{1}{r_2} \right)} = \frac{1}{\left[\beta_2 (V_{iQ} - V_{oQ} - V_T) + \beta_1 (V_{iQ} - V_{oQ} - V_T) \right]} \quad (4.71)$$

จัดรูปความสัมพันธ์ให้อยู่ในรูปที่ไม่มีผลของแรงดันเอาต์พุต โดยแทนความสัมพันธ์ตามสมการที่ (4.21) เข้าไปที่สมการที่ (4.71) ได้ความสัมพันธ์เป็น

$$r_o = \frac{1}{[\beta_1 + \beta_2] [1 - \eta] (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)} \quad (4.72)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ผลรวมทั้งหมดของความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนที่ด้านออก [11,12] ได้เป็น

$$v_{out}^2 = |r_o|^2 * i_{onT}^2 \quad (4.73)$$

โดยที่แทนค่าผลรวมทั้งหมดของความหนาแน่นสเปกตรัมของกระแสรบกวนที่ด้านออกทั้งสองส่วนเข้าไปในสมการที่(4.73)จะได้เป็น

$$v_{out}^2 = r_o^2 [i_{onT}^2 + i_{onfT}^2] \quad (4.74)$$

แทนค่าทั้ง2ส่วนจากสมการที่(4.61)และสมการที่(4.70)

$$v_{out}^2 = \frac{1}{[\beta_1 + \beta_2]^2 [1-\eta]^2 (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2} \left(4KT \left[(1-\eta)(V_{iQ} - V_{SS} - V_T) \left(\frac{2}{3} \beta_1 + \beta_2 \right) \right] + \frac{K_f}{f} \mu \left(\frac{\beta_1 \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right) \left[\frac{1}{l_1^2} + \frac{1}{l_2^2} \right] (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)^2 \right) \quad (4.75)$$

แยกเทอมของแต่ละส่วนเพื่อพิจารณาได้เป็น

$$v_{out}^2 = \frac{4KT \left(\frac{2\beta_1}{3} + \beta_2 \right)}{[\beta_1 + \beta_2]^2 [1-\eta] (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)} + \frac{K_f}{f} \mu \beta_1 \left(\frac{1}{\beta_1 + \beta_2} \right)^2 \left[\frac{1}{l_1^2} + \frac{1}{l_2^2} \right] \quad (4.76)$$

จัดรูปให้ในแต่ละเทอมอยู่ในรูปที่สามารถลดทอนได้เป็น

$$v_{out}^2 = \frac{4KT \left(\frac{2\beta_1}{3} + \beta_2 \right)}{[\beta_1 + \beta_2]^2 [1-\eta] (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)} + \frac{K_f}{f} \mu \left(\frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right)^2 \left[\frac{1}{\beta_1 l_1^2} + \frac{1}{\beta_1 l_2^2} \right] \quad (4.77)$$

เป็นสมการที่นำไปใช้ในการวิเคราะห์เป็น

$$v_{outT}^2 = \frac{4KT \left(\frac{2\beta_1}{3} + \beta_2 \right)}{[\beta_1 + \beta_2]^2 [1-\eta] (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)} + \frac{K_f}{f} \mu \left(\frac{\eta^2 (2-\eta)^2}{C_{ox}} \right) \left[\frac{1}{w_1 l_1} + \frac{l_1}{w_1 l_2^2} \right] \quad (4.78)$$

ดังนั้นผลรวมทั้งหมดของความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนที่ด้านอินพุทของตัวลดทอนขนาดสัญญาณจะสามารถหาได้จากการหาผลรวมของความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนที่ด้านออกหารด้วยค่าฟังก์ชันส่งผ่านกำลังสอง ได้เป็น

$$v_{inT}^2 = \frac{v_{outT}^2}{\eta^2} \quad (4.79)$$

โดยที่

$$(v_{od} = \eta v_{id}) \rightarrow v_{od}^2 = |\eta|^2 v_{id}^2 \quad (4.80)$$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์เป็น

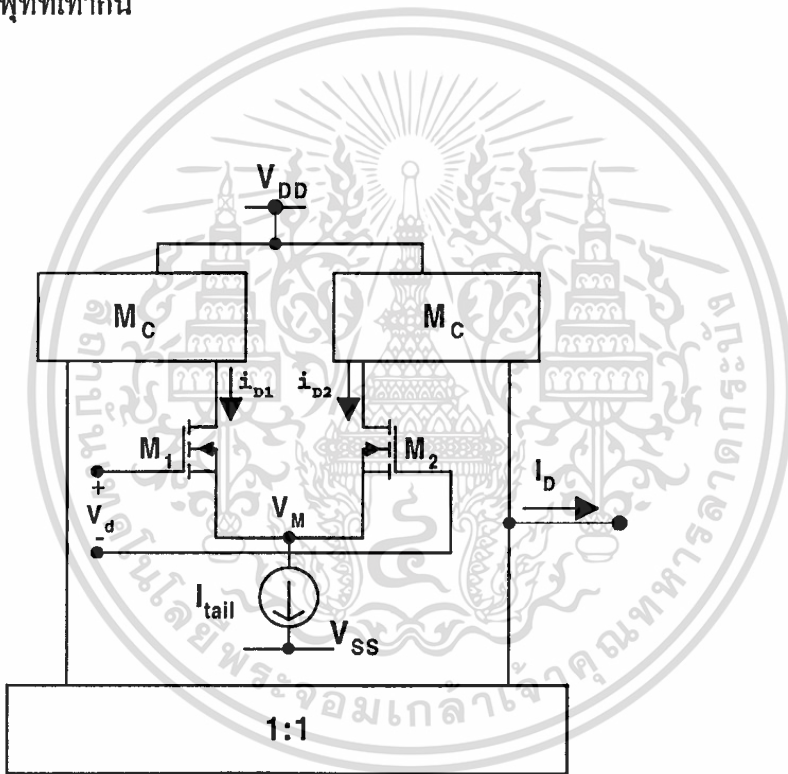
$$v_{inT}^2 = \frac{1}{\eta^2} \frac{4KT \left(\frac{2\beta_1}{3} + \beta_2 \right)}{[\beta_1 + \beta_2]^2 [1-\eta] (V_{iQ} - V_{SS} - V_T)} + \frac{K_f}{f} \mu \left(\frac{(2-\eta)^2}{C_{ox}} \right) \left[\frac{1}{w_1 l_1} + \frac{l_1}{w_1 l_2^2} \right] \quad (4.81)$$

ดังนั้นค่าที่ใช้ในออกแบบที่ $V_{iQ} = 0$ Volt ค่า $\left(\frac{w}{l} \right)_1 = \frac{50}{10}$ และค่า $\left(\frac{w}{l} \right)_2 = \frac{130}{10}$ ได้ค่า η ตามสมการที่(4.20) และ(4.22)ตามลำดับจะได้เป็น 0.15 มีการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันคู่เป็น $V_{DD} = 1.5, V_{SS} = -1.5$ โดยใช้ HP CMOS26G 0.8 micron CMOS Bulk Wafer ที่มีค่า $K' = \mu \frac{C_{ox}}{2} = 52.5 \frac{\mu Amp}{V^2}$ และมี แรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนเป็น 0.82 Volt เมื่อนำคำนวณหาผลของความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนความร้อนที่ด้านออกได้เป็น $38.3 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ ซึ่งมีค่าที่ต่ำพอ

4.4.2 การพิจารณาคุณสมบัติของช่วงพลวัต(Dynamic range)

ในการพิจารณาคุณสมบัติของพลวัต [11] ได้ทำการศึกษาเปรียบเทียบผลลัพธ์ของพลวัตระหว่างวงจรรขยายส่งผ่านความนำ (Transconductance Amplifier ,(TA)) กับวงจรรขยายส่งผ่านความนำที่มีตัวลวดทอนขนาด ซึ่งวงจรรขยายส่งผ่านความนำก็เป็นส่วนต่อไปของงานวิจัยนี้ โดยอาศัยสมมุติฐานที่ว่าภาคอินพุทที่เป็นคู่ขยายความต่างนี้เป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนหลักในวงจร และยังเป็นตัวก่อให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นหลักที่จะเกิดขึ้นใน โครงสร้างทั้ง2แบบ

ในวงจรรขยายส่งผ่านความนำที่ใช้เป็นแบบให้สัญญาณออกด้านเดียวที่มีภาคส่งผ่านความนำอินพุทเป็นแบบคู่ความต่าง ต่อร่วมกับวงจระสะท้อนกระแสชุดดังแสดงในรูปที่4.12 โดยการศึกษาจะทำการหาช่วงพลวัตที่ให้ค่าผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ตามที่กำหนด เมื่อมีสัญญาณรบกวนทางด้านอินพุทที่เท่ากัน



รูปที่ 4.12 วงจรรขยายส่งผ่านความนำพร้อมทั้งวงจระสะท้อนกระแส

กระแสผลต่างที่เกิดขึ้นที่จุดเอาต์พุทที่เป็นผลต่างของกระแสเดรนทั้ง2 ตัวเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$i_D = i_{D1} - i_{D2} \quad (4.82)$$

โดยที่มีกระแสไบอัสเป็นแหล่งจ่ายกระแสมีค่าเป็น

$$i_{tail} = i_{D1} + i_{D2} \quad (4.83)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่แรงดันผลต่างที่ป้อนเข้าที่อินพุทของวงจรถายส่งผ่านความนำเป็น

$$v_D = \left(\frac{v_{D1} - v_{D2}}{2} \right) \quad (4.84)$$

โดยที่แรงดันร่วมที่ป้อนเข้าที่อินพุทของวงจรถายส่งผ่านความนำเป็น

$$v_{cm} = \frac{v_{D1}}{2} + \frac{v_{D2}}{2} \quad (4.85)$$

ทรานซิสเตอร์ในวงจรถายส่งผ่านความนำเป็นทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวจะมีความสัมพันธ์ของกระแสที่เดรนที่ทั้งสองสัมพันธ์กับแรงดันที่จุดต่างเป็นสมการที่(4.86) และ(4.87) ตามลำดับ

$$i_{D1} = \beta_1 \left[\left(\frac{v_{D1}}{2} \right) - (V_M - V_{T1}) \right]^2 \quad (4.86)$$

$$i_{D2} = \beta_2 \left[\left(\frac{v_{D2}}{2} \right) - (V_M - V_{T2}) \right]^2 \quad (4.87)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งสองในวงจรมพวงษ์กันจะได้ว่า

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta; V_{T1} = V_{T2} = V_T \quad (4.88)$$

ดังนั้นกระแสผลต่างที่เอาที่พุท ตามสมการที่(4.82) ได้เป็น

$$i_D = i_{D1} - i_{D2} = \frac{\beta}{2} v_D [2(V_M - V_T)] \quad (4.89)$$

ดังนั้นจากความสัมพันธ์ของกระแสไบอัสตามสมการที่(4.83) ได้เป็นสมการที่(4.90)

$$I_{tail} = i_{D1} + i_{D2} = \beta \left(\frac{v_D^2}{4} + \frac{v_D^2}{4} + 2(V_M + V_T)^2 \right) \quad (4.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปความสัมพันธ์ของแรงดันที่ได้จากการไบอัส กับกระแสไบอัสซึ่งมีความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่(4.91)

$$(V_M + V_T) = \sqrt{\frac{I_{tail}}{2\beta} - \frac{v_D^2}{4}} \quad (4.91)$$

จัดรูปความสัมพันธ์ได้เป็น

$$(V_M + V_T) = \sqrt{\frac{I_{tail}}{2\beta} \left(\sqrt{1 - \frac{\beta v_D^2}{4I_{tail}}} \right)} \quad (4.92)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.92)ลงในสมการที่(4.89) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสผลต่างที่เอาท์พุทเป็น

$$i_d = \beta(V_d) \sqrt{\frac{I_{tail}}{2\beta} \left(\sqrt{1 - \frac{\beta v_D^2}{4I_{tail}}} \right)} \quad (4.93)$$

ดังนั้นความสัมพันธ์ของกระแสไบอัสที่สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{tail} = i_{D1} + i_{D2} = 2\beta((v_{GSQ} - V_T)^2) \quad (4.94)$$

จัดรูปความสัมพันธ์ใหม่ของแรงดันที่ได้จากการไบอัส กับกระแสไบอัสซึ่งมีความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่(4.95)

$$(v_{GSQ} - V_T) = \sqrt{\frac{I_{tail}}{2\beta}} \quad (4.95)$$

ดังนั้นความสัมพันธ์ของค่าส่งผ่านความนำที่จุดไบอัสจะได้เป็นตามสมการที่(4.96)

$$g_{md} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GSQ}} = \beta(v_{GSQ} - V_T) = \beta v_{EB} \quad (4.96)$$

ถ้า $v_{EB} = (v_{GSQ} - V_T)$ เป็นแรงดันไบอัสเกินของทรานซิสเตอร์ภาคอินพุท เมื่อได้ความสัมพันธ์ของค่าส่งผ่านความนำที่จุดไบอัสตามสมการที่(4.96)แล้วแทนลงไปในการสัมพันธ์ของกระแสผลต่างเอาต์พุทในสมการที่(4.93)ได้กระแสผลต่างเอาต์พุทใหม่ดังสมการที่(4.97)

$$i_d = \beta(v_D) \left(v_{GSQ} - V_T \right) \left(\sqrt{1 - \frac{\beta v_D^2}{4I_{tail}}} \right) = g_{md}(v_D) \left(\sqrt{1 - \frac{\beta v_D^2}{4I_{tail}}} \right) \quad (4.97)$$

ดังนั้นถ้าวงจรสะท้อนมีการขยายค่ากระแสผลต่างเป็นค่า M_C เท่าของกระแสผลต่างเอาต์พุทจะได้กระแสที่วงจรสะท้อนกระแสเป็น

$$i'_d = M_C g_{md}(v_D) \left(\sqrt{1 - \frac{\beta v_D^2}{4I_{tail}}} \right) \quad (4.98)$$

ถ้า $\frac{\beta v_D^2}{4I_{tail}} \ll 1$ จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ได้เป็นสมการที่(4.99)

$$\begin{aligned} (1-r)^{1/2}; r \ll 1 \\ (1-r)^{1/2} \cong 1 - \frac{r}{2} \end{aligned} \quad (4.99)$$

ดังนั้นเมื่อนำความสัมพันธ์ในสมการที่(4.99)มาแทนในสมการที่(4.98)เป็น

$$i'_d \cong M_C g_{md}(v_D) \left(1 - \frac{\beta v_D^2}{8I_{tail}} \right) \quad (4.100)$$

ทำการหาผลความถี่รวมทางฮาร์โมนิกที่กระแสด้านเอาต์พุท โดยการพิจารณาป้อนสัญญาณอินพุทที่มีค่าเป็น

$$v_D = v_m \cos(\omega_0 t) \quad (4.101)$$

เมื่อแทนค่าสัญญาณอินพุทเข้าในสมการความสัมพันธ์กระแสเอาต์พุทที่(4.100)จะได้ว่า

$$i'_d = M_c g_{md} (v_m \cos(\omega_0 t)) \left(1 - \frac{\beta (v_m \cos(\omega_0 t))^2}{8I_{tail}} \right) \quad (4.102)$$

ทำการจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$i'_d \equiv M_c g_{md} (v_m) \left(1 \cos(\omega_0 t) - \frac{\beta \cos(\omega_0 t) (v_m \cos(\omega_0 t))^2}{8I_{tail}} \right) \quad (4.103A)$$

$$i'_d \equiv M_c g_{md} (v_m) \left(\cos(\omega_0 t) - \frac{\beta (v_m^2 (\cos(\omega_0 t) \cdot \cos^2(\omega_0 t)))}{8I_{tail}} \right) \quad (4.103B)$$

ทำการแยกเทอมและแทนค่าแรงดันไบอัสเกินตามสมการที่(4.95)ได้เป็น

$$i'_d \equiv M_c g_{md} v_m \left(1 \cos(\omega_0 t) - \frac{v_m^2 \left(\frac{2}{3} \cos(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \cos(3\omega_0 t) \right)}{16v_{EB}^2} \right) \quad (4.104)$$

จัดรูปเพื่อให้สะดวกต่อการนำไปใช้งานได้เป็นสมการที่(4.105)ซึ่งประกอบด้วยเทอมหลักและเทอมที่เป็นผลของฮาร์โมนิกที่3

$$i'_d \equiv M_c g_{md} v_m \left(\cos(\omega_0 t) \left(1 - \frac{v_m^2}{24v_{EB}^2} \right) - \frac{v_m^2 (\cos(3\omega_0 t))}{48v_{EB}^2} \right) \quad (4.105)$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้ พิจารณาค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกส์ที่จะประมาณว่าเป็นผลของฮาร์โมนิกที่3 จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$THD \approx \frac{1}{48} \frac{v_m^2}{v_{EB}^2} \quad (4.106)$$

ดังนั้นจากที่กำหนดตั้งไว้ว่าค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกส์เป็น 1% นั้นจะให้ความสัมพันธ์ว่าเป็น $THD = 1\%$

$$\frac{1}{100} = \frac{1}{48} \frac{v_m^2}{v_{EB}^2} \quad (4.107)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ค่าแรงดันอินพุตสูงสุดที่ทำให้เกิดความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกส์เป็น 1% ได้เป็น

$$v_m \approx 0.7v_{EB} \quad (4.108)$$

จากโครงสร้างของวงจรถยายส่งผ่านแบบธรรมดา ความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนทาง ด้านเข้าที่ได้ตามสมการที่(4.53)และ(4.57) เป็น

$$v_{ni}^2 = 2 \left(\frac{8}{3} KT \frac{1}{g_{md}} + \frac{K_f}{C_{ox} w_d l_d f} \right) \quad (4.109)$$

ผลรวมของแรงดันประสิทธิผล (RMS) ของสัญญาณรบกวนที่พิจารณาทางด้านเข้า สามารถหาได้ โดยการอินทิเกรตความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนทางด้านเข้าตามสมการที่(4.109)ใน ช่วงแถบความถี่ผ่าน $f_i \leq f \leq f_r$ จะได้ผลลัพธ์เป็น

$$\sqrt{\int_{f_i}^{f_r} v_{ni}^2 df} = \sqrt{\left(\int_{f_i}^{f_r} \frac{8}{3} KT \frac{2}{g_{md}} df + \int_{f_i}^{f_r} \frac{2K_f}{C_{ox} w_d l_d f} df \right)} \quad (4.110)$$

ดังนั้นจากค่าส่งผ่านความนำและอัตราขยายของวงจรถยายความต่างเป็น

$$g_{md} = \beta_d v_{EB}; \beta_d = \mu_{ox} C_{ox} \frac{w_d}{l_d}; C_{ox} w_d = \frac{\beta_d l_d}{\mu} \quad (4.111)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ที่ได้จากสมการที่(4.110) และ(4.111)

$$v_{niRMS} = \sqrt{\left(\frac{8}{3} KT \frac{2(f_r - f_i)}{\beta_d v_{EB}} + \frac{2\mu K_f \ln\left(\frac{f_r}{f_i}\right)}{\beta_d l_d^2} \right)} \quad (4.112)$$

ถ้าค่าของพิสัยพลวัต (Dynamic Range ,DR) ถูกกำหนดไว้ว่าเป็นอัตราส่วนของแรงดันประสิทธิ ผล (RMS) ที่สูงที่สุดเทียบกับแรงดันประสิทธิผล (RMS) ของสัญญาณรบกวนที่ทางอินพุต ดัง แสดงในสมการที่(4.113)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$DR = \frac{v_{\max,RMS}}{v_{ni,RMS}} \quad (4.113)$$

ดังนั้นที่ในแถบความถี่ต่ำผ่าน ช่วงพิสัยพลวัตสามารถจะประมาณได้ว่าเป็นดังสมการที่(4.114) เพราะว่าผลของสัญญาณรบกวนแบบหนึ่งส่วนความถี่โดดเด่นกว่ามาก

$$DR = \frac{0.5v_{EB}}{\sqrt{2\left(\frac{K_f \mu}{\beta_d l_d^2}\right) \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}} \quad (4.114)$$

ทำการจัดรูปความสัมพันธ์ได้เป็น

$$DR = 0.5v_{EB} \beta_d^{1/2} l_d \sqrt{\frac{1}{2K_f \mu \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}} \quad (4.115)$$

ที่ช่วงแถบความถี่สูงของช่วงแถบผ่าน จะประมาณได้เป็นดังสมการที่(4.116) เพราะว่าผลของสัญญาณรบกวนแบบหนึ่งส่วนความถี่ลดลงอย่างมากเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น

$$DR = \frac{0.5v_{EB}}{\sqrt{\frac{8}{3} \frac{KT}{\beta_d v_{EB}} (f_r - f_l)}} \quad (4.116)$$

ทำการจัดรูปความสัมพันธ์ได้เป็น

$$DR = \frac{0.5v_{EB}^{3/2} \beta_d^{1/2}}{\sqrt{\frac{16}{3} KT (f_r - f_l)}} \quad (4.117)$$

ทำการวิเคราะห์แบบเดียวกันเพื่อที่จะหาคุณสมบัติการหาช่วงพิสัยพลวัตของโครงสร้างTA ที่ใช้มีวงจรถอดขนาดสัญญาณเป็นส่วนอินพุทก่อนป้อนเข้าสู่ชุดผลต่าง ซึ่งแสดงดังรูปที่4.13 จะเห็นได้ว่าภาคอินพุทของวงจรถายความแตกต่างจะถูกลดทอนขนาดด้วยเฟลคเตอร์ η ก่อนที่จะถูกป้อนเข้าสู่ชุดอินพุทของคู่ความแตกต่างดังสมการความสัมพันธ์ที่แสดงไว้ในสมการที่(4.118)

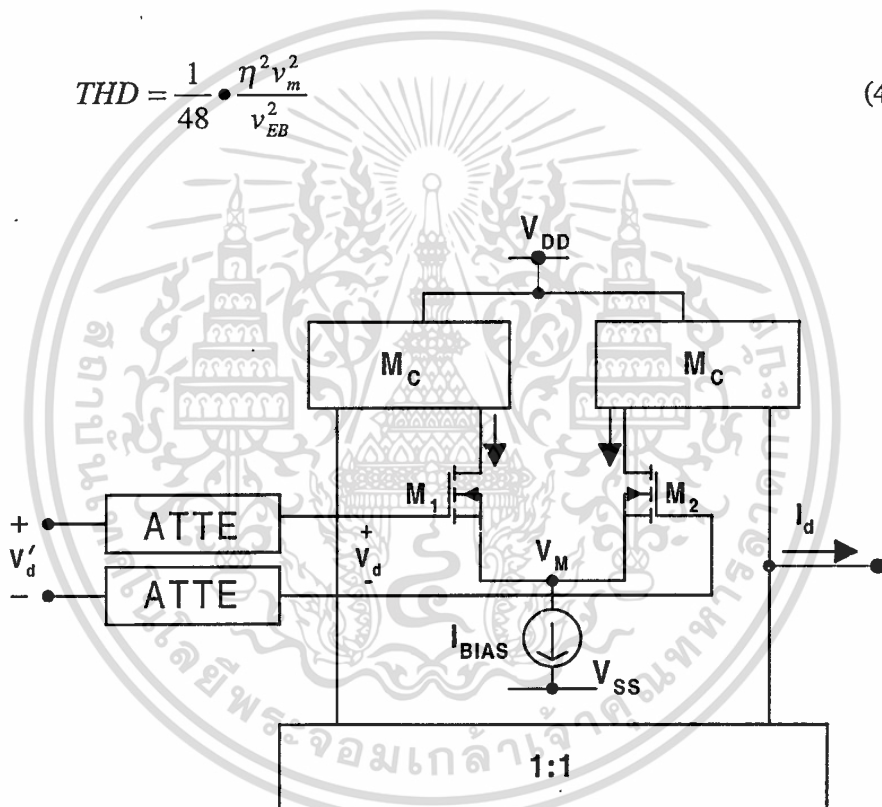
$$v_d = \eta v_d \quad (4.118)$$

ดังนั้นกระแสผลต่างทางด้านเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสจะได้เป็นดังนี้

$$i_d = M_C g_{md} (\eta v_D) \left(1 - \frac{\beta_d \eta^2 v_D^2}{8 I_{tail}} \right) \quad (4.119)$$

จากข้อสมมุติฐานที่ว่าความเพี้ยนรวมทั้งหมดจะเกิดเฉพาะที่ภาคอินพุตของคู่ขยายความแตกต่างเท่านั้นไม่ได้เกิดที่วงจรตอนเลย ดังนั้นสมการที่แสดงความสัมพันธ์ที่ได้จะเป็นดังสมการที่(4.120)

$$THD = \frac{1}{48} \cdot \frac{\eta^2 v_m^2}{v_{EB}^2} \quad (4.120)$$



รูปที่ 4.13 วงจรขยายส่งผ่านความนำที่ประกอบด้วยวงจรตอนขนาดสัญญาณพร้อมทั้งวงจรสะท้อนกระแส

ตามที่กำหนดไว้เพื่อจะทำการเปรียบเทียบให้เหมือนกันทั้ง2วงจรว่าค่าTHDที่เกิดจะประมาณ1% เพื่อหาขนาดของอินพุตที่มากที่สุด ซึ่งในวงจรที่2นั้นจะได้เป็นค่าแรงดันอินพุตที่มากที่สุดเป็น

$$v_{max} = 0.69 \frac{v_{EB}}{\eta} \quad (4.121)$$

โดยที่ $v_{max,RMS}$ คือแรงดันประสิทธิผล (RMS) ทางอินพุตที่มากที่สุดที่จะทำให้เกิด THD ที่แรงดันด้านเอาต์พุตมีค่าเป็น 1% ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนด้านเข้าทั้งหมดเป็น

$$v_{ni}^2 = 2 \left(v_{in(at)}^2 + \frac{v_{in(diff)}^2}{\eta^2} \right) \quad (4.122)$$

โดยที่ $v_{in(diff)}^2$ และ $v_{in(at)}^2$ แทนที่ด้วยความหนาแน่นสเปกตรัมของแรงดันรบกวนทางด้านเข้าของวงจรขยายความต่าง และของวงจรลดทอนขนาดตามลำดับ พบว่าตัวสร้างสัญญาณรบกวนที่เกิดในแบบหลังนี้จะมีการขยายขึ้นมาด้วยค่าเฟคเตอร์ $\frac{1}{\eta^2}$ เท่า ซึ่งก็สามารถที่จะถูกเข้าใจได้ว่า สัญญาณรบกวนหลักที่เกิดขึ้นจะเป็นสัญญาณรบกวนที่อยู่ที่อยู่ขยายความแตกต่าง ดังนั้นพิสัยพลวัตของโครงสร้าง TA ที่มีการลดทอนจะสามารถหาได้เป็น

$$DR \approx \frac{0.5 v_{EB}}{v_{in(diff)}} \quad (4.123)$$

โดยที่ $v_{in(diff)}$ เป็นผลรวมของแรงดันสัญญาณรบกวนแบบ RMS ที่เกิดทางอินพุตในช่วงแถบผ่านจากสมการที่ (4.109) ดังนั้นจะได้ว่าช่วงพิสัยพลวัตของโครงสร้างวงจรส่งผ่านความนำที่มีการลดทอนขนาดสัญญาณจะสามารถประมาณช่วงพิสัยพลวัตได้โดยใช้สมการที่ (4.112) และ โดยสามารถใช้ประมาณค่าสัญญาณรบกวนที่สำหรับช่วงความถี่ต่ำและความถี่สูงได้ตามลำดับ สามารถประมาณช่วงพิสัยพลวัตที่ความถี่ต่ำของโครงสร้างวงจรส่งผ่านความนำที่มีการลดทอนขนาดสัญญาณเป็น

$$DR \approx \frac{0.5 \cdot v_{EB} \beta_d^{1/2} l_d}{\sqrt{2K_f \mu \ln \left(\frac{f_r}{f_l} \right)}} \quad (4.124)$$

สามารถประมาณช่วงพิสัยพลวัตที่ความถี่ต่ำของโครงสร้างวงจรส่งผ่านความนำที่มีการลดทอนขนาดสัญญาณเป็น

$$DR \approx \frac{0.5 v_{EB}^{3/2} \beta_d^{1/2}}{\sqrt{\frac{16}{3} KT (f_r - f_l)}} \quad (4.125)$$

เพื่อที่จะทำการเปรียบเทียบ โครงสร้างทั้ง 2 แบบ จะทำการกำหนดด้วยของแต่ละโครงสร้าง โดย โครงสร้างอย่างง่ายจะประกอบด้วยตัวห้อย A ส่วนในโครงสร้าง TA ที่มีตัวลวดทอนจะประกอบด้วย ตัวห้อย B ดังนั้นอัตราขยายของตัวส่งผ่านความนำทั้งหมดของทั้ง 2 วงจรที่ถูกนำเสนอจะได้เป็นดังนี้ คือ ส่วนโครงสร้าง TA อย่างง่ายได้

$$g_{mA} = M_{CA} g_{mdA} = M_{CA} \beta_{dA} v_{EBA} \quad (4.126)$$

จัดรูปเพื่อนำไปใช้ได้เป็น

$$\beta_{dA} v_{EBA} = g_{mA} / M_{CA} \quad (4.127)$$

ส่วนโครงสร้าง TA ที่มีการลวดทอนจะได้เป็น

$$g_{mB} = M_{CB} g_{mdB} = M_{CB} \beta_{dB} v_{EBB} \quad (4.128)$$

จัดรูปเพื่อนำไปใช้ได้เป็น

$$\beta_{dB} v_{EBB} = g_{mB} / M_{CB} \quad (4.129)$$

ถ้าพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนสีขาวเท่านั้นหรือคิดผลของสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูง จะสามารถจะหาความสัมพันธ์นี้ได้จากสมการที่(4.124) ซึ่งในโครงสร้าง TA อย่างง่าย และ โครงสร้างที่มีวงจรถอดทอนขนาดสัญญาณจะให้ความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นตามสมการที่(4.130)และ(4.131) ตามลำดับ

$$DR_A = \frac{0.5 v_{EBA}^{\frac{3}{2}} \beta_{dA}^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{\frac{16}{3} KT(f_r - f_l)}} \quad (4.130)$$

$$DR_B = \frac{0.5 v_{EBB}^{\frac{3}{2}} \beta_{dB}^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{\frac{16}{3} KT(f_r - f_l)}} \quad (4.131)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นอัตราส่วนของช่วงพิสัยพลวัตของโครงสร้างTAที่มีการลดทอนขนาดสัญญาณต่อโครงสร้างTAอย่างง่ายจะได้เป็นดังสมการที่(4.132)

$$\frac{DR_B}{DR_A} = \frac{v_{EBB} \sqrt{v_{EBB} \beta_{dB}}}{v_{EBA} \sqrt{v_{EBA} \beta_{dA}}} \quad (4.132)$$

สามารถทำการแทนความสัมพันธ์ของสมการที่(4.127) และสมการที่(4.129)ลงในสมการที่(4.132) ทำให้ได้สมการที่(4.133) เป็น

$$\frac{DR_B}{DR_A} = \frac{v_{EBB} \sqrt{g_{mB} M_{CA}}}{v_{EBA} \sqrt{\eta g_{mA} M_{CB}}} \quad (4.133)$$

เช่นเดียวกันจากสมการที่(4.125),(4.127) และ(4.129) จะสามารถพิสูจน์หาช่วงพิสัยพลวัตที่ความถี่ต่ำ โดยจะประมาณได้ว่าจะสามารถจะหาความสัมพันธ์นี้ได้จากสมการที่(4.124) ซึ่งในโครงสร้างTAอย่างง่าย และ โครงสร้างที่มีวงจรลดทอนขนาดสัญญาณจะ ได้ความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นตามสมการที่(4.134A)และ(4.134B)ตามลำดับ

$$DR_A = \frac{0.5 v_{EBA} \beta_{dA}^{\frac{1}{2}} l_d}{\sqrt{2K_f \mu \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}} \quad (4.134A)$$

$$DR_B = \frac{0.5 v_{EBB} \beta_{dB}^{\frac{1}{2}} l_d}{\sqrt{2K_f \mu \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}} \quad (4.134B)$$

อัตราส่วนของช่วงพิสัยพลวัตของ โครงสร้างTAที่มีการลดทอนขนาดสัญญาณต่อ โครงสร้างTAอย่างง่ายจะได้เป็นดังสมการที่(4.135)

$$\frac{DR_B}{DR_A} = \frac{v_{EBB} \beta_{dB}^{\frac{1}{2}}}{v_{EBA} \beta_{dA}^{\frac{1}{2}}} = \sqrt{\frac{v_{EBB} \beta_{dB}}{v_{EBA} \beta_{dA}}} \quad (4.135)$$

สามารถทำการแทนความสัมพันธ์ของสมการที่(4.127) และสมการที่(4.129)ลงในสมการที่(4.135) ทำให้ได้สมการที่(4.136) เป็น

$$\frac{DR_B}{DR_A} = \sqrt{\frac{v_{EBB}}{v_{EBA}}} \sqrt{\frac{g_{mB} M_{CA}}{\eta g_{mA} M_{CB}}} \quad (4.136)$$

จากค่าอัตราขยายของวงจรส่งผ่านความนำทั้งหมด(Overall Transconductance Gain)และค่าแรงดันไบอัสเกิน(Excess Bias Voltage)ที่กำหนดตั้งไว้นั้น พบว่าความสัมพันธ์ของสมการที่(4.132) และ (4.136) นั้นพบว่าช่วงพิสัยพลวัตในโครงสร้าง TAที่มีการลดทอนขนาดจะถูกปรับปรุงด้วยค่าเฟคเตอร์เป็น $\sqrt{1/\eta}$ เท่าของโครงสร้างTAอย่างง่าย โดยที่ยังกำหนดให้อัตราขยายของตัวสะท้อนกระแสทั้งสองยังมีค่าคงที่เท่ากันอยู่

ทำการเปรียบเทียบระหว่างกันอีกครั้งหนึ่ง โดยทำการพิจารณาหาค่าผลการใช้กำลังงาน (Power consumption) ในโครงสร้างTAทั้ง2แบบ โดยอยู่บนพื้นฐานที่ว่ากำหนดให้ค่าผลการใช้กำลังงานทั้ง2มีค่าเท่ากัน โดยตั้งสมมุติฐานที่ว่าในตัวลดทอนขนาดมีผลการใช้กำลังงานที่ต่ำมากจนไม่ได้คิดผลการใช้กำลังงานนั้น ดังนั้นทั้ง2โครงสร้างที่มีผลการใช้กำลังงานประมาณได้ว่า

$$P = (V_{DD} - V_{SS}) \cdot I_O \quad (4.137)$$

โดยที่ คือกระแสทั้งหมดที่เกิดขึ้นซึ่งประกอบด้วย2ส่วนคือกระแสในส่วนวงจรส่งผ่านความนำและส่วนของวงจรสะท้อนกระแสดังแสดงไว้ในสมการที่(4.138)

$$I_O = I_{tail} + I_M = I_{tail} (1 + M_C) \quad (4.138)$$

ดังนั้นเมื่อแทนความสัมพันธ์ของกระแสผลต่างตามสมการที่(4.94) และ(4.126)

$$P = (V_{DD} - V_{SS}) (1 + M_C) \beta_d v_{EB}^2 \quad (4.139)$$

จากสมการ (4.116)และ (4.130) สามารถจะใช้อธิบายพิสัยพลวัตที่ย่านความถี่สูงในโครงสร้าง TA อย่างง่าย ซึ่งทำการพิจารณาในเทอมของ ค่าส่งผ่านความนำ ค่าอัตราขยายของวงจรสะท้อน และผลการใช้กำลังงานได้เป็นดังสมการ

$$DR_A = \frac{0.5v_{EBA}^2 \beta_{dA}^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{\frac{16}{3}KT(f_r - f_l)}} \quad (4.140)$$

$$\therefore \beta_{dA} v_{EBA}^2 = \frac{P}{[(V_{DD} - V_{SS})(1 + M_C)]}$$

ดังนั้นจัดรูปเพื่อที่จะแทนค่าอย่างง่ายได้เป็น

$$DR_A = \frac{0.5v_{EBA}^2 \beta_{dA}}{\sqrt{v_{EBA} \beta_{dA}} \sqrt{\frac{16}{3}KT(f_r - f_l)}} \quad (4.141)$$

แทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.140)ลงในสมการที่(4.141) ได้เป็น

$$DR_A = \frac{0.5}{\sqrt{\frac{16}{3}KT(f_r - f_l)}} \frac{P_A}{(V_{DD} - V_{SS})(1 + M_C)} \sqrt{\frac{M_C}{g_{mA}}} \quad (4.142A)$$

หรือ

$$DR_A = \frac{0.5}{\sqrt{\frac{16}{3}KT(f_r - f_l)}} \frac{P_A}{(V_{DD} - V_{SS}) \left(\frac{1}{\sqrt{M_C}} + \sqrt{M_C} \right)} \sqrt{\frac{1}{g_{mA}}} \quad (4.142B)$$

หรือ

$$DR_A = \frac{0.22P_A}{(V_{DD} - V_{SS}) \left(\frac{1}{\sqrt{M_C}} + \sqrt{M_C} \right) \sqrt{g_{mA}KT(f_r - f_l)}} \quad (4.142C)$$

เช่นเดียวกัน สำหรับ โครงสร้างTAที่มีการลดทอนขนาดสัญญาณนั้น เมื่อทำการอธิบายพิสัยพลวัตที่ ย่านความถี่สูง จากความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.130)ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$DR_B = \frac{0.5v_{EBB}^2 \beta_{dB}^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{\frac{16}{3}KT(f_r - f_l)}}$$

และ

$$\therefore \beta_d v_{EBB}^2 = \frac{P_B}{[(V_{DD} - V_{SS})(1 + M_C)]} \quad (4.143)$$

ดังนั้นจัดรูปเพื่อที่จะแทนค่าอย่างง่ายได้เป็น

$$DR_B = \frac{0.5v_{EBB}^2 \beta_{dB}}{\sqrt{v_{EBB} \beta_{dB}} \sqrt{\frac{16}{3}KT(f_r - f_l)}} \quad (4.144)$$

แทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.143)ลงในสมการที่(4.144) ได้เป็น

$$DR_B = \frac{0.5}{\sqrt{\frac{16}{3}KT(f_r - f_l)}} \frac{P_B}{(V_{DD} - V_{SS}) \left(\frac{1}{\sqrt{M_C}} + \sqrt{M_C} \right)} \sqrt{\frac{1}{g_{mB}}} \quad (4.145A)$$

หรือ

$$DR_B = \frac{0.22\sqrt{\eta}P_B}{(V_{DD} - V_{SS}) \left(\frac{1}{\sqrt{M_C}} + \sqrt{M_C} \right) \sqrt{g_{mB}KT(f_r - f_l)}} \quad (4.145B)$$

ดังนั้นเมื่อทำการพิจารณาสัญญาณรบกวนอันเนื่องจากสัญญาณฟีกเกอร์ ซึ่งจะส่งผลออกมาในช่วงความถี่ต่ำ สามารถพิจารณาได้ตามความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.124) โดยที่พิจารณาในโครงสร้าง TAอย่างง่าย ซึ่งทำการพิจารณาในเทอมของ ค่าส่งผ่านความนำ ค่าอัตราขยายของวงจรถะท้อน และผลการใช้กำลังงานได้เป็นดังสมการที่(4.134A)คือ

$$DR_A = \frac{0.5v_{EBA} \beta_{dA}^{\frac{1}{2}} l_{dA}}{\sqrt{2K_f \mu \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}}$$

แทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.140)ลงในสมการที่(4.134) ได้เป็น

$$DR_A = \frac{0.5\sqrt{P_A} l_{dA}}{\sqrt{2(V_{DD} - V_{SS})(1 + M_C)K_f \mu \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}} \quad (4.146)$$

เช่นเดียวกัน สำหรับ โครงสร้างTAที่มีการลดทอนขนาดสัญญาณนั้น เมื่อทำการอธิบายพิสัยพลวัตที่ ย่านความถี่ต่ำ จากความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.134B)ได้

$$DR_B = \frac{0.5v_{EBB} \beta_{dB}^{\frac{1}{2}} l_{dB}}{\sqrt{2K_f \mu \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}}$$

แทนความสัมพันธ์ตามสมการที่(4.143)ลงในสมการที่(4.134) ได้เป็น

$$DR_B = \frac{0.5\sqrt{P_B} l_{dB}}{\sqrt{2(V_{DD} - V_{SS})(1 + M_C)K_f \mu \ln\left(\frac{f_r}{f_l}\right)}} \quad (4.147)$$

ในกรณีที่สนใจเฉพาะช่วงพิสัยพลวัตเป็นหลัก โดยอาศัยตามค่าอัตราขยายส่งผ่านความนำและกำลัง สัญเสียที่กำหนดตั้งไว้ให้เท่ากันทั้ง2วงจรนั้น พบว่าถ้าเมื่ออัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสมีค่า เป็น 1 จะทำให้เกิดช่วงพิสัยพลวัตที่มากที่สุด และจากค่าที่กำหนดตั้งไว้ให้เท่ากันนั้นจะได้ว่าช่วง พิสัยพลวัตของ โครงสร้างTAที่มีการลดทอนขนาดจะถูกลดลง $\sqrt{\eta}$ เท่าจาก โครงสร้างTAธรรมดา แต่ในช่วงความถี่สูงซึ่งเป็นผลของสัญญาณรบกวนขาว แต่ที่ความถี่ต่ำพบว่าทั้ง2 โครงสร้างจะมีคุณสมบัติช่วงพิสัยพลวัตที่เหมือนกัน

4.4.3 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท

หัวข้อต่อไปจะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรลดทอนขนาดที่ใช้มอสเฟต2ตัวทำงาน ในย่านอิมิตัวและย่านไทรโอดตามลำดับโดยพิจารณาความทานด้านอินพุท(Input Resistance)

[13] ความต้านทานทางเอาต์พุท (Output Resistance) และความถี่ปฏิบัติงาน (Frequency Response)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้จะใช้แบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) ตามที่กล่าวไว้แล้วในบทก่อนหน้า

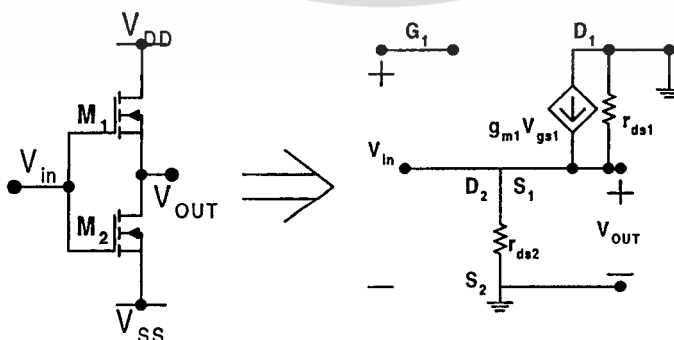
เมื่อพิจารณาโครงสร้างมอสเฟตพบว่า ไม่มีกระแสไหลเข้าที่เกต ด้วยเหตุผลเนื่องจากกระแสเกตถูกกันไว้ด้วย Energy barrier จำนวนมากที่เกิดขึ้นระหว่าง Oxide กับแต่ละ electrode และ Oxide มีสภาพใกล้เคียงเป็นฉนวนที่สมบูรณ์ซึ่งที่ใช้นามากก็คือ SiO_2 ที่มีสภาพนำไฟฟ้าที่มีขอบเขตค่าหนึ่งโดยจะยอมให้มีกระแสเล็กน้อยค่าหนึ่งไหลผ่านได้ แต่สภาพความต้านทานไฟฟ้าของอ็อกไซด์ (Oxide Resistivity ρ_{ox}) อยู่ในช่วง 10^{18} - $10^{20} \Omega\text{-cm}$ ทำให้สามารถคำนวณความต้านทานไฟฟ้าของอ็อกไซด์ ได้โดยใช้สูตรความต้านทานไฟฟ้าตามสมการที่(3.105)

เมื่อให้ความหนาของอ็อกไซด์ (Oxide Thickness : t_{ox}) เท่ากับ 1000 \AA และพื้นที่หน้าตัดอิเล็กทรอนิกส์โทโรลโลหะ(A)เท่ากับ 10^{-3} cm^2 จะได้ความต้านทานที่อินพุทของตัวมอสเฟตสูงมากอยู่ในช่วง 10^{16} - $10^{18} \Omega$ นั่นเอง ตามเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นจึงทำให้อินพุทของวงจรถอดทอนขนาดที่ใช้มอสเฟตทั้งในย่านอิมิตัวและย่านไทรโอดมีค่าความต้านทานทางอินพุทที่สูงมาก

4.4.4 การวิเคราะห์ค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุท

ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรถอดทอนขนาดที่ใช้มอสเฟต 2 ตัวทำงานในย่านอิมิตัวและย่านไทรโอดตามลำดับโดยพิจารณา ความต้านทานทางเอาต์พุท (Output Resistance) ซึ่งคุณสมบัตินี้จะใช้แบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานที่สัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำ (Low frequency Small Signal Model)ตามที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 ทำให้สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือนโดยใช้แบบจำลองดังกล่าวได้ดังรูปที่ 4.14 โดยกำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_T$ ที่ M1ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวจะมีขอบเขตเป็น $0 < v_{GS1} - V_T < v_{DS1}$ ได้เป็น

$$0 < v_i - v_o - V_T < V_{DD} - v_o$$



รูปที่ 4.14 วงจรถอดทอนที่ใช้และแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำ

โดยที่ความสัมพันธ์ของกระแสครนและแรงดันไบอัสเป็นไปตามสมการคือ

$$i_D = K_1 \left(\frac{w}{l} \right)_1 (v_{GS} - V_T)^2$$

ที่มีค่าส่งผ่านความนำเป็น

$$g_{m1} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)^0 = K_1 \left(\frac{w}{l} \right)_1 (v_{GS} - V_T)$$

ที่ M2ทำงานอยู่ในย่านไทรโอดจะมีขอบเขตเป็น $0 < v_{DS2} \leq v_{GS} - V_T$ ได้เป็น

$$0 < v_o - V_{SS} \leq v_i - V_{SS} - V_T$$

โดยที่ความสัมพันธ์ของกระแสครนและแรงดันไบอัสเป็นไปตามสมการคือ

$$i_D = K_2 \left(\frac{w}{l} \right)_2 \left(v_{GS2} - V_T - \left(\frac{v_{DS2}}{2} \right) \right) (v_{DS2})$$

ซึ่งสามารถหาเป็นความสัมพันธ์ของความต้านทานระหว่างครนกับชอร์ท ณ ที่จุดไบอัสได้เป็นไปตามสมการที่(4.148)

$$\frac{1}{r_{DS2}} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS2}} \right)^0 = K_2 \left(\frac{w}{l} \right)_2 (v_i - V_{SS} - V_T) \quad (4.148)$$

ดังนั้นสามารถที่จะทำการหาความต้านทานทางเอาต์พุทของวงจรมีโดยทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันเข้าทางด้านเอาต์พุทของวงจร แล้วทำการต่อทางอินพุทลงกรานด์ ตามรูปที่4.15 ดังนั้นจะได้ว่า

$$v_{GS1} = v_{in} - v_{out}$$

$$v_{in} = 0$$

ดังนั้นแรงดันครนคร่อมแหล่งจ่ายกระแสมีค่าเป็น $-v_{out}$ จะได้เป็นความนำที่ต่อคร่อมระหว่างครนกับชอร์ทมีค่าเป็น

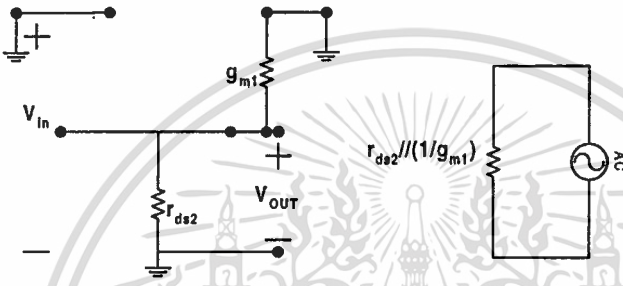
$$g_{m1} = \frac{g_{m1}(-v_{out})}{(-v_{out})} \quad (4.149)$$

ส่วนค่าความต้านทานระหว่างครนกับชอร์ทได้เป็น

$$r_{DS1} = \left(\frac{\lambda i_D}{1 + \lambda v_{GS1}} \right)^{-1} = \alpha (\because \lambda = 0) \quad (4.150)$$

ดังนั้นความต้านทานทางด้านเอาต์พุตรวมของ m_1 ได้เป็น

$$r_{O1} = \left(r_{DS1} \parallel \frac{1}{g_{m1}} \right) \approx \frac{1}{g_{m1}} \quad (4.151)$$



รูปที่ 4.15 แบบจำลองเพื่อทำการหาความต้านทานทางด้านเอาต์พุต

ดังนั้นเมื่อพิจารณาหาค่าความต้านทานรวมทั้งวงจรได้เป็น

$$r_{OR} = \left(r_{DS2} \parallel \left(\frac{1}{g_{m1}} \right) \right) \quad (4.152)$$

เมื่อแทนความสัมพันธ์ของ r_{DS2} และ g_{m1} สมการที่ (4.148) และ (4.151) ตามลำดับได้เป็น

$$r_{OR} = \frac{1}{\left[K_2 \left(\frac{w}{l} \right)_2 (v_i - V_{SS} - V_T) + K_1 \left(\frac{w}{l} \right)_1 (v_i - v_o - V_T) \right]} \quad (4.153)$$

โดยที่แทนความสัมพันธ์ที่ไม่คิดในรูปแรงดันเอาต์พุตโดยแทนความสัมพันธ์ของความต้านทานเอาต์พุตตามสมการที่(4.153)ได้เป็น

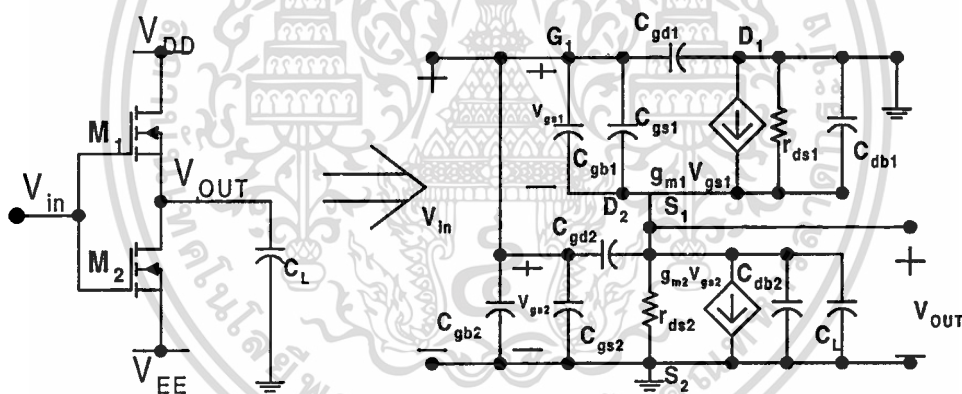
$$r_{OR} = \frac{1}{[(\beta_1 + \beta_2)(1 - \eta)(v_i - V_{SS} - V_T)]} \quad (4.154)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่เอากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.5 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรสวิตชิ่งที่มีมอสเฟตทำงานย่านอิมิตัวและย่านไทรโอดทำการพิจารณาโดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่รวมผลของค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นในตัวมอสเฟตร่วมพิจารณาด้วย แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง (High Frequency Small Signal Model) ในการทำงานของมอสเฟตในช่วงอิมิตัวนั้น $V_{DS} > V_{DS,SAT}$ จะทำให้ผลของแชนแนลขยายไม่ถึงแคโรนและแชนแนลจะ pinched off ด้วย ดังนั้นความจุไฟฟ้าจากเกตไปยังแชนแนลที่มองระหว่างขาเกตไปยังขาแคโรนคือ C_{GD} นั้นมีค่าน้อย ขณะเดียวกันที่ซอร์ทยังคงเชื่อมกับแชนแนลอยู่จึงยังมีผลของ C_{GS} ปรากฏอยู่ ส่วนในการทำงานย่านอิมิตัวจะทำการพิจารณาผลของค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในแชนแนลกับที่ส่งไปยังซอร์ทและแคโรน ซึ่งทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าเป็น C_{GS} และ C_{GD} ตามลำดับ โดยอาศัยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง ดังที่กล่าวไว้แล้วจะได้วงจรเสมือนดังรูปที่ 4.16

ดังนั้นเมื่อนำความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างๆ ตามที่ได้กล่าวถึงแล้วในส่วนของแบบจำลองได้ดังแสดงไว้ โดยที่ m_1 ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวจะมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้เป็น



รูปที่ 4.16 วงจรและวงจรเสมือนที่ได้เพื่อใช้ในการพิจารณาหาความถี่ปฏิบัติงาน

$$C_{gs1} = \frac{2}{3} w_1 l_1 C_{ox}$$

$$C_{gd1} = w_1 l_{ov} C_{ox}$$

$$g_{m1} = \mu_n C_{ox} \left(\frac{w}{l} \right)_1 (v_{GS1} - V_T)$$

$$r_{DS1} = \left(1 + \lambda v_{DS1} / \lambda i_D \right)$$

$$C_{DB1} = A_D C_{PN} (v_{DB1})$$

$$C_{GB1} = \frac{\frac{1}{3} w_1 (l - l_{ov}) C_{ox} C_{PN} (v_{DB})}{C_{ox} + C_{PN} v_{GB}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนทรานซิสเตอร์ M2 ทำงานที่อยู่ในย่านไทรโอดจะมีพารามิเตอร์ต่างๆที่ต้องใช้เป็น

$$C_{gs2} = w_2 C_{OX} \left(l_{ov} + \frac{1}{2} l_2' \right)$$

$$C_{gd2} = w_2 C_{OX} \left(l_{ov} + \frac{1}{2} l_2' \right)$$

$$g_{m2} = \mu_n C_{OX} \left(\frac{w}{l} \right)_2 (v_{DS2})$$

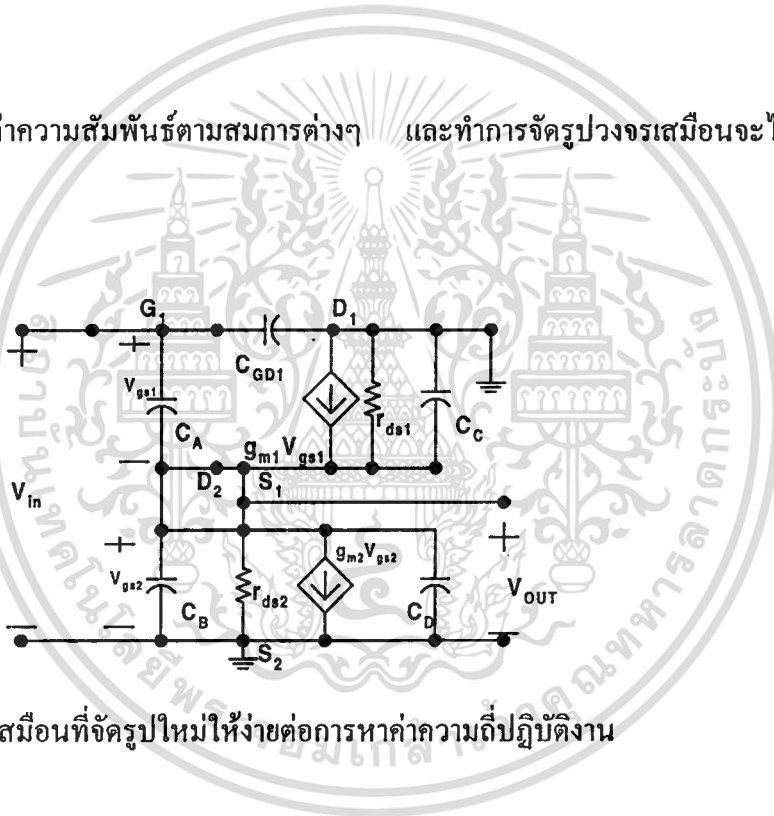
$$r_{DS2} = \left(1 + \lambda v_{DS2} / \lambda i_D \right)$$

$$C_{DB1} = \left(A_D + \frac{1}{2} w_2 l_2' \right) C_{PN} (v_{DB2})$$

$$C_{GB2} = 0$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าความสัมพันธ์ตามสมการต่างๆ และทำการจัดรูปวงจรเสมือนจะได้เป็นดังรูปที่

4.17



รูปที่ 4.17 วงจรเสมือนที่จัดรูปใหม่ให้ง่ายต่อการหาค่าความถี่ปฏิบัติการ

โดยที่

$$C_A = C_{gs1} // C_{gb1} // C_{gd2} \quad (4.155)$$

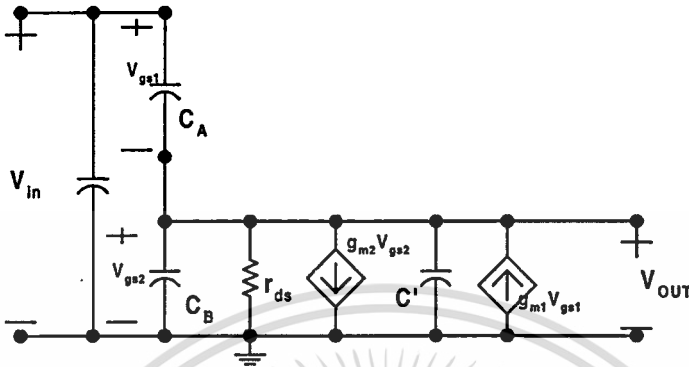
$$C_B = C_{gs2} // C_{gb2} \quad (4.156)$$

$$C_C = C_{db1} \quad (4.157)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_d = r_{ds1} // r_{ds2} \quad (4.158)$$

จัดการรวมผลต่างๆและจัดรูปเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ได้เป็นดังรูปที่4.18



รูปที่ 4.18 วงจรที่จัดให้อยู่ในรูปที่ง่ายขึ้นและใช้ในการวิเคราะห์

ทำการหาค่าความสัมพันธ์ที่โนดเอาต์พุต ได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\frac{v_{out} - v_{in}}{1/sC_A} + \frac{v_{out}}{1/sC_B} + g_{m2}v_{GS2} - g_{m1}v_{GS1} + \frac{v_{out}}{r_d} + \frac{v_{out}}{1/sC_D} = 0 \quad (4.159)$$

โดยที่ $v_{GS1} = v_{in} - v_{out}$

และ $v_{GS2} = v_{out}$

จัดสมการใหม่ได้เป็น

$$v_{out} \left[s(C_A + C_B + C_D) + \left(g_{m1} + g_{m2} + \frac{1}{r_D} \right) \right] = (sC_A + g_{m1})v_{in} \quad (4.160)$$

จัดให้อยู่ในรูปความสัมพันธ์ของฟังก์ชันส่งผ่านได้เป็น

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{(sC_A + g_{m1})}{\left[s(C_A + C_B + C_D) + \left(g_{m1} + g_{m2} + \frac{1}{r_d} \right) \right]} \quad (4.161)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ที่ได้จะมีค่า Zero อยู่ที่ $s = \frac{g_{m1}}{C_A}$

และมีค่าของ pole อยู่ที่ตำแหน่ง $s = \frac{\left(g_{m1} + g_{m2} + \frac{1}{r_d} \right)}{(C_A + C_B + C_D)}$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากตารางที่ 4.1 ลงในสมการจะได้ค่าโพลหลักที่เป็นตัวกำหนดค่าความถี่ตัดได้ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์

4.5 ผลการทดสอบและเปรียบเทียบ

ผลการทดสอบวงจรโดยการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE จากวงจรที่ได้ ออกแบบไว้ตามรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 โดยมีค่าความกว้างและความยาวของมอสเฟตที่กำหนดไว้ตามตารางที่ A1 ได้พบว่าเมื่อทำการจำลองการทำงานของวงจรลดทอนขนาดสัญญาณด้วยโปรแกรม HSPICE เมื่อพิจารณาผลของการไบอัสที่เกิดขึ้น โดยทดสอบวงจรปรากฏผลของการไบอัสได้พารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟตเป็นไปตามตารางที่ 4.1 พบว่าทรานซิสเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้สามารถทำงานอยู่ในย่านที่ต้องการออกแบบไว้ตลอด โดยมีค่าอัตราลดทอนขนาดของสัญญาณมีค่าเป็นตามสมการที่(4.40) และสมการที่(4.41)ปรากฏว่าค่าลดทอนนั้นมีค่าเท่ากับ 0.552 เท่า

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟตที่เกิดจากการไบอัสวงจรลดทอนขนาดสัญญาณทั้งหมดด้วยโปรแกรม HSPICE

Element	0:m1	0:m2	0:m3	0:m4	0:mi1	0:mi2
model	0:pch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l
id	-1.98E-06	1.98E-06	1.98E-06	1.98E-06	1.98E-06	1.98E-06
ibs	4.67E-20	-7.54E-20	-7.54E-20	-7.54E-20	-7.55E-20	-7.55E-20
ibd	9.29E-15	-6.91E-15	-6.91E-15	-6.91E-15	-7.84E-15	-7.75E-15
vgs	-9.29E-01	6.91E-01	6.91E-01	6.91E-01	6.91E-01	6.91E-01
vds	-9.29E-01	6.91E-01	6.91E-01	6.91E-01	7.84E-01	7.75E-01
vbs	0	0	0	0	0	0
vth	-9.12E-01	6.89E-01	6.89E-01	6.89E-01	6.89E-01	6.89E-01
vdsat	-1.36E-02	9.23E-04	9.23E-04	9.23E-04	9.50E-04	9.48E-04
beta	1.44E-03	1.12E-03	1.12E-03	1.12E-03	1.12E-03	1.12E-03
gam eff	5.96E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01
gm	3.96E-05	3.11E-05	3.11E-05	3.11E-05	3.12E-05	3.12E-05
gds	5.28E-09	1.23E-08	1.23E-08	1.23E-08	1.23E-08	1.23E-08
gmb	1.29E-05	1.44E-05	1.44E-05	1.44E-05	1.44E-05	1.44E-05
cdtot	5.85E-13	1.39E-13	1.39E-13	1.39E-13	1.36E-13	1.36E-13
cgtot	5.29E-12	1.42E-12	1.42E-12	1.42E-12	1.42E-12	1.42E-12
cstot	4.83E-12	1.38E-12	1.38E-12	1.38E-12	1.38E-12	1.38E-12
cbtot	4.54E-12	1.28E-12	1.28E-12	1.28E-12	1.28E-12	1.28E-12
cgs	3.50E-12	1.02E-12	1.02E-12	1.02E-12	1.02E-12	1.02E-12
cgd	9.71E-14	1.87E-14	1.87E-14	1.87E-14	1.87E-14	1.87E-14

ตารางที่ 4.1(ต่อ)

Element	0:ma1	0:ma2	0:md1	0:mc1	0:mp1	0:mb1
model	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:pch.w30l	0:nch.w30l	0:pch.w30l	0:nch.w30l
id	7.77E-07	7.77E-07	-1.98E-06	7.77E-07	-1.98E-06	1.45E-06
ibs	-5.95E-20	-2.28E-20	4.68E-20	-2.02E-19	4.68E-20	-1.11E-19
ibd	-2.23E-14	-1.26E-16	9.19E-15	-7.62E-15	1.30E-14	-2.17E-14
vgs	6.75E-01	6.88E-01	-9.29E-01	7.62E-01	-9.29E-01	7.16E-01
vds	2.23E+00	1.26E-02	-9.19E-01	7.62E-01	-1.30E+00	2.17E+00
vbs	0	0	0	0	0	0
vth	6.89E-01	6.90E-01	-9.12E-01	6.89E-01	-9.12E-01	6.89E-01
vdsat	4.59E-02	4.24E-02	-1.37E-02	5.50E-02	-1.36E-02	2.03E-02
beta	5.58E-04	1.29E-03	1.44E-03	1.63E-04	1.45E-03	5.56E-04
gam eff	8.39E-01	8.39E-01	5.96E-01	8.39E-01	5.96E-01	8.39E-01
gmf	1.30E-05	8.38E-06	3.97E-05	9.35E-06	3.97E-05	2.06E-05
gds	5.33E-09	6.11E-05	5.44E-09	3.78E-09	1.62E-09	8.38E-09
gmb	6.01E-06	3.87E-06	1.29E-05	4.27E-06	1.29E-05	9.47E-06
cdtot	5.61E-14	2.24E-13	5.86E-13	2.15E-14	5.51E-13	5.63E-14
cgtot	1.89E-14	4.93E-14	5.29E-12	2.08E-13	5.29E-12	7.05E-13
cstot	8.72E-14	2.25E-13	4.83E-12	2.04E-13	4.83E-12	6.87E-13
cbtot	6.24E-13	1.71E-12	4.54E-12	1.90E-13	4.50E-12	6.25E-13
cgs	-4.90E-13	-1.28E-12	3.50E-12	1.50E-13	3.50E-12	5.09E-13
cgd	9.56E-15	2.50E-14	9.71E-14	2.74E-15	9.71E-14	9.29E-15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1(ต่อ)

Element	0:mb2	0:md2	0:mc2	0:mp2	0:ma11	0:ma12
model	0:nch.w30l	0:pch.w30l	0:nch.w30l	0:pch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l
id	1.45E-06	-1.98E-06	1.45E-06	-1.98E-06	1.08E-06	1.08E-06
ibs	-4.24E-20	4.68E-20	-3.76E-19	4.68E-20	-8.24E-20	-3.15E-20
ibd	-1.56E-16	9.88E-15	-8.19E-15	1.24E-14	-2.20E-14	-1.41E-16
vgs	7.31E-01	-9.29E-01	8.19E-01	-9.29E-01	6.96E-01	7.10E-01
vds	1.56E-02	-9.88E-01	8.19E-01	-1.24E+00	2.20E+00	1.41E-02
vbs	0	0	0	0	0	0
vth	6.90E-01	-9.12E-01	6.89E-01	-9.12E-01	6.89E-01	6.90E-01
vdsat	3.15E-02	-1.37E-02	9.78E-02	-1.36E-02	5.20E-03	1.52E-02
beta	1.28E-03	1.44E-03	1.63E-04	1.45E-03	5.56E-04	1.29E-03
gam eff	8.39E-01	5.96E-01	8.39E-01	5.96E-01	8.39E-01	8.39E-01
gm	1.23E-05	3.97E-05	1.45E-05	3.97E-05	1.66E-05	1.02E-05
gd _s	9.03E-05	4.39E-09	6.80E-09	1.97E-09	6.77E-09	7.53E-05
gmb	5.65E-06	1.29E-05	6.55E-06	1.29E-05	7.63E-06	4.72E-06
cdtot	1.16E-12	5.79E-13	2.12E-14	5.56E-13	5.61E-14	4.67E-13
cgtot	2.64E-12	5.29E-12	2.08E-13	5.29E-12	7.05E-13	2.07E-12
cstot	1.73E-12	4.83E-12	2.04E-13	4.83E-12	6.87E-13	1.80E-12
cbtot	1.70E-12	4.53E-12	1.90E-13	4.51E-12	6.24E-13	1.70E-12
cgs	1.17E-12	3.50E-12	1.50E-13	3.50E-12	5.09E-13	1.35E-12
cgd	1.35E-12	9.71E-14	2.74E-15	9.71E-14	9.29E-15	3.38E-13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1(ต่อ)

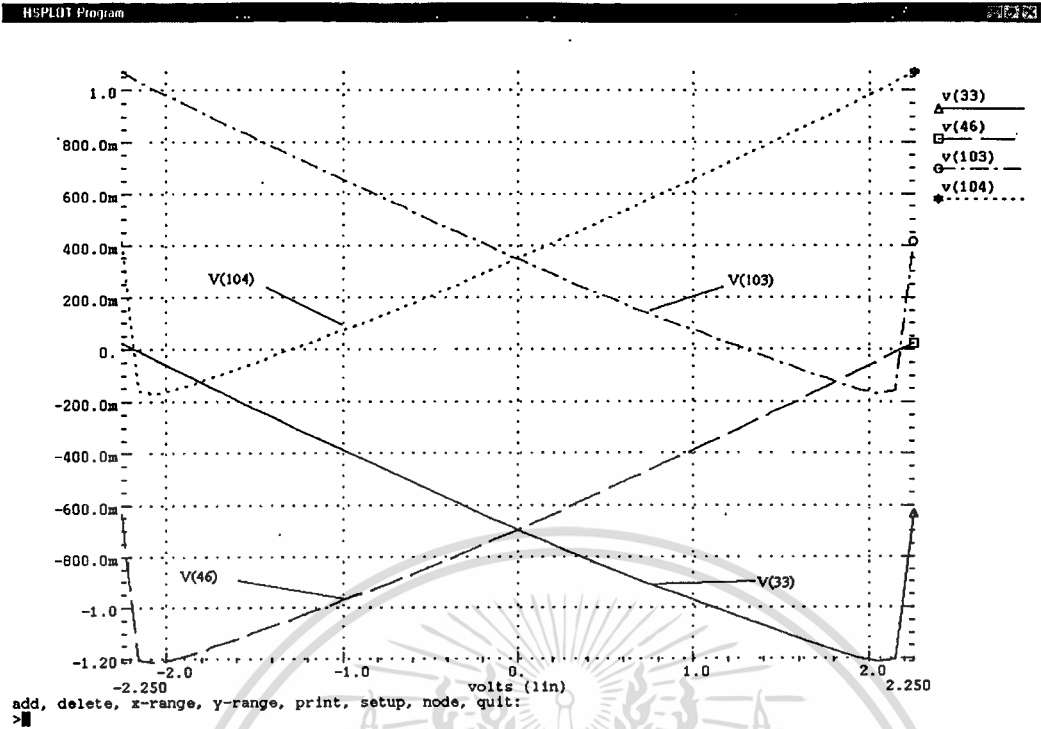
Element	0:md3	0:mc3	0:mi3	0:mp3	0:mb11	0:mb12
model	0:pch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:pch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l
id	-1.98E-06	1.08E-06	1.98E-06	-1.98E-06	1.08E-06	1.08E-06
ibs	2.83E-19	-2.80E-19	-7.55E-20	4.68E-20	-8.24E-20	-3.15E-20
ibd	1.09E-14	-7.90E-15	-7.59E-15	1.15E-14	-2.20E-14	-1.41E-16
vgs	-1.05E+00	7.90E-01	6.91E-01	-9.29E-01	6.96E-01	7.10E-01
vds	-1.09E+00	7.90E-01	7.59E-01	-1.15E+00	2.20E+00	1.41E-02
vbs	0	0	0	0	0	0
vth	-9.12E-01	6.89E-01	6.89E-01	-9.12E-01	6.89E-01	6.90E-01
vdsat	-1.11E-01	7.63E-02	9.43E-04	-1.36E-02	5.20E-03	1.52E-02
beta	2.36E-04	1.63E-04	1.12E-03	1.45E-03	5.56E-04	1.29E-03
gam eff	5.96E-01	8.39E-01	8.39E-01	5.96E-01	8.39E-01	8.39E-01
gm'	2.34E-05	1.18E-05	3.12E-05	3.97E-05	1.66E-05	1.02E-05
gds	8.03E-09	5.00E-09	1.23E-08	2.61E-09	6.77E-09	7.53E-05
gmb	7.63E-06	5.35E-06	1.44E-05	1.29E-05	7.63E-06	4.72E-06
cdtot	9.51E-14	2.14E-14	1.37E-13	5.64E-13	5.61E-14	4.67E-13
cgtot	8.76E-13	2.08E-13	1.42E-12	5.29E-12	7.05E-13	2.07E-12
cstot	8.00E-13	2.04E-13	1.38E-12	4.83E-12	6.87E-13	1.80E-12
cbtot	7.51E-13	1.90E-13	1.28E-12	4.52E-12	6.24E-13	1.70E-12
cgs	5.78E-13	1.50E-13	1.02E-12	3.50E-12	5.09E-13	1.35E-12
cgd	1.61E-14	2.74E-15	1.87E-14	9.71E-14	9.29E-15	3.38E-13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1(ต่อ)

Element	0:md4	0:mc4	0:mi4	0:mp4
model	0:pch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:pch.w30l
id	-1.98E-06	1.08E-06	1.98E-06	-1.98E-06
ibs	2.83E-19	-2.80E-19	-7.55E-20	4.68E-20
ibd	1.09E-14	-7.90E-15	-7.59E-15	1.15E-14
vgs	-1.05E+00	7.90E-01	6.91E-01	-9.29E-01
vds	-1.09E+00	7.90E-01	7.59E-01	-1.15E+00
vbs	0	0	0	0
vth	-9.12E-01	6.89E-01	6.89E-01	-9.12E-01
vdsat	-1.11E-01	7.63E-02	9.43E-04	-1.36E-02
beta	2.36E-04	1.63E-04	1.12E-03	1.45E-03
gam eff	5.96E-01	8.39E-01	8.39E-01	5.96E-01
gmr	2.34E-05	1.18E-05	3.12E-05	3.97E-05
gds	8.03E-09	5.00E-09	1.23E-08	2.61E-09
gmb	7.63E-06	5.35E-06	1.44E-05	1.29E-05
cdtot	9.51E-14	2.14E-14	1.37E-13	5.64E-13
cgtot	8.76E-13	2.08E-13	1.42E-12	5.29E-12
cstot	8.00E-13	2.04E-13	1.38E-12	4.83E-12
cbtot	7.51E-13	1.90E-13	1.28E-12	4.52E-12
cgs	5.78E-13	1.50E-13	1.02E-12	3.50E-12
cgd	1.61E-14	2.74E-15	1.87E-14	9.71E-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 ผลของการวิเคราะห์ทางไฟตรงแสดงผลของขอบเขตการทำงานของวงจรคตอน และแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นในแต่ละชุด

ในรูปที่ 4.19 แสดงผลของการวิเคราะห์ทางไฟตรงโดยแสดงให้เห็นถึงผลของขอบเขตการทำงานของวงจรคตอนในแต่ละชุด ดังกราฟของ V(46) และ V(33) ซึ่งเป็นแรงดันเอาต์พุตเทียบกรานต์ได้ความสัมพันธ์ตามที่ได้อธิบายไว้ในส่วนก่อนหน้า ส่วนกราฟของแรงดัน V(104) และ V(103) คือแรงดันที่เกิดจากการยกระดับแรงดัน V(46) และ V(33) โดยผ่านวงจรยกระดับสัญญาณตามลำดับ เพื่อกำหนดแรงดันให้เหมาะสมในการจัดแรงดันไบอัสให้กับวงจรของชุดต่อไปตามที่ได้อธิบายไว้แล้วในส่วนก่อนหน้า

ส่วนผลต่างของแรงดันเอาต์พุตของแต่ละคู่ของวงจรคตอนที่ยังไม่ได้ยกระดับแรงดันและที่มีการยกระดับแรงดันโดยผ่านวงจรยกระดับแรงดันแล้วได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.20 โดยในการแสดงผลของ V(33,46) เป็นแรงดันเอาต์พุตผลต่างของวงจรคตอนขนาดที่ยังไม่ผ่านวงจรยกระดับแรงดัน ส่วน V(103,104) จะเป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจรคตอนขนาดที่ผ่านการยกระดับแรงดันแล้ว ซึ่งจะพบว่าแรงดันผลต่างของทั้ง 2 เหมือนกันเพราะตัดผลของแรงดันออฟเซตออกเนื่องจากผลของวงจรผลต่าง พร้อมทั้งจะเห็นผลของขอบเขตการทำงานของวงจรด้วย

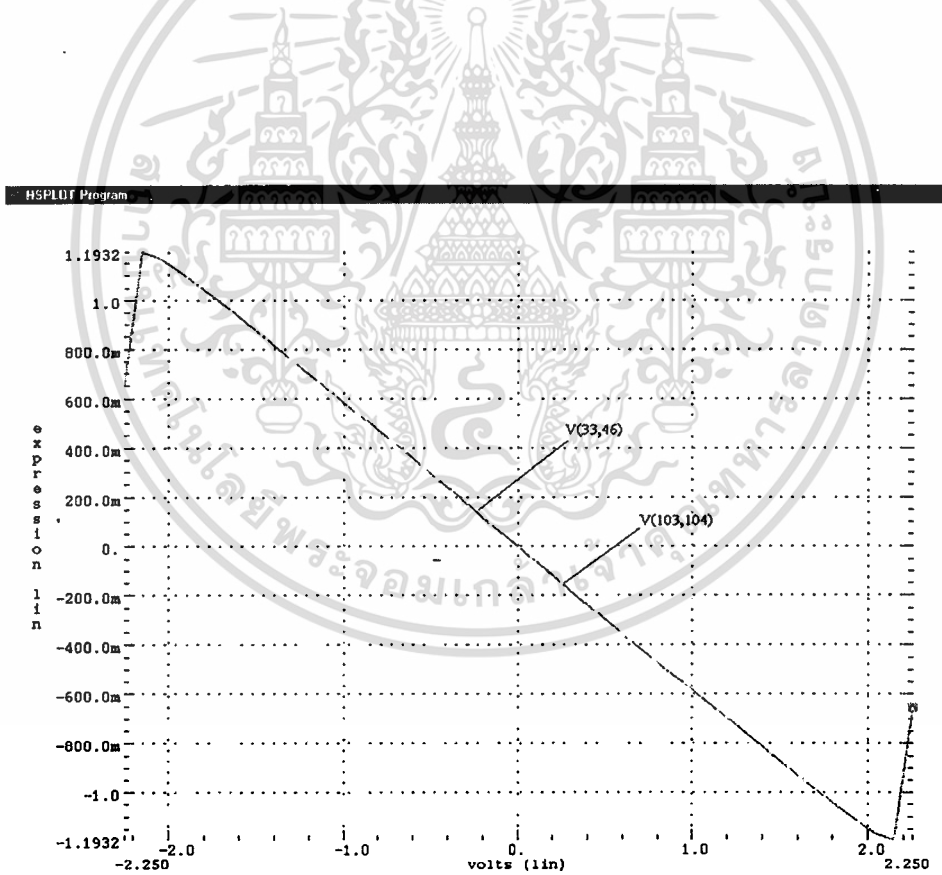
จากความสัมพันธ์ที่ได้เมื่อพิจารณาผลตอบสนองในโดเมนของเวลา โดยทำการป้อนแรงดันทางด้านเข้าเป็นสัญญาณรูปซายน์ที่มีขนาดเป็น $0.1V_p$ ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์จะได้รับความสัมพันธ์เกิดขึ้นเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังแสดงในรูปที่ 4.21 โดยที่แรงดัน V(46) และ V(33) ที่แสดงที่รูปบนในรูปที่ 4.21 เป็นแรงดันเอาต์พุตเทียบกรานต์ที่เกิดขึ้นที่วงจรคตอนที่ยังไม่ผ่านวง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

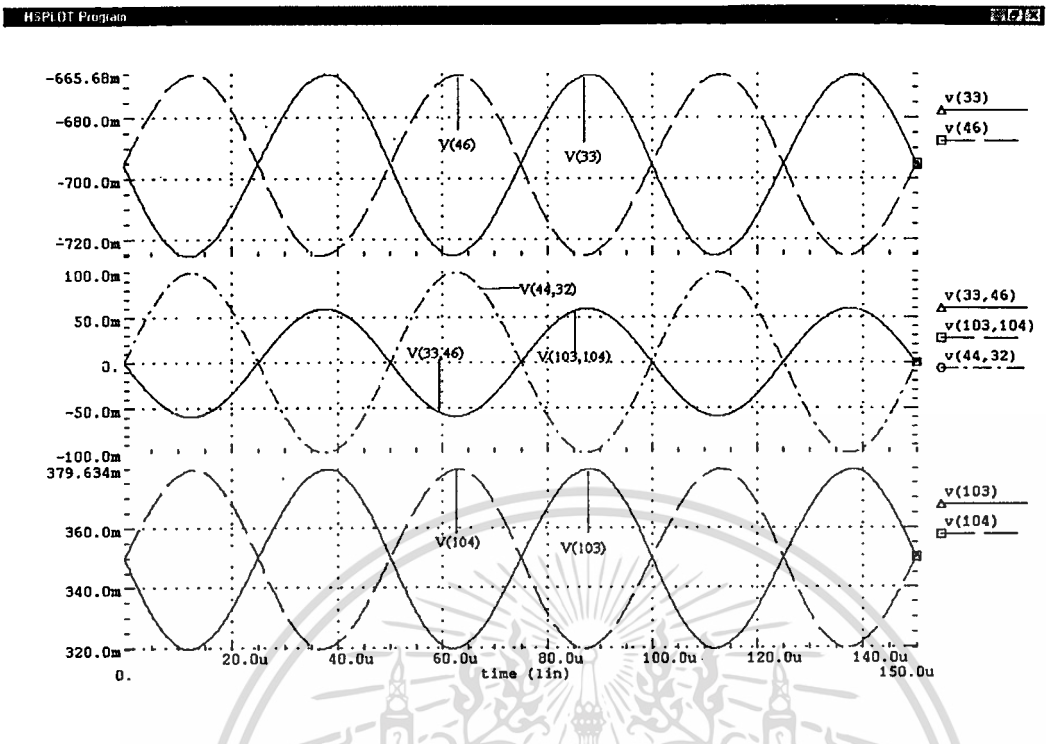
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จรรยาบรรณสัญญาณในแต่ละชุดตามลำดับ ในส่วนต่อมาแสดงกราฟของแรงดันผลต่างของชุดวงจรลทอนสัญญาณที่ยังไม่ผ่านวงจรยกระดับแรงดันคือ $V(46,33)$ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุตที่ผ่านวงจรยกระดับแล้วคือ $V(103,104)$ จะมีค่าเท่ากันตามความสัมพันธ์ไฟตรงที่ได้ตามรูปที่ 4.21 โดยที่ได้แสดงผลของแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าในวงจร ส่วนกราฟด้านล่างแสดงผลของแรงดันเอาต์พุตที่ผ่านวงจรยกระดับแรงดันแล้ว โดยที่กราฟแรงดัน $V(103)$ คือแรงดันเอาต์พุตของวงจรยกระดับแรงดันของวงจรลทอนขนาดสัญญาณคือ $V(46)$ ส่วนกราฟของแรงดัน $V(104)$ เป็นเอาต์พุตเนื่องจากแรงดัน $V(33)$ ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อพิจารณาแรงดันผลต่างของชุดวงจรยกระดับแรงดันแล้วผลลัพธ์ที่ได้จะมีลักษณะเหมือนกับกราฟแรงดันเอาต์พุต $V(46,33)$

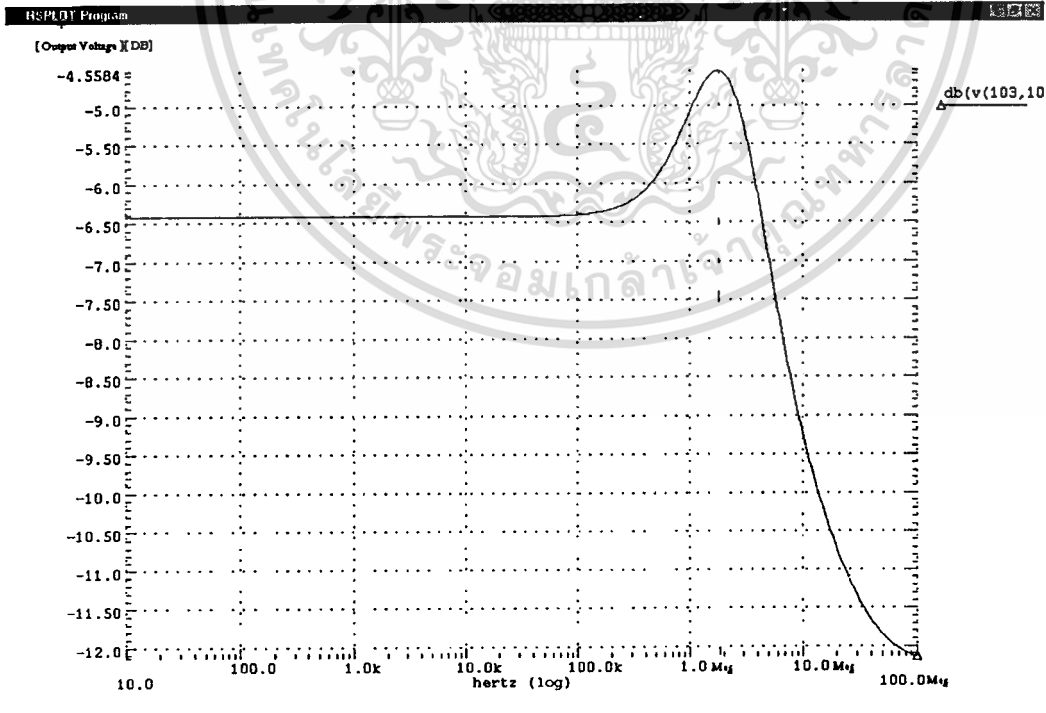
ส่วนรูปที่ 4.22 เป็นผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่แสดงผลในรูปขนาดของแรงดันเอาต์พุตที่คิดเป็นเดซิเบลแล้วของวงจรลทอนสัญญาณที่มีการยกระดับแรงดันแล้วจะมีค่าความถี่ตัดที่ประมาณ 5 เมกกะเฮิร์ตซ์ แต่ได้แสดงผลของโพลหลักที่ 2 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งในผลการวิเคราะห์จากค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 ได้ตำแหน่งโพลหลักที่ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.20 ผลของแรงดันเอาต์พุตผลต่างของวงจรลทอนขนาดสัญญาณที่ยังไม่ผ่านวงจรยกระดับแรงดัน และที่ผ่านวงจรยกระดับแรงดันแล้ว



รูปที่ 4.21 ความสัมพันธ์ในโดเมนเวลาของแรงดันเอาต์พุตที่จุดต่างๆของวงจร



รูปที่ 4.22 ผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดแรงดันในรูปดีบีของวงจรลดทอนขนาด

ที่ผ่านการยกระดับแรงดันแล้ว ที่แสดงค่าโพลหลักอยู่ที่ 2เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 บทสรุป

วงจรถอดทอนขนาดสัญญาณที่ได้ทำการออกแบบปรับปรุงให้มีความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน โดยผลการทดสอบได้ผลทางไฟตรงและส่วนผลตอบสนองของวงจรในทางโดเมนเวลาเป็นไปตามที่ต้องการมีอัตราการจัดทอนอยู่ที่ 0.0552 เท่าของขนาดแรงดันอินพุต โดยเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลของค่าพิสัยพลวัตที่เกิดขึ้นและค่าของกำลังสูญเสียที่จะเกิดกับชุดวงจรถอดทอนขนาดพบว่าค่าอัตราลดทอนที่เลือกใช้มีความเหมาะสมเพียงพอในการนำไปต่อร่วมกับวงจรคูณ โดยค่าพิสัยพลวัตเพิ่มขึ้นเป็น 1.35 เท่า ในขณะที่กำลังสูญเสียในวงจรชุดลดทอนมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1.82 เท่า ผลของสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงไม่ได้แตกต่างจากวงจรเดิมส่วนผลตอบสนองต่อทางความถี่ของวงจรก็อยู่ในช่วงที่เพียงพอในการนำไปใช้งานมีค่าความถี่ตัดของผลตอบขนาดของแรงดันที่เป็นดีบีต่อความถี่ของวงจรที่ได้ตามรูปที่ 4.22 ได้ค่าตำแหน่งค่าความถี่ของโพลอยู่ที่ ประมาณ 2 เมกกะเฮิร์ตซ์ สอดคล้องกับผลจากการวิเคราะห์ที่ได้ตำแหน่งโพลหลัก 1 เมกกะเฮิร์ตซ์



บทที่ 5

วงจรปรับขดเซกกระแส

5.1 บทนำ

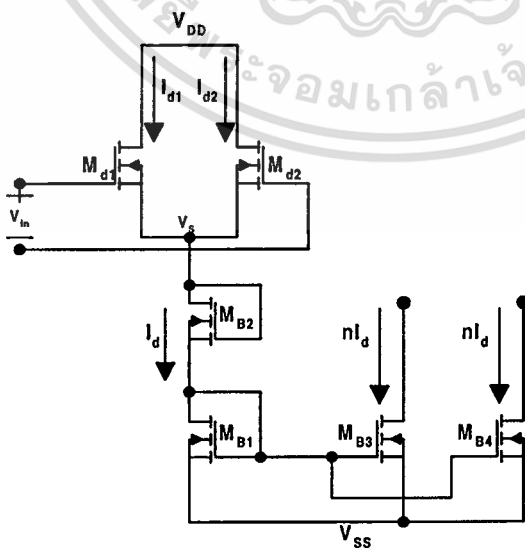
เนื่องจาก โครงสร้างวงจรคู่ซอร์ทร่วมที่ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวพิจารณาผลของกระแสผลต่างที่เอาท์พุทต่อการป้อนแรงดันอินพุทพบว่า มีเทอมที่เป็นผลของแรงดันอินพุทที่ทำให้เกิดความไม่เชิงเส้นขึ้นได้ จึงนำแนวความคิดของการชดเชยกระแสมาใช้ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้ก็มีความน่าสนใจ

5.2 หลักการเบื้องต้น

การทำงานของวงจรนี้ทำการปรับขดเซกกระแสไบอัสที่ป้อนให้วงจรคู่ซอร์ทร่วมที่ทำงานในย่านอิมิตัว ซึ่งจะทำให้เกิดความเป็นเชิงเส้นสูงมากขึ้นกว่าเดิม [7,17] โดยลักษณะการทำงานเป็นวงจรกำลังสองของแรงดันอินพุทที่ป้อนให้กับวงจรคู่ซอร์ทร่วม ดังจากทดสอบความสำคัญของวงจรชุดนี้ในบทก่อนหน้า โดยอาศัยแหล่งจ่ายกระแสที่เป็นหลายอันดับ ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นแสดงผลเป็นที่น่าพอใจ ดังนั้นจึงมีความต้องการออกแบบวงจรกำลังสอง [20] ที่มีค่าใกล้เคียงกับแหล่งจ่ายกระแสที่เป็นหลายอันดับที่ใช้ทดสอบ

5.3 วงจรส่งผ่านที่ได้ทำการออกแบบ

การทำงานของวงจรชุดนี้ดังรูปที่ 5.1 จะกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัว โดยมีความสมพจน์กันและ ไม่มีผลของอันดับสอง ซึ่งในรูปที่ 5.1 เป็นวงจรที่ได้ออกแบบจะได้ว่า



รูปที่ 5.1 วงจรปรับขดเซกกระแสไบอัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ M_{d1} และ M_{d2} ทำงานในย่านอิมิตวคังนั้นความสัมพันธ์

$$I_{D1} = \beta_1 (V_{in1} - V_s - V_{T1})^2 \quad (5.1)$$

$$I_{D2} = \beta_2 (V_{in2} - V_s - V_{T2})^2 \quad (5.2)$$

M_{d1} และ M_{d2} มีความสมพงษ์กันทุกประการ
โดยที่จัดให้

$$V_{in1} = V_B + \frac{V_{in}}{2}; V_{in2} = V_B - \frac{V_{in}}{2} \quad (5.3)$$

และจะได้ว่า

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta; V_{T1} = V_{T2} = V_T \quad (5.4)$$

โดยที่

$$I_D = I_{D1} + I_{D2} \quad (5.5)$$

ได้เป็น

$$I_D = \beta [(v_{in1} - (V_s + V_T))^2 + (v_{in2} - (V_s + V_T))^2] \quad (5.6)$$

$$I_D = \beta \left[2(V_B - (V_s + V_T))^2 + \frac{v_{in}^2}{2} \right] \quad (5.7)$$

กิดผล ณ ที่จุดไบอัส ให้ $v_{in} = 0$ จะได้กระแสไบอัสมีค่าเป็น

$$I_{BIAS} = I_D = 2\beta(V_B - (V_s + V_T))^2 \quad (5.8)$$

M_{d1} และ M_{d2} ทำงานในย่านอิมิตว คังนั้นขอบเขตจะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$0 < V_B \pm \frac{v_{in}}{2} - (V_S + V_T) < V_{DD} - V_S$$

$$-2\sqrt{I_{BIAS}} < \pm v_{in} \leq 2(V_{DD} - V_S) - 2\sqrt{I_{BIAS}}$$

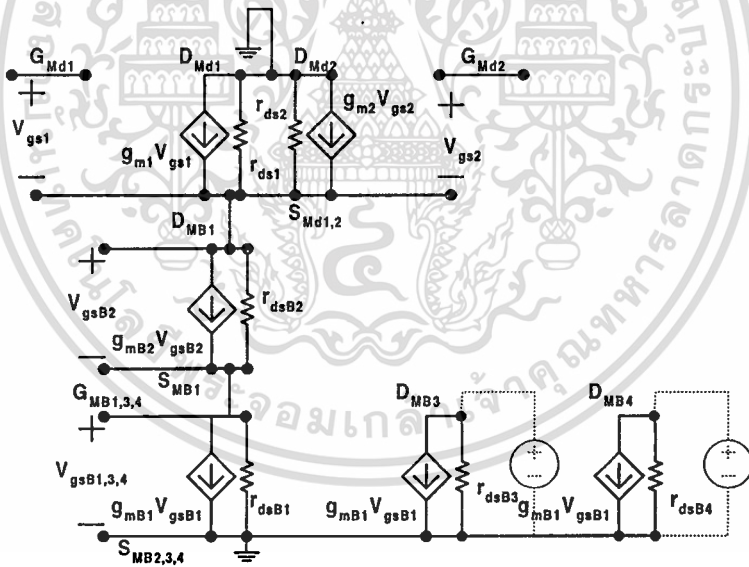
5.3 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

5.3.1 ความต้านทานทางอินพุทของวงจร

ความต้านทานทางอินพุทของวงจรก็เช่นเดียวกับวงจรที่ลคตอนที่กล่าวมาแล้ว ซึ่งพบว่ามีค่าสูงมาก

5.3.2 ความต้านทานทางเอาต์พุทของวงจร

ส่วนความต้านทานทางเอาต์พุท นั้นสามารถหาได้โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำแทนวงจรรูปที่ 5.1 จะได้ความสัมพันธ์สัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำดังรูป 5.2



รูปที่ 5.2 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำและความถี่กลางใช้ในวิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุท

จากรูปจะได้พบว่า ความต้านทานเอาต์พุทจะเป็นไปตามสมการที่(5.10)

$$r_{oi} = \frac{v_{oi}}{i_{oi}} = r_{DSi} = \left(\frac{1 + \lambda v_{DSi}^0}{\lambda i_{Di}^0} \right) = \infty \quad (5.10)$$

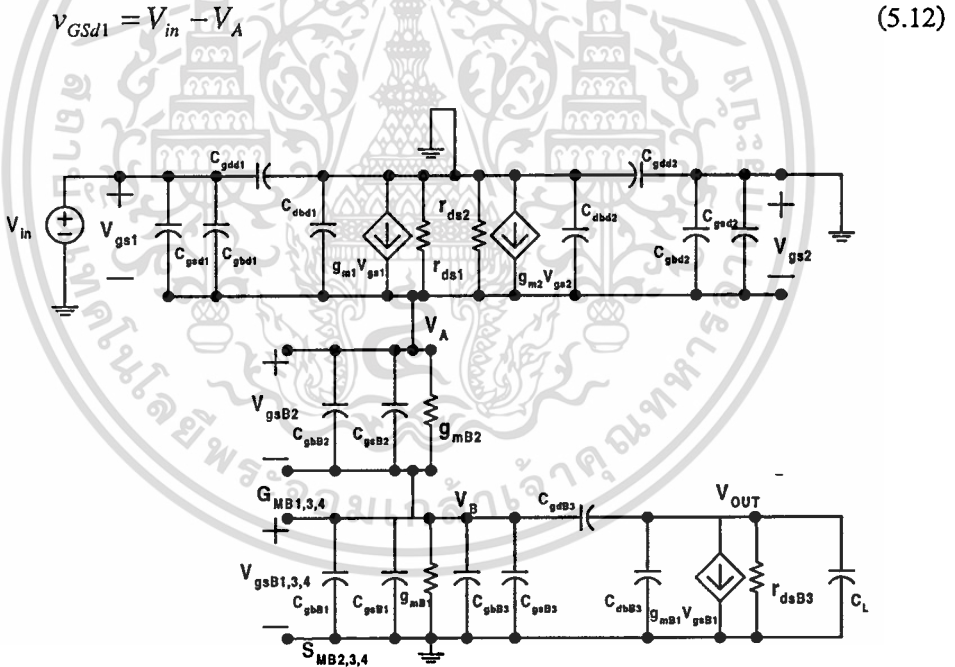
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจร

ส่วนการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรนี้ โดยการแทนวงจรรูป 5.1 ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง โดยคิดผลของความจุไฟฟ้าที่ร่อยต่อต่างๆ จะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 5.3 คิดที่ โหนดที่ V_A จะได้สมการที่ (5.11) แสดงความสัมพันธ์แรงดันต่างได้เป็น

$$\frac{V_A - V_{in}}{\frac{1}{s[C_{gsd1} + C_{gbd1}]}} + \frac{V_A}{\frac{1}{s[C_{dbd1} + C_{dbd2}]}} + (-g_{md1}v_{GSd1}) + \frac{V_A}{r_{ds1} // r_{ds2}} + \frac{V_A}{\frac{1}{s[C_{gsd2} + C_{gbd2}]}} + \frac{(V_A - V_B)}{\frac{1}{g_{mM1}}} + \frac{(V_A - V_B)}{\frac{1}{s[C_{gbM1} + C_{gsM1}]}} = 0 \tag{5.11}$$

โดยที่



รูปที่ 5.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูงของวงจรใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_A \left[s[C_{gsd1} + C_{gbd1} + C_{dbd1} + C_{dbd2} + C_{gsd2} + C_{gbd2} + C_{gbM1} + C_{gsM1}] + g_{mM1} + \frac{1}{r_{dd}} + g_{md1} \right] - V_B [g_{mM1}] = (s[C_{gbM1} + C_{gsM1}] + g_{md1}) V_{in}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(5.13)

จัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$V_A \left[s[C_A] + g_{mM1} + \frac{1}{r_{dd}} + g_{md1} \right] - V_B [g_{mM1}] = (s[C_B] + g_{md1}) [V_{in}] \quad (5.14)$$

โดยที่

$$C_A = C_{gsd1} + C_{gbd1} + C_{dbd1} + C_{dbd2} + C_{gsd2} + C_{gbd2} + C_{gbM1} + C_{gsM1} \quad (5.15)$$

และ

$$C_B = C_{gbM1} + C_{gsM1} \quad (5.16)$$

และ

$$r_{dd} = r_{dsd1} // r_{dsd2} \quad (5.17)$$

$$g_{mD} = g_{mM1} + \frac{1}{r_{dd}} + g_{md1} \quad (5.18)$$

คิดความสัมพันธ์ที่ โหนดที่ V_B จะได้สมการที่(5.19)แสดงความสัมพันธ์แรงดันต่างได้เป็น

$$\frac{V_B - V_{out}}{1/s[C_{gdM3}]} + \frac{V_B}{1/g_{mM2}} + \frac{V_B}{1/s[C_{gsM3} + C_{gbM3} + C_{gsM2} + C_{gbM2}]} + \frac{(V_B - V_A)}{1/g_{mM1}} + \frac{(V_B - V_A)}{1/s[C_{gbM1} + C_{gsM1}]} = 0 \quad (5.19)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_B [s[C_{gbM1} + C_{gsM1} + C_{gbM2} + C_{gsM2} + C_{gsM3} + C_{gdM3} + C_{gbM3}] + g_{mM1} + g_{mM2}] - V_A [s[C_{gbM1} + C_{gsM1}] + g_{mM1}] = V_{out} (sC_{gdM3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(5.20)

จัดรูปให้อยู่ในรูปอย่างง่าย ได้เป็นดังสมการ

$$V_B [s[C_C] + g_{mM}] - V_A [s[C_D] + g_{mM1}] = V_{out} (sC_{gdM3}) \quad (5.21)$$

โดยที่

$$C_C = C_{gbM1} + C_{gsM1} + C_{gbM2} + C_{gsM2} + C_{gsM3} + C_{gdM3} + C_{gbM3} \quad (5.22)$$

และ

$$g_{mM} = g_{mM1} + g_{mM2} \quad (5.23)$$

และ

$$C_D = C_{gbM1} + C_{gsM1} \quad (5.24)$$

คิดความสัมพันธ์ที่ โหนดที่ V_{out} จะได้สมการที่ (5.25) แสดงความสัมพันธ์แรงดันต่างได้เป็น

$$\frac{V_{out} - V_B}{\frac{1}{s[C_{gdM3}]}} + \frac{V_{out}}{\frac{1}{sC_{dbM3}}} + g_{mM3} V_{gsM3} + \frac{(V_{out})}{r_{dsM3}} + \frac{(V_{out})}{\frac{1}{s[C_L]}} = 0 \quad (5.25)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_{out} \left[s[C_{gdM3} + C_{dbM3} + C_L] + \frac{1}{r_{dsM3}} \right] - V_B [s[C_{gdM3}] - g_{mM3}] = 0 \quad (5.26A)$$

จัดให้อยู่ในรูปสมการอย่างง่ายได้เป็น

$$V_{out} \left[s[C_E] + \frac{1}{r_{dsM3}} \right] - V_B [s[C_{gdM3}] - g_{mM3}] = 0 \quad (5.26B)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$C_E = C_{gdM3} + C_{dbM3} + C_L \quad (5.27)$$

และจาก (5.26B) จะได้

$$V_B = \frac{\left[s[C_E] + \frac{1}{r_{dsM3}} \right] V_{out}}{\left[s[C_{gdM3}] - g_{mM3} \right]} \quad (5.28)$$

จากสมการที่(5.23)นั้นได้ $V_B [s[C_C] + g_{mM}] - V_A [s[C_D] + g_{mM1}] = V_{out} (sC_{gdM3})$ เมื่อแทนความสัมพันธ์ที่(5.28) ลงในสมการที่(5.23) พร้อมทั้งจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_A = \frac{\left[\left[s[C_E] + \frac{1}{r_{dsM3}} \right] [s[C_C] + g_{mM}] - (sC_{gdM3}) [s[C_{gdM3}] - g_{mM3}] \right]}{\left[[s[C_D] + g_{mM1}] [s[C_{gdM3}] - g_{mM3}] \right]} V_{out} \quad (5.29)$$

และจากสมการ(5.14)ที่ $V_A [s[C_A] + g_{mMD}] - V_B [s[C_B] + g_{mM1}] = (g_{md1}) [V_{in}]$ เมื่อแทนความสัมพันธ์ที่(5.14) ลงในสมการที่(5.28) พร้อมทั้งจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} & [s[C_A] + g_{mMD}] \frac{\left[\left[s[C_E] + \frac{1}{r_{dsM3}} \right] [s[C_C] + g_{mM}] - (sC_{gdM3}) [s[C_{gdM3}] - g_{mM3}] \right]}{\left[[s[C_D] + g_{mM1}] [s[C_{gdM3}] - g_{mM3}] \right]} V_{out} \\ & - [s[C_B] + g_{mM1}] \frac{\left[s[C_E] + \frac{1}{r_{dsM3}} \right] V_{out}}{\left[s[C_{gdM3}] - g_{mM3} \right]} = (g_{md1}) [V_{in}] \end{aligned} \quad (5.30)$$

ความสัมพันธ์ในรูปฟังก์ชันได้เป็น

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{(g_{md1}) [s[C_D] + g_{mM1}] [s[C_{gdM3}] - g_{mM3}]}{\left[\left[s[C_E] + \frac{1}{r_{dsM3}} \right] [s[C_C] + g_{mM}] [s[C_A] + g_{mMD}] \right]} \quad (5.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ที่ได้จากตารางที่ 5.1 ลงในสมการ(5.31)จะพบว่าเมื่อแทนค่าและลดรูปแล้วสามารถตัดกัน ได้ ทำให้เหลือเทอมที่เป็นค่าโพลอยู่เพียง 1 เทอม คือเทอมของ $[s[C_A + g_{mM_d}]]$ ซึ่งเป็นตัวกำหนดโพลหลักของวงจรมี จะได้ค่าความถี่ของโพลหลักมีค่า 631 กิโลเฮิร์ตซ์

5.5 ผลการทดสอบและเปรียบเทียบ

ผลการทดสอบการเลียนแบบการทำงานของวงจรปรับขดเชยกระแสโดยใช้โปรแกรมHSPICE ทำการทดสอบวงจรปรับขดเชยกระแสที่ได้ออกแบบตามรูปที่ 5.1 โดยทำการต่อโหลดเป็นความต้านทานค่า 10 กิโลโอห์ม ได้ผลของการไบอัสเป็นพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟทในวงจรที่ออกแบบที่เกิดขึ้นได้เป็นตามตารางที่ 5.1 โดยการทำการทดสอบผลทางไฟตรงเพื่อตรวจสอบฟังก์ชันการทำงานของวงจรซึ่งได้ผลลัพธ์เป็นไปตามรูปที่ 5.4 แสดงกระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้นเป็นกราฟรูปพาราโบลาเป็นไปตามที่ออกแบบ ซึ่งเมื่อทำการเปรียบเทียบกับฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ที่ต้องตั้งแสดงความสัมพันธ์ในรูปแบบของผลตอบสนองทางด้านเวลาดังแสดงในรูปที่ 5.5 ซึ่งแสดงผลของกระแสเอาต์พุตต่อการป้อนแรงดันอินพุต จะได้ความสัมพันธ์เป็นไปตามกฎกำลังสองผลหรือผลของพาราโบลาที่จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณอินพุตและมีค่าเป็นบวกเสมอซึ่งในวงจรก็คือการมีกระแสออฟเซตปรากฏอยู่ด้วยเป็นไปตามความสัมพันธ์ในสมการที่ 5.7 แต่เมื่อเปรียบเทียบกับผลลัพธ์ทางฟังก์ชันคณิตศาสตร์ที่ต้องการออกแบบจะได้เป็นดังรูปบนของรูปที่ 5.5 จะมีผลแตกต่างเกิดขึ้นเพราะลักษณะไม่เป็นอุดมคติของมอสเฟท แต่ก็มีความใกล้เคียงพอสมควรในการจะนำไปใช้งานได้ถูกต้อง

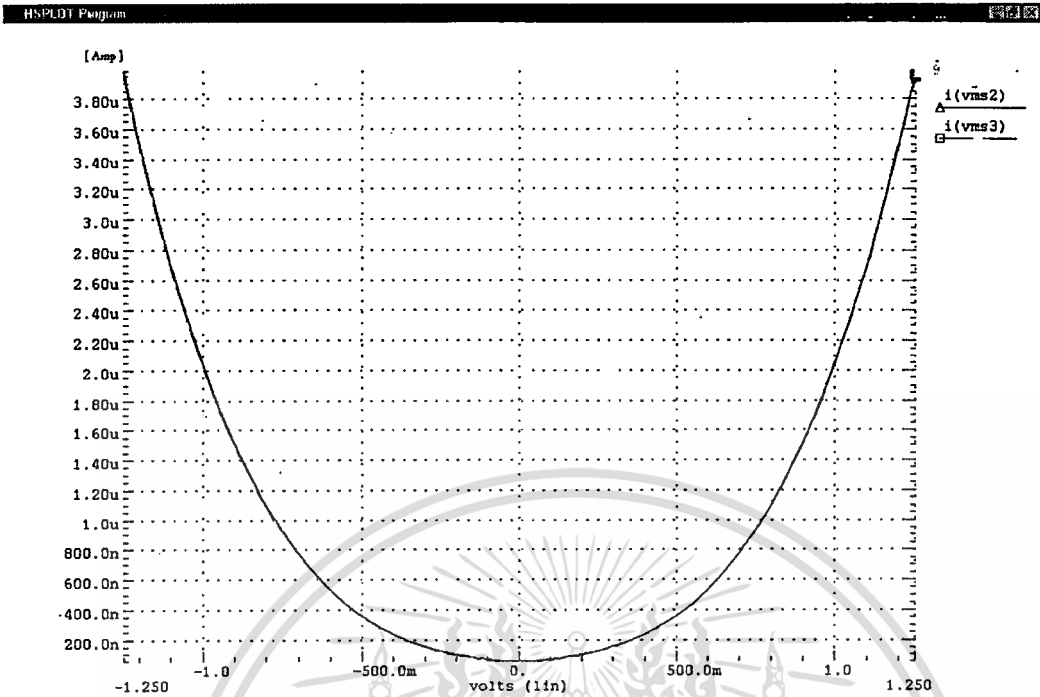
ส่วนผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรปรับขดเชยกระแสที่ออกแบบ ได้นำเสนอไว้ในรูปที่ 5.6 ซึ่งเป็นผลตอบสนองของขนาดกระแสเอาต์พุตที่เกิดจากการต่อแหล่งจ่ายแรงดัน 1 โวลต์ ส่วนในรูปที่ 5.7 เป็นการแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นความต้านทาน 10 กิโลโอห์ม กับแหล่งจ่ายไฟด้านบวก ปรากฏว่าทั้ง 2 รูปมีค่าความถี่ตัดอยู่ที่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ เทียบกับผลการวิเคราะห์ค่าโพลหลักของวงจรมีอยู่ที่ 631 กิโลเฮิร์ตซ์

ในส่วนนรูปที่ 5.8 ถึงรูปที่ 5.10 เป็นการนำผลของวงจรขดเชยกระแสและวงจรไบอัสกระแสที่ออกแบบมาต่อร่วมกับวงจรคุมปรากฏ ได้ผลการทำงานเป็นไปตามที่คาดหมายเช่นเดียวกับการใช้แหล่งจ่ายอุดมคติที่ได้ทดสอบมาก่อนหน้านี้แล้ว

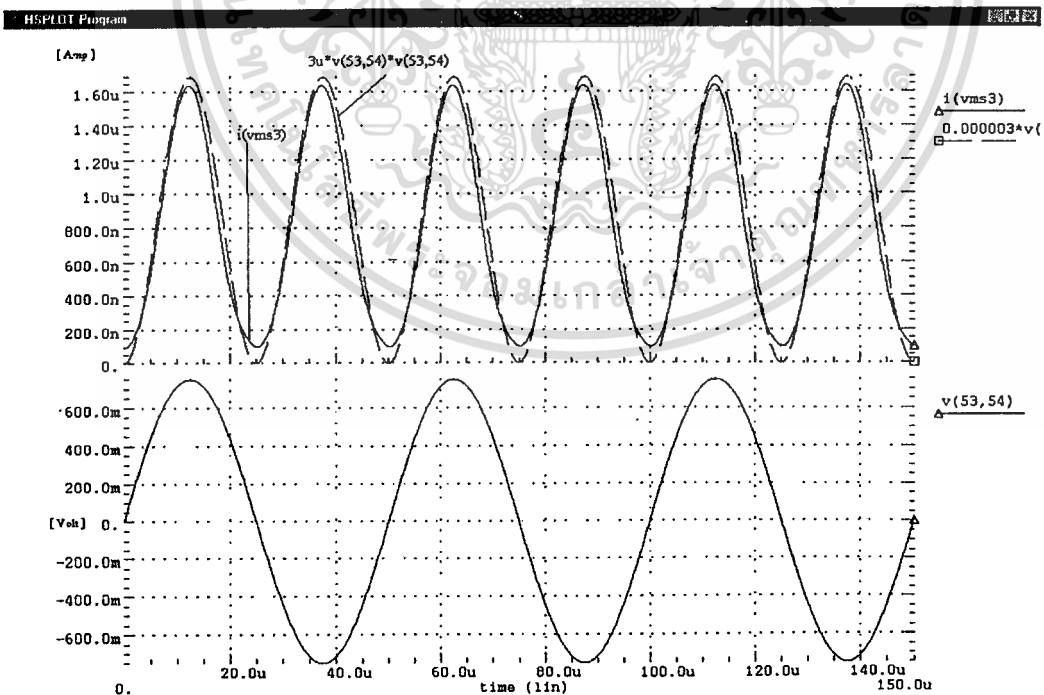
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟตที่เกิดจากการไบอัสวงจรปรับขดเซกกระแสทั้งหมด
ด้วยโปรแกรม HSPICE

element	0:mm1	0:mm2	0:mm3	0:mm4	0:mm6	0:mm7
model	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l	0:nch.w30l
id	2.62E-08	2.62E-08	5.24E-08	5.24E-08	4.54E-08	4.47E-08
ibs'	-7.13E-22	-7.13E-22	-1.25E-21	-1.25E-21	-1.08E-21	-1.07E-21
ibd	-1.99E-14	-1.99E-14	-5.07E-15	-5.07E-15	-5.28E-16	-5.02E-16
vgs	4.85E-01	4.85E-01	5.07E-01	5.07E-01	5.07E-01	5.07E-01
vds	1.99E+00	1.99E+00	5.07E-01	5.07E-01	5.28E-02	5.02E-02
vbs	0	0	0	0	0	0
vth	6.89E-01	6.89E-01	6.89E-01	6.89E-01	6.90E-01	6.90E-01
vdsat	5.02E-03	5.02E-03	6.64E-03	6.64E-03	6.18E-03	6.13E-03
beta	1.57E-03	1.57E-03	1.80E-03	1.80E-03	1.80E-03	1.80E-03
gam eff	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01	8.39E-01
gm	6.83E-07	6.83E-07	1.37E-06	1.37E-06	1.19E-06	1.17E-06
gds	2.72E-10	2.72E-10	5.38E-10	5.38E-10	2.61E-07	2.88E-07
gmb	3.34E-07	3.34E-07	6.62E-07	6.62E-07	5.74E-07	5.65E-07
cdtot	1.59E-13	1.59E-13	2.32E-13	2.32E-13	2.70E-13	2.70E-13
cgtot	9.48E-14	9.48E-14	9.88E-14	9.88E-14	9.89E-14	9.89E-14
cstot	2.42E-13	2.42E-13	2.76E-13	2.76E-13	2.76E-13	2.76E-13
cbtot	1.74E-12	1.74E-12	2.04E-12	2.04E-12	2.08E-12	2.08E-12
cgs	-1.32E-12	-1.32E-12	-1.53E-12	-1.53E-12	-1.53E-12	-1.53E-12
cgd	2.69E-14	2.69E-14	3.08E-14	3.08E-14	3.08E-14	3.08E-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



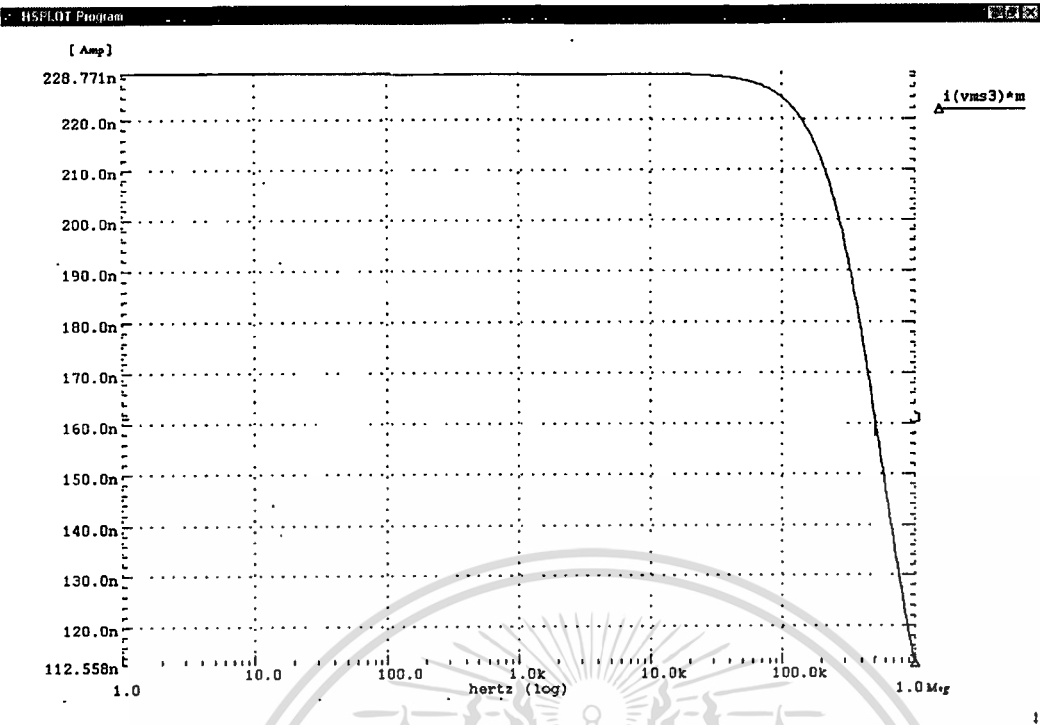
รูปที่ 5.4 ผลทางไฟตรงของวงจรปรับขดเคชกระแส



รูปที่ 5.5 ผลของกระแสปรับขดเคชที่สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการใช้แหล่งจ่ายกระแส

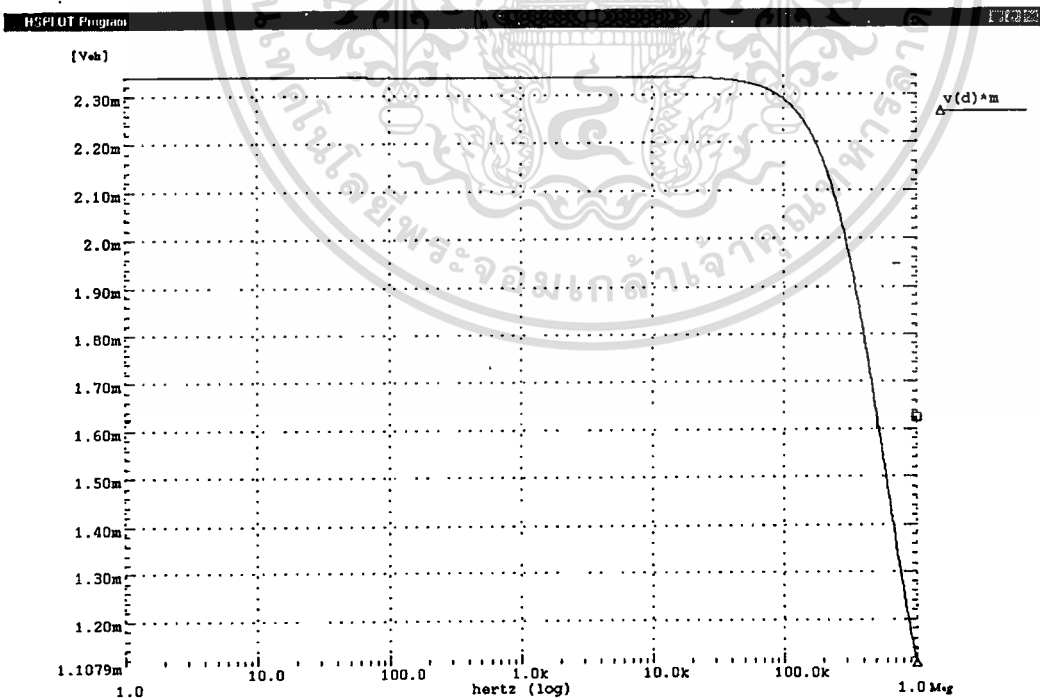
แบบหลายอันดับเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองทางความถี่ในรูปกระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้น

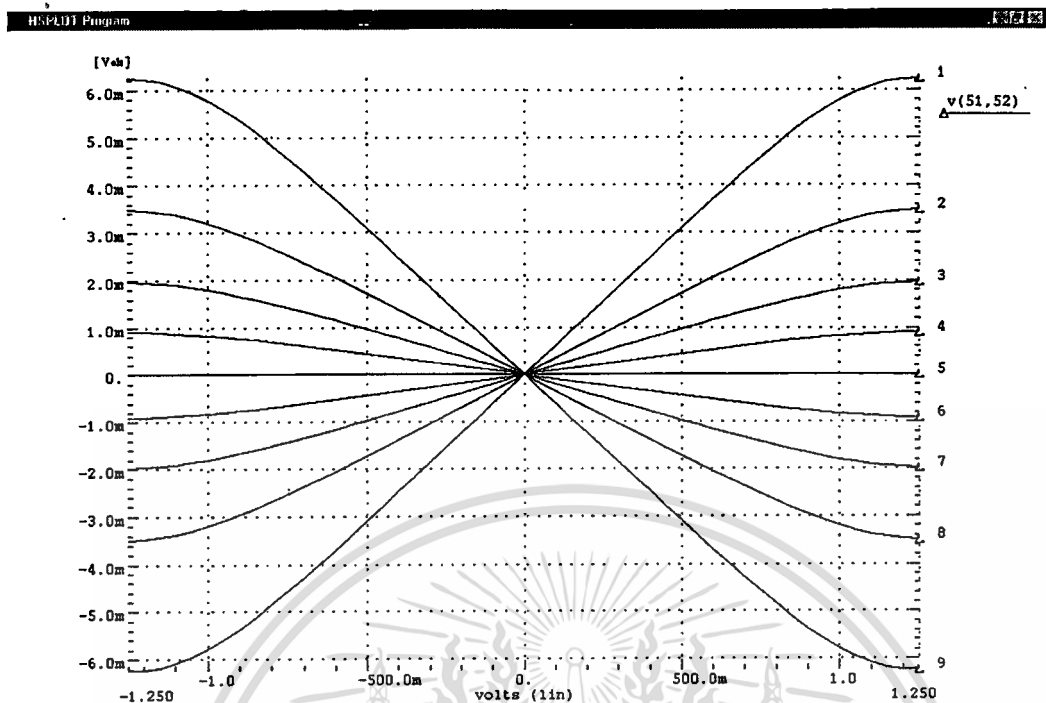
โดยที่มีค่าความถี่ตัดอยู่ที่ 500 กิโลเฮิรตซ์



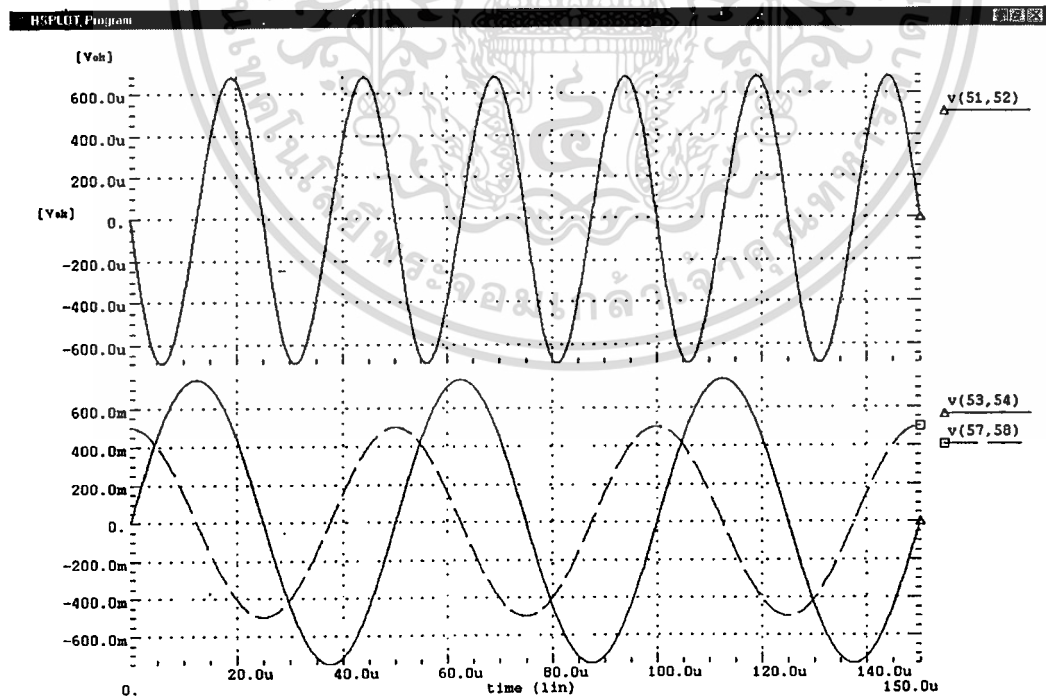
รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางความถี่ที่เกิดขึ้นในรูปแรงดันเอาต์พุตที่โหลด 10 กิโลโอห์ม

โดยที่มีค่าความถี่ตัดอยู่ที่ 500 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

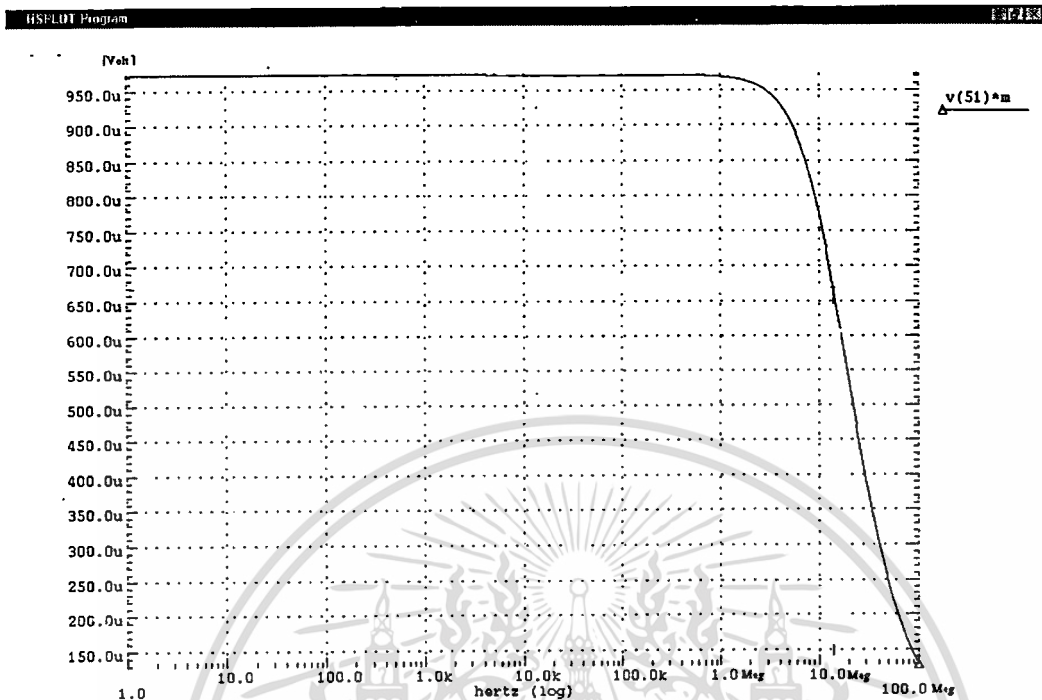


รูปที่ 5.8 ผลของการใช้วงจรปรับขดเซชและวงจรไบอัสกระแส ($I_{BIAS} = 15\mu A$) ที่ออกแบบกับวงจรคูณ



รูปที่ 5.9 ผลการคูณใน โดเมนของเวลาเมื่อมีวงจรปรับขดเซชและวงจรไบอัสกระแสที่สร้างขึ้นในวงจรคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองของแรงคั่นเอARTH ที่ต่อความถี่ของวงจรมวลที่ประกอบด้วยการมีวงจรปรับ
ชดเชยและวงจรไบอัสกระแสที่สร้างขึ้น

5.6 บทสรุป

จากวงจรปรับชดเชยกระแสที่ทำการออกแบบพบว่าสามารถทำงานตามฟังก์ชันที่ต้องการ
ออกแบบ แต่ไม่เป็นตามความต้องการออกแบบตามลักษณะของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ใน
การทดสอบในวงจรมวลตลอดช่วงเพราะว่าในช่วงที่มีค่าอินพุตมากกว่า 1 จะมีความผิดเพี้ยนเพิ่มขึ้น
สูงมากขึ้น ทำให้การทำงานของวงจรมวลในช่วงที่มีค่ามากมีความเป็นเชิงเส้นลดลง ส่วนผลตอบ
สนองทั้งทางโดเมนของเวลาและ โดเมนของความถี่เป็นไปตามที่ต้องการ

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรคูลมแอนะล็อก 4 กวอดแดร์นแบบซิมอสแบบแรงดันต่ำ โดยใช้แรงดันไบอัส ± 1.5 โวลต์โดยในวงจรที่ได้ออกแบบประกอบด้วยหลายๆส่วน ซึ่งสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรรวมได้ ในการออกแบบได้อาศัยวงจรคูลมโครงสร้างพื้นฐานแบบกิลเบิร์ตทำงานในย่านอิมิตัว ที่ไม่มีความสลับซับซ้อนมาก จึงมีช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทที่แคบและมีปัญหาในหลายๆประการ ประกอบกับในโครงสร้างแบบใหม่นี้ก็จะมีโครงสร้างที่ยุ่งยากซับซ้อน และมีช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทที่ยังไม่ดีพอ ในหลายๆงานวิจัยในช่วงหลังมีการนำการทำงานของมอสเฟตในช่วงไม่อิมิตัวมาใช้งานปรากฏผลเรื่องช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทและความเป็นเชิงเส้นที่ดีขึ้น จึงได้นำเสนอแนวความคิดของวงจรโครงสร้างแบบกิลเบิร์ตที่มีการจัดไบอัสให้อยู่ในย่านไม่อิมิตัวร่วมกับการจัดไบอัสให้ทำงานในย่านอิมิตัวในแต่ละชุด โดยในการจัดการไบอัสให้ทำงานในย่านอิมิตัวนั้นได้คำนึงถึงผลเสียที่เกิดขึ้นจึงได้มีการออกแบบวงจรปรับชดเชยกระแสขึ้น เพื่อให้ส่วนที่ทำงานในย่านอิมิตัวมีการทำงานที่ดีขึ้นมีช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทได้เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าโดยที่ไม่ได้ทำให้ยุ่งยากซับซ้อนมากนัก ซึ่งช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทที่ได้ก็ยังไม่เป็นที่พอใจนัก จึงได้นำเสนอวงจรลดทอนขนาดสัญญาณเพิ่มเข้ามาช่วยโดยต่อเข้ากับภาคอินพุท เพื่อให้มีความสามารถในการชดเชยสัญญาณได้ดีขึ้นทำให้ช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทดีขึ้น ซึ่งก็ทำให้วงจรคูลมสัญญาณที่ออกแบบไว้สามารถทำงานได้ผลเป็นที่น่าพึงพอใจ

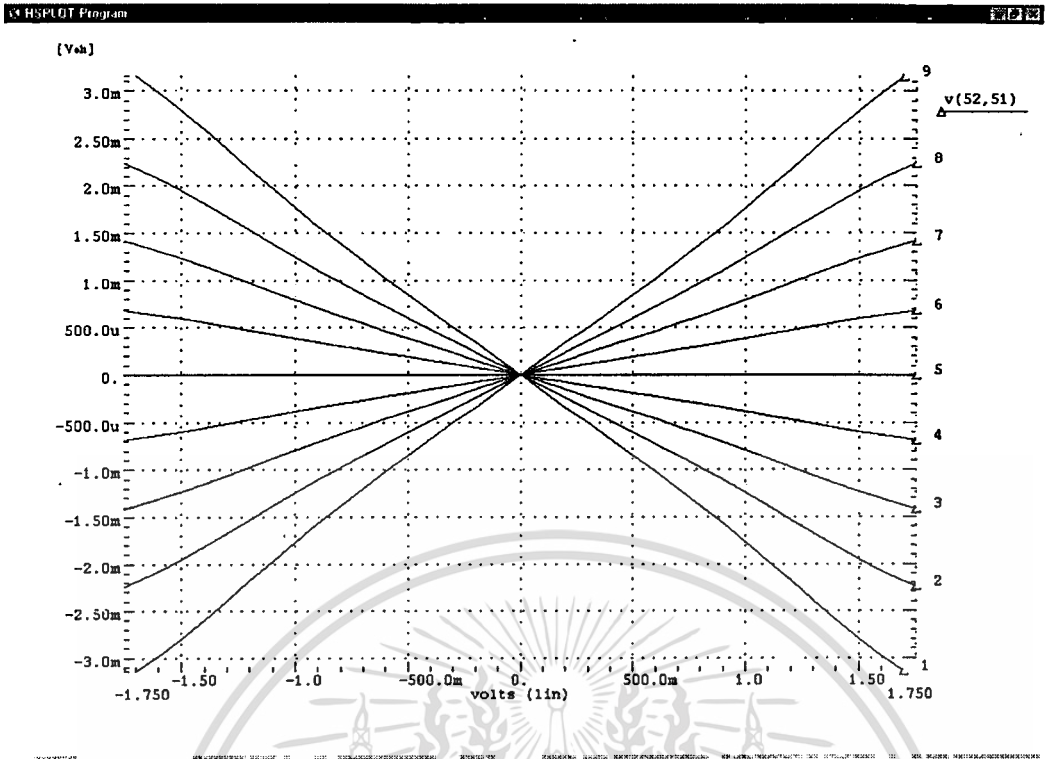
โดยเมื่อพิจารณาในแต่ละส่วนย่อยพบว่าวงจรลดทอนขนาดสัญญาณที่ใช้งานมีอัตราลดทอนเป็น 0.552 เท่าของอินพุทที่ป้อนเข้า มีช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทตั้งแต่ -2.1 โวลต์ ถึง 2.1 โวลต์ มีผลตอบสนองทางความถี่มากกว่า 1 MHz มีค่า THD ที่แรงดันอินพุทเท่ากับแรงดันไบอัสมีค่าน้อยกว่า 4 % ในส่วนของวงจรคูลมที่ได้ออกแบบไว้เมื่อต่อร่วมกับวงจรปรับชดเชยกระแสที่มีกระแสไบอัสเป็น 10 ไมโครแอมป์สามารถมีช่วงปฏิบัติการที่ยังเป็นเชิงเส้นถึง ± 1.2 โวลต์ และมีค่า THD ที่แรงดันอินพุททาง Y เป็นค่าไฟตรงที่ 1 โวลต์ ในขณะที่แรงดันอินพุททาง X เป็นสัญญาณรูปชานซ์ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ขนาดยอดเท่ากับ 1 โวลต์ มีค่าไม่เกิน 1.5% ซึ่งเมื่อนำมาต่อร่วมกับวงจรลดทอนขนาดสัญญาณที่ออกแบบไว้ควรจะมีความปฏิบัติการทางด้านอินพุทได้เป็น ± 2.1 โวลต์ แต่เมื่อนำมาต่อรวมกันทั้งหมดมีช่วงปฏิบัติการทางด้านอินพุทเป็น ± 1.75 โวลต์ เท่านั้นอันเนื่องมาจากผลของวงจรไบอัสกระแสที่ป้อนให้กับชุดวงจรคูลม โดยมีค่า THD ของวงจรทั้งหมดที่ทำการทำการป้อนที่แรงดันอินพุททาง Y เป็นค่าไฟตรงที่ 1 โวลต์ ในขณะที่แรงดันอินพุททาง X เป็นสัญญาณรูปชานซ์ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ขนาดยอดเท่ากับ 1 โวลต์ มีค่า THD รวมของทั้งวงจรได้ไม่เกิน 2% มีผลตอบสนองต่อการทำงานในโดเมนทางเวลาเป็นไปตามที่ต้องการ ส่วนผลตอบสนองทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

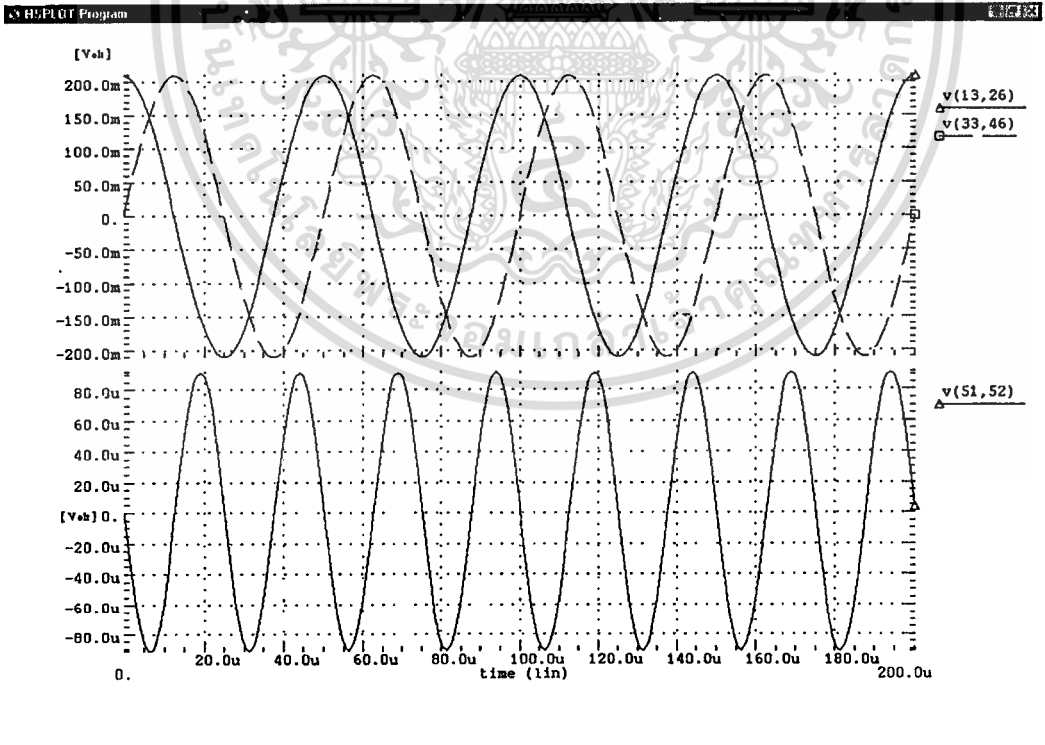
ความถี่ของวงจรมีค่าที่น่าพึงพอใจคือมากกว่า 1 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งในการนำเสนอของวิทยานิพนธ์นี้ต้องการออกแบบให้มีค่ากำลังสูญเสียต่ำโดยทั้งวงจรมีค่าประมาณ 90 ไมโครวัตต์ จึงได้เลือกใช้แรงดันไบอัสและกระแสไบอัสที่ต่ำ ซึ่งจะสูญเสียคุณสมบัติที่ดีบางอย่างไป และเพื่อต้องการหลีกเลี่ยงปัญหาของเรื่องผลของอันดับสองของมอสเฟตจึงได้เลือกใช้ค่าความยาวแชนแนลของอุปกรณ์ทั้งหมดมีค่ามากกว่า 10 ไมครอน

ข้อเสนอแนะและแนวทางพัฒนาต่อไป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบวงจรมุมโดยใช้เทคโนโลยีของ HP CMOS26G0.8 Micron CMOS Bulk Wafers โดยใช้แบบจำลองของ HSP_BSIM2_LIB.26G ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรมุมโดยใช้โปรแกรมHSPICE ที่ทำงานบนระบบปฏิบัติการ UNIX ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้เป็นที่พอใจสามารถนำไปออกแบบสร้างเป็นแผงวงจรมุมได้ โดยใช้ร่วมกับโปรแกรมcadenceได้ ซึ่งเป็นแนวทางที่จะพัฒนาต่อไป แต่เนื่องจากในแนวความคิดในการออกแบบวงจรมุมนี้ได้พยายามหลีกเลี่ยงปัญหาผลของอันดับสองที่จะเกิดขึ้นในตัวมอสเฟตและต้องการออกแบบให้มีกำลังสูญเสียต่ำ ดังนั้นจึงได้ทำการออกแบบให้ที่มอสเฟตมีขนาดความยาวของแชนแนลที่ยาวพอมีค่ามากกว่า 10 ไมครอน ขึ้นไป ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่จึงไม่สูงมาก ดังนั้นถ้าต้องการปรับปรุงให้มีผลตอบสนองทางความถี่ที่ดีขึ้น สามารถปรับปรุงได้โดยการออกแบบให้ค่าความยาวของแชนแนลที่มีค่าน้อยกว่านี้ได้มากเพราะว่าใช้เทคโนโลยีของ 0.8 ไมครอน ซึ่งจะผลลัพธ์ในเรื่องผลตอบสนองทางความถี่ที่ดีขึ้นมาก แต่ผลของอันดับ2ที่เกิดขึ้นในมอสเฟตก็จะแสดงผลออกมา ซึ่งสามารถปรับแก้โดยอาศัยเทคนิคการออกแบบวงจรมุมช่วย โดยใช้วงจรRegulated Cascode Circuit เข้ากับวงจรมุมและวงจรมุมการไบอัสพร้อมกับเทคนิคการออกแบบวงจรมุมความถี่สูงเข้าร่วมด้วย -

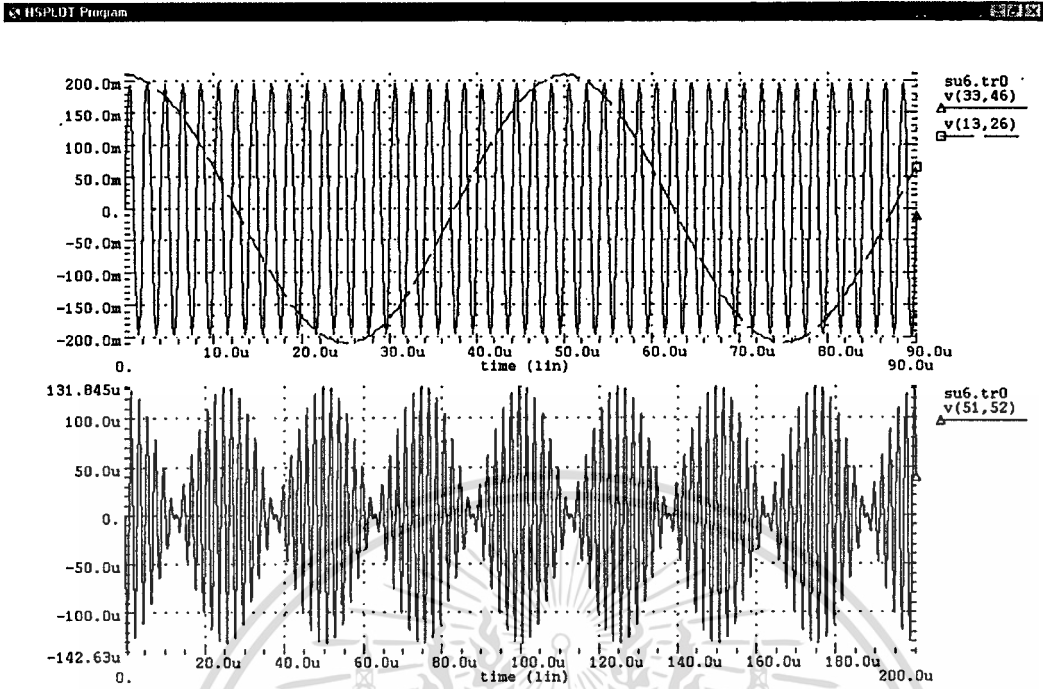


รูปที่ 6.1 ผลทางไฟตรงของวงจรรวม

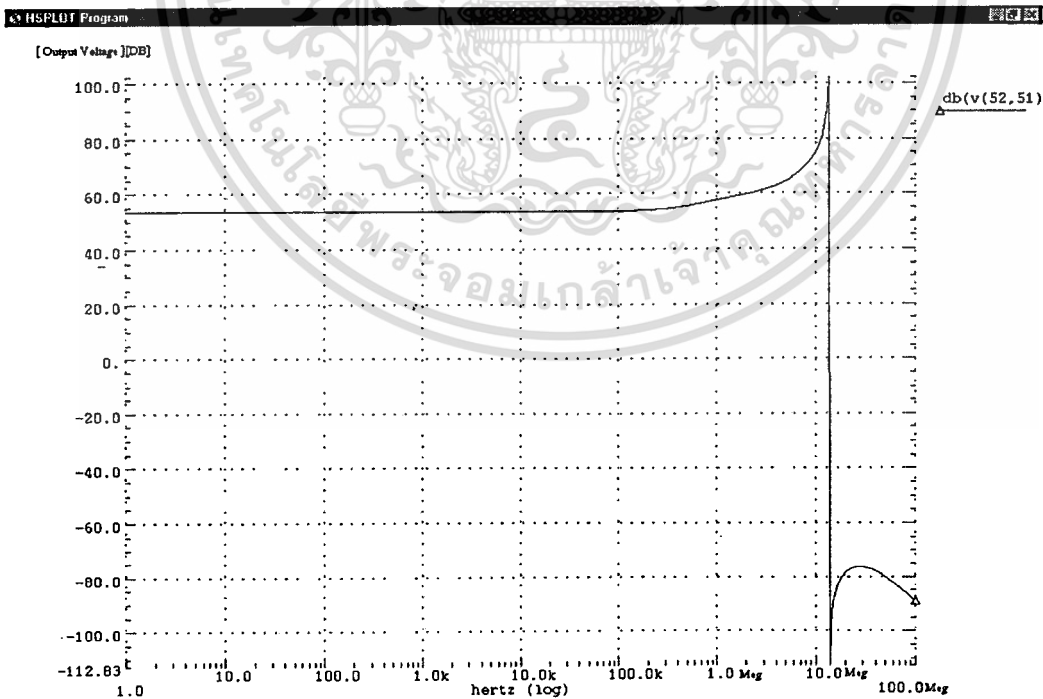


รูปที่ 6.2 แสดงผลการคูณของวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

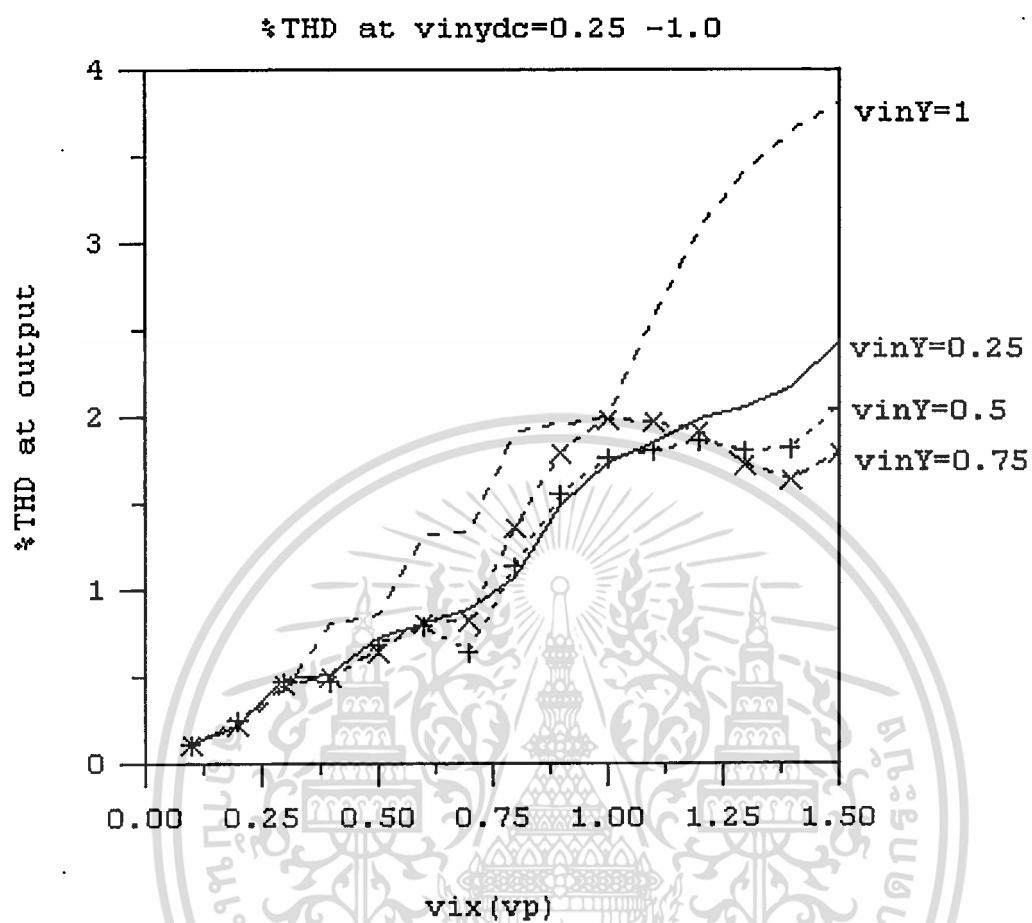


รูปที่ 6.3 ผลการคูณของสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน



รูปที่ 6.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 แสดงผลของ %THD ของวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Gregorian,R. and Temes,G.C. 1986 **Analog MOS Integrated Circuit for signal processing** Singapore : John Wiley & Sons.
- [2] Allen, P.E. and Holberg D.R. 1987 **CMOS analog Circuit Design**, New York : Holt,Renehart and Winstor.inc.
- [3] Pródanov, V.I. and Green ,M.M. 1997 “Design Techniques and Paradigms Toward Design of Low-Voltage CMOS Analog Circuits”pp. In ISCAP-1997
- [4] Steyaert M.,Crols,J.and Sansen W. 1993 “Low-Voltage Analog CMOS filter design.” 1905-1915. in Circuits and Systems 1993 ISCAS’93 IEEE International Symposium Vol.2
- [5] Singh,S.P., Vlach,J. and Hanson ,J.V. December 1990 “Simple high-frequency CMOS transconductor.”pp. 470-474 in IEEE PROCEEDINGS vol.137. No.6
- [6] BabaneZhad,J.N. and Temes,G.C.1987 “ A 20-V four-quadrant CMOS analog multiplier” pp.1143-1146.in IEEE J. Solid-State Circuits Vol. SC-22,No.6
- [7] Qin,S.C. and Geiger,R.L. December 1987 “A $\pm 5V$ CMOS analog Multiplier” pp. IEEE J. Solid-State Circuits Vol. SC-22 No.6
- [8] Bult,K. and Wallinga H. June 1987 “A Class of Analog CMOS Circuits Based on the Square law Characteristic of an MOS transistor in Saturation.” pp. 357-365 in IEEE Journal of Solid – State Circuits Vol.SC-22 No. 3
- [9] Seevinck,E. and Wassenaar,R.F. June 1987 “A Versatile CMOS linear Transconductor Square-law Function Circuit.” pp.366-377 in IEEE J. Solid-State Circuits, vol.SC-22.
- [10] Wiegierink R.J. 1993 **Analysis and Synthesis of MOS Translinear Circuits** United State of America : Kluwer Academic Publishers
- [11] Loh , K.H. and Geiger , R.L.1997 “Dynamic Range Performance of a MOS Active Attenuator” pp.1733-1736 in Circuit and Systems 1991 ,IEEE International Symposium Vol.3
- [12] John,D.A. ,Martin,K. 1997 **Analog Integrated Circuit Design** United States of America John Wiley & Sons
- [13] รุติพงศ์ บุศบงกรศ 2540 “ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานของวงจรรวมสัญญาณแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอส” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [14] . Liu,S.I. and Hwang Y.S. June 1994 “CMOS Four-Quadrant Multiplier Using Bias Feedback Techniques.” pp.750-752 in IEEE J.Solid-State Circuits, vol.29. No. 6 .
- [15] Wang ,Z February1993 “A four-Transistor Four-Quadrant Analog Multiplier Using MOS Transistors Operating in Saturation Region” pp.75-77 in IEEE Transcations on Instrumentation and Measurement Vol. 42 No. 1
- [16] Pennock, J.L.29th August 1985 “CMOS triode Transconductor For Continuous-time Active integrated Filters” pp.817-818 in Electronics letters Vol.21 No.18.
- [17] Lee,S.T.;Lau K.T. and Siek,L. January 1995 “Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier for artificial neural networks.” pp.48-49 in Electronics letters Vol.31 No.1
- [18] Wilson,G and Chan,P.K.December 1991 “Comparison of four CMOS transconductors for fully integrated analogue filter application” pp.683-688 in IEE proceedings-G Vol. 138 , No. 6.
- [19] Wiegerink R.J. “ A CMOS Wideband linear current Attenuator with Electronically variable Gain”pp.962-967 in Circuits and Systems 1993 ISCAS'93 IEEE International Symposium Vol.2
- [20] Giustolisi,G. , Palmisano,G. and Palumbo,G. 1997 “A Novel CMOS Voltage Squarer .” pp.253-256 in ISCAP-1997
- [21] Coban, A.L. and Allen,P.E. 1994 . “A 1.5V Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier.” pp.117-120 in Proceedings of the 37th Midwest Symposium on circuit and systems Vol.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ A.1 แสดงค่า $\frac{W}{L}$ ของมอสเฟตที่ใช้ในวงจร

ทรานซิสเตอร์	ชนิด	W(μm)	L(μm)
m1	p	360	10
m2	n	100	10
m3	n	100	10
m4	n	100	10
mi1	n	100	10
mi2	n	100	10
ma1	n	50	10
ma2	n	130	10
md1	p	360	10
mc1	n	15	10
mp1	p	360	10
mb1	n	50	10
mb2	n	130	10
md2	p	360	10
mc2	n	15	10
mp2	p	360	10
ma11	n	50	10
ma12	n	130	10
md3	p	360	10
mc3	n	15	10
mi3	n	100	10

ทรานซิสเตอร์	ชนิด	W(μm)	L(μm)
mp3	p	360	10
mb11	n	50	10
mb12	n	130	10
md4	p	360	10
mc4	n	15	10
mi4	n	100	10
mp4	p	360	10
mi5	n	400	5
mg1	n	10	60
mg2	n	10	60
mg3	n	10	60
mg4	n	10	60
me1	n	50	10
me2	n	50	10
m1a	n	240	10
m1b	n	240	10
mm1	n	80	10
mm2	n	80	10
mm3	n	50	10
mm4	n	50	10
mm6	n	50	10
mm7	n	50	10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

** test (bias cct) for antenu

vdd 1 0 dc 1.5

vss 2 0 dc -1.5

*****bias-cct of sys

m1 3 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u

m2 3 3 4 4 nch w=100.0u l=10.0u

m3 6 6 5 5 nch w=100.0u l=10.0u

m4 4 4 6 6 nch w=100.0u l=10.0u

mi1 11 6 10 10 nch w=100.0u l=10.0u

vs2 5 2 0

vs3 10 2 0

mi2 22 6 20 20 nch w=100.0u l=10.0u

vs4 20 2 0

*****atten circuit for VinY

ma1 1 12 13 13 nch w=50.0u l=10.0u

ma2 13 12 15 15 nch w=130.0u l=10.0u ***triode

md1 11 13 101 101 pch w=360.0u l=10.0u

mc1 15 15 2 2 nch w=15.0u l=10.0u

mp1 101 3 1 1 pch w=360u l=10.0u

mb1 1 24 26 26 nch w=50.0u l=10.0u

mb2 26 24 21 21 nch w=130.0u l=10.0u ***triode

md2 22 26 102 102 pch w=360.0u l=10.0u

mc2 21 21 2 2 nch w=15.0u l=10.0u

mp2 102 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u

*****atten circuit for VinX

ma11 1 32 33 33 nch w=50.0u l=10.0u

ma12 33 32 35 35 nch w=130.0u l=10.0u ***triode

md3 31 33 103 103 pch w=360.0u l=10.0u

mc3 35 35 2 2 nch w=15.0u l=10.0u

mi3 31 6 30 30 nch w=100.0u l=10.0u

mp3 103 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
vs5 30 2 0
```

```
*****
```

```
mb11 1 44 46 46 nch w=50.0u l=10.0u
mb12 46 44 40 40 nch w=130.0u l=10.0u *triode
md4 1 46 42 42 pch w=360.0u l=10.0u
mc4 40 40 2 2 nch w=15.0u l=10.0u
mi4 42 6 41 41 nch w=240.0u l=10.0u
vs6 41 2 0
mp4 104 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u
```

```
*****
```

```
*****i/p at X
```

```
vinx a 0 dc 0.25 sin 0 0.6 20k ac 1
rtal a 0 1meg
ex1 32 0 a 0 0.5
ex2 44 0 a 0 -0.5
```

```
*****i/p at Y
```

```
viny b 0 dc 0.25 ac 1 sin 0 0.6 20k 0 0 90
rtbl b 0 1meg
ey1 12 0 b 0 0.5
ey2 24 0 b 0 -0.5
.op
```

```
.lib "HSP_bsim2_lib.26g.Nom" Nch
.lib "HSP_bsim2_lib.26g.Nom" Pch
.dc vinx -2.25 2.25 0.5 viny -2 2 0.5
.ac dec 101 1 100meg
.options post nomod ingold=2
.options tnom=25.0
.tran 0.05u 150u
.noise V(101,102) viny 100
.four 20k v(13,26) v(101,102) v(33,46) v(103,104)
.end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

** TEST GILBERT CELL

vdd 1 0 dc 1.5

vss 2 0 dc -1.5

ma1 51 53 55 55 nch w=10.0u l=60.0u

ma2 52 54 55 55 nch w=10.0u l=60.0u

ma3 51 54 56 56 nch w=10.0u l=60.0u

ma4 52 53 56 56 nch w=10.0u l=60.0u

mb1 55 57 59 59 nch w=50.0u l=10.0u

mb2 56 58 59 59 nch w=50.0u l=10.0u

*****i/p at X

vinx a 0 dc 0.25 sin 0 0.6 20k ac 1

rta1 a 0 1meg

ex1 53 0 a 0 0.5

ex2 54 0 a 0 -0.5

*****i/p at Y

viny b 0 dc 0.25 ac 1 sin 0 0.6 20k 0 0 90

rtb1 b 0 1meg

ey1 57 0 b 0 0.5

ey2 58 0 b 0 -0.5

*****load resistance and bias current and compensate current

rla 1 51 50k

rlb 1 52 50k

ibias 59 2 20u

g01 55 2 poly(1) 53 54 0 0 3u

g02 56 2 poly(1) 53 54 0 0 3u

.lib "HSP_bsim2_lib.26g.Nom" Nch

.op

.dc viny -1.5 1.5 0.05 vinx -1 1 0.25

.options post nomod ingold=2 method=gear

.ac dec 101 1 100meg

.options tnom=25.0

.tran 0.1u 0.5m

*.four 20k v(52,51) v(54,53)

*when found THD set Vin(X or Y) to dc and the other input set to sinusoidal at 20KHz

.end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

** gilbert cell with compensat

vdd 1 0 dc 1.5

vss 2 0 dc -1.5

*****bias**cct

m1 1 1 3 3 nch w=240.0u l=10.0u

m2 3 3 4 4 nch w=240.0u l=10.0u

m3 6 6 5 5 nch w=240.0u l=10.0u

m4 4 4 6 6 nch w=240.0u l=10.0u

vs2 5 2 0

m7 59 6 20 20 nch w=350.0u l=5.0u

vs4 20 2 0

ma1 51 53 55 55 nch w=10.0u l=60.0u

ma2 52 54 55 55 nch w=10.0u l=60.0u

ma3 51 54 56 56 nch w=10.0u l=60.0u

ma4 52 53 56 56 nch w=10.0u l=60.0u

mb1 55 57 59 59 nch w=50.0u l=10.0u

mb2 56 58 59 59 nch w=50.0u l=10.0u

vinx a 0 dc 0.1 sin 0 0.75 20k ac 1

rtal a 0 lmeq

e1 53 0 a 0 0.5

e2 54 0 a 0 -0.5

viny b 0 dc 0.1 ac 1 sin 0 0.5 20k 0 0 90

rtb1 b 0 lmeq

ey1 57 0 b 0 0.5

ey2 58 0 b 0 -0.5

rl2 1 51 20k

rz1 1 52 20k

*mla 1 1 51 51 nch w=100u l=10u

*mlb 1 1 52 52 nch w=100u l=10u

*****compensate cct

mm1 1 53 33 33 nch w=140.0u l=10.0u

mm2 1 54 33 33 nch w=140.0u l=10.0u

mm3 33 33 34 34 nch w=160.0u l=10.0u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

mm4 34 34 36 36 nch w=160.0u l=10.0u
mm6 56 34 10 10 nch w=160.0u l=10.0u
vms2 36 2 0
vms3 10 2 0
mm7 55 34 30 30 nch w=160.0u l=10.0u
vms4 30 2 0

```

```
*****
```

```
.op
```

```
.lib "HSP_bsim2_lib.26g.Nom" Nch
```

```
*.dc vinx -1.25 1.25 0.05 viny -1 1 0.25
```

```
.ac dec 101 1 100meg
```

```
.options post nomod ingold=2 method=gear
```

```
.options tnom=25.0
```

```
.tran 0.05u 150u
```

```
*.four 20k v(52,51) v(54,53)
```

```
*when found THD set Vin(X or Y) to dc and the other input set to sinusoidal at 20KHz
```

```
.end
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

** test (bias cct) for anttenu

vdd 1 0 dc 1.5

vss 2 0 dc -1.5

*****bias**cct*of**sys

m1 3 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u

m2 3 3 4 4 nch w=100.0u l=10.0u

m3 6 6 5 5 nch w=100.0u l=10.0u

m4 4 4 6 6 nch w=100.0u l=10.0u

mi1 11 6 10 10 nch w=100.0u l=10.0u

vs2 5 2 0

vs3 10 2 0

mi2 22 6 20 20 nch w=100.0u l=10.0u

vs4 20 2 0

ma1 1 12 13 13 nch w=50.0u l=10.0u

ma2 13 12 15 15 nch w=130.0u l=10.0u *triode

md1 11 13 101 101 pch w=360.0u l=10.0u

mc1 15 15 2 2 nch w=15.0u l=10.0u

mp1 101 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u

mb1 1 24 26 26 nch w=50.0u l=10.0u

mb2 26 24 21 21 nch w=130.0u l=10.0u *triode

md2 22 26 102 102 pch w=360.0u l=10.0u

mc2 21 21 2 2 nch w=15.0u l=10.0u

mp2 102 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u

ma11 1 32 33 33 nch w=50.0u l=10.0u

ma12 33 32 35 35 nch w=130.0u l=10.0u *triode

md3 31 33 103 103 pch w=360.0u l=10.0u

mc3 35 35 2 2 nch w=15.0u l=10.0u

mi3 31 6 30 30 nch w=100.0u l=10.0u

vs5 30 2 0

mp3 103 3 1 1 pch w=360.0u l=10.0u

mb11 1 44 46 46 nch w=50.0u l=10.0u

mb12 46 44 40 40 nch w=130.0u l=10.0u *triode

md4 42 46 104 104 pch w=360.0u l=10.0u

mc4 40 40 2 2 nch w=15.0u l=10.0u

mi4 42 6 41 41 nch w=100.0u l=10.0u

vs6 41 2 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

mp4 104 3 1 1    pch w=360.0u l=10.0u
viny a 0 dc 0.25 sin 0 0.35 20k 0 0 90  *+ac 1
etby1 12  0 a 0 0.5
etby2 24  0 a 0 -0.5
vinx b 0 dc 0.25 sin 0 0.35 20k  *+ac 1
rt  b 0 l meg
etb1 32 0 b 0 0.5
etb2 44 0 b 0 -0.5

***** gilbert cell with compensat

mi5  59 6 80 80 nch w=350.0u l=5.0u
vms5 80 2 0

mg1  51 103 55 55 nch w=10.0u l=60.0u
mg2  52 104 55 55 nch w=10.0u l=60.0u
mg3  51 104 56 56 nch w=10.0u l=60.0u
mg4  52 103 56 56 nch w=10.0u l=60.0u
me1  55 101 59 59 nch w=50.0u l=10.0u
me2  56 102 59 59 nch w=50.0u l=10.0u
mla  1 1 51 51 nch w=100u l=10u
mlb  1 1 52 52 nch w=100u l=10u

*****compensat cct

mm1  1 103 63 63 nch w=80.0u l=10.0u
mm2  1 104 63 63 nch w=80.0u l=10.0u
mm3  63 63 64 64 nch w=50.0u l=10.0u
mm4  64 64 66 66 nch w=50.0u l=10.0u
mm6  56 64 70 70 nch w=45.0u l=10.0u
vms2 66 2 0
vms3 70 2 0
mm7  55 64 60 60 nch w=45.0u l=10.0u
vms4 60 2 0

.lib "HSP_bsim2_lib.26g.Nom" Nch
.lib "HSP_bsim2_lib.26g.Nom" pch
.options post nomod ingold=2 method=gear
.tran 0.5u 200u
.end

```

ประวัติผู้เขียน

นายพงษ์ศักดิ์ พร้อมวงค์ เกิดเมื่อวันที่ 11 พฤษภาคม พ.ศ. 2512 ที่จังหวัดเชียงใหม่สำเร็จปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2534

ปี พ.ศ. 2534 เข้าทำงานที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ตำแหน่งอาจารย์ประจำ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ปี พ.ศ. 2536-2538 ทำหน้าที่รักษาการหัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ปี พ.ศ. 2534-2540 หัวหน้าห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน

ปี พ.ศ. 2535-ปัจจุบัน หัวหน้าห้องปฏิบัติโครงการวิศวกรรมและหัวหน้ากลุ่มปฏิบัติการงานสอนโปรแกรมเรียนแบบการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าของภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

ปีพ.ศ. 2534-ปัจจุบัน หัวหน้าส่วนวางแผนการเรียนการสอน และการจัดตารางสอน

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

พงษ์ศักดิ์ พร้อมวงค์ กอบชัย เดชหาญ “วงจรคุณสมบัติแอมพลิฟายเออร์ 4 ควอดเรนต์แบบซิมอสที่ระดับแรงดันแรงดันต่ำ”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21, จัดโดยภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หน้าที่ 715-718 , 12-13 พฤศจิกายน 2541