

ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานของวงจรรคูณอนาล็อกแบบ-4 ควอดแดรนต์ที่ใช้ซีมอส

THEORY AND APPLICATIONS OF CMOS ANALOG

FOUR-QUADRANT MULTIPLIER



นายฐิติพงศ์ บุศบงกรศ

MR. THITIPONG BUSABONGKROSE

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2540

ISBN 974-622-035-7

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

**THEORY AND APPLICATIONS OF CMOS ANALOG
FOUR-QUADRANT MULTIPLIER**



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

1997

ISBN 974-622-035-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานของวงจรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอส
นักศึกษา	นายฐิติพงศ์ บุศบงกรศ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ
ระดับการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.	2540

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอ ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานของวงจรคูณอนุลอกแบบ 4
ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอส โดยออกแบบวงจรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์เดิมซึ่งมีประสิทธิภาพ
ต่ำให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น 2 วงจร โดยวงจรแรก คือ วงจรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์
โดยใช้มอสเฟตช่วงไม่อิ่มตัว ประกอบขึ้นอย่างง่ายจาก วงจรกันชนที่มีการป้อนกลับแบบขนาน 4
วงจรถับมอสเฟตในส่วนการคูณอนุลอกที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว 4 ตัว ส่วนวงจรที่สองคือ วงจร
คูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟตช่วงอิ่มตัว ซึ่งใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล
ที่ใช้เพียงมอสเฟต 2 ตัว จำนวน 4 ชุด ร่วมทำงานกับมอสเฟตในส่วนการคูณอนุลอกที่ทำงานใน
ช่วงอิ่มตัว 4 ตัว และวงจรรวมสัญญาณ 2 ชุดที่ประกอบขึ้นจากวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแพร์ และวง
จรสะท้อนกระแส และเสนอการนำไปประยุกต์ใช้งานของวงจรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์
ทั้งสองวงจรเป็นวงจรที่มีความถี่ 2 เท้าและวงจรมัลติเพลกซ์ วงจรคูณอนุลอกแบบ 4
ควอดแดรนต์ที่นำเสนอ มีช่วงปฏิบัติงานอินพุตที่กว้างและมีความเป็นเชิงเส้นกว้าง ซึ่งผลการ
ทดลองจริงและผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice จะแสดงให้เห็นถึงประ
สิทธิภาพของวงจร มีความเชื่อมั่นได้สูงว่าวงจรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่นำเสนอ
สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานด้านประมวลผลสัญญาณอนุลอกต่างๆ ได้

Thesis Title	Theory and Applications of CMOS Analog Four-Quadrant Multiplier
Student	Mr. Thitipong Busabongkrose
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Kobchai Dejhan
level of study	Master of Engineering in Electrical Engineering
Department	Telecommunication Engineering King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Year	1997

Abstract

This thesis proposes theory and applications of CMOS analog four-quadrant multiplier. All circuit have been improved for obtaining the better performances by using MOSFET. Two methods are presented. The first multiplier is based on the current/voltage characteristic of MOS transistors operating in the triode region which has the simple configuration with four shunt feedback buffers and four NMOS transistor. The second multiplier is based on the current/voltage characteristic of MOS transistors operating in the saturation region which consists of four two-transistor differential amplifier, four NMOS transistor and additional for two signal summing circuits which is implemented from differential pairs and current mirror. The proposed CMOS analog four-quadrant multipliers have a wide dynamic range and good linearity. Experimental results and simulation results by PSpice program are given to demonstrate the performances of the proposed circuits which are expected to be useful in analog signal processing applications. The frequency doubler and balanced modulator are presented as its applications.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ดีด้วยความช่วยเหลือจากท่านอาจารย์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่กรุณาให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม กำลังใจ ชี้แนวทางตลอดจนช่วยเหลือทุกๆ อย่าง ในการทำวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณบริษัทวิทยุการบินแห่งประเทศไทย โดยเฉพาะกองวิศวกรรมระบบติดตามอากาศยาน ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการใช้เครื่องมือในการทดลอง และเพื่อนร่วมงานที่ได้ช่วยเหลือและให้กำลังใจต่อผู้วิจัยตลอดมา

ท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อคุณแม่ที่คอยห่วงใยและเป็นกำลังใจตลอดมา นอกจากนี้ขอขอบคุณ คุณวีรญา บุญเต็ม และคุณ ไพบูรณ์ ตู้ประกาย ที่เป็นธุระในการจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์ จนสำเร็จเป็นรูปเล่มอย่างสมบูรณ์

จิตติพงษ์ นุศบงกรศ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่	
1. บทนำ.....	1
แนวความคิดของวิทยานิพนธ์.....	1
วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	3
2. ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	4
บทนำ.....	4
โครงสร้างของมอสเฟต.....	4
สัญลักษณ์ของมอสเฟต.....	7
การทำงานของมอสเฟต.....	8
แบบจำลองของมอสเฟต.....	14
3. วงจรคุณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว.....	16
บทนำ.....	16
หลักการและการทำงานของวงจรคุณอนาล็อกที่ออกแบบ.....	17
การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี.....	26

สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
ผลจากวิเคราะห์การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice.....	43
4. วงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมตัว.....	48
บทนำ.....	48
หลักการเบื้องต้น.....	48
วงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ออกแบบ.....	49
การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี.....	58
ผลการทดลองและผลจากการวิเคราะห์การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice.....	74
5. การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร.....	82
บทนำ.....	82
วงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานช่วงไม่อิมตัว.....	82
วงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานช่วงอิมตัว.....	85
6. การประยุกต์ใช้งานวงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟต.....	92
บทนำ.....	92
วงจรทวีความถี่.....	92
วงจร Balanced Modulator.....	99
7. บทสรุป.....	107
สรุป.....	107
ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข.....	108
ภาคผนวก.....	109
โปรแกรม PSpice ที่ใช้วิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์.....	110
บรรณานุกรม.....	114
ประวัติผู้เขียน.....	116

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่

1. แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟทชนิดต่าง ๆ.....8
2. แสดงค่าพารามิเตอร์ของมอสเฟทวงจรคูณาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้
มอสเฟทช่วงไม้อิ่มตัวจากการเลียนแบบการทำงานวงจรโดยโปรแกรม PSpice.....31
3. แสดงค่าพารามิเตอร์ของมอสเฟทวงจรคูณาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้
มอสเฟทช่วงอิ่มตัวจากการเลียนแบบการทำงานวงจรโดยโปรแกรม PSpice.....63



สารบัญภาพ

หน้า

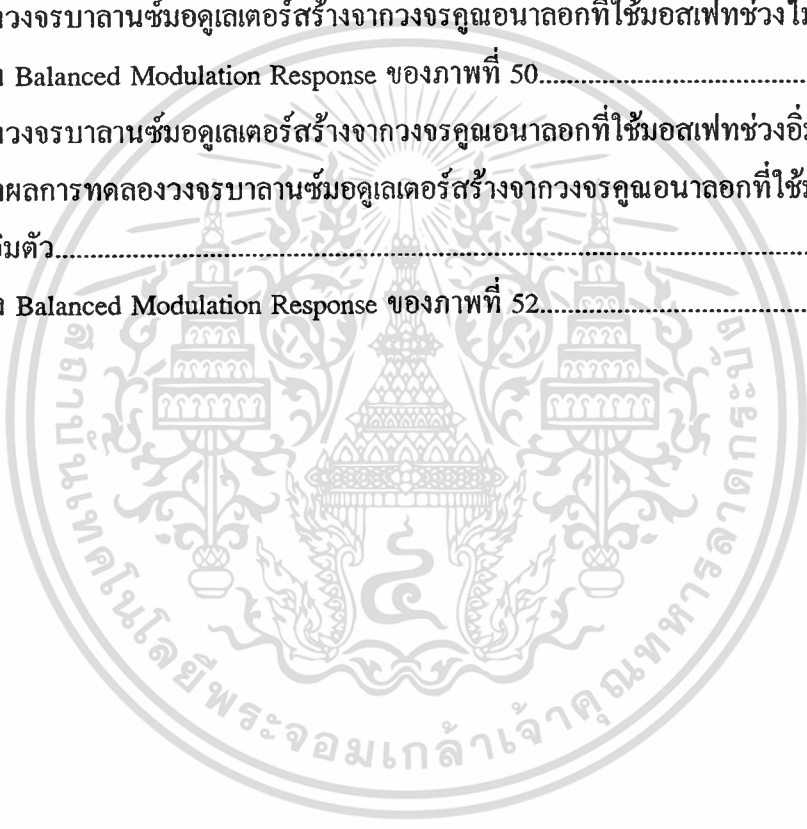
1. แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบดีเพลทชั้นชนิด N-Channel.....	5
2. แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบดีเพลทชั้นชนิด P-Channel.....	5
3. แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนท์ชนิด N-Channel.....	6
4. แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนท์ชนิด P-Channel.....	7
5. แสดงการไบอัสมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนท์ชนิด N-Channel.....	9
6. แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS} เมื่อเปลี่ยน V_{GS} ของมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนท์ชนิด N-Channel.....	10
7. แสดงการไบอัสมอสเฟตแบบดีเพลทชั้นชนิด N-Channel.....	11
8. แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS} เมื่อเปลี่ยน V_{GS} ของมอสเฟตแบบดีเพลทชั้นชนิด N-Channel.....	11
9. แสดงคุณสมบัติการถ่ายโอน.....	14
10. แสดงวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว.....	17
11. แสดงช่วงการทำงานของมอสเฟต M_1, M_3, M_5 โดยแปรค่า V_X เมื่อ $V_Y=0$	21
12. วงจรตัดเทียมนี่ใช้คำนวณหาค่าความต้านทานเข้าพุทของวงจรภาพที่ 10.....	28
13. แสดงส่วนวงจรคุณอนาลอกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_Y	34
14. แสดงวงจรตัดเทียมนี่ของส่วนวงจรคุณอนาลอกในภาพที่ 13.....	34
15. แสดงส่วนวงจรคุณอนาลอกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_X	38
16. แสดงวงจรตัดเทียมนี่ของส่วนวงจรคุณอนาลอกในภาพที่ 15.....	39
17. แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานเข้าพุทของวงจร.....	44
18. แสดงผลการวิเคราะห์ความต้านทานเข้าพุทของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice.....	45
19. แสดงผลการวิเคราะห์ความถี่ปฏิบัติงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice.....	46
20. แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC แสดง I_{OUT} เมื่อแปรค่า V_X	47
21. แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC แสดง I_{OUT} เมื่อแปรค่า V_Y	47
22. แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้หลักการ Square-Algebraic Identity.....	49
23. แสดงวงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟต 2 ตัว.....	50

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
24. แสดงวงจรขยายแบบคิฟเฟอร์นเซียลที่ออกแบบ.....	51
25. แสดงวงจรรวมสัญญาณ.....	52
26. แสดงวงจรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง.....	54
27. แสดงโครงสร้างของวงจรคูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัว.....	56
28. แสดงวงจรคูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัว.....	57
29. แสดงวงจรตัดเทียมนที่ใช้คำนวณความต้านทานเข้าพุตแตกต่างของวงจรภาพที่ 28.....	60
30. แสดงส่วนวงจรคูณอนาลอกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_Y	65
31. แสดงวงจรตัดเทียมนของส่วนวงจรคูณอนาลอกในภาพที่ 30.....	66
32. แสดงส่วนวงจรคูณอนาลอกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_X	70
33. แสดงวงจรตัดเทียมนส่วนวงจรคูณอนาลอกในภาพที่ 32.....	71
34. แสดงการต่อวงจรแบบดีสครีทบนแผ่น PCB เพื่อใช้ในการทดลอง.....	76
35. แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC ของวงจรคูณอนาลอกที่ได้จากการทดลอง.....	76
36. แสดงบล็อกลิโอะแกรมที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานเข้าพุตแตกต่าง.....	77
37. แสดงผลการวิเคราะห์หาความต้านทานเข้าพุตแตกต่างของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice.....	78
38. แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานสำหรับ V_Y โดยใช้โปรแกรม PSpice.....	79
39. แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานสำหรับ V_X โดยใช้โปรแกรม PSpice.....	79
40. แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC ของ V_{OUT} เมื่อแปรค่า V_X	80
41. แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC ของ V_{OUT} เมื่อแปรค่า V_Y	81
42. แสดงวงจรคิฟเฟอร์นเซียล.....	86
43. แสดงวงจรทวีความถี่สร้างจากวงจรคูณอนาลอกที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมิตัว.....	93
44. แสดง Frequency Doubler Response ของภาพที่ 43.....	94
45. แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆ ของวงจรทวีความถี่สร้างจากวงจรคูณอนาลอกที่ใช้ มอสเฟทช่วงไม้อิมิตัว.....	95
46. แสดงวงจรทวีความถี่สร้างจากวงจรคูณอนาลอกที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัว.....	96
47. แสดงผลการทดลองวงจรทวีความถี่สร้างจากวงจรคูณอนาลอกที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัว.....	97

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
48. แสดง Frequency Doubler Response ของภาพที่ 46.....	98
49. แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆ ของวงจรที่ความถี่สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้ มอสเฟทช่วงอิมิตัว.....	99
50. แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมิตัว..	101
51. แสดง Balanced Modulation Response ของภาพที่ 50.....	102
52. แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัว.....	103
53. แสดงผลการทดลองวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟท ช่วงอิมิตัว.....	104
54. แสดง Balanced Modulation Response ของภาพที่ 52.....	106



บทที่ 1

บทนำ

แนวความคิดของวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์มีการวิจัยและพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วมาก เริ่มจากการนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่เป็นแอกทิฟ และพาสซีสมาต่อกันแบบดิสครีท ตามวงจรที่ออกแบบ แต่ในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำ สามารถนำวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบในลักษณะดิสครีทไปสร้างเป็นวงจรรวมหรือ IC (Integrated Circuit) โดยเทคโนโลยีการสร้างวงจรรวมนี้แบ่งได้ 2 แบบ คือ เทคโนโลยีของ MOS (MOS Technology) และเทคโนโลยีของ Bipolar (Bipolar Technology) โดยเทคโนโลยีของ MOS ซึ่งสร้างจากดีไวซ์ (Device) จำพวกมอสเฟต (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) หรือ MOSFET จะมีความเหมาะสม มากกว่าเทคโนโลยีของ Bipolar เนื่องจากมอสเฟต เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีโครงสร้างและขบวนการสร้างที่ง่าย ใช้พื้นที่ในส่วนของชิพ (Chip) น้อย ทำให้สามารถสร้างให้มีจำนวนดีไวซ์ได้มากและยังมีคุณสมบัติของตัวมันเองดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) หลายประการ เช่น ความต้านทานอินพุตสูง (High Input Impedance), อัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำมาก เป็นต้น ซึ่งจุดนี้เองเป็นจุดเริ่มต้นที่มาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เริ่มค้นคว้าวิจัย และพัฒนางจรด้านอนาลอกที่ทำงานในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Circuit) ซึ่งวงจรที่สนใจคือ วงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอส ซึ่งวงจรมีสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางทางโทรคมนาคมและวงจรเครื่องมือวัดต่าง ๆ

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานของวงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้ซีมอส” (Theory and Applications of CMOS Analog Four-Quadrant Multiplier) ได้กำหนดวัตถุประสงค์เอาไว้ 4 ประการคือ

1. เพื่อการศึกษาค้นคว้าวิจัยการออกแบบวงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟต
2. สามารถนำวงจรที่ออกแบบดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานได้ โดยวงจรมีประสิทธิภาพสูงทั้งในช่วงปฏิบัติงานอินพุตที่กว้างและความเป็นเชิงเส้นที่กว้าง ผลตอบสนองทางความถี่ที่สูง
3. ใช้อุปกรณ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด และให้วงจรมีขนาดเล็ก
4. สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้

หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

จากการค้นคว้าและวิจัยวงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอหลักการใหม่ไว้ 2 ประการคือ

1. วงจรที่ออกแบบใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทมอสเฟต แทนสิ่งประดิษฐ์ประเภทไบโพลาร์และอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่ไม่เหมาะทำเป็นวงจรรวม เช่น OTA (Operational Transconductance Amplifier) [1], OP-AMP (Operational Amplifier) [2]

2. วงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ที่ออกแบบมี 2 วงจรใช้ 2 หลักการคือ

2.1 หลักการของมอสเฟตในส่วนการคูณอนาลอกทำงานในช่วงไม่อิมิตัว โดยประกอบขึ้นอย่างง่ายจากวงจรกันชนที่มีการป้อนกลับแบบขนาน 4 วงจร กับมอสเฟตในส่วนการคูณอนาลอกที่ทำงานในช่วงไม่อิมิตัว 4 ตัว

2.2 หลักการของมอสเฟตในส่วนการคูณอนาลอกทำงานในช่วงอิมิตัว โดยใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้เพียงมอสเฟต 2 ตัวจำนวน 4 ชุด ร่วมทำงานกับมอสเฟตในส่วนการคูณอนาลอกที่ทำงานในช่วงอิมิตัว 4 ตัวและวงจรรวมสัญญาณ

รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บท โดยในบทที่หนึ่งจะเป็นการกล่าวนำวัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทอื่น ๆ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึง โครงสร้างและทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรคูลอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีและยืนยันผลในทางทฤษฎีโดยการเลียนแบบและวิเคราะห์วงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรคูลอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีและยืนยันผลในทางทฤษฎีโดยการทดลองและโดยการเลียนแบบและวิเคราะห์วงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 5 จะกล่าวถึงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรคูลอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวและวงจรคูลอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว โดยวิเคราะห์ปัญหาค่า Second-Order Effect ที่เกิดขึ้น เช่น ความไม่สมพียงกันของมอสเฟตในส่วนการคูลอนาลอก, การลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟตในส่วนการคูลอนาลอก

บทที่ 6 จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานวงจรคูลอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานทั้งในช่วงไม่อิ่มตัว และช่วงอิ่มตัว เป็นวงจรที่ความถี่และวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งยืนยันผลในทางทฤษฎีโดยการทดลองและโดยการทำการเลียนแบบวงจรและวิเคราะห์วงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 7 ซึ่งเป็นบทสุดท้าย จะเป็นการกล่าวสรุปถึงรายละเอียดที่สำคัญต่าง ๆ ของวิทยานิพนธ์ ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

บทที่ 2

ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

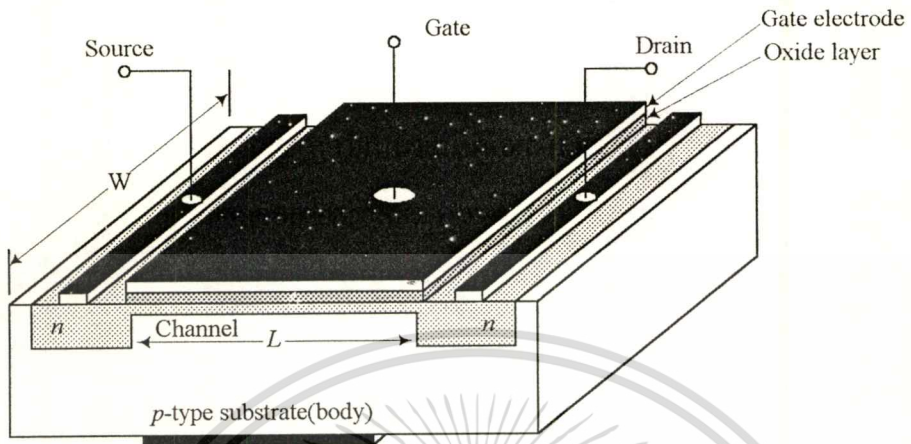
บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟต (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor และมีอีกชื่อหนึ่งว่า อินซูลเกตเดทเกตเฟต (Insulated Gate Field-Effect Transistor) หรือ IGFET เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่อาศัยการทำงานของพาหะข้างมาก (Majority Carrier) ชนิดใดชนิดหนึ่ง จึงเป็นอุปกรณ์ชนิด Unipolar โดยกระแสเข้าพุทของมอสเฟตถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้า (Electric Field) โดยในปัจจุบันนิยมกันมากและได้เข้ามาแทนไบโพลารานซิสเตอร์ เนื่องจากโครงสร้างง่าย มีขั้นตอนการผลิตน้อย มีขนาดเล็กได้ปริมาณการผลิตมากต่อชิพหนึ่งชิพ มีความต้านทานอินพุตสูง การสูญเสียกำลังต่ำ สัญญาณรบกวนต่ำ เป็นต้น อย่างไรก็ตามมอสเฟตก็ยังมีข้อด้อยอยู่บ้าง เช่น ทำงานที่กัลังต่ำ และอัตราการขยายต่ำ

โครงสร้างของมอสเฟต

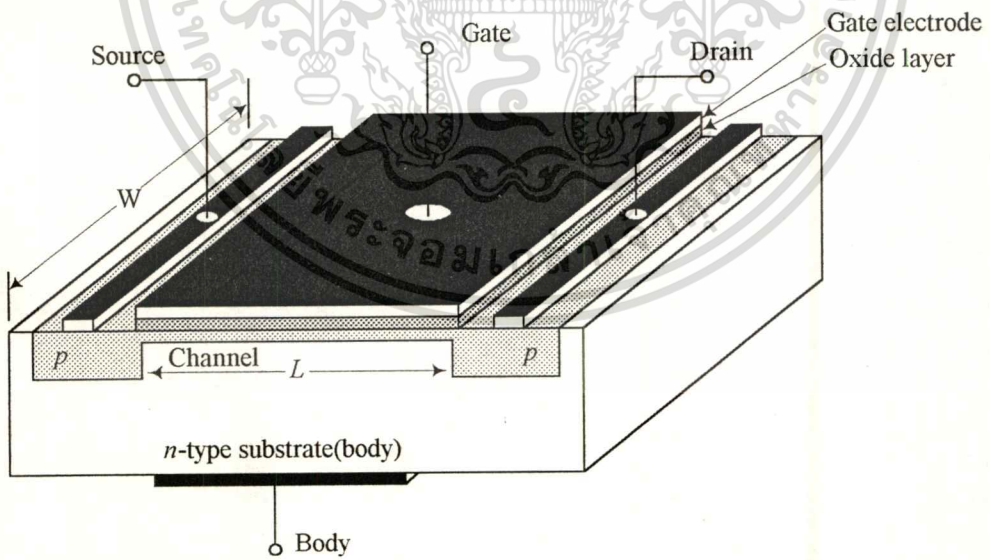
มอสเฟต สามารถแบ่งออกตามการทำงานเป็น 2 ประเภทคือ มอสเฟตแบบดีเพลทชัน (Depletion MOSFET) และมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ (Enhancement MOSFET) ซึ่งแต่ละประเภทแบ่งออกได้ 2 ชนิด คือ N-Channel เรียกว่า NMOS และ P-Channel เรียกว่า PMOS โดยโครงสร้างของมอสเฟตแบบดีเพลทชันชนิด N-Channel และชนิด P-Channel แสดงในภาพที่ 1 และภาพที่ 2 ตามลำดับ สำหรับโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด N-Channel และ P-Channel แสดงในภาพที่ 3 และภาพที่ 4

ภาพที่ 1



แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel

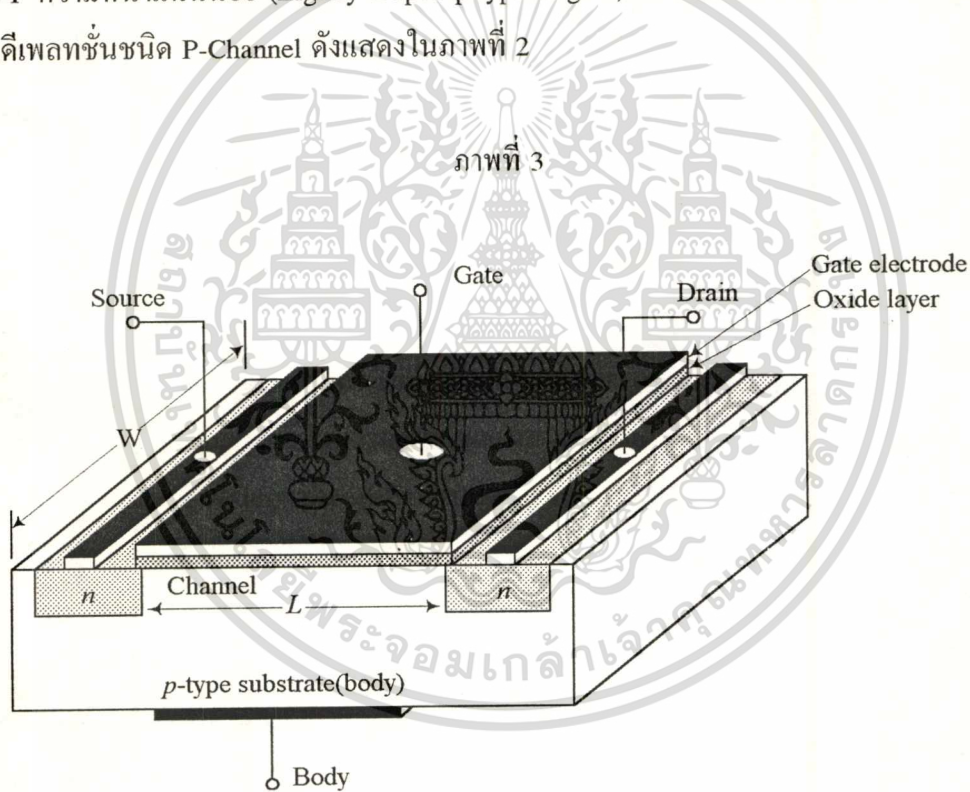
ภาพที่ 2



แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด P-Channel

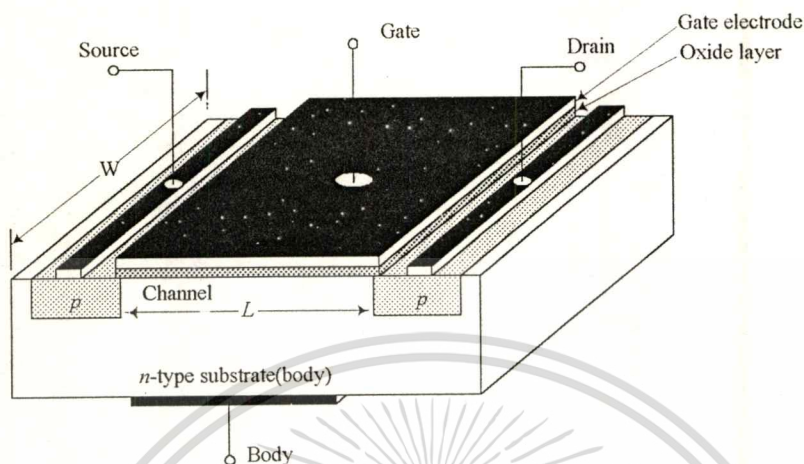
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 1 เป็นโครงสร้างของมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel กล่าวคือประกอบด้วย แผ่นผลึกฐานรองชนิด P ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped p-type Substrate) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า บอดี้ (Body) โดยมีอิเล็กโทรดเกรน (D) และซอส (S) ต่อกับบริเวณที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด N ความหนาแน่นมาก (Heavily Doped n-type Region) 2 ส่วนตามลำดับ และบริเวณ 2 ส่วนนี้จะต่อเชื่อมกันด้วยบริเวณแชลแนลที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด N ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped n-type Region) โดยมีฉนวนบางๆ ซึ่งทำจากซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) วางบนแชลแนล สารกึ่งตัวนำชนิด N ความหนาแน่นน้อยดังกล่าว จากนั้นวางอิเล็กโทรดเกตซึ่งเป็นโลหะบนซิลิกอนไดออกไซด์ และเช่นเดียวกันถ้าเปลี่ยนใช้ฐานรองเป็นชนิด N และมีแชลแนลเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด P ความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped p-type Region) ก็จะเรียกมอสเฟตชนิดนี้ว่า มอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด P-Channel ดังแสดงในภาพที่ 2



แสดงโครงสร้างมอสเฟตแบบเอ็นฮานสมันท์ ชนิด N-Channel

ภาพที่ 4



แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานสมันท์ชนิด P-Channel

จากภาพที่ 3 เป็นโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นฮานสมันท์ชนิด N-Channel กล่าวคือ ประกอบด้วย อิเล็กโทรดเกรน (D) และซอส (S) ที่ต่อกับบริเวณสารกึ่งตัวนำชนิด N ความหนาแน่นมาก (Heavily Doped n-type Region) 2 ส่วนซึ่งแพร่อยู่บนฐานรองชนิด P (Lightly Doped p-type Substrate) ซึ่งบริเวณสารกึ่งตัวนำ 2 ส่วนนี้แยกจากกันไม่มีบริเวณแชนแนลเชื่อมต่อเหมือนมอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel และมีระยะทางความยาวแชนแนล (Channel Length) เป็น L และมีความกว้างของแชนแนล (Channel Width) เป็น W สำหรับมอสเฟตแบบเอ็นฮานสมันท์ชนิด P-Channel จะมีบริเวณสารกึ่งตัวนำชนิดพีความหนาแน่นมาก 2 ส่วนแพร่อยู่บนฐานรองชนิด N ความหนาแน่นน้อย ดังแสดงในภาพที่ 4

สัญลักษณ์ของมอสเฟต

จากตารางที่ 1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ ตามลำดับโดยเริ่มจาก มอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel และ P-Channel เมื่อแรงดันระหว่างฐานรอง (Body) และซอส (V_{BS}) ไม่เป็นศูนย์ ($V_{BS} \neq 0$), สัญลักษณ์ มอสเฟตแบบดีเฟลทชันชนิด N-Channel และ P-Channel เมื่อ $V_{BS} = 0$, สัญลักษณ์แสดงมอสเฟตแบบเอ็นฮานสมันท์ชนิด N-Channel และ P-Channel เมื่อแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างฐานรอง (Body) และซอส ไม่เป็นศูนย์ ($V_{BS} \neq 0$) และ สดท้ายแสดงสัญลักษณ์ของ มอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด N-Channel และ P-Channel เมื่อ $V_{BS}=0$

ตารางที่ 1

NMOS	PMOS	MODE
		Depletion
		Depletion
		Enhancement
		Enhancement

แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ

การทำงานของมอสเฟต

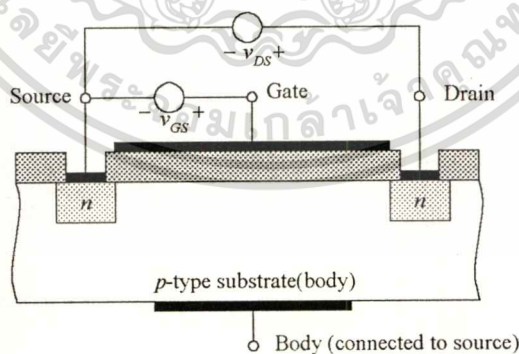
การทำงานของมอสเฟตทั้ง 2 ประเภทนั้นสามารถอธิบายได้โดยอ้างอิงชนิด N-Channel ได้ ดังนี้คือ

จากภาพที่ 5 แสดงการต่อแรงดันต่างๆ ให้กับมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด N-Channel จากโครงสร้างภายใน จะเห็นว่า รอบๆ ส่วนของซอสและเดรน มีลักษณะเป็นรอยต่อพี-เอ็น (p-n junction) เกิดย่านปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้น ถ้าเกตได้รับแรงดันค่าลบ ($V_{GS} < 0$) ในขณะที่ $V_{DS}=0$ จะเกิดสนามไฟฟ้าใน oxide มีทิศทางไปยัง gate electrode จะทำให้ holes ใน p-type substrate ถูกดูดมาบริเวณใกล้ surface ทำให้ majority carrier concentration (hole) บริเวณใกล้ surface เพิ่มขึ้นกว่าใน substrate ขณะเดียวกัน minority carrier concentration (electron) บริเวณใกล้ surface จะลดลง เนื่องจาก electron จะถูกผลักลงไปใน substrate ต่อไปถ้าเกตได้รับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

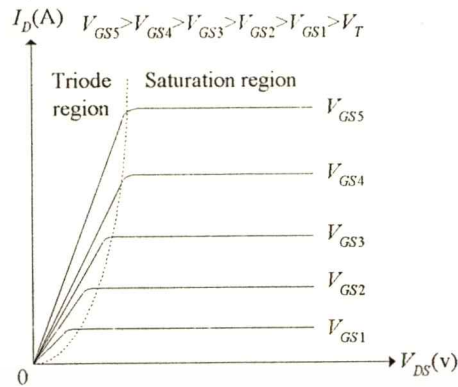
ค่าบวกน้อย ($V_{GS} > 0$) ในขณะที่ $V_{DS} = 0$, จะเกิดสนามไฟฟ้าใน oxide มีทิศทางไปยัง substrate ทำให้ majority carrier (hole) บริเวณใกล้ surface ของ substrate ภายใต้ gate oxide จะถูกผลักออกจาก fixed ionized acceptor ของมันกลับไป substrate ดังนั้นจะเกิด depletion region บริเวณใกล้ surface ขึ้น ต่อมาเมื่อเกตได้รับแรงดันค่าบวกมากขึ้น จนกระทั่งมากกว่าแรงดันค่าบวกค่าหนึ่ง เรียกว่า threshold voltage (V_{TO}) นั่นคือ $V_{GS} > V_{TO}$ จะทำให้ศักย์บวกที่เกตที่มากขึ้น จะดึงดูด minority carrier (electrons) จำนวนมากจาก p-type substrate มายังใกล้ surface สร้างเป็น n-type region ใกล้ surface ซึ่งเรียกว่า inversion layer และสภาวะนี้เรียกว่า surface inversion โดย inversion layer หรือ n-type conducting channel จะเกิดขึ้นระหว่าง source region และ drain region ทำหน้าที่เป็นช่องทาง (channel) เดินกระแสระหว่าง source และ drain ได้ถ้าได้รับแรงดันไฟฟ้าระหว่าง drain และ source ดังนั้นถ้าให้แรงดัน drain-source เป็นบวกเล็กน้อย ($V_{DS} > 0$) จะเกิดกระแสไหลจาก drain ไปยัง source ได้ ถ้าเพิ่ม V_{DS} เป็นบวกมากขึ้น กระแสก็จะไหลมากขึ้น และถ้าเพิ่ม $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ กระแสจะไหลสูงสุด และจะคงที่ตลอดแม้จะมีการเพิ่ม V_{DS} มากขึ้น อีกก็ตาม ดังแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS} เมื่อเปลี่ยนค่า V_{GS} ในภาพที่ 6

ภาพที่ 5



แสดงการไบอัสมอสเฟตแบบเอ็นฮานสมินท์ชนิด N-Channel

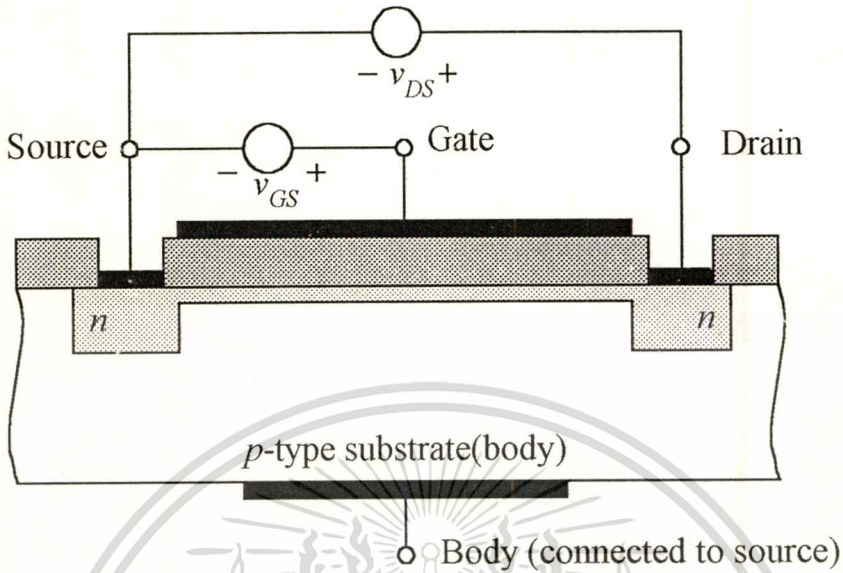
ภาพที่ 6



แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS} เมื่อเปลี่ยน V_{GS} ของมอสเฟต
แบบเอ็นฮานสมันท์ชนิด N-Channel

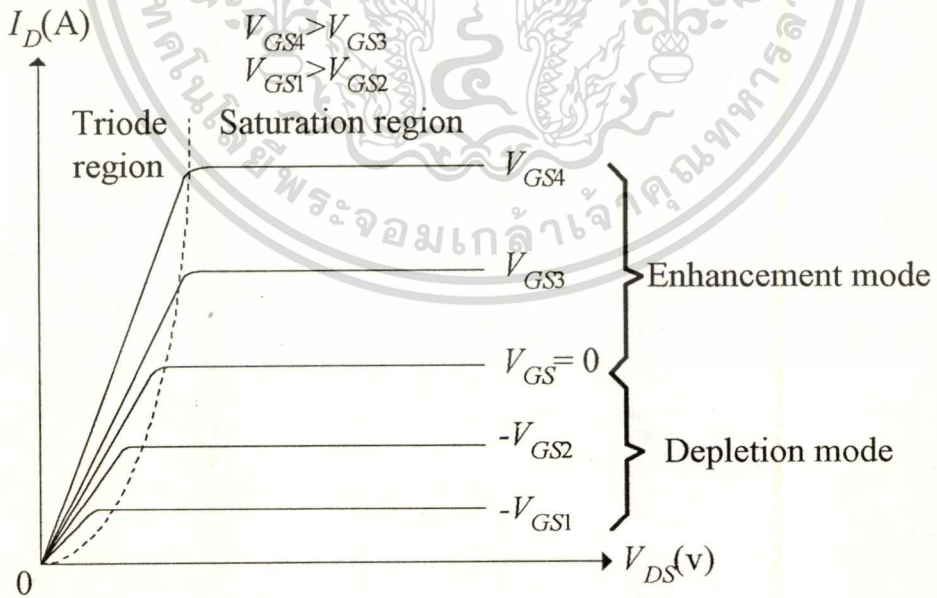
จากภาพที่ 7 แสดงการต่อแรงดันต่างๆ ให้กับมอสเฟตแบบดีเฟลทซ์ชนิด N-Channel จะเห็นว่า เมื่อไบอัสแรงดันเกตเป็นศูนย์เมื่อเทียบกับซอส และให้แรงดันเดรนเทียบซอสเป็นบวกค่าหนึ่ง จะมีกระแสเดรนไหลแล้วค่าหนึ่งเนื่องจาก แชนแนลได้ถูกสร้างไว้แล้ว และเมื่อไบอัสแรงดันเกตเป็นลบค่าน้อยเทียบกับซอส จะเกิดสนามไฟฟ้าใน oxide มีทิศทางไปยัง gate electrode ผลจะผลัก majority carrier (electron) บริเวณใกล้ surface ในแชนแนลให้ออกจาก fixed ionized donor (ประจุบวกอยู่กับที่) ลงมาแชนแนลส่วนล่าง ผลทำให้เกิด depletion region ใกล้ surface ภายในแชนแนลขึ้น ทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลลดลง ผลกระแสเดรนไหลน้อยลง และถ้าเกตเป็นค่าลบมากขึ้น ทำให้ depletion region แผ่กว้างเพิ่มขึ้นในแชนแนล จะทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลลดลงไปอีก ทำให้กระแสเดรนไหลน้อยลงไปอีก และถ้าเกตเป็นลบมากๆ ทำให้ depletion region แผ่กว้างเต็มแชนแนล แชนแนลไม่นำกระแส กระแสเดรนมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเรียกการทำงานแบบนี้ว่า การทำงานแบบดีเฟลทซ์โหมด (depletion mode) ต่อมาเมื่อไบอัสแรงดันเกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอส จะเกิดสนามไฟฟ้าใน oxide ไปยังแชนแนล จะดึงดูด minority carrier (electrons) จาก p-substrate มายังบริเวณแชนแนลมากขึ้น ทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลเพิ่มขึ้น กระแสเดรนไหลเพิ่มขึ้นมีค่ามากกว่ากระแสเดรนขณะ $V_{GS}=0$ ซึ่งเราเรียกการทำงานแบบนี้ว่า การทำงานแบบเอ็นฮานสมันท์โหมด (enhancement mode) ดังแสดงความสัมพันธ์ของ I_D และ V_{DS} เมื่อเปลี่ยนค่า V_{GS} ในภาพที่ 8

ภาพที่ 7



แสดงการไบอัสมอสเฟตแบบดีเฟลทซ์ชนิด N-Channel

ภาพที่ 8



แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{DS} เมื่อเปลี่ยน V_{GS} ของมอสเฟต

แบบดีเฟลทซ์ชนิด N-Channel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทำงานของมอสเฟท จะเห็นว่าเป็นการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณกระแสไฟฟ้าจะมีสมการความสัมพันธ์ของกระแสเดรน (I_D) กับแรงดันเกตซอส (V_{GS}) และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอสเฟท ซึ่งถูกนำเสนอโดย C.T. Sah [15] , H. Shichman and D.A. Hodges [16] แสดงได้สมการที่ 2.1 โดยอ้างอิงการไบอัสของมอสเฟท แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด N-Channel ดังนี้

$$I_D = \frac{K' \cdot W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\} \quad (2.1)$$

โดยที่

K' = ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu \cdot C_{ox}$

μ = ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

C_{ox} = ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์
(Capacitance Per Unit Area of the Gate Oxide)

W = ความกว้างของแชนแนล (Channel Width)

L = ความยาวของแชนแนล (Channel Length)

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

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

V_T = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

I_D = กระแสเดรน

การจัดไบอัสการทำงานของมอสเฟท สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ขึ้นอยู่กับการพิจารณา ค่า ($V_{GS} - V_T$) โดยสมการทั้งหมดจะอ้างอิงการไบอัสมอสเฟทชนิด N-channel แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด N-Channel ดังต่อไปนี้

1. MOSFET ไม่ทำงาน (Cutoff Region) กล่าวคือ ทำการไบอัสให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตกับซอส (V_{GS}) มีค่าน้อยกว่า V_T (Threshold Voltage) ผลทำให้ไม่มีกระแสเดรนไหล ดังนั้น

$$I_D = 0 \quad , \quad V_{GS} < V_T \quad (2.2)$$

2. MOSFET ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงเชิงเส้น (Linear Region) หรือ (Triode Region) กล่าวคือ เพื่อให้มอสเฟตทำงานในช่วงนี้ ต้องทำการไบอัสให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตกับซอส (V_{GS}) มากกว่า V_T ขณะเดียวกันให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอส (V_{DS}) มีค่าน้อยกว่าค่า ($V_{GS}-V_T$) ดังนั้น

$$I_D = \frac{K' \cdot W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\}, \quad V_{GS} > V_T; \quad 0 < V_{DS} < (V_{GS} - V_T) \quad (2.3)$$

ถ้า V_{DS} มีค่าน้อย ๆ หรือไบอัสให้ $0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T)$ จะสามารถตัดเทอม $V_{DS}^2/2$ ในสมการที่ 2.3 ได้และสามารถประมาณสมการได้เป็น

$$I_D \cong \frac{K' \cdot W}{L} (V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS}, \quad V_{GS} > V_T; \quad 0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T) \quad (2.4)$$

จากความสัมพันธ์อย่างเชิงเส้นในสมการที่ 2.4 จะแสดงการทำงานของมอสเฟตเป็นค่าความต้านทานที่มีความเป็นเชิงเส้น (R_{DS}) ถูกควบคุมด้วยค่าแรงดันไฟฟ้าของ V_{GS}

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \left[\frac{K' \cdot W}{L} (V_{GS} - V_T) \right]^{-1} \quad (2.5)$$

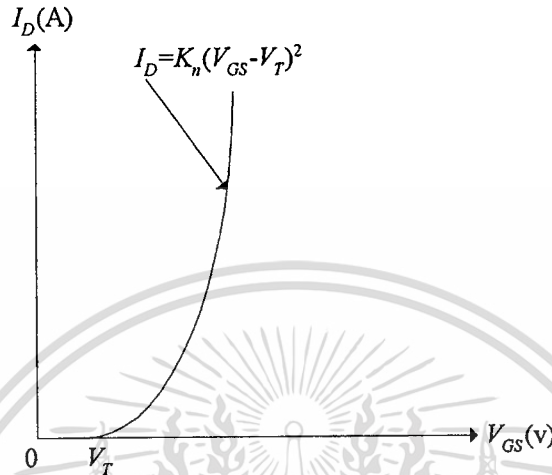
3. MOSFET ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) กล่าวคือ ช่วงนี้จะไบอัสให้แรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอส (V_{DS}) มากกว่าหรือเท่ากับ ($V_{GS}-V_T$) ดังนั้นจะได้กระแสเดรนในช่วงอิ่มตัวเป็น

$$I_D = \frac{K' \cdot W}{L} (V_{GS} - V_T)^2, \quad V_{GS} > V_T; \quad 0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS} \quad (2.6)$$

จะเห็นว่าสมการกระแสเดรนในช่วงอิ่มตัวที่ได้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับแรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอส (V_{DS}) แต่จะขึ้นกับค่าแรงดัน ($V_{GS}-V_T$)² ซึ่งทำให้สมการเป็นไปตามคุณลักษณะของกฎสมการกำลังสอง (Square-Law Equation) นั่นเอง โดยสามารถแสดงกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอน (Transfer Characteristic) ในภาพที่ 9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 9



แบบจำลองของมอสเฟต

ในปัจจุบันนี้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปทำการวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรมอสเฟตชนิดต่างๆ กันอย่างมากมาย โดยโปรแกรม Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)[17] เป็นโปรแกรมหนึ่ง ที่ใช้งานกันมาก โดยโปรแกรม Spice ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) ระดับการทำงานของมอสเฟตได้ 3 รูปแบบคือ LEVEL1, LEVEL2 และ LEVEL3 กล่าวคือ

LEVEL1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตแบบพื้นฐานที่สุด เป็นไปตามข้อกำหนดโมเดลของ H. Shichman and D. Hodges ใช้สำหรับมอสเฟตที่มีความยาวของแชนแนลมากกว่า 10 ไมครอน

LEVEL2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า 10 ไมครอนหรือเรียกว่า Short Channel Effect และใน LEVEL2 แตกต่างจาก LEVEL1 อยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนแนล (Effective Channel Length) ประการที่สองคือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LEVEL3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลอง, การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้น และประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-Empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีความเหมาะสม ใน LEVEL3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัวและช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

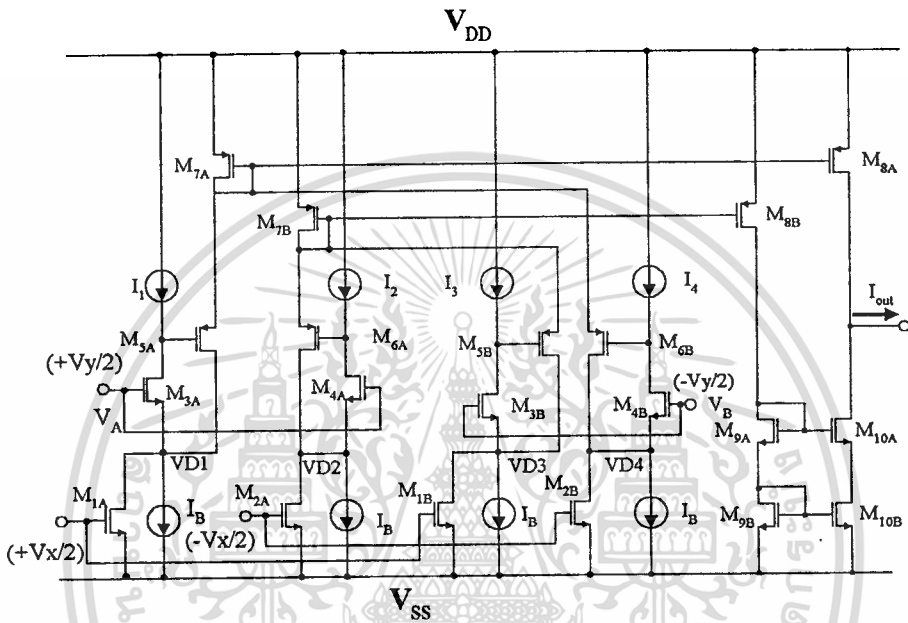
วงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงไม้อิมิตัว

บทนำ

วงจรรูณอนาลอก ในปัจจุบันมีความสำคัญมากขึ้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณอนาลอก (Analog Signal Processing) ต่าง ๆ ได้มากมาย เช่น Multiplication/Division, Modulation/Demodulation และ Rectification เป็นต้น ซึ่งวงจรรูณอนาลอกที่ใช้คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว [3-4] นั้นมีคุณสมบัติบางอย่าง เช่น ย่านอินพุตปฏิบัติงานยังแคบ ทั้งยังต้องใช้ศักดาซีไบอัสทางด้านอินพุตทั้งสองของวงจรรูณอนาลอกอยู่เป็นต้น จึงทำให้ใช้ได้ในงานเฉพาะอย่างเท่านั้น ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ที่รับศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่างกัน V_X และ V_Y ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว มาเป็นหลักการในการออกแบบ โดยต่อร่วมกันอย่างง่ายระหว่างวงจร Shunt Feedback Buffer 4 วงจร กับคู่มอสทรานซิสเตอร์ที่แมตซ์กัน 2 ชุด

หลักการและการทำงานของวงจรคูณอนาล็อกที่ออกแบบ

ภาพที่ 10



แสดง วงจรคูณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

จากภาพที่ 10 แสดงวงจรที่สมบูรณ์ของวงจรคูณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่นำเสนอ ประกอบด้วยวงจร 2 ส่วนคือวงจรกลุ่มออสทรานซิสเตอร์ที่แมตซ์กัน 2 ชุด โดยมี M_{1A} - M_{2A} , M_{1B} - M_{2B} และวงจร Shunt Feedback Buffer 4 วงจร [5-6] โดยวงจรที่ 1-4 ประกอบด้วย M_{3A} - M_{5A} , M_{4A} - M_{6A} , M_{3B} - M_{5B} , M_{4B} - M_{6B} ตามลำดับ โดยแต่ละวงจรต่อร่วมกันกับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 , I_2 , I_3 และ I_4 ตามลำดับ

จากวงจรใช้ ศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่าง $(+V_x/2)$ จ่ายเป็นอินพุตเข้าที่ขาเกตของ M_{1A} และ M_{1B} ขณะเดียวกัน $(-V_x/2)$ จ่ายเข้าเกต M_{2A} และ M_{2B} . ส่วนศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่าง $(+V_y/2)$ จ่ายเป็นอินพุตเข้าที่ขาเกตของ M_{3A} และ M_{4A} , ขณะเดียวกัน $(-V_y/2)$ จ่ายเข้าขาเกต M_{3B} และ M_{4B} โดยวงจรมีการทำงานกล่าวคือให้ MOS ทุกตัวมีค่า $V_{SB} = 0$ เพื่อหลีกเลี่ยงค่า Back-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

gate bias ที่เกิดขึ้น ผลคือ $V_T = V_{TO}$ ต่อไปพิจารณาที่เฉพาะวงจร Shunt Feedback Buffer ที่ 1, 2 ซึ่งทำงานร่วมกับ M_{1A}, M_{2A} ตามลำดับ ส่วนวงจร Shunt Feedback Buffer ที่ 3, 4 ซึ่งทำงานร่วมกับ M_{1B}, M_{2B} จะมีการทำงานที่เหมือนกัน จากรูปพิจารณาที่ V_{D1} และ V_{D2} จะเป็น Source Voltage ของ M_{3A}, M_{4A} ที่ให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ในขณะที่เดียวกันค่า V_{D1}, V_{D2} นี้ก็เป็น Output Voltage ของวงจร Shunt Feedback Buffer ชุดที่ 1, 2 ที่ป้อนเป็น Drain Voltage ให้ M_{1A}, M_{2A} ด้วย โดยสามารถเปลี่ยนแปลงด้วยค่าศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่างกัน $(+V_{\psi}/2)$ โดยศักดาเกท-ซอร์ธ ของ M_{3A} และ M_{4A} ยังคงที่ได้ันเกิดจากการทำงานเป็น Negative Feedback ของ M_{5A} กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 และ M_{6A} กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_2 ตามลำดับ และจากวงจรจะเห็นว่า กระแสเดรนของ M_{3A} และ M_{4A} ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่มีค่า $I_1=I_2=I$ และ ณ จุด V_{D1} กับ V_{D2} ก็ถูกกำหนดให้มีแหล่งจ่ายกระแสคงที่มีทิศทางไหลจากจุด V_{D1} ไปยัง $-V_{SS}$, จุด V_{D2} ไปยัง $-V_{SS}$ มีค่าเท่ากับ I_B ขณะเดียวกันต่อขาเดรน M_{1A}, M_{2A} เข้าจุด V_{D1} และ V_{D2} โดยขาซอร์ธ ต่อไปยัง $-V_{SS}$ ดังนั้น จึงเป็นผลให้เกิดกระแสซอร์ธของ M_{5A} และ M_{6A} มีค่าเป็น $I_B - I_{D1A}$ กับ $I_B - I_{D2A}$ ตามลำดับ ในกรณีเดียวกันกระแสซอร์ธของ M_{5B} และ M_{6B} จะมีค่าเป็น $I_B + I_{D1B}$ กับ $I_B + I_{D2B}$ ตามลำดับด้วย โดยที่กระแส $i_{D1A}, i_{D2A}, i_{D1B}$ และ i_{D2B} เป็นกระแสเดรนของ M_{1A}, M_{2A}, M_{1B} และ M_{2B} ซึ่งเป็นมอสเฟตที่ทำงานในส่วนการคูณของวงจรคูณอนาลอก ซึ่งกำหนดให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Triode Region) โดยที่

$M_{1A}, M_{2A}, M_{1B}, M_{2B}$ ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Triode Region) ขึ้นกับ 2 เงื่อนไขคือ

$$(1) V_{GS1,2} > V_T$$

จากเงื่อนไขที่ 1 พบว่า

$$(V_{GS1,2(DC)} - V_{SS}) > V_T \quad (3.1)$$

โดยที่ $V_{G1,2(DC)} = 0$

$$(V_{GS1,2} \approx -V_{SS}) > V_T \quad (3.2)$$

(2) $(V_{GS1,2} - V_T) > V_{DS;IB}$ เมื่อ $V_{DS;IB}$ คือ V_{DS} ค่าต่ำสุดของมอสเฟตด้านเข้าพุตของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_B ที่ยังทำงานในช่วงอิ่มตัวได้

จากเงื่อนไขที่ 2 พบว่า

$$(V_{GS1,2}-V_T) > (V_{GS;IB}-V_T) \quad (3.3)$$

โดยที่ $V_{GS;IB}$ คือ V_{GS} ของมอสเฟตของแหล่งจ่ายกระแสที่ I_B
จากสมการที่ 3.3 ได้เป็น

$$V_{GS1,2(DC)} - V_{SS} - V_T > (V_{GS;IB} - V_T) \quad (3.4)$$

โดยที่ $V_{G1,2(DC)} = 0$

$$-V_{SS} - V_T > V_{GS;IB} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ 3.5 พบว่า

$$I_{B(max)} < (K_n/2)(W/L)_{IB}(-V_{SS}-V_T)^2 \quad (3.6)$$

จากนั้นยืนยันการทำงานช่วงไม้อิ่มตัวของมอสเฟต M_{1A} , M_{2A} , M_{1B} , M_{2B} อีกครั้งโดย
เปรียบเทียบ V_{DG} กับ $-V_T$ นั่นคือมอสเฟตชนิด N-Channel ในช่วงไม้อิ่มตัวจะมี $V_{DG} \leq -V_T$

โดยหา V_{D1} จาก

$$V_{DS;IB} = V_{GS;IB} - V_T \quad (3.7)$$

หรือ

$$V_{DS;IB} = V_{D1} - V_{SS} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ 3.7 และ 3.8 เท่ากัน พบว่า

$$V_{D1} = [(2 \cdot I_B) / (K_n \cdot (W/L)_{IB})]^{1/2} + V_{SS} \quad (3.9)$$

กำหนดค่าให้ $I_B = 450 \mu A$, $K_n = 54.4 \mu A/V^2$, $(W/L)_{IB} = 400 \mu m / 10 \mu m$, $V_T = 1.07V$,
 $V_{SS} = -5V$ จะได้ค่า $V_{D1} = -4.35 V$ ดังนั้นพบว่า $V_{DG1} \leq -V_T$ จริง ดังนั้นมอสเฟต M_{1A} , M_{2A} , M_{1B} ,
 M_{2B} จึงทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว

สำหรับ M_{3A} , M_{4A} , M_{3B} , M_{4B} ทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว ขึ้นกับ 2 เงื่อนไข คือ

$$(1) V_{GS3,4} > V_T$$

จากเงื่อนไขที่ 1 ใช้กฎ KVL พบว่า

$$-V_{G3,4} + V_{GS3,4} + V_{DS;IB} + V_{SS} = 0 \quad (3.10)$$

โดยที่ $V_{G3,4(DC)} = 0$ ดังนั้น

$$V_{GS3,4} = -V_{SS} - V_{DS;IB} \quad (3.11)$$

แทนค่า $V_{GS3,4}$ จากสมการที่ 3.11 ในเงื่อนไขที่ 1 ได้ว่า

$$-V_{SS} - V_{DS;IB} > V_T \quad (3.12)$$

$$-V_{SS} - [(2 \cdot I_B)/(K_n \cdot (W/L)_{IB})]^{1/2} > V_T \quad (3.13)$$

ถ้ากำหนดค่าให้ $I_B = 450 \mu A$, $K_n = 54.4 \mu A/V^2$, $(W/L)_{IB} = 400 \mu m / 10 \mu m$, $V_T = 1.07 V$

จะได้ค่า $V_{GS3,4} = 4.35 V$ ดังนั้นพบว่า $V_{GS3,4} > V_T$ เป็นจริง

$$(2) (V_{GS3,4} - V_T) > V_{DS3,4}$$

ถ้า $M_{3A}, M_{4A}, M_{3B}, M_{4B}$ ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว พบว่า

$$V_{GS3,4} = [I/(K_n \cdot (W/L)_{3,4} \cdot V_{DS3,4}) + (V_{DS3,4}/2) + V_T] \quad (3.14)$$

ดังนั้นสมการที่ 3.11 และ 3.14 เท่ากัน ได้ว่า

$$-V_{SS} - V_{DS;IB} = [I/(K_n \cdot (W/L)_{3,4} \cdot V_{DS3,4}) + (V_{DS3,4}/2) + V_T] \quad (3.15)$$

ทำการหาค่า $V_{DS3,4}$ ได้จาก

$$(V_{DS3,4})^2 - 2(-V_{SS} - V_{DS;IB} - V_T)V_{DS3,4} + [2I/(K_n \cdot (W/L)_{3,4})] = 0 \quad (3.16)$$

ถ้ากำหนดค่าให้ $I_B = 450 \mu A$, $K_n = 54.4 \mu A/V^2$, $(W/L)_{IB} = 400 \mu m / 10 \mu m$, $V_T = 1.07 V$,

$V_{SS} = -5V$, $I = 25 \mu A$, $(W/L)_{3,4} = 10 \mu m / 40 \mu m$ จะได้ว่า $V_{DS3,4} = 5.95 V$ และ $0.617 V$ ดังนั้น

เพื่อหาค่า $V_{DS3,4}$ 2 ค่าดังกล่าวที่ทำให้ $M_{3A}, M_{4A}, M_{3B}, M_{4B}$ ทำงานช่วงไม่อิ่มตัวถูกต้อง จึงใช้เหตุผลที่ว่า มอสเฟตชนิด N-Channel ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะมี $V_{DG} \leq -V_T$

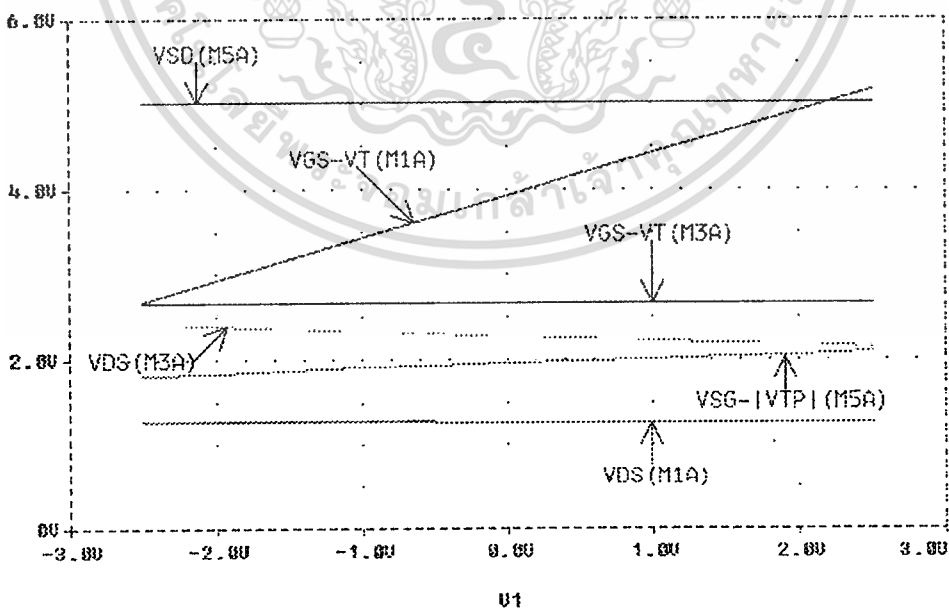
$$\text{จาก } V_{DG3,4} = V_{DS3,4} - V_{GS3,4} \quad (3.17)$$

$$\text{เมื่อ } V_{GS} = 4.35 \text{ V}$$

ทำการแทนค่า $V_{DS3,4}$ ในสมการที่ 3.17 จะได้ค่า $V_{DG3,4} = 1.6 \text{ V}$ และ -3.74 V ตามลำดับ นั่นคือ $V_{DG3,4} = -3.74 \text{ V}$ จะทำให้มอสเฟตทำงานช่วงไม่อิ่มตัว ดังนั้นสรุปว่า $V_{DS3,4} = 0.617 \text{ V}$

ต่อไปทำการแทนค่า $V_{GS3,4} = 4.35 \text{ V}$, $V_{DS3,4} = 0.617 \text{ V}$, $V_T = 1.07 \text{ V}$ ในเงื่อนไขที่ 2 พบว่าเป็นจริง ซึ่งสามารถแสดงช่วงการทำงานของ M_1 , M_3 , M_5 โดยแปรค่า V_X เมื่อ $V_Y = 0$ จากการเขียนแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม Pspice ดังภาพที่ 11

ภาพที่ 11



แสดงช่วงการทำงานของ M_1 , M_3 , M_5 โดยแปรค่า V_X เมื่อ $V_Y = 0$

ดังนั้น จากสมการกระแสเดรนของมอสเฟตที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว คือ

$$I_D = K \left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (3.18)$$

เมื่อ $(V_{GS} - V_T)V_{DS}, V_{DS} > 0$

โดยที่ $K = \mu_0 C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$

ซึ่ง μ_0 = ค่า Surface Mobility ของ Channel

$$C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$$

ϵ_{ox} = ค่า Dielectric Constant ของ SiO_2 มีค่าเท่ากับ

$$3.9 \epsilon_0 (\approx 8.854 \times 10^{-14} \text{ F/cm})$$

t_{ox} = ค่าความหนาของเกตออกไซด์ (Gate Oxide)

V_{GS} = ค่าแรงดันระหว่างเกตกับซอส

$$V_T = V_{T0} - \gamma (\sqrt{\phi - V_{SB}} - \sqrt{\phi})$$

γ = ค่า Bulk Threshold (Volt)^{1/2}

ϕ = ค่า Strong Inversion Surface Potential (Volt)

λ = ค่า Channel Length Modulation (Volt)⁻¹

จากสมการที่ 3.18 ได้ V_{GS} เป็น

$$V_{GS} = \frac{I_D}{KV_{DS}} + \frac{V_{DS}}{2} + V_T \quad (3.19)$$

พิจารณาที่ V_A ได้

$$V_A - V_{D1} = V_{GS3A} \quad (3.20)$$

$$V_A - V_{D2} = V_{GS4A} \quad (3.21)$$

แทนค่า $V_A = (+V_Y/2)$ และ $I_1 = I_2 = I$ ในสมการที่ 3.20 และ 3.21 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+\frac{V_Y}{2} - V_{D1} = V_{GS3A} \quad (3.22)$$

$$+\frac{V_Y}{2} - V_{D2} = V_{GS4A} \quad (3.23)$$

จาก V_{GS} ของ M_{3A} และ M_{4A} ที่กำหนดให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวด้วย จะได้

$$V_{GS3A} = V_{GS4A} = \frac{I}{KV_{DS3A}} + \frac{V_{DS3A}}{2} + V_T \quad (3.24)$$

ดังนั้นจะได้

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{DA}$$

$$V_{DA} = \frac{V_Y}{2} - \frac{I}{KV_{DS3A}} - \frac{V_{DS3A}}{2} - V_T \quad (3.25)$$

ขณะเดียวกันพิจารณาที่ V_B จะได้

$$V_B - V_{D3} = V_{GS3B} \quad (3.26)$$

$$V_B - V_{D4} = V_{GS4B} \quad (3.27)$$

แทนค่า $V_B = (-V_Y/2)$ และ $I_3 = I_4 = I$ ลงในสมการที่ 3.26 และ 3.27 จะได้

$$-\frac{V_Y}{2} - V_{D3} = V_{GS3B} \quad (3.28)$$

$$-\frac{V_Y}{2} - V_{D4} = V_{GS4B} \quad (3.29)$$

จาก V_{GS} ของ M_{3B} และ M_{4B} ที่กำหนดให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะได้

$$V_{GS3B} = V_{GS4B} = \frac{I}{KV_{DS3B}} + \frac{V_{DS3B}}{2} + V_T \quad (3.30)$$

ดังนั้นจะได้

$$V_{D3} = V_{D4} = V_{DB}$$

$$V_{DB} = -\frac{V_Y}{2} - \frac{I}{KV_{DS3B}} - \frac{V_{DS3B}}{2} - V_T \quad (3.31)$$

โดยที่ V_{D1} , V_{D2} , V_{D3} , V_{D4} คือศักยคาเดรนของ M_{1A} , M_{2A} , M_{1B} , M_{2B} ตามลำดับ ดังนั้น

หา V_{DS1A} , V_{DS2A} , V_{DS1B} , V_{DS2B} ได้เป็น

$$V_{DS1A} = V_{DS2A} = V_{DSA} = V_{DA} - V_{SS} \quad (3.32)$$

$$V_{DS1B} = V_{DS2B} = V_{DSB} = V_{DB} - V_{SS} \quad (3.33)$$

จะได้สมการกระแสเดรนของ M_{1A} , M_{2A} , M_{1B} , M_{2B} เป็น

$$I_{D1A} = K \left(\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSA} - \frac{KV_{DSA}^2}{2} \quad (3.34)$$

$$I_{D2A} = K \left(-\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSA} - \frac{KV_{DSA}^2}{2} \quad (3.35)$$

$$I_{D1B} = K \left(\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSB} - \frac{KV_{DSB}^2}{2} \quad (3.36)$$

$$I_{D2B} = K \left(-\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSB} - \frac{KV_{DSB}^2}{2} \quad (3.37)$$

จากภาพที่ 10 กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M_{7A} และ M_{7B} มีค่าเป็น

$$I_{M7A} = (2I_B - 2I + I_{D1A} + I_{D2B}) \quad (3.38)$$

$$I_{M7A} = 2I_B - 2I + K \left[\left\{ \frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right\} V_{DSA} - \frac{V_{DSA}^2}{2} + \left\{ -\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right\} V_{DSB} - \frac{V_{DSB}^2}{2} \right] \quad (3.39)$$

$$I_{M7B} = (2I_B - 2I + I_{D2A} + I_{D1B}) \quad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{M7B} = 2I_B - 2I + K \left[\begin{aligned} & \left\{ -\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right\} V_{DSA} - \frac{V_{DSA}^2}{2} \\ & + \left\{ \frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right\} V_{DSB} - \frac{V_{DSB}^2}{2} \end{aligned} \right] \quad (3.41)$$

$$I_{OUT} = I_{M7A} - I_{M7B} = (2I_B - 2I + I_{D1A} + I_{D2B}) - (2I_B - 2I + I_{D2A} + I_{D1B}) \quad (3.42)$$

$$I_{OUT} = K \left[\begin{aligned} & \left\{ \frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right\} V_{DSA} + \left\{ \frac{V_X}{2} + V_{SS} + V_T \right\} V_{DSA} \\ & + \left\{ -\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right\} V_{DSB} + \left\{ -\frac{V_X}{2} + V_{SS} + V_T \right\} V_{DSB} \end{aligned} \right] \quad (3.43)$$

$$I_{OUT} = K[V_X V_{DSA} - V_X V_{DSB}] \quad (3.44)$$

$$I_{OUT} = K V_X [V_{DSA} - V_{DSB}] \quad (3.45)$$

$$I_{OUT} = K V_X [(V_{DA} - V_{SS}) - (V_{DB} - V_{SS})] \quad (3.46)$$

$$I_{OUT} = K V_X \left[\begin{aligned} & \left(\frac{V_Y}{2} - \frac{I}{K V_{DS}} - \frac{V_{DS}}{2} - V_T - V_{SS} \right) - \\ & \left(-\frac{V_Y}{2} - \frac{I}{K V_{DS}} - \frac{V_{DS}}{2} - V_T - V_{SS} \right) \end{aligned} \right] \quad (3.47)$$

ดังนั้นกระแสจุดออก I_{out} จะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_{OUT} = K V_X V_Y \quad (3.48)$$

$$K = \mu_0 C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right) = \mu_0 C_{OX} \left(\frac{W_{1,2}}{L_{1,2}} \right) \quad (3.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(\frac{W}{L}\right) = \left(\frac{W_1}{L_1}\right) = \left(\frac{W_2}{L_2}\right) \quad (3.50)$$

จะเห็นว่า สมการกระแสเข้าพุต (I_{OUT}) จะแสดงคุณสมบัติของวงจรรูณอานาลอกแบบ 4 ควอดคแตรนท์

ซึ่งวงจรรูณอานาลอกแบบ 4 ควอดคแตรนท์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงไม้อิ่มตัวที่ออกแบบนั้น จะใช้โมเดลแบบ Worst case ของ European Silicon Structure (ES2) โดยกำหนดค่า W/L ของมอสเฟตเท่ากับ $400 \mu\text{m}/10\mu\text{m}$ ยกเว้น M_1, M_2 เท่ากับ $15 \mu\text{m}/10\mu\text{m}$ และ M_3, M_4 เท่ากับ $10 \mu\text{m}/40\mu\text{m}$, แหล่งจ่ายกระแสคงที่ $I_1=I_2=I_3=I_4 = 25 \mu\text{A}$ และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ $I_B = 450 \mu\text{A}$, $R_L=1\text{k}\Omega$, $V_{DD}=-V_{SS}=5\text{V}$

การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรูณอานาลอก

ในหัวข้อนี้ จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรูณอานาลอกแบบ 4 ควอดคแตรนท์ที่ใช้มอสเฟตในช่วงไม้อิ่มตัวในทางทฤษฎี โดยพิจารณาความต้านทานอินพุต (Input Resistance) ความต้านทานเอาพุต (Output Resistance) และความถี่ปฏิบัติการ (Frequency Response) ซึ่งสองคุณสมบัติหลังดังกล่าวจะใช้หลักการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) [21-22] ซึ่งกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

g_{mi} คือ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของมอสเฟตตัวที่ i

r_{di} คือ ค่าความต้านทานระหว่างชาเดรน (Drain) กับชาซอส (Source) ของมอสเฟตตัวที่ i

C_i คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างชาเกต (Gate) กับชาซอส (Source)

C_{gdi} คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างชาเกต (Gate) กับชาเดรน (Drain)

g_{di} คือ ส่วนกลับของค่าความต้านทานระหว่างชาเดรนกับชาซอสของมอสเฟตตัวที่ i

g_{oi} คือ ส่วนกลับของค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I ตัวที่ i

g_{obi} คือ ส่วนกลับของค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_B ตัวที่ i

การวิเคราะห์ความต้านทานอินพุต

จาก [18] เมื่อพิจารณาโครงสร้างมอสเฟตพบว่า ไม่มีกระแสไหลเข้าที่เกต ด้วยเหตุผลเนื่อง จาก (1) กระแสถูกกั้นไว้โดย Energy barrier จำนวนมากที่เกิดขึ้นระหว่าง oxide กับแต่ละ electrode (ซึ่งคือ Metal และ p-type substrate) และ (2) Oxide มีสภาพใกล้เคียงกับฉนวนที่สมบูรณ์ (Nearly Perfect Insulator) นั่นคือ SiO_2 มีสภาพนำไฟฟ้าที่มีขอบเขตค่าหนึ่ง (finite conductivity) หมายความว่า จะมีกระแสเล็กน้อยส่วนหนึ่งที่ไหลผ่านได้ แต่อย่างไรก็ตาม สภาพความต้านทาน ไฟฟ้าของอ็อกไซด์ (Oxide Resistivity: ρ_{ox}) อยู่ในช่วง 10^{18} - 10^{20} $\Omega\text{-cm}$ ซึ่งสามารถคำนวณความ ต้านทานทางไฟฟ้าของอ็อกไซด์ (Oxide Resistance) ได้โดยสูตรความต้านทานไฟฟ้า (Electrical Resistivity) คือ

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} = \frac{\rho \cdot t_{ox}}{A} \quad (3.51)$$

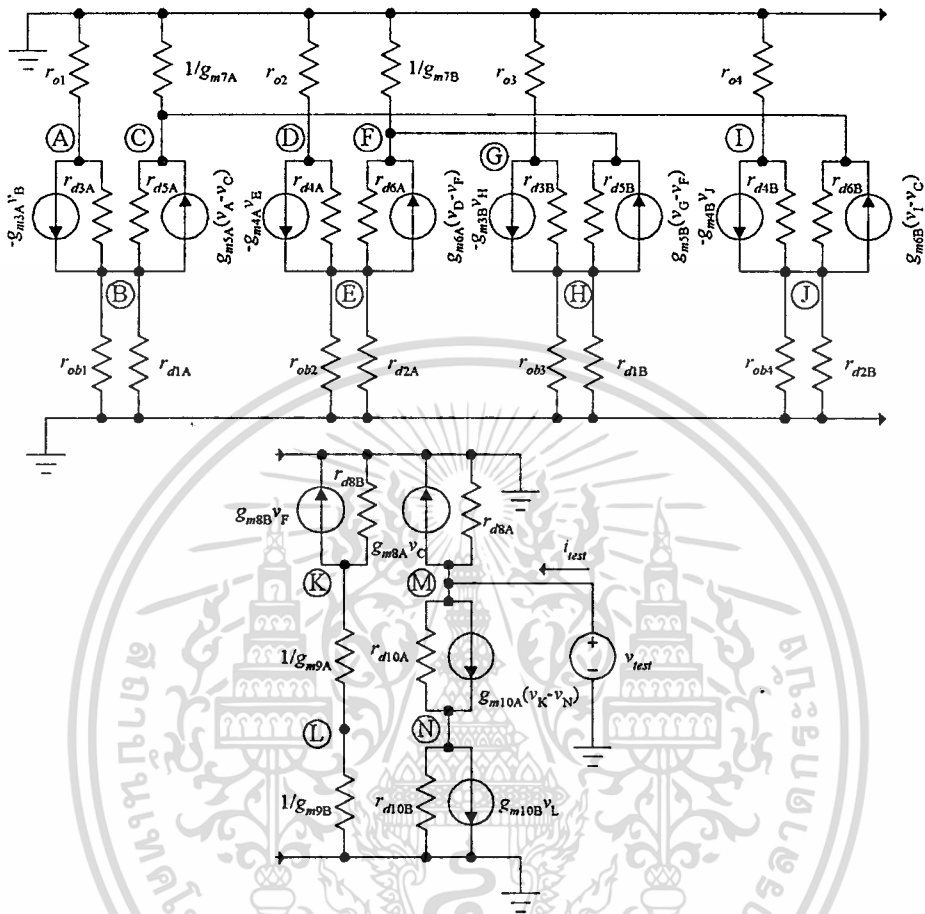
เมื่อให้ความหนาของอ็อกไซด์ (Oxide Thickness : t_{ox}) เท่ากับ 1000 \AA ($1 \text{ \AA} = 10^{-8} \text{ cm}$) และพื้นที่หน้าตัดอิเล็กโทรดโลหะ (Metal Electrode Area: A) เท่ากับ 10^{-3} cm^2 จะได้ความต้านทานทางไฟฟ้าของอ็อกไซด์อยู่ในช่วง 10^{16} - $10^{18} \Omega$ ดังนั้นกล่าวได้ว่าความต้านทานที่อินพุตของ ตัวมอส เฟตมีค่าสูงมากอยู่ในช่วง 10^{16} - $10^{18} \Omega$ นั่นเอง ดังนั้นด้วยเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้น จึงทำ ให้อินพุตของวงจรคูแวลลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟตช่วงไม้อิมตัวคือที่อินพุต $+V_X/2$, $-V_X/2$, $+V_Y/2$, $-V_Y/2$ หรือที่ขาเกตของมอสเฟต M_{1A} - M_{1B} , M_{2A} - M_{2B} , M_{3A} - M_{4A} , M_{3B} - M_{4B} ตามลำดับจึงมีค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสูงมากประมาณอยู่ในช่วง 10^{16} - $10^{18} \Omega$

การวิเคราะห์ค่าความต้านทานเข้าพุต

การวิเคราะห์ความต้านทานเข้าพุต สามารถทำได้โดยใช้หลักการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) สามารถวิเคราะห์ส่วนวงจรทางด้านเข้าพุตจากภาพที่ 10 โดยให้อินพุต ของวงจรเป็นศูนย์ (ต่ออินพุตทั้ง 4 อินพุตลงกราวด์) แล้วปลดความต้านทานโหลด (R_L) ออก แล้วจ่ายแรงดัน V_{test} ให้เข้าพุต จะได้ว่าวงจรเทียบเพื่อใช้คำนวณความต้านทานเข้าพุต (r_{out}) ดัง ภาพที่ 12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 12



แสดงวงจรที่เตรียมที่ใช้คำนวณหาความต้านทานเข้าพุทของวงจรภาพที่ 10

จากภาพที่ 12 พิจารณาความต้านทานเข้าพุทของวงจร ในลักษณะอัตราส่วนของแรงดัน V_{test} ต่อกระแส I_{test} โดยพิจารณาที่ Node ต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างสมการได้ดังนี้

Node A

$$(g_{d3A} + g_{o1}) \cdot V_A - g_{d3A} \cdot V_B = g_{m3A} \cdot V_B \quad (3.52)$$

Node B

$$\begin{aligned} (g_{d1A} + g_{d3A} + g_{d5A} + g_{ob1}) \cdot V_B - g_{d3A} \cdot V_A - g_{d5A} \cdot V_C \\ = -g_{m3A} \cdot V_B - g_{m5A} \cdot (V_A - V_C) \end{aligned} \quad (3.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node C

$$\begin{aligned}
 (g_{d5A} + g_{d6B} + g_{m7A}) \cdot V_C - g_{d5A} \cdot V_B - g_{d6B} \cdot V_J \\
 = g_{m5A} (V_A - V_C) + g_{m6B} (V_I - V_C)
 \end{aligned} \quad (3.54)$$

Node D

$$(g_{d4A} + g_{o2}) \cdot V_D - g_{d4A} \cdot V_E = g_{m4A} \cdot V_E \quad (3.55)$$

Node E

$$\begin{aligned}
 (g_{d2A} + g_{d4A} + g_{d6A} + g_{ob2}) \cdot V_E - g_{d4A} \cdot V_D - g_{d6A} \cdot V_F \\
 = -g_{m4A} \cdot V_E - g_{m6A} (V_D - V_F)
 \end{aligned} \quad (3.56)$$

Node F

$$\begin{aligned}
 (g_{d6A} + g_{d5B} + g_{m7B}) \cdot V_F - g_{d6A} \cdot V_E - g_{d5B} \cdot V_H \\
 = g_{m6A} (V_D - V_F) + g_{m5B} (V_G - V_F)
 \end{aligned} \quad (3.57)$$

Node G

$$(g_{d3B} + g_{o3}) \cdot V_G - g_{d3B} \cdot V_H = g_{m3B} \cdot V_H \quad (3.58)$$

Node H

$$\begin{aligned}
 (g_{d1B} + g_{d3B} + g_{d5B} + g_{ob3}) \cdot V_H - g_{d3B} \cdot V_G - g_{d5B} \cdot V_F \\
 = -g_{m3B} \cdot V_H - g_{m5A} (V_G - V_F)
 \end{aligned} \quad (3.59)$$

Node I

$$(g_{d4B} + g_{o4}) \cdot V_I - g_{d4B} \cdot V_J = g_{m4B} \cdot V_J \quad (3.60)$$

Node J

$$\begin{aligned}
 (g_{d2B} + g_{d4B} + g_{d6B} + g_{ob4}) \cdot V_J - g_{d4B} \cdot V_I - g_{d6B} \cdot V_C \\
 = -g_{m4B} \cdot V_J - g_{m6B} (V_I - V_C)
 \end{aligned} \quad (3.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node K

$$(g_{d8B} + g_{m9A}) \cdot V_K - g_{m9A} \cdot V_L = -g_{m8B} \cdot V_F \quad (3.62)$$

Node L

$$(g_{m9A} + g_{m9B}) \cdot V_L - g_{m9A} \cdot V_K = 0 \quad (3.63)$$

Node N

$$(1/r_{d10A} + 1/r_{d10B}) \cdot V_N - (1/r_{d10A}) \cdot V_M = g_{m10A}(V_K - V_N) - g_{m10B} \cdot V_L \quad (3.64)$$

Node M

$$(1/r_{d8A} + 1/r_{d10A}) \cdot V_M - (1/r_{d10A}) \cdot V_N = I_{test} - g_{m8A} \cdot V_C - g_{m10A}(V_K - V_N) \quad (3.65)$$

จากสมการที่ 3.52 ถึงสมการที่ 3.65 พบว่า $V_F=0$ เนื่องจาก $V_E=V_H=0$ ทำให้ $g_{m8B} \cdot V_F=0$ ผลทำให้ $V_K=V_L=0$ และ $V_C=0$ เนื่องจาก $V_B=V_J=0$ ผลทำให้ $g_{m8A} \cdot V_C=0$ จากนั้นทำการเขียนสมการที่ 3.65 ใหม่ได้เป็น

$$(1/r_{d8A} + 1/r_{d10A}) \cdot V_{test} - (1/r_{d10A}) \cdot V_N = I_{test} + g_{m10A} \cdot V_N \quad (3.66)$$

ทำการเขียนสมการที่ (3.64) ใหม่ได้เป็น

$$(1/r_{d10A} + 1/r_{d10B}) \cdot V_N - (1/r_{d10A}) \cdot V_{test} = -g_{m10A} \cdot V_N \quad (3.67)$$

$$V_N = (r_{d10B} / (r_{d10A} + r_{d10B} + g_{m10A} \cdot r_{d10A} \cdot r_{d10B})) \cdot V_{test} \quad (3.68)$$

ทำการแทน V_N ของสมการที่ 3.68 ลงในสมการที่ 3.66 จะได้ว่า

$$r_{out} = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{r_{d8A} \cdot (r_{d10A} + r_{d10B} + g_{m10A} \cdot r_{d10A} \cdot r_{d10B})}{r_{d8A} + (r_{d10A} + r_{d10B} + g_{m10A} \cdot r_{d10A} \cdot r_{d10B})} \quad (3.69)$$

จากสมการที่ 3.69 พบว่า ความต้านทานเข้าพุทของวงจรคู่ออนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทช่วงไม่อิ่มตัว จะมีค่าเท่ากับ ความต้านทานเดรนซอสของมอสเฟท M_{8A} (r_{d8A}) ขนานกับค่าความต้านทานเข้าพุทของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (ซึ่งมีค่าเท่ากับ $r_{d10A} + r_{d10B} + g_{m10A} \cdot r_{d10A} \cdot r_{d10B}$) นั่นคือ

$$r_{out} = r_{d8A} / \left(r_{d10A} + r_{d10B} + g_{m10A} \cdot r_{d10A} \cdot r_{d10B} \right) \quad (3.70)$$

จากสมการที่ 3.70 ทำการแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆจากตารางที่ 2 โดย $g_{m10A} = 1.72 \times 10^{-3}$ A/V, $r_{d8A} = 83.33 \text{ k}\Omega$, $r_{d10A} = 39.68 \text{ k}\Omega$, $r_{d10B} = 40.65 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นจะได้ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทวงไม่อินตัว มีค่าเท่ากับ $80.9 \text{ k}\Omega$

ตารางที่ 2

NAME	M2A	M4A	M6A	M8A	M7B
MODEL	NMOS1	NMOS1	PMOS1	PMOS1	PMOS1
ID	2.13E-04	2.50E-05	-6.38E-04	-1.29E-03	-1.28E-03
VGS	5.00E+00	3.73E+00	-2.75E+00	-3.71E+00	-3.71E+00
VDS	1.27E+00	2.27E+00	-5.02E+00	-5.00E+00	-3.71E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	1.07E+00	1.07E+00	-7.90E-01	-7.90E-01	-7.90E-01
VDSAT	2.58E+00	1.98E+00	-1.20E+00	-1.78E+00	-1.78E+00
GM	6.27E-05	1.80E-05	6.16E-04	8.59E-04	8.47E-04
GDS	1.26E-04	2.10E-07	5.95E-06	1.20E-05	1.50E-05
GMB	1.88E-05	5.27E-06	3.23E-04	4.01E-04	3.97E-04
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	4.05E-15	2.70E-15	1.40E-13	1.40E-13	1.40E-13
CGDOV	4.05E-15	2.70E-15	1.40E-13	1.40E-13	1.40E-13
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	5.78E-14	1.86E-13	1.99E-12	1.99E-12	1.99E-12
CGD	5.50E-14	6.53E-14	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

ตารางที่ 2 (ต่อ)

NAME	M8B	M9A	M10A	M9B	M10B
MODEL	PMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1
ID	-1.29E-03	1.29E-03	1.29E-03	1.29E-03	1.29E-03
VGS	-3.71E+00	2.54E+00	2.54E+00	2.54E+00	2.54E+00
VDS	-4.93E+00	2.54E+00	2.47E+00	2.54E+00	2.53E+00
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	-7.90E-01	1.07E+00	1.07E+00	1.07E+00	1.07E+00
VDSAT	-1.78E+00	1.01E+00	1.01E+00	1.01E+00	1.01E+00
GM	8.59E-04	1.72E-03	1.72E-03	1.72E-03	1.72E-03
GDS	1.21E-05	2.46E-05	2.52E-05	2.46E-05	2.46E-05
GMB	4.01E-04	5.11E-04	5.11E-04	5.11E-04	5.11E-04
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.40E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13
CGDOV	1.40E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13	1.08E-13
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	1.99E-12	2.03E-12	2.03E-12	2.03E-12	2.03E-12
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

แสดงค่าพารามิเตอร์ของมอสเฟทของวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมิตัวจากการเลียนแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม PSpice

การวิเคราะห์ความถี่ปฏิบัติงาน

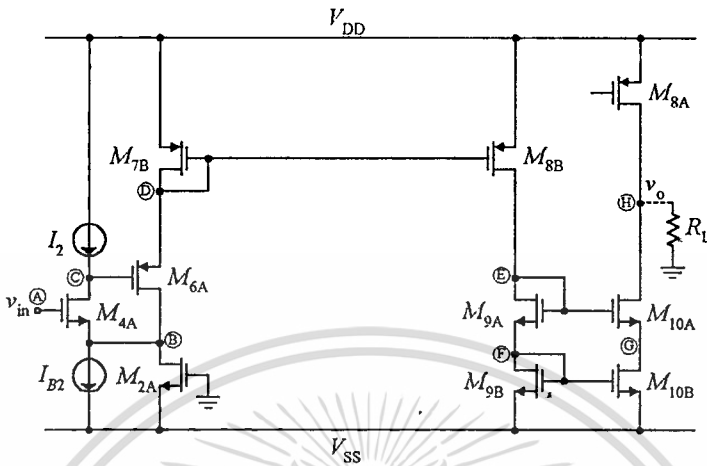
หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติงาน (Frequency Response) ของวงจรรูณอเนกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงไม่อิ่มตัว โดยใช้วิธีการวิเคราะห์ สัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Analysis) ซึ่งจะพิจารณาความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขาทและซอส (C_{gs}) ของมอสเฟตอย่างเดียมเมื่อมอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว โดยเหตุผลเนื่องมาจาก การทำงานของมอส เฟตในช่วงอิ่มตัวนั้น (เมื่อ $V_{DS} > V_{DSsat}$) จะทำให้แชนแนล (Channel) จะขยายไม่ถึงเดรน และแชนแนลจะ pinched-off ด้วย คั้งนั้น gate-to-channel Capacitance ที่มองระหว่าง gate กับ drain terminal คือ C_{gd} นั้นจะมีค่าน้อย ($C_{gd} \approx 0$) ขณะเดียวกันที่ source ยังคงเชื่อมกับแชนแนลอยู่นั้นคือ จะมีแต่ C_{gs} เกิดขึ้นเท่านั้น และจะพิจารณาความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้น 2 ค่าคือ C_{gd} และ C_{gs} สำหรับมอสเฟตที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว เนื่องมาจาก ในช่วงไม่อิ่มตัว, แชนแนล(Channel) จะเกิดขึ้นระหว่าง source และ drain ผลทำให้ gate-to-channel capacitance ที่เกิดขึ้นซึ่งเมื่อมองระหว่าง gate กับ source terminal และ gate กับ drain terminal จะได้ C_{gs} และ C_{gd} ตามลำดับนั่นเอง [20]

จากนั้นแบ่งการวิเคราะห์เป็น 2 ส่วนตามแรงดันอินพุตที่จ่ายให้วงจรรูณอเนก คือ ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_Y และค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_X

การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_Y

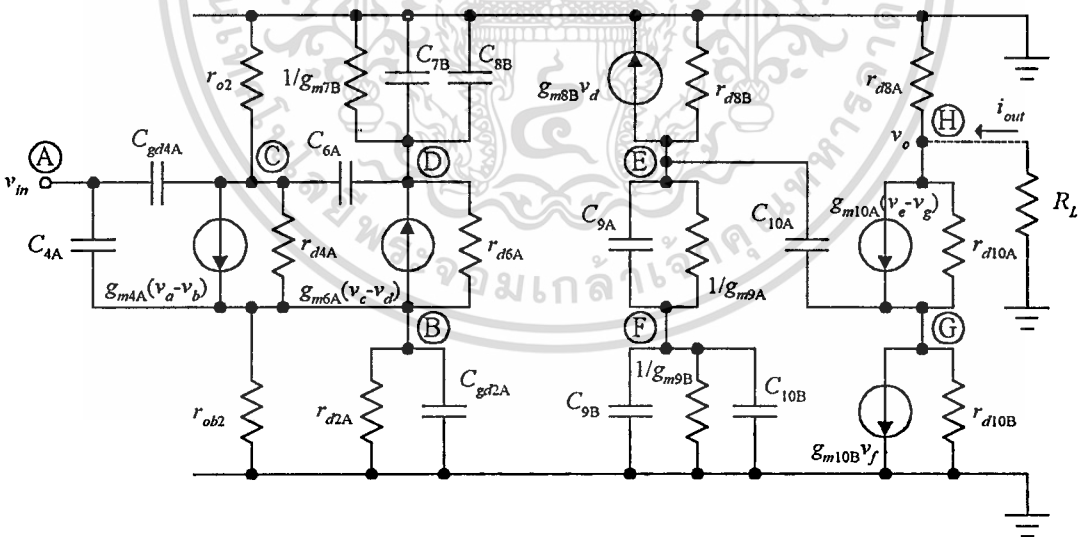
ส่วนของวงจรรูณอเนกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_Y มีการต่อวงจรดังภาพที่ 13 และทำการเขียนโดยใช้วงจรถัดเทียมหรือวงจรมมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังภาพที่ 14

ภาพที่ 13



แสดงส่วนวงจรคุณอนาลอกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_Y

ภาพที่ 14



แสดงวงจรทดเทียบของส่วนวงจรคุณอนาลอกในภาพที่ 13

จากภาพที่ 14 จะพิจารณาการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_Y ได้

โดยพิจารณาในลักษณะของอัตราส่วนของกระแสเข้าพุดต่อแรงดันอินพุต V_Y ; (I_{OUT}/V_Y)

จากวงจรในภาพที่ 14 พิจารณาที่จุดต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[c] = \frac{(C_{6A} + C_{gd4A})(g_{d2A} + g_{m4A})}{g_{m4A} \cdot g_{m6A}} \quad (3.86)$$

$$[d] = \frac{(C_{7B} + C_{8B})}{g_{m7B}} \quad (3.87)$$

$$[e] = \frac{C_{9A}(C_{9B} + C_{10B})}{g_{m9A} \cdot g_{m9B}} \quad (3.88)$$

$$[f] = \frac{(C_{9B} + C_{10B})g_{m9A} + C_{9A} \cdot g_{m9B} + C_{10A} \cdot g_{m10B}}{g_{m9A} \cdot g_{m9B}} \quad (3.89)$$

จากสมการที่ 3.79 สามารถพิจารณาค่าของโพล และ ซีโร เพื่อหาค่าโพลและซีโรที่ทำให้เกิดความถี่คัตออฟ ซึ่งจากการพิจารณาสมการที่ 3.80 จะได้ค่าความถี่ ของซีโรและโพลตามสมการที่ 3.90 และ สมการที่ 3.91, 3.92 และ 3.93 และจากการพิจารณาสมการที่ 3.81 จะได้ค่าความถี่ ของโพลตามสมการที่ 3.94 และ 3.95 ตามลำดับ

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m6A}}{C_{6A}} \quad (3.90)$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m4A}g_{m6A}}{(C_{6A} + C_{gd4A})(g_{d2A} + g_{m4A})} \quad (3.91)$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi} \frac{(g_{d2A} + g_{m4A})}{(C_{4A} + C_{gd2A})} \quad (3.92)$$

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m7B}}{(C_{7B} + C_{8B})} \quad (3.93)$$

$$f_{P4} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m9A} \cdot g_{m9B}}{(C_{9B} + C_{10B})g_{m9A} + C_{9A} \cdot g_{m9B} + C_{10A} \cdot g_{m10B}} \quad (3.94)$$

$$f_{P5} = \frac{1}{2\pi} \frac{(C_{9B} + C_{10B})g_{m9A} + C_{9A} \cdot g_{m9B} + C_{10A} \cdot g_{m10B}}{C_{9A}(C_{9B} + C_{10B})} \quad (3.95)$$

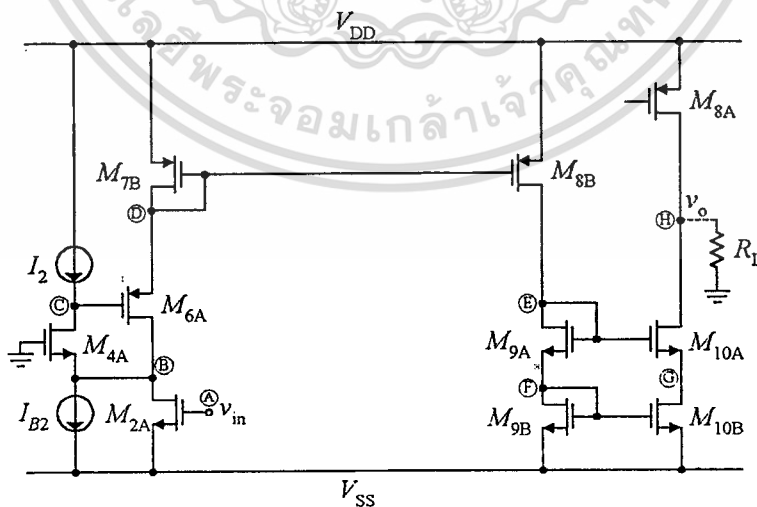
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.90 ถึง 3.95 เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสเฟทของวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมิตัว ซึ่งได้จากการเลียนแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม PSpice ในตารางที่ 2 แทนลงไปจะได้ค่าของความถี่ซึ่งก็คือ สมการที่ 3.90 มีค่าเท่ากับ 49.26 MHz และค่าความถี่โพลของสมการที่ 3.91 , 3.92 , 3.93 , 3.94 และ 3.95 จะมีค่าเท่ากับ 5.96 MHz , 95.09 MHz, 33.87 MHz, 33.71 MHz และ 269.7 MHz ตามลำดับ ดังนั้นความถี่ของ Dominant Pole มีค่าเท่ากับ 5.96 MHz จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ตอบสนองของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_Y

การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_X

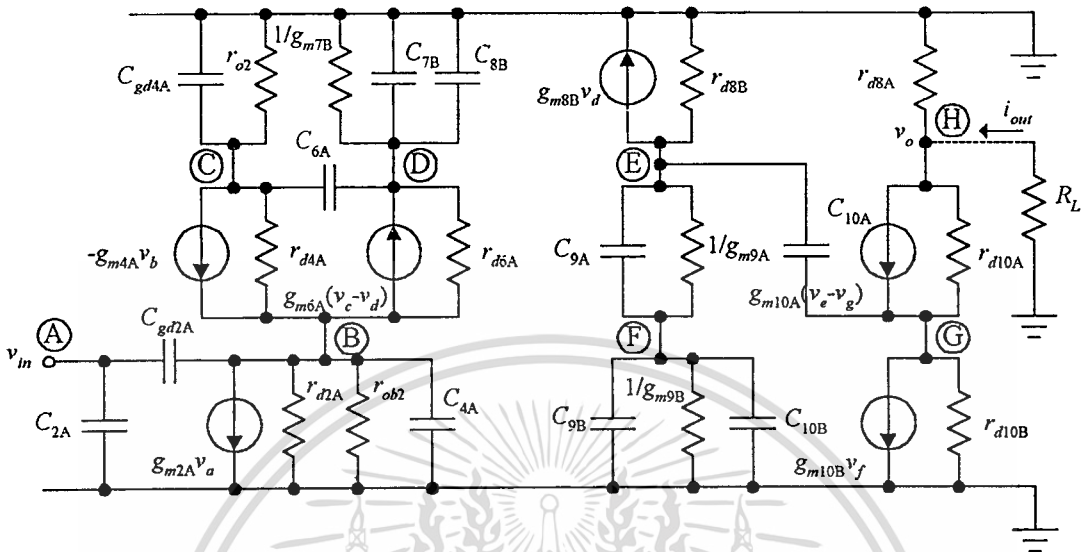
ส่วนของวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_X มีการต่อวงจรดังภาพที่ 15 และทำการเขียนโดยใช้วงจรที่เทียบหรือวงจรมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังภาพที่ 16

ภาพที่ 15



แสดงส่วนวงจรอนุบาลอกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_X

ภาพที่ 16



แสดงวงจรทดเทียบของส่วนวงจรคู่อานาลอกในภาพที่ 15

จากภาพที่ 16 จะพิจารณาการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_X ได้

โดยพิจารณาในลักษณะของอัตราส่วนของกระแสเข้าพุตต่อแรงดันอินพุต V_X ; (I_{OUT}/V_X)

จากวงจรในภาพที่ 16 พิจารณาที่จุดต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างสมการดังนี้

Node A

$$s(C_{2A} + C_{gd2A}) \cdot V_A - sC_{gd2A} \cdot V_B = 0 \quad (3.96)$$

Node B

$$\begin{aligned} & \{(g_{d2A} + g_{d4A} + g_{d6A} + g_{ob2}) + s(C_{4A} + C_{gd2A})\} \cdot V_B - g_{d4A} \cdot V_C - g_{d6A} \cdot V_D - sC_{gd2A} \cdot V_A \\ & = -g_{m2A} \cdot V_A - g_{m4A} \cdot V_B - g_{m6A} (V_C - V_D) \end{aligned} \quad (3.97)$$

Node C

$$\{(g_{d4A} + g_{do2}) + s(C_{6A} + C_{gd4A})\} \cdot V_C - g_{d4A} \cdot V_B - sC_{6A} \cdot V_D = g_{m4A} \cdot V_B \quad (3.98)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node D

$$\begin{aligned} & \{(g_{m7B}+g_{d6A})+s(C_{6A}+C_{7B}+C_{8B})\} \cdot V_D - sC_{6A} \cdot V_C - g_{d6A} \cdot V_B \\ & = g_{m6A}(V_C - V_D) \end{aligned} \quad (3.99)$$

Node E

$$\begin{aligned} & \{g_{d8B}+s(C_{9A}+C_{10A})\} \cdot V_E - (g_{m9A} - sC_{9A})V_F - sC_{10A} \cdot V_G \\ & = -g_{m8B} \cdot V_D \end{aligned} \quad (3.100)$$

Node F

$$\begin{aligned} & \{g_{m9A}+g_{m9B}+s(C_{9A}+C_{9B})\} \cdot V_F - (g_{m9A} + sC_{9A}) \cdot V_F \\ & = 0 \end{aligned} \quad (3.101)$$

Node G

$$\begin{aligned} & \{g_{d10A}+g_{d10B}+sC_{10A}\} \cdot V_G - g_{d10A} \cdot V_H - sC_{10A} \cdot V_E \\ & = g_{m10A}(V_E - V_G) - g_{m10B} \cdot V_F \end{aligned} \quad (3.102)$$

Node H

$$\{g_{d8A}+g_{d10A}\}V_H - g_{d10A} \cdot V_G = I_{out} - g_{m10A}(V_E - V_G) \quad (3.103)$$

จากสมการที่ 3.96 ถึงสมการที่ 3.103 จะเห็นว่า $(g_{oi} = 1/r_{oi}) \ll 1, (g_{obi} = 1/r_{obi}) \ll 1$ และ $(g_{di} = 1/r_{di}) \ll 1$ ดังนั้นจึงกำหนดให้ $1/r_{oi} \cong 1/r_{obi} \cong 1/r_{di} \cong 0$ และสามารถพิจารณาการตอบสนองความถี่ของวงจร โดยพิจารณาการตอบสนองความถี่ของกระแสเข้าพุดต่อแรงดันอินพุต V_X ; (I_{OUT}/V_X) อย่างไรก็ตามเนื่องจากสมการที่ได้มีเทอมของโพลีโนเมียลที่มีอันดับสูงรวมอยู่ด้วย ดังนั้นจึงได้จัดสมการให้สะดวกในการพิจารณาดังนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_{out}(s)}{V_A(s)} = \left(\frac{I_{out}(s)}{V_D(s)} \right) \left(\frac{V_D(s)}{V_A(s)} \right) \quad (3.104)$$

โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(\frac{V_D(s)}{V_A(s)}\right) = A_{VM2} \frac{[1+[a]s][1-[b]s]}{[[c]s^2+[d]s+1][1+[e]s]} \quad (3.105)$$

$$\left(\frac{I_{out}(s)}{V_D(s)}\right) = G_{M2} \frac{1}{[[f]s^2+[g]s+1]} \quad (3.106)$$

โดยที่

$$A_{VM2} = \frac{(-g_{m2A})}{g_{m7B}} \quad (3.107)$$

$$G_{M2} = \frac{(-g_{m8B}) \cdot g_{m10A} \cdot g_{m10B}}{g_{m9A} \cdot g_{m9B}} \quad (3.108)$$

$$[a] = \frac{C_{6A}}{g_{m6A}} \quad (3.109)$$

$$[b] = -\frac{C_{gd2A}}{g_{m2A}} \quad (3.110)$$

$$[c] = \frac{(C_{4A} + C_{gd2A})(C_{6A} + C_{gd4A})}{g_{m4A} \cdot g_{m6A}} \quad (3.111)$$

$$[d] = \frac{(C_{6A} + C_{gd4A})(g_{d2A} + g_{m4A})}{g_{m4A} \cdot g_{m6A}} \quad (3.112)$$

$$[e] = \frac{(C_{7B} + C_{8B})}{g_{m7B}} \quad (3.113)$$

$$[f] = \frac{C_{9A}(C_{9B} + C_{10B})}{g_{m9A} \cdot g_{m9B}} \quad (3.114)$$

$$[g] = \frac{(C_{9B} + C_{10B})g_{m9A} + C_{9A} \cdot g_{m9B} + C_{10A} \cdot g_{m10B}}{g_{m9A} \cdot g_{m9B}} \quad (3.115)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.104 สามารถพิจารณาค่าของโพล (Pole) และ ซีโร (Zero) เพื่อหาค่าความถี่ โพลและซีโรที่ทำให้เกิดความถี่คัตออฟ (Cutoff Frequency) ซึ่งจากการพิจารณาสมการที่ 3.105 จะได้ค่าความถี่ซีโรและโพลตามสมการที่ 3.116, 3.117 และสมการที่ 3.118, 3.119 และ 3.120 ตามลำดับ และจากการพิจารณาสมการที่ 3.106 จะได้ค่าความถี่โพลตามสมการที่ 3.121 และ 3.122 ตามลำดับ

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m6A}}{C_{6A}} \quad (3.116)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi} \left| -\frac{g_{m2A}}{C_{gd2A}} \right| \quad (3.117)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m4A} g_{m6A}}{(C_{6A} + C_{gd4A})(g_{d2A} + g_{m4A})} \quad (3.118)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi} \frac{(g_{d2A} + g_{m4A})}{(C_{4A} + C_{gd2A})} \quad (3.119)$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m7B}}{(C_{7B} + C_{8B})} \quad (3.120)$$

$$f_{p4} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m9A} \cdot g_{m9B}}{(C_{9B} + C_{10B})g_{m9A} + C_{9A} \cdot g_{m9B} + C_{10A} \cdot g_{m10B}} \quad (3.121)$$

$$f_{p5} = \frac{1}{2\pi} \frac{(C_{9B} + C_{10B})g_{m9A} + C_{9A} \cdot g_{m9B} + C_{10A} \cdot g_{m10B}}{C_{9A}(C_{9B} + C_{10B})} \quad (3.122)$$

จากสมการที่ 3.116 ถึง 3.122 เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสเฟตตามตารางที่ 2 แทนลงไปจะได้ค่าความถี่ซีโรคือ สมการที่ 3.116 และ 3.117 มีค่าเท่ากับ 49.26 MHz และ 181.43 MHz ตามลำดับและค่าความถี่โพลของสมการที่ 3.118, 3.119, 3.120, 3.121 และ 3.122 จะมีค่าเท่ากับ 5.96 MHz, 95.09 MHz, 33.87 MHz, 33.71 MHz และ 269.7 MHz ตามลำดับ ดังนั้นความถี่ของ Dominant Pole มีค่าเท่ากับ 5.96 MHz จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ตอบสนองของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice

จากการออกแบบวงจรตามหลักการที่ได้นำเสนอขึ้น เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ทำการออกแบบนั้น สามารถทำงานได้ตามหลักการที่ได้นำเสนอ จึงต้องทำการวิเคราะห์และทดลองการทำงานของวงจร ซึ่งกระทำได้ 2 วิธี คือ วิธีที่หนึ่งโดยการทดลองต่อวงจร นำอนุภาคต่างๆ ตามวงจรที่ได้ออกแบบมาต่อกันแบบดีสครีทบนโพรโตบอร์ดหรือ PCB ป้อนแรงดันไฟเลี้ยง, สัญญาณอินพุตในรูปแบบแรงดันหรือกระแส แล้ววัดค่าแรงดันและกระแสที่ส่วนต่างๆ ของวงจร แล้วทำการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดลอง เพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่าวงจรที่ออกแบบสามารถทำงานได้ตามหลักการที่ได้นำเสนอ สำหรับวิธีที่สองกระทำโดยการนำวงจรที่ได้ออกแบบมาทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมที่ชื่อว่า “PSpice” ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้สำหรับวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปได้ละเอียด มีความแม่นยำสูง

จะเห็นว่าทั้งสองวิธีต่างก็เป็นการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป แต่เนื่องจากคุณสมบัติและการทำงานของอนุภาคในวงจรที่ต่อกันแบบดีสครีทกับอนุภาคที่สร้างในวงจรรวมมีความแตกต่างกัน ทำให้การทดสอบคุณสมบัติของวงจรโดยการต่อวงจรทดลองแบบดีสครีทไม่สามารถจะทดสอบคุณสมบัติของวงจรรวมที่ออกแบบได้ทุกประการ เช่น ความสัมพันธ์กันของมอสเฟตที่ต่อกันแบบดีสครีทจะไม่เที่ยงตรงเท่ากับมอสเฟตที่สร้างเป็นวงจรรวมในเนื้อสารกึ่งตัวนำชิ้นเดียวกัน หรือค่ามิติของมอสเฟตที่ต้องการในการออกแบบเป็นวงจรรวมก็ไม่สามารถที่จะกำหนดได้ในการต่อวงจรแบบดีสครีท หรือในวงจรที่นำมาต่อแบบดีสครีทจะมีค่าความจุไฟฟ้าสแตตที่เกิดขึ้นจากโพรโตบอร์ดหรือ PCB (โดยการสร้างเป็นวงจรรวมจะไม่มี) เป็นผลให้ไม่สามารถทดลองหาผลตอบสนองที่แท้จริงได้ เป็นต้น ทำให้คุณสมบัติของวงจรบางประการหรือทั้งหมด จึงต้องทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้ PSpice เท่านั้น ดังนั้นการทดสอบคุณสมบัติหรือการทำงานของวงจรที่ออกแบบ จึงอาจจะเลือกใช้การทดลองวงจรแบบดีสครีท หรือการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice หรืออาจเลือกทดสอบวงจรทั้งสองแบบก็ได้ ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมที่จะใช้ในการหาคุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบนั้น

เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้รับจากการคำนวณ ได้ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟตทำงานช่วงไม่อิ่มตัว เพื่อวิเคราะห์หาความต้านทานเข้าพุต (Output Resistance), ความถี่ปฏิบัติการสำหรับแรงดันอินพุต V_X และ V_Y , ช่วงสัปดาห์ปฏิบัติการ (Dynamic Range) โดยวงจรที่ออกแบบใช้โมเดลแบบ Worst

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

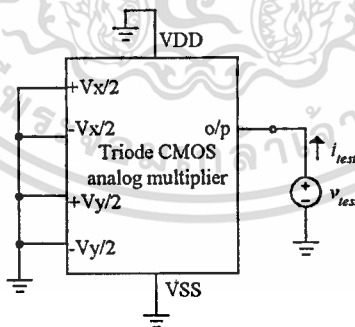
case ของ European Silicon Structure (ES2) โดยกำหนดค่า W/L ของมอสเฟตเท่ากับ $400 \mu\text{m}/10\mu\text{m}$ ยกเว้น M_1, M_2 เท่ากับ $15 \mu\text{m}/10\mu\text{m}$ และ M_3, M_4 เท่ากับ $10 \mu\text{m}/40\mu\text{m}$, แหล่งจ่ายกระแสคงที่ $I_1=I_2=I_3=I_4 = 25 \mu\text{A}$ และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ $I_B = 450 \mu\text{A}$, $R_L=1\text{k}\Omega$, $V_{DD}=-V_{SS}=5 \text{ V}$

ความต้านทานเข้าพุท

การวิเคราะห์หาความต้านทานเข้าพุทสามารถทำได้โดยการกำหนดรายละเอียดของจุดต่อต่างๆ ของวงจรในภาพที่ 17 โดยที่ไม่ต้องคำนึงถึงความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในของมอสเฟต

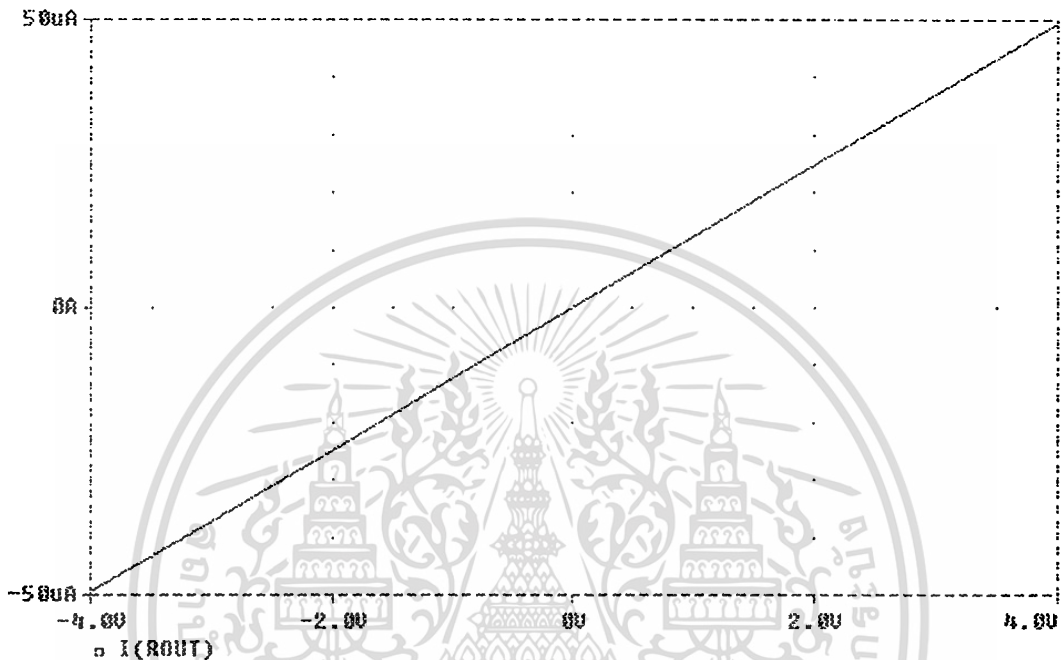
หลังจากใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลการทำงานของวงจร ได้ผลการทดลองดังภาพที่ 17 พบว่าความต้านทานเข้าพุทมีค่าเป็น $80.9 \text{ k}\Omega$ ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.70)

ภาพที่ 17



แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานเข้าพุทของวงจร

ภาพที่ 18

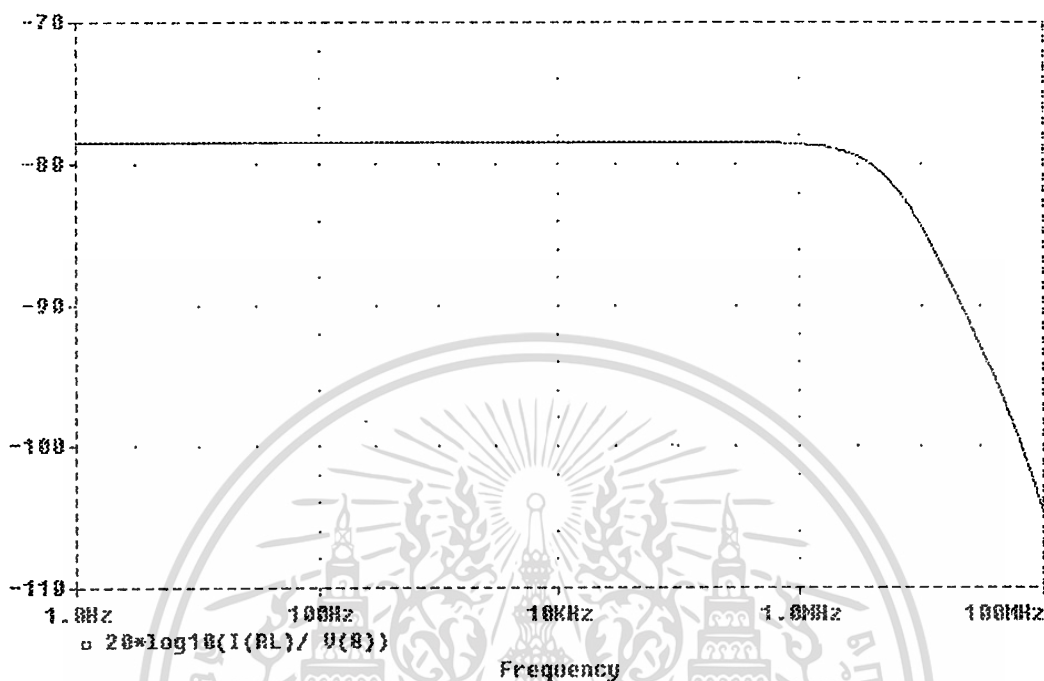


แสดงผลการวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุตของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice

ความถี่ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานสำหรับแรงดันอินพุต V_Y และ V_X ทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดของจุดต่อต่างๆ ของวงจรในภาพที่ 14 และภาพที่ 16 ตามลำดับ หลังจากใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลและเลียนแบบการทำงานของวงจร ได้ผลการวิเคราะห์ดังภาพที่ 19 พบว่าความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดสำหรับแรงดันอินพุต V_Y และ V_X มีค่า 5.96 MHz ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.91 และ 3.118)

ภาพที่ 19



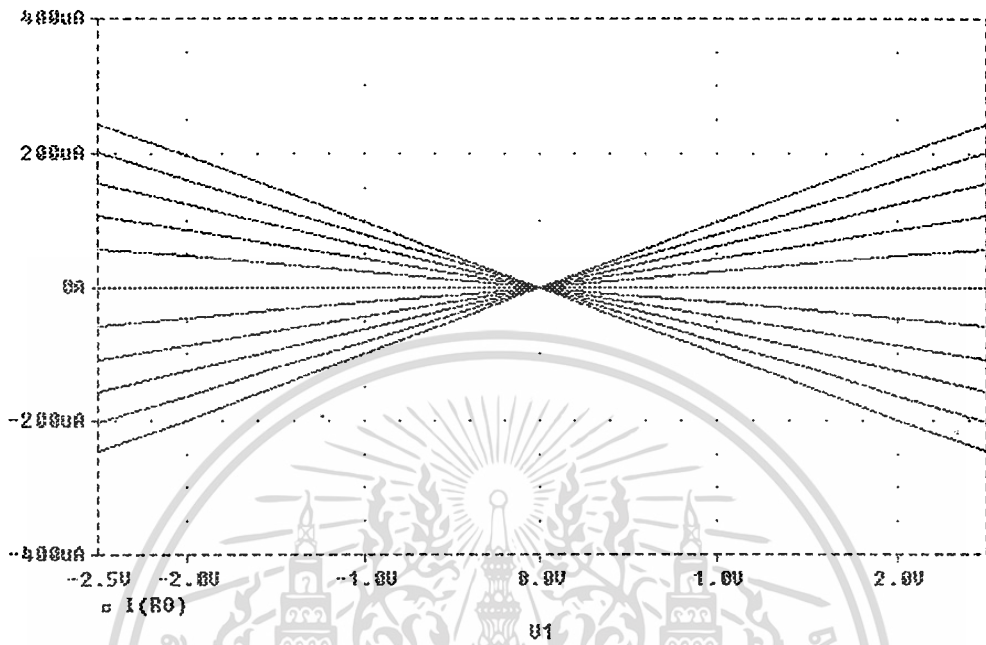
แสดงผลการวิเคราะห์ความถี่ปฏิบัติงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice

ช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงาน (Dynamic Range)

การวิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงาน ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลรายละเอียดจุดต่อต่าง ๆ วงจร ควบอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟตช่วงไม้อิมตัวดังภาพที่ 10 จากนั้นนำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSpice โดยการป้อนแรงดันอินพุต V_X ตั้งแต่ -2.5 โวลต์ถึง 2.5 โวลต์ขณะที่แปรค่าแรงดันอินพุต V_Y ตั้งแต่ -2.5 โวลต์ถึง 2.5 โวลต์ และสลับป้อนแรงดันอินพุต V_Y ตั้งแต่ -2.5 โวลต์ถึง 2.5 โวลต์ขณะที่แปรค่าแรงดันอินพุต V_X ตั้งแต่ -2.5 โวลต์ถึง 2.5 โวลต์ แล้วดูผลของกระแสเข้าพุตที่ไหลผ่าน R_L ซึ่งได้ผลการวิเคราะห์ดังภาพที่ 20 และภาพที่ 21 ตามลำดับ พบว่าเมื่อค่าสัมบูรณ์ของแรงดันอินพุต V_X และ V_Y มีค่าเพิ่มมากขึ้นเลย $\pm 2.5V$ จะทำให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น ดังนั้นจะได้ช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานของวงจรที่มีค่าความเป็นไม่เป็นเชิงเส้นน้อยที่สุดอยู่ในช่วง -2.5 โวลต์ ถึง +2.5 โวลต์

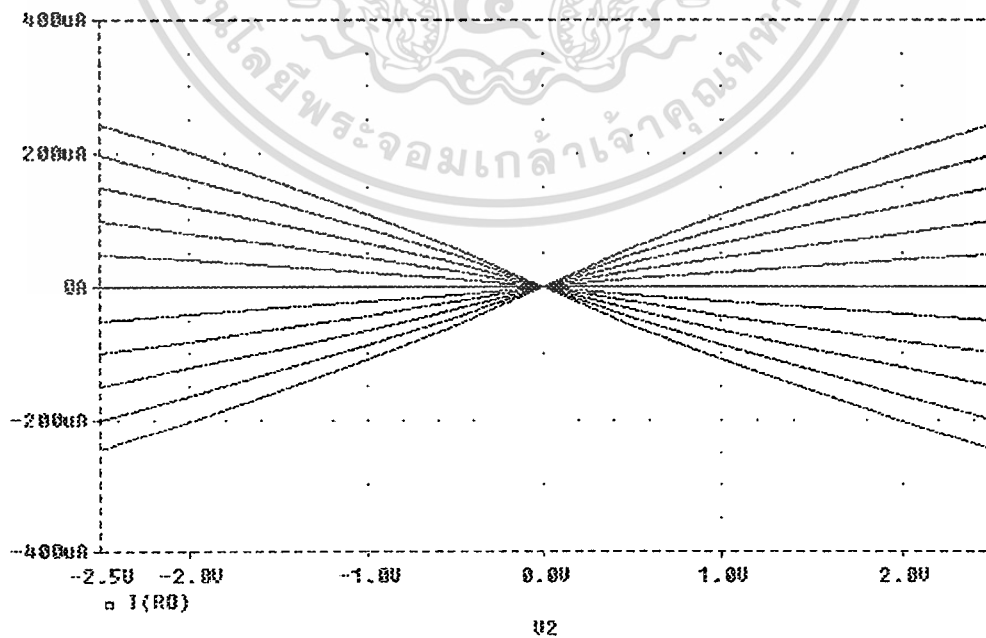
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 20



แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC แสดง I_{OUT} เมื่อแปรค่า V_X

ภาพที่ 21



แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC แสดง I_{OUT} เมื่อแปรค่า V_Y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมตัว

บทนำ

วงจรรูณอนาลอกเป็นวงจรที่ทำงานในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Circuit) วงจรหนึ่งที่มีความสำคัญมากสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณอนาลอก (Analog Signal Processing) ต่างๆ ได้ เช่น ทำเป็นวงจรทวีความถี่ (Frequency Doubler) วงจรเฟสล็อกลูป (Phase-Lock Loop) วงจรกรองสัญญาณแบบปรับอัตโนมัติ (Adaptive Filter) วงจรแอมพลิจูดมอดูเลเตอร์ (Amplitude Modulator) และวงจร True rms Converter เป็นต้น ซึ่งวงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิมตัวในงานวิจัยก่อน [7-12] นั้นมีคุณสมบัติบางอย่าง เช่น ช่วงปฏิบัติงานอินพุตยังคงแคบอยู่ไม่สามารถใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ขอเสนอวงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์แบบใหม่ที่ใช้เทคโนโลยีวงจรรวมแบบ CMOS โดยใช้การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงอิมตัวเป็นไปตามกฎกำลังสอง วงจรที่ออกแบบมีโครงสร้างที่ง่ายประกอบด้วยวงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้เพียงมอสเฟต 2 ตัวจำนวน 4 ชุด วงจรรวมสัญญาณ 2 ชุดและวงจรรขยายสัญญาณกำลังสอง 2 ชุด ยังผลให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างและมีความเชิงเส้นกว้างและตอบสนองต่อความถี่สูงดี

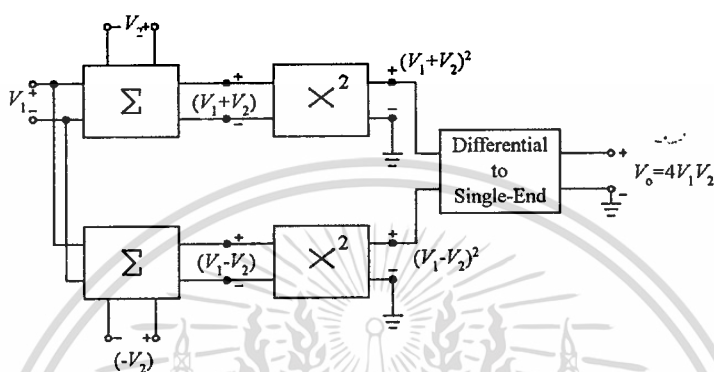
หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของวงจรรูณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่นำเสนออยู่นี้อยู่บนพื้นฐานพีชคณิตกำลังสอง (Square-Algebraic Identity) อย่างง่ายๆ ในสมการที่ 4.1 โดยใช้ V_1 , V_2 เป็นแรงดันอินพุตและ V_O เป็นแรงดันเอาต์พุต และมีบล็อกไดอะแกรม ดังภาพที่ 22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = (V_1 + V_2)^2 - (V_1 - V_2)^2 = 4V_1V_2 \quad (4.1)$$

ภาพที่ 22



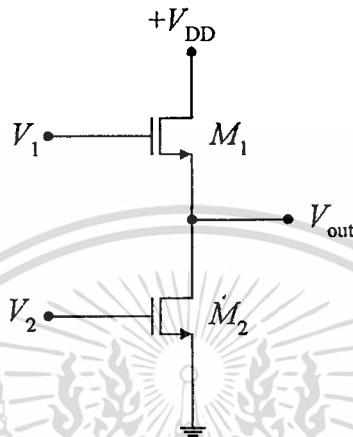
แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์
ที่ใช้หลักการ Square-Algebraic Identity

วงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ออกแบบ

วงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟต 2 ตัว (Two-Transistor Differential Amplifier) จำนวน 4 ชุด วงจรรวมสัญญาณ (Signal Summing Circuit) จำนวน 2 ชุด และวงจรขยายสัปดาห์กำลังสอง (Squaring circuit) จำนวน 2 ชุด ซึ่งในที่นี้จะได้อธิบายวงจรแต่ละส่วนต่อไป

วงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟต 2 ตัว

ภาพที่ 23



แสดงวงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟต 2 ตัว

วงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟต 2 ตัวแสดงดังภาพที่ 23 ถ้ามอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีคุณสมบัติสมพงษ์กันทุกประการ โดยให้อัตราส่วน W/L ของมอสเฟตแต่ละตัวมีค่าเท่ากันด้วยและไบอัสให้ทั้งสองตัวทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) จะสามารถเขียนค่าแรงดันไฟฟ้าที่เข้าที่เกตกับซอสของมอสเฟตได้เป็น $V_{GS1} = V_1 - V_{OUT}$ ในขณะที่ $V_{GS2} = V_2$ โดย M_1 และ M_2 จะนำกระแสเท่ากัน ดังนั้น

$$V_{OUT} = V_1 - V_2 \quad (4.2)$$

จากสมการที่ 4.2 จะเห็นว่าวงจรรทำงานเป็นวงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier) เมื่อพิจารณาที่ M_1 จะเห็นว่าต่ออยู่ในลักษณะของวงจรรซอสตาม (Source-Follower Configuration) ดังนั้นเมื่อให้ทำงานในช่วงอิ่มตัว กระแสเดรนของ M_1 จะต้องไม่เป็นศูนย์ สำหรับ M_2 ยังคงทำงานช่วงอิ่มตัวได้ถ้าอยู่ในเงื่อนไข $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ นั่นคือ

$$V_{OUT} > V_2 - V_T \quad (4.3)$$

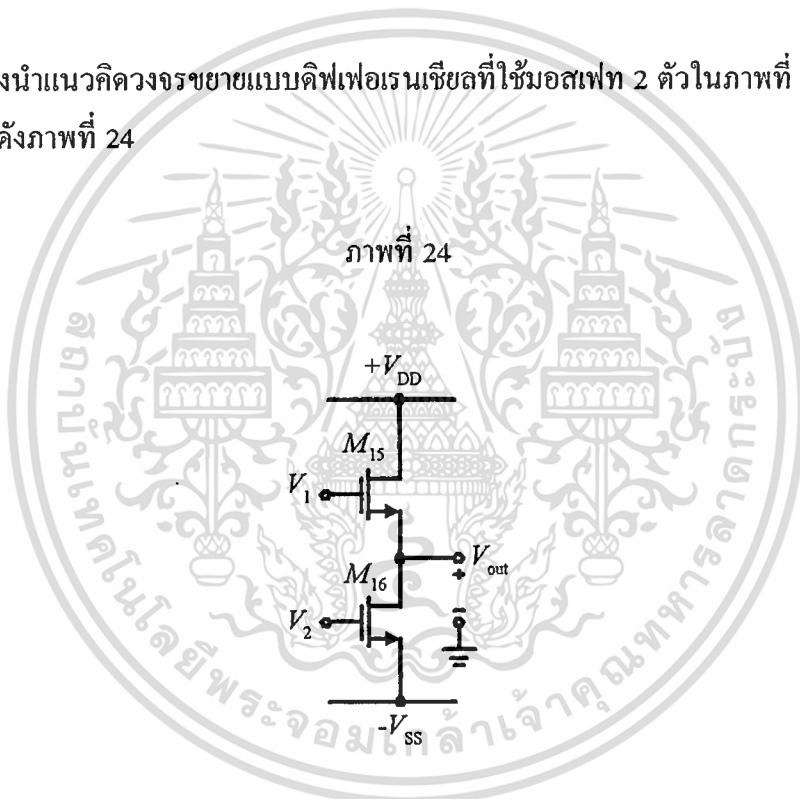
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า V_{OUT} ของสมการที่ (4.2) ในสมการที่ (4.3) ดังนั้นเงื่อนไขการทำงานในช่วงอิมิตัวของทั้ง M_1 และ M_2 จะเป็น

$$V_1(2V_2 - V_T) \quad (4.4)$$

$$V_2)V_T \quad (4.5)$$

ดังนั้นจึงนำแนวคิดวงจรรขยายแบบคิฟเฟอร์เนชเชิลที่ใช้มอสเฟต 2 ตัวในภาพที่ 23 มาออกแบบใหม่เป็นดังภาพที่ 24



แสดงวงจรรขยายแบบคิฟเฟอร์เนชเชิลที่ออกแบบ

จากภาพที่ 24 จะเห็นว่า M_{15} ทำงานในช่วงอิมิตัวได้ เนื่องจาก M_{15} ถูกไบอัสในเงื่อนไข

$$V_{DS15} \geq V_{GS15} - V_T \quad \text{ได้ว่า} \quad V_{DD} \geq V_1 - V_T$$

และ ถ้า M_{15} และ M_{16} นำกระแสเท่ากัน คือ $I_{D15} = I_{D16}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{GS15} = V_{GS16} \quad (4.6)$$

$$V_1 - V_{OUT} = V_2 - V_{SS} \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

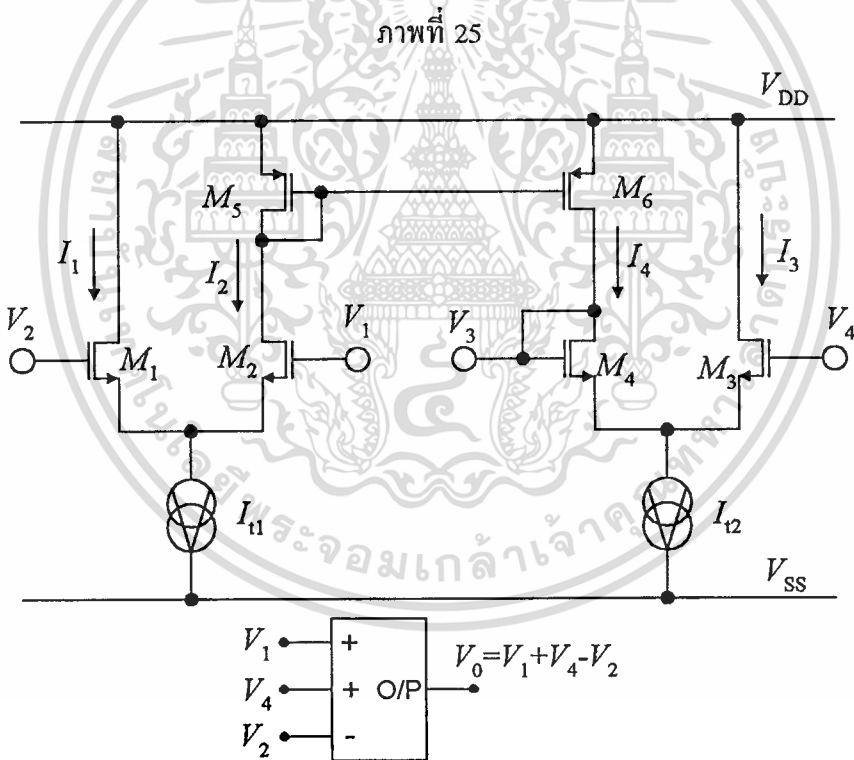
ดังนั้น M_{16} จะทำงานในช่วงอิ่มตัว เนื่องจาก $V_{DS16} \geq V_{GS16} - V_T$ นั่นคือ $V_{OUT} - V_{SS} \geq (V_1 - V_{OUT}) - V_T$

จากสมการที่ 4.7 จะได้ว่า

$$V_{OUT-diff} = V_1 - V_2 + V_{SS} \quad (4.8)$$

วงจรรวมสัญญาณ

หลักการของวงจรรวมสัญญาณ [13-14] ประกอบด้วยวงจรคู่อุปกรณ์เฟอเรนเซียล 2 ชุดและวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ 1 ชุด ประกอบกันดังภาพที่ 25



แสดงวงจรรวมสัญญาณ

วงจรสะท้อนกระแสแบบลบคือ M_5 และ M_6 จะนำมาใช้กับวงจรคู่อุปกรณ์เฟอเรนเซียล 2 ชุดนั้น จะต้องกำหนดให้มีอัตราส่วนของการสะท้อนกระแสเท่ากับ 1:1 ดังนั้น จะต้องกำหนดให้ค่า

$(W/L)_5 = (W/L)_6$ และจากภาพที่ 25 กระแส $I_1+I_2 = I_{t1}$ และ $I_3+I_4=I_{t2}$ และจากทฤษฎีของ วงจรคู่ดิฟเฟอเรนเชียล จะได้ค่าความแตกต่างของแรงดันที่จุดต่างๆ มีค่าเป็น

$$V_2 - V_1 = \sqrt{\frac{I_1}{K}} - \sqrt{\frac{I_2}{K}} \quad (4.9)$$

$$V_4 - V_3 = \sqrt{\frac{I_3}{K}} - \sqrt{\frac{I_4}{K}} \quad (4.10)$$

เมื่ออัตรากระแสที่อินกระแสมีค่าเท่ากับ 1:1 จะทำให้กระแส $I_1=I_3$, $I_2=I_4$ ทำให้สมการที่ 4.9 เท่ากับสมการที่ 4.10 ผลคือ

$$V_2 - V_1 = V_4 - V_3 \quad (4.11)$$

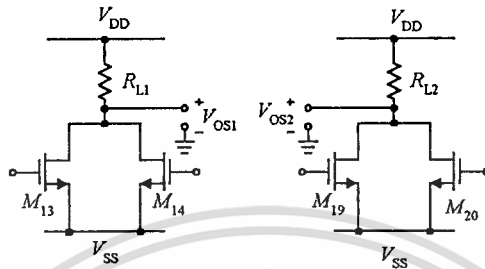
จากภาพที่ 25 แรงดัน V_3 เป็นแรงดันไบอัส M_4 หรือเรียกว่าไบอัสตัวเองและขณะเดียวกัน ใช้แรงดัน V_3 เป็นแรงดันเข้าจุด V_O ของวงจรรวมสัญญาณด้วย ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$V_O = V_1 + V_4 - V_2 \quad (4.12)$$

ด้วยคุณสมบัติการบวกและลบศักดาสัญญาณของวงจรนี้ เราสามารถนำวงจรนี้ไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรรวมศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่างอินพุตหนึ่งของวงจรคูณอนาลอกที่ออกแบบคือ $+V_Y/2$, $-V_Y/2$ กับแรงดันไฟตรงออฟเซต (V_P) กำหนดค่าเท่ากับ $2V_T+V_{SS}$ (แทนค่า $V_T=1.07V$ จาก ES2 model และ $V_{SS}=-7V$ ได้ $V_P = -4.86V$) เพื่อไบอัสให้มอสเฟตตัวล่าง (M_{16}) ของวงจรขยายแบบ ดิฟเฟอเรนเชียลในภาพที่ 23 ให้ทำงานในช่วงอิ่มตัว (ป้องกันไม่ให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว) นั่นคือ $V_{DS16} \geq (V_{GS16} - V_T)$ ตลอดช่วงปฏิบัติงาน และไบอัสมอสเฟตของวงจรขยายศักดาสัญญาณ กำลังสอง 2 วงจรให้พร้อมทำงานได้ทันที โดยให้มี $V_{GS} > V_T$ (เพื่อป้องกันการสูญเสียของ สัญญาณอินพุตที่ใช้ไบอัสเป็น V_{GS} นั้นเอง)

วงจรรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง

ภาพที่ 26



แสดงวงจรรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง

วงจรรขยายศักดาสัญญาณกำลังสองอย่างง่ายในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบด้วยมอสเฟตชนิด N 2 ตัวต่อกันดังภาพที่ 26 จำนวน 2 วงจร ซึ่งทั้งสองวงจรใช้รับสัญญาณเข้าพุดจากวงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟต 2 ตัว โดยแรงดันไฟฟ้าที่เข้าพุดของวงจรมีค่าคือ V_{OS1} , V_{OS2} จะเกิดขึ้นสัมพันธ์กับกระแสของมอสเฟต M_{13} และ M_{14} , M_{19} และ M_{20} โดยใช้ Kirchoff's Voltage Law เป็น

$$V_{OS1} = V_{DD} - R_L [I_{13} + I_{14}] \quad (4.13)$$

$$V_{OS2} = V_{DD} - R_L [I_{19} + I_{20}] \quad (4.14)$$

จากสมการที่ 4.8 เมื่อกำหนดให้ $V_1 = (+V_X/2)$ หรือ $(-V_X/2)$ และให้ V_2 รับ V_O ของวงจรรวมสัญญาณซึ่งมีค่าเท่ากับ $(+V_Y/2) + V_P$ หรือ $(-V_Y/2) + V_P$ โดยที่ $V_P = 2V_T + V_{SS}$ นั้นจะได้ว่า

(พิจารณาเมื่อ $V_1 = (+V_X/2)$, $V_2 = (+V_Y/2) + V_P$)

$$V_{O-diff} = (+V_X/2) - [(+V_Y/2) + 2V_T + V_{SS}] + V_{SS}$$

$$V_{O-diff} = (+V_X/2) - V_Y/2 - 2V_T \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(พิจารณาเมื่อ $V_1 = (-V_X/2)$, $V_2 = (+V_Y/2) + V_P$)

$$V_{O-diff} = (-V_X/2) - V_Y/2 - 2V_T \quad (4.16)$$

(พิจารณาเมื่อ $V_1 = (+V_X/2)$, $V_2 = (-V_Y/2) + V_P$)

$$V_{O-diff} = (+V_X/2) + V_Y/2 - 2V_T \quad (4.17)$$

(พิจารณาเมื่อ $V_1 = (-V_X/2)$, $V_2 = (-V_Y/2) + V_P$)

$$V_{O-diff} = (-V_X/2) + V_Y/2 - 2V_T \quad (4.18)$$

จะเห็นว่า V_{O-diff} สมการที่ 4.17, 4.16, 4.15, 4.18 จะจ่ายเข้าเป็นแรงดันเกทเทียบกราวด์ ให้มอสเฟต M_{13} , M_{14} , M_{19} , M_{20} (ซึ่งเป็นมอสเฟตในวงจรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง) เป็น V_{G13} , V_{G14} , V_{G19} , V_{G20} ตามลำดับ

จากสมการกระแสเดรนของมอสเฟตในช่วงอิมตัว สามารถหาสมการกระแสเดรน M_{13} , M_{14} , M_{19} , M_{20} ได้เป็น

$$I_{13} = K \left\{ \frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} - V_{SS} - 3V_T \right\}^2 \quad (4.19)$$

$$I_{14} = K \left\{ -\frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} - V_{SS} - 3V_T \right\}^2 \quad (4.20)$$

$$I_{19} = K \left\{ \frac{V_X}{2} - \frac{V_Y}{2} - V_{SS} - 3V_T \right\}^2 \quad (4.21)$$

$$I_{20} = K \left\{ -\frac{V_X}{2} + \frac{V_Y}{2} - V_{SS} - 3V_T \right\}^2 \quad (4.22)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าเอาพุตของวงจรถ่ายขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง 2 วงจรเป็น

$$V_{OS1} = -K \cdot R_L \cdot V_X V_Y + V_{DCSQ} \quad (4.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

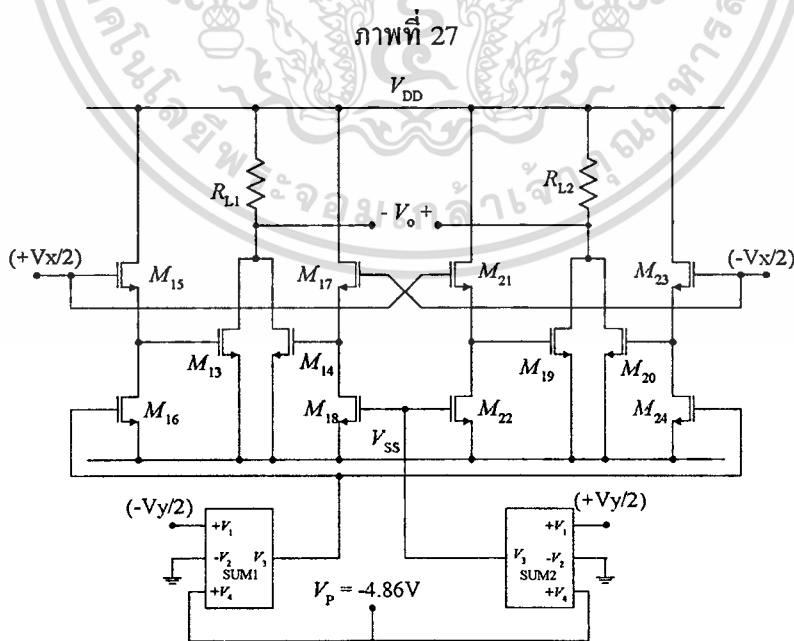
$$V_{OS2} = K \cdot R_L \cdot V_X V_Y + V_{DCSQ} \quad (4.24)$$

เมื่อเทอม V_{DCSQ} เป็นแรงดันไฟตรงออฟเซ็ทของวงจรรขยายคักคาสัญญาณกำลังสองมีค่า

$$V_{DCSQ} = V_{DD} - K \cdot R_L \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) \quad (4.25)$$

วงจรรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่เสนอ

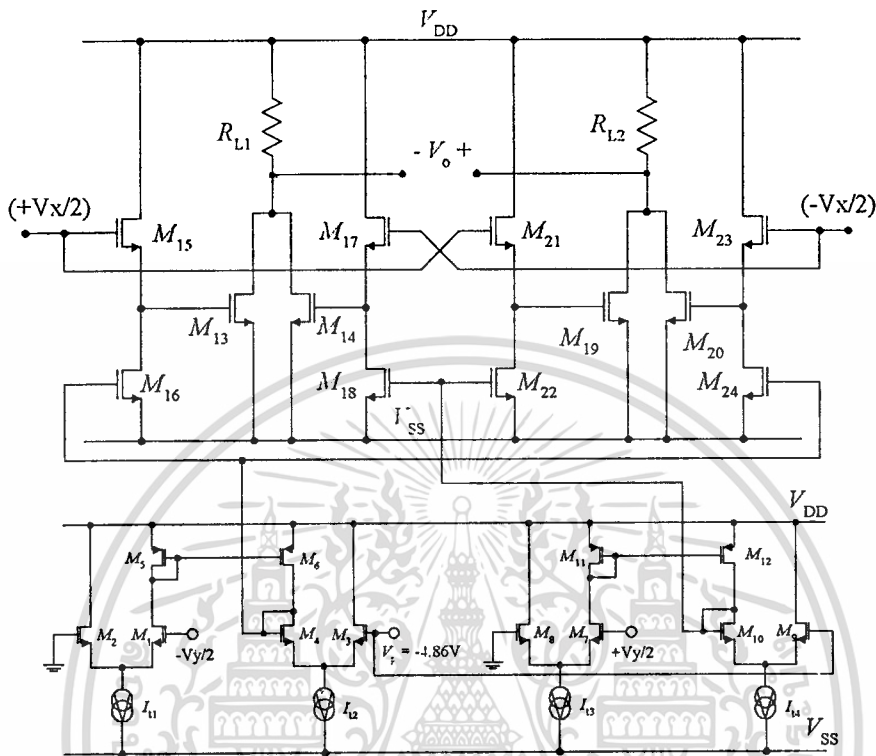
จากวงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลจำนวน 4 ชุดในภาพที่ 24 และวงจรรวมสัญญาณจำนวน 2 ชุดในภาพที่ 25 นำมาต่อร่วมกันกับกลุ่มออสเฟทจำนวน 2 ชุดที่ทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายคักคาสัญญาณกำลังสองในภาพที่ 26 เพื่อสร้างเป็นวงจรรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่มีโครงสร้างดังภาพที่ 27 และวงจรถับสมบูรณคังภาพที่ 28



แสดงโครงสร้างของวงจรรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ ที่ใช้มอดุเลทช่วงอิมิตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม หักห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 28



แสดงวงจรคูมอานาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมตัว

วงจรคูมอานาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่สมบรูณ์ แสดงในภาพที่ 28 มอสเฟท M_1 - M_{12} กับแหล่งจ่ายกระแสแสดงที่ I_{11} - I_{14} เป็นวงจรรวมสัญญาณทำหน้าที่รับศึกคาสัญญาณอินพุตแตกต่างทั้ง $+V_X/2$ และ $-V_X/2$ แล้วป้อนเข้าสู่ขาเกตของมอสเฟทชุดล่างของวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟท 2 ตัว โดยมี M_{18} และ M_{22} , M_{16} และ M_{24} ตามลำดับ สำหรับศึกคาสัญญาณอินพุตแตกต่างอีกหนึ่งอินพุต คือ $+V_X/2$ และ $-V_X/2$ นั้นจ่ายเข้าโดยตรงที่มอสเฟทชุดบนของวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลดังกล่าว โดยมี M_{15} และ M_{21} , M_{17} และ M_{23} ตามลำดับ ซึ่งวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้มอสเฟท 2 ตัว 4 ชุดนี้จะกระทำการลบศึกคาสัญญาณที่เข้ามายังขาเกตของมอสเฟทชุดบนและชุดล่างของวงจร แล้วส่งไปเข้ายังวงจรขยายศึกคาสัญญาณกำลังสองที่มี M_{13} , M_{14} และ M_{19} , M_{20} และ R_L จำนวน 2 ตัว ได้เอาพุตของวงจรคูมอานาลอก (V_O) เกิดจากผลต่างของแรงดันไฟฟ้าเอาพุตของวงจรขยายศึกคาสัญญาณกำลังสองปรากฏที่ R_L เทียบกราวด์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_O = V_{OS2} - V_{OS1} \quad (4.26)$$

$$V_O = \{K \cdot R_L \cdot V_X V_Y + V_{DCSQ}\} - \{-K \cdot R_L \cdot V_X V_Y + V_{DCSQ}\} \quad (4.27)$$

$$V_O = 2K \cdot R_L \cdot V_X V_Y \quad (4.28)$$

โดยค่า V_O นี้จะแสดงคุณสมบัติของวงจรถูกออกแบบ 4 ควอดแดรนท์นั่นเอง

การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

ในหัวข้อนี้ จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรถูกออกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟตในช่วงอิมิต์ โดยพิจารณาค่าความต้านทานอินพุต (Input Resistance) ความต้านทานเอาพุต (Output Resistance) และความถี่ปฏิบัติการ (Frequency Response) ซึ่งสองคุณสมบัติหลังดังกล่าวจะวิเคราะห์โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) ซึ่งกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

g_{mi} คือ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของมอสเฟตตัวที่ i

r_{di} คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาคูเริน (Drain) กับขาซอส (Source) ของมอสเฟตตัวที่ i

C_i คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขาคูเกต (Gate) กับขาซอส (Source)

g_{di} คือ ส่วนกลับของค่าความต้านทานระหว่างขาคูเรินกับขาซอสของมอสเฟตตัวที่ i

g_{ii} คือ ส่วนกลับของค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่ายกระแสที่ I_i ตัวที่ i

การวิเคราะห์ความต้านทานอินพุต

จาก [18] เมื่อพิจารณาโครงสร้างมอสเฟตพบว่า ไม่มีกระแสไหลเข้าที่เกต ด้วยเหตุผลเนื่องจาก (1) กระแสถูกกั้นไว้โดย Energy barrier จำนวนมากที่เกิดขึ้นระหว่าง oxide กับแต่ละ

electrode (ซึ่งคือ Metal และ p-type substrate) และ (2) Oxide มีสภาพใกล้เคียงเป็นฉนวนที่สมบูรณ์ (Nearly Perfect Insulator) นั่นคือ SiO_2 มีสภาพนำไฟฟ้าที่มีขอบเขตค่าหนึ่ง (finite conductivity) หมายความว่า จะมีกระแสเล็กน้อยส่วนหนึ่งที่ไหลผ่านได้ แต่อย่างไรก็ตาม สภาพความต้านทานไฟฟ้าของอ็อกไซด์(Oxide Resistivity: ρ_{ox}) อยู่ในช่วง 10^{18} - 10^{20} $\Omega\text{-cm}$ ซึ่งสามารถคำนวณความต้านทานทางไฟฟ้าของอ็อกไซด์ (Oxide Resistance) ได้โดยสูตรความต้านทานไฟฟ้า (Electrical Resistivity) คือ

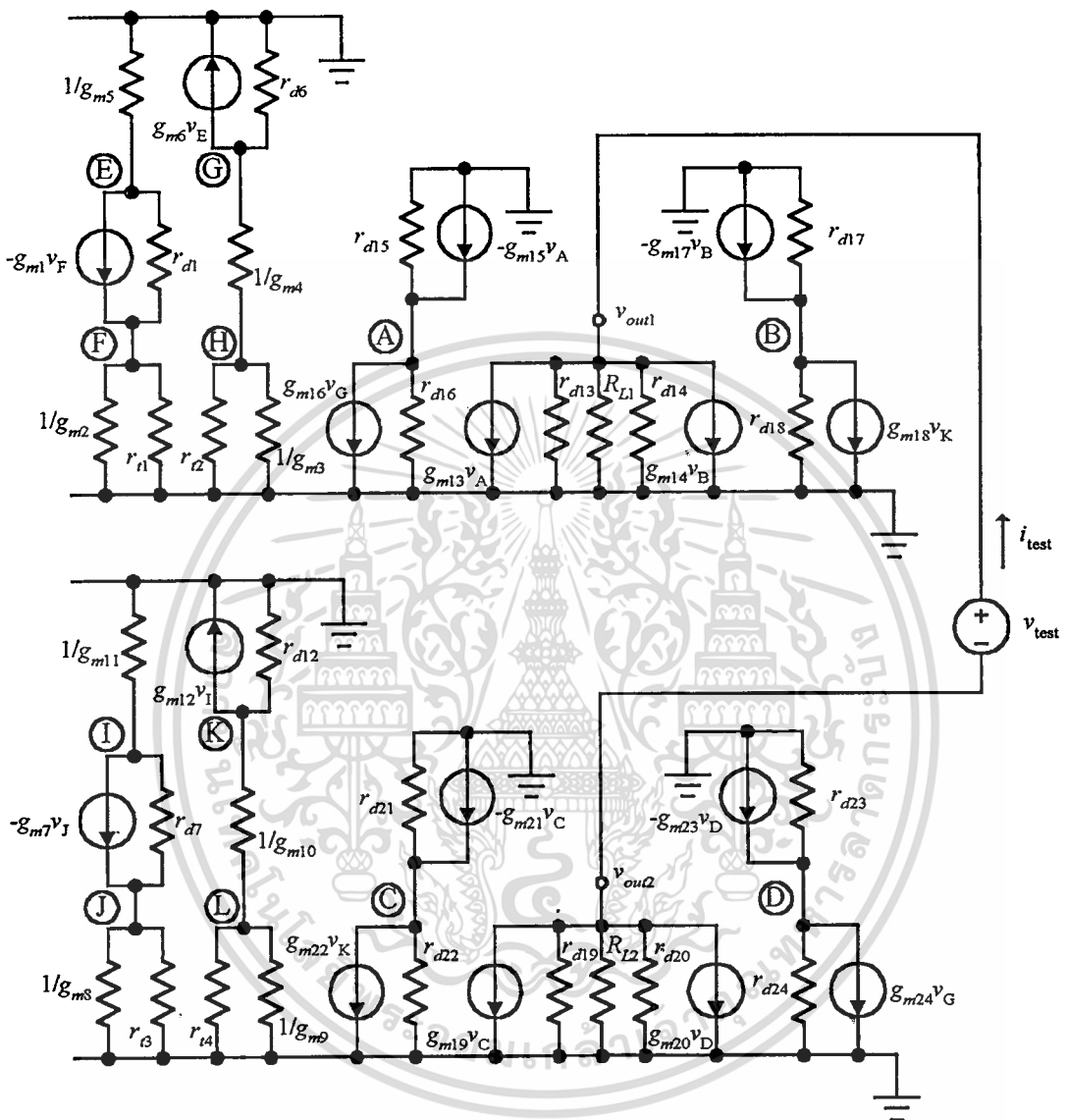
$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} = \frac{\rho \cdot t_{ox}}{A} \quad (4.29)$$

เมื่อให้ความหนาของอ็อกไซด์ (Oxide Thickness: t_{ox}) เท่ากับ 1000 \AA ($1 \text{ \AA} = 10^{-8} \text{ cm}$) และพื้นที่หน้าตัดอิเล็กโทรดโลหะ(Metal Electrode Area: A) เท่ากับ 10^{-3} cm^2 จะได้ความต้านทานทางไฟฟ้าของอ็อกไซด์อยู่ในช่วง 10^{16} - $10^{18} \Omega$ ดังนั้นกล่าวได้ว่าความต้านทานที่อินพุตของตัวออสเฟทมีค่าสูงมากอยู่ในช่วง 10^{16} - $10^{18} \Omega$ นั่นเอง ดังนั้นด้วยเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้น จึงทำให้อินพุตของวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้ออสเฟทช่วงอิมพัลส์ที่ออกแบบ คือ ที่อินพุต $+V_X/2$, $-V_X/2$, $+V_Y/2$, $-V_Y/2$ หรือที่ขาเกทของมอสเฟท M_{15} - M_{21} , M_{17} - M_{23} , M_7 , M_1 ตามลำดับ จึงมีค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสูงมากประมาณอยู่ในช่วง 10^{16} - $10^{18} \Omega$

การวิเคราะห์ความต้านทานเอาพุตแตกต่าง

การวิเคราะห์ความต้านทานเอาพุตแตกต่าง (Differential Output Resistance) สามารถทำได้โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก(Small Signal Analysis) สามารถวิเคราะห์ส่วนวงจรทางด้านเอาพุตจากภาพที่ 28 โดยให้อินพุตของวงจรเป็นศูนย์ (ต่ออินพุตทั้ง 4 อินพุตลงกราวด์) แล้วปลดความต้านทานโหลด R_{L1} และ R_{L2} ออกแล้วจ่ายแรงดัน V_{test} ให้ขั้วเอาพุต V_{O1} , V_{O2} ตามลำดับจะได้วงจรทดสอบเพื่อใช้คำนวณความต้านทานเอาพุตแตกต่าง ($r_{out-diff}$) ดังภาพที่ 29

ภาพที่ 29



แสดงวงจรเทียบที่ใช้คำนวณความต้านทานเข้าพุตแตกต่างของวงจรภาพที่ 28

จากภาพที่ 29 พิจารณาความต้านทานเข้าพุตแตกต่างของวงจร ในลักษณะอัตราส่วนของแรงดัน V_{test} ต่อกกระแส I_{test} โดยพิจารณาที่ Node ต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างสมการได้ดังนี้

Node A

$$(g_{d15} + g_{d16}) \cdot V_A = -g_{m15} \cdot V_A - g_{m16} \cdot V_G \quad (4.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node B

$$(g_{d17} + g_{d18}) \cdot V_B = -g_{m17} \cdot V_B - g_{m18} \cdot V_K \quad (4.31)$$

Node C

$$(g_{d21} + g_{d22}) \cdot V_C = -g_{m21} \cdot V_C - g_{m22} \cdot V_K \quad (4.32)$$

Node D

$$(g_{d23} + g_{d24}) \cdot V_D = -g_{m23} \cdot V_D - g_{m24} \cdot V_G \quad (4.33)$$

Node E

$$(g_{d1} + g_{m5}) \cdot V_E - g_{d1} \cdot V_F = g_{m1} \cdot V_F \quad (4.34)$$

Node F

$$(g_{d1} + g_{t1} + g_{m2}) \cdot V_F - g_{d1} \cdot V_E = -g_{m1} \cdot V_F \quad (4.35)$$

Node G

$$(g_{d6} + g_{m4}) \cdot V_G - g_{m4} \cdot V_H = -g_{m6} \cdot V_E \quad (4.36)$$

Node H

$$(g_{t2} + g_{m3} + g_{m4}) \cdot V_H - g_{m4} \cdot V_G = 0 \quad (4.37)$$

Node I

$$(g_{d7} + g_{m11}) \cdot V_I - g_{d7} \cdot V_J = g_{m7} \cdot V_J \quad (4.38)$$

Node J

$$(g_{d7} + g_{t3} + g_{m8}) \cdot V_J - g_{d7} \cdot V_I = -g_{m7} \cdot V_J \quad (4.39)$$

Node K

$$(g_{d12} + g_{m10}) \cdot V_K - g_{m10} \cdot V_L = -g_{m12} \cdot V_I \quad (4.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node L

$$(g_{t4} + g_{m9} + g_{m10}) \cdot V_L - g_{m10} \cdot V_K = 0 \quad (4.41)$$

จากสมการที่ 4.30 ถึงสมการที่ 4.41 พบว่า $V_G = V_K = 0$ ทำให้ $g_{m16} \cdot V_G = g_{m24} \cdot V_G = g_{m18} \cdot V_K = g_{m22} \cdot V_K = 0$ ผลทำให้ $V_A = V_B = V_C = V_D = 0$ จากนั้นพิจารณาจุดด้านเข้าพุด (V_{O1}, V_{O2}) โดยใช้กฎ KVL ได้ว่า

ดังนั้น i_{test} จะได้เป็น

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{\left(r_{d13} // r_{d14} // R_{L1} \right) + \left(r_{d19} // r_{d20} // R_{L2} \right)} \quad (4.42)$$

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{\left(\frac{1}{\frac{1}{r_{d13}} + \frac{1}{r_{d14}} + \frac{1}{R_{L1}}} \right) + \left(\frac{1}{\frac{1}{r_{d19}} + \frac{1}{r_{d20}} + \frac{1}{R_{L2}}} \right)} \quad (4.43)$$

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{\left(\frac{1}{g_{d13} + g_{d14} + \frac{1}{R_{L1}}} \right) + \left(\frac{1}{g_{d19} + g_{d20} + \frac{1}{R_{L2}}} \right)} \quad (4.44)$$

$$r_{out-diff} = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{1}{\left(g_{d13} + g_{d14} + \frac{1}{R_{L1}} \right)} + \frac{1}{\left(g_{d19} + g_{d20} + \frac{1}{R_{L2}} \right)} \quad (4.45)$$

จากสมการที่ 4.45 ทำการแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากตารางที่ 3 โดย $g_{d13} = g_{d14} = g_{d19} = g_{d20} = 7.4 \times 10^{-6}$ mho, $R_{L1} = R_{L2} = 1$ k Ω , ดังนั้นจะได้ความต้านทานเข้าพุดแตกต่างของวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแตรนที่โดยใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมตัว มีค่าเท่ากับ 1.97 k Ω

ตารางที่ 3

NAME	M1	M2	M4	M5	M6
MODEL	NMOS1	NMOS1	NMOS1	PMOS1	PMOS1
ID	1.72E-04	1.78E-04	1.82E-04	-1.72E-04	-1.82E-04
VGS	2.49E+00	2.49E+00	2.57E+00	-3.70E+00	-3.70E+00
VDS	5.79E+00	9.49E+00	2.57E+00	-3.70E+00	-1.17E+01
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	1.07E+00	1.07E+00	1.07E+00	-7.90E-01	-7.90E-01
VDSAT	1.02E+00	1.02E+00	1.07E+00	-1.85E+00	-1.86E+00
GM	2.26E-04	2.34E-04	2.27E-04	1.09E-04	1.16E-04
GDS	1.88E-06	1.49E-06	3.35E-06	1.95E-06	9.82E-07
GMB	6.88E-05	7.06E-05	6.88E-05	5.22E-05	5.46E-05
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.75E-14	1.75E-14
CGDOV	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.75E-14	1.75E-14
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	2.54E-13	2.54E-13	2.54E-13	2.49E-13	2.49E+13
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

ตารางที่ 3 (ต่อ)

NAME	M13	M14	M15	M16	M19	M20
MODEL	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1	NMOS1
ID	1.05E-03	1.05E-03	1.29E-04	1.29E-04	1.05E-03	1.05E-03
VGS	4.74E+00	4.74E+00	2.26E+00	2.29E+00	4.74E+00	4.74E+00
VDS	1.19E+01	1.19E+01	9.26E+00	4.74E+00	1.19E+01	1.19E+01
VBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
VTH	1.07E+00	1.07E+00	1.07E+00	1.07E+00	1.07E+00	1.07E+00
VDSAT	2.44E+00	2.44E+00	8.70E-01	8.86E-01	2.44E+00	2.44E+00
GM	5.35E-04	5.35E-04	2.01E-04	1.96E-04	5.35E-04	5.35E-04
GDS	7.40E-06	7.40E-06	1.12E-06	1.61E-06	7.40E-06	7.40E-06
GMB	1.23E-04	1.23E-04	6.28E-05	6.18E-05	1.23E-04	1.23E-04
CBD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGSOV	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14
CGDOV	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14	1.35E-14
CGBOV	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGS	2.54E+13	2.54E+13	2.54E+13	2.54E+13	2.54E+13	2.54E+13
CGD	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

แสดงค่าพารามิเตอร์ของมอสเฟทของวงจรถูกอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิม
ตัวจากการเลียนแบบการทำงานวงจรถ้วยโปรแกรม PSpice

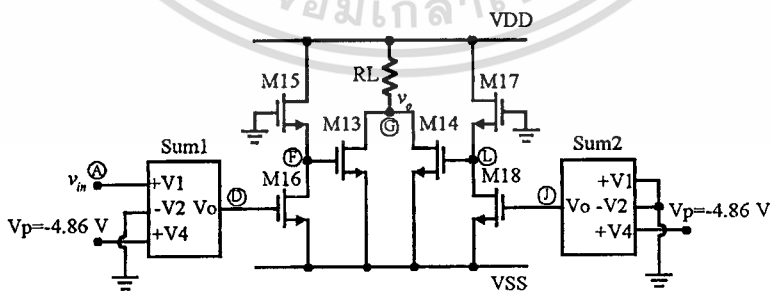
การวิเคราะห์ความถี่ปฏิบัติงาน

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติงาน (Frequency Response) ของวงจรมอนาโลกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิต์ โดยใช้วิธีการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Analysis) ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขาเกตและซอส (C_j) ของมอสเฟทตัวใดๆ ประกอบอยู่ด้วย โดยแบ่งการวิเคราะห์เป็น 2 ส่วนตามแรงดันอินพุตที่จ่ายให้วงจรมอนาโลก คือ ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_Y และค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_X

การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_Y

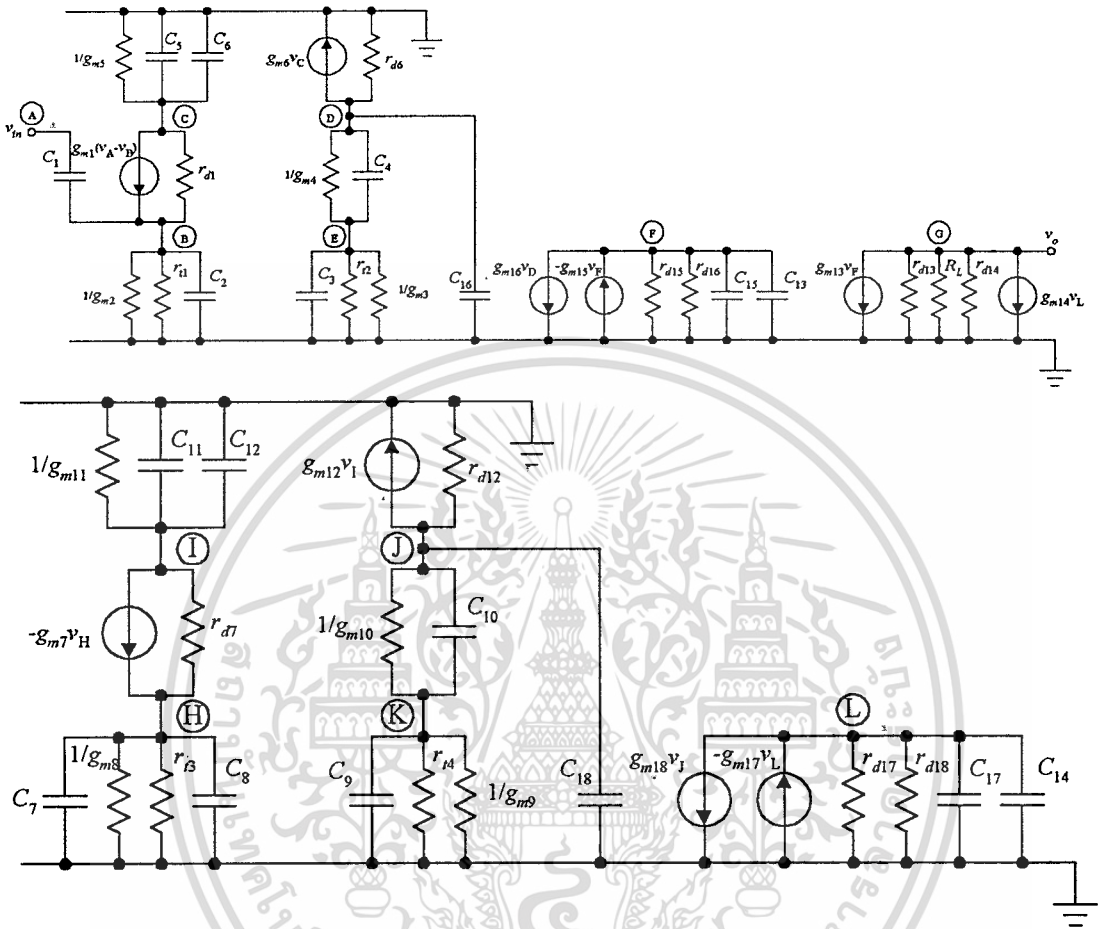
ส่วนของวงจรมอนาโลกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_Y มีการต่อวงจรดังภาพที่ 30 และทำการเขียนโดยใช้วงจรทดเทียบ หรือวงจรมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังภาพที่ 31

ภาพที่ 30



แสดงส่วนวงจรมอนาโลกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_Y

ภาพที่ 31



แสดงวงจรที่เพิ่มเติมของส่วนวงจรคู่ออกนอกในภาพที่ 30

จากภาพที่ 31 จะพิจารณาการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_Y ได้

โดยพิจารณาในลักษณะของอัตราส่วนของแรงดันเข้าพุตต่อแรงดันอินพุต $V_Y: (V_O/V_Y)$

จากวงจรในภาพที่ 31 พิจารณาที่จุดต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างสมการดังนี้

Node A

$$sC_1 \cdot V_A - sC_1 \cdot V_B = 0 \quad (4.46)$$

Node B

$$\{g_{d1} + g_{t1} + g_{m2} + s(C_1 + C_2)\} \cdot V_B - g_{d1} \cdot V_C - sC_1 \cdot V_A = g_{m1}(V_A - V_B) \quad (4.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node C

$$\{g_{d1}+g_{m5}+s(C_5+C_6)\} \cdot V_C - g_{d1} \cdot V_B = -g_{m1}(V_A - V_B) \quad (4.48)$$

Node D

$$\{g_{d6}+g_{m4}+s(C_4+C_{16})\} \cdot V_D - (g_{m4}+sC_4) \cdot V_E = -g_{m6} \cdot V_C \quad (4.49)$$

Node E

$$\{g_{t2}+g_{m3}+g_{m4}+s(C_3+C_4)\} \cdot V_E - (g_{m4}+sC_4) \cdot V_D = 0 \quad (4.50)$$

Node F

$$\{g_{d15}+g_{d16}+s(C_{13}+C_{15})\} \cdot V_F = -g_{m15} \cdot V_F - g_{m16} \cdot V_D \quad (4.51)$$

Node G

$$(g_{d13}+g_{d14}+1/R_L) \cdot V_G = -g_{m13} \cdot V_F - g_{m14} \cdot V_L \quad (4.52)$$

Node H

$$\{g_{d7}+g_{t3}+g_{m8}+s(C_7+C_8)\} \cdot V_H - g_{d7} \cdot V_I = -g_{m7} \cdot V_H \quad (4.53)$$

Node I

$$\{g_{d7}+g_{m11}+s(C_{11}+C_{12})\} \cdot V_I - g_{d7} \cdot V_H = g_{m7} \cdot V_H \quad (4.54)$$

Node J

$$\{g_{d12}+g_{m10}+s(C_{10}+C_{18})\} \cdot V_J - \{g_{m10}+sC_{10}\} \cdot V_K = -g_{m12} \cdot V_I \quad (4.55)$$

Node K

$$\{g_{t4}+g_{m9}+g_{m10}+s(C_9+C_{10})\} \cdot V_K - \{g_{m10}+sC_{10}\} \cdot V_J = 0 \quad (4.56)$$

Node L

$$\{g_{d17}+g_{d18}+s(C_{14}+C_{17})\} \cdot V_L = -g_{m17} \cdot V_L - g_{m18} \cdot V_J \quad (4.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 4.46 ถึงสมการที่ 4.57 จะเห็นว่า $(g_{ii}=1/r_{ii}) \ll 1$ และ $(g_{di} = 1/r_{di}) \ll 1$ ดังนั้นจึงกำหนดให้ $1/r_{ii} \cong 1/r_{di} \cong 0$ และสามารถพิจารณาการตอบสนองความถี่ของวงจรโดยพิจารณาการตอบสนองความถี่ของแรงดันเข้าพุดต่อแรงดันอินพุต $V_Y:(V_O/V_Y)$ อย่างไม่ก็ตามเนื่องจากสมการที่ได้มีเทอมของโพลีโนเมียลที่มีอันดับสูงรวมอยู่ด้วย ดังนั้นจึงได้จัดสมการให้สะดวกในการพิจารณาดังนี้

$$A_{V_{overall}} = \left(\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} \right) = \left(\frac{V_C(s)}{V_A(s)} \right) \left(\frac{V_D(s)}{V_C(s)} \right) \left(\frac{V_F(s)}{V_D(s)} \right) \left(\frac{V_G(s)}{V_F(s)} \right) \quad (4.58)$$

โดย

$$\left(\frac{V_C(s)}{V_A(s)} \right) = A_{M1} \frac{[1+[a]s]}{[[b]s^2 + [c]s+1]} \quad (4.59)$$

$$\left(\frac{V_D(s)}{V_C(s)} \right) = A_{M2} \frac{1}{[1+[d]s]} \quad (4.60)$$

$$\left(\frac{V_F(s)}{V_D(s)} \right) = A_{M3} \frac{1}{[1+[e]s]} \quad (4.61)$$

$$\left(\frac{V_G(s)}{V_F(s)} \right) = A_{M4} \quad (4.62)$$

โดยที่

$$A_{M1} = - \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{(g_{m1} \cdot g_{m5} + g_{m2} \cdot g_{m5})} \quad (4.63)$$

$$A_{M2} = - \frac{2 \cdot g_{m6}}{g_{m4}} \quad (4.64)$$

$$A_{M3} = - \frac{g_{m16}}{g_{m15}} \quad (4.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ห้ามนำไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_{M4} = -\frac{g_{m13}}{\left(\frac{1}{R_L}\right)} \quad (4.66)$$

$$[a] = \frac{C_2}{g_{m2}} \quad (4.67)$$

$$[b] = \frac{(C_1 + C_2)(C_5 + C_6)}{(g_{m1} \cdot g_{m5} + g_{m2} \cdot g_{m5})} \quad (4.68)$$

$$[c] = \frac{(C_1 + C_2)g_{m5} + (C_5 + C_6)(g_{m1} + g_{m2})}{(g_{m1} \cdot g_{m5} + g_{m2} \cdot g_{m5})} \quad (4.69)$$

$$[d] = \frac{(2C_{16} + C_4)}{g_{m4}} \quad (4.70)$$

$$[e] = \frac{(C_{13} + C_{15})}{g_{m15}} \quad (4.71)$$

จากสมการที่ 4.58 สามารถพิจารณาค่าของโพล (Pole) และ ซีโร (Zero) เพื่อหาค่าความถี่ โพลและซีโรที่ทำให้เกิดความถี่คัตออฟ (Cutoff frequency) ซึ่งจากการพิจารณาสมการที่ 4.59 จะ ได้ค่าความถี่ซีโรและความถี่โพลตามสมการที่ 4.72 และสมการที่ 4.73, 4.74 ตามลำดับ และ พิจารณาสมการที่ 4.60 กับสมการที่ 4.61 จะได้ค่าความถี่โพลตามสมการที่ 4.75 และ 4.76 ตาม ลำดับ

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m2}}{C_2} \quad (4.72)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi} \frac{(g_{m1} \cdot g_{m5} + g_{m2} \cdot g_{m5})}{(C_1 + C_2)g_{m5} + (C_5 + C_6)(g_{m1} + g_{m2})} \quad (4.73)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi} \frac{(C_1 + C_2)g_{m5} + (C_5 + C_6)(g_{m1} + g_{m2})}{(C_1 + C_2)(C_5 + C_6)} \quad (4.74)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ห้ามนำไปใช้ซ้ำ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m4}}{(2C_{16} + C_4)} \quad (4.75)$$

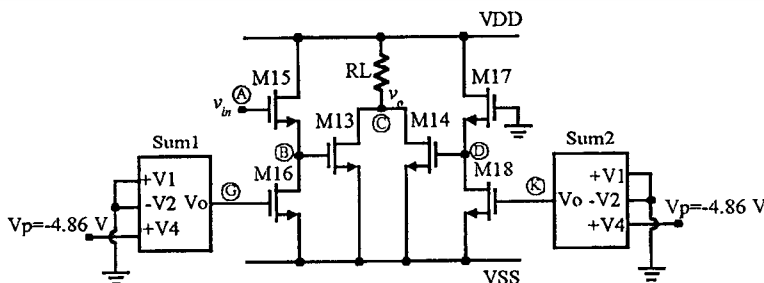
$$f_{P4} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m15}}{(C_{13} + C_{15})} \quad (4.76)$$

จากสมการที่ 4.72 ถึง 4.76 นั้นเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสเฟตที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม PSpice ในตารางที่ 3 แทนลงไปได้ค่าความถี่ซีโรคือ สมการที่ 4.72 มีค่าเท่ากับ 146.62 MHz และค่าความถี่ โพลคือ สมการที่ 4.73, 4.74, 4.75 และ 4.76 จะมีค่าเท่ากับ 28.05 MHz, 178.95 MHz, 48.04 MHz และ 62.97 MHz ตามลำดับ ดังนั้นความถี่ของ Dominant Pole มีค่าเท่ากับ 28.05 MHz จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ตอบสนองของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_Y

การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_X

ส่วนของวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับแรงดันอินพุต V_X มีการต่อวงจรดังภาพที่ 32 และทำการเขียนวงจรเทียบ หรือวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังภาพที่ 33

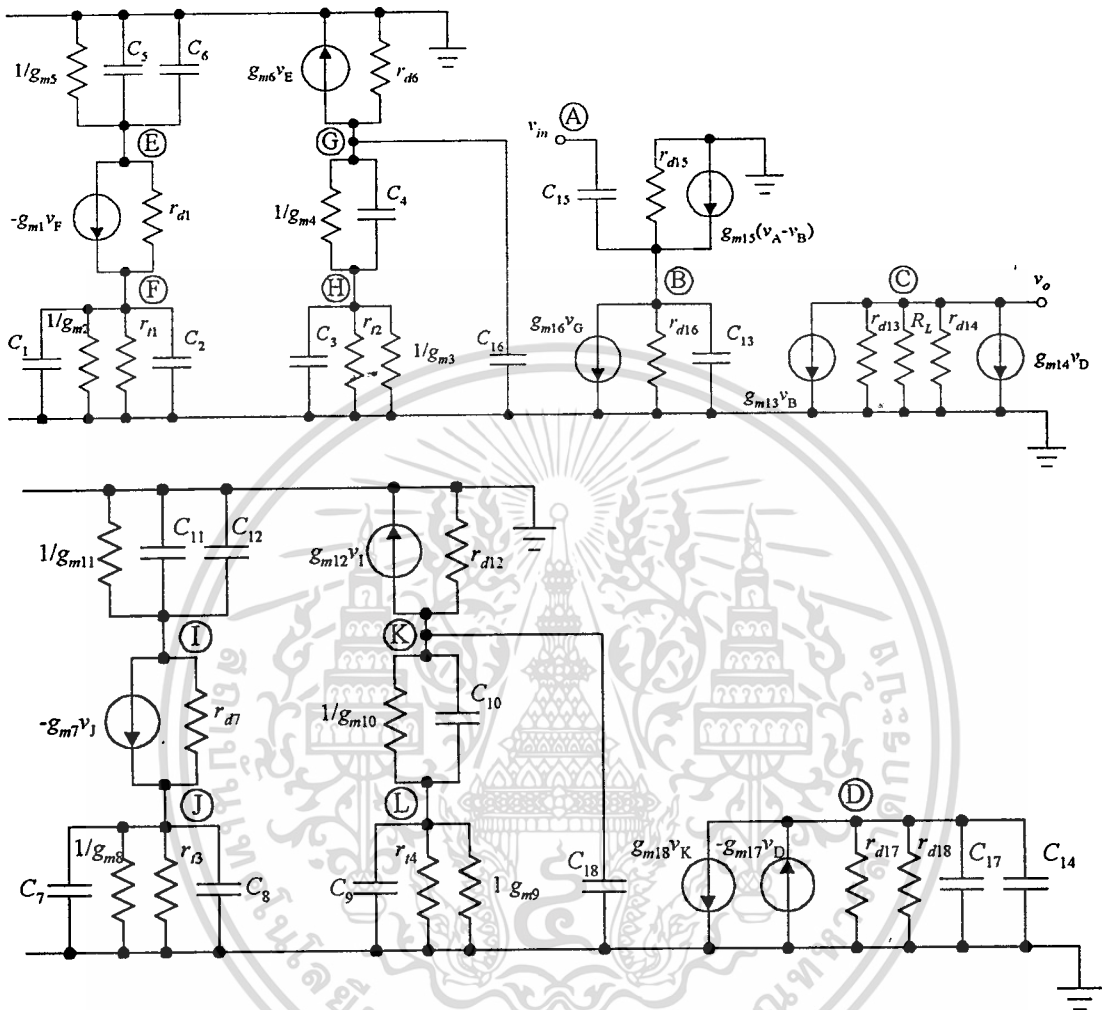
ภาพที่ 32



แสดงส่วนวงจรคุณอนาลอกที่ใช้วิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองสำหรับ V_X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดตทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 33



แสดงวงจรที่เชื่อมส่วนวงจรอนุกรมในภาพที่ 32

จากภาพที่ 33 จะพิจารณาการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_X ได้

โดยพิจารณาในลักษณะของอัตราส่วนของแรงดันเข้าพุดต่อแรงดันอินพุต V_X ; (V_O/V_X)

จากวงจรในภาพที่ 33 พิจารณาที่จุดต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างสมการได้ดังนี้

Node A

$$sC_{15} \cdot V_A - sC_{15} \cdot V_B = 0 \quad (4.77)$$

Node B

$$\{g_{d15}+g_{d16}+s(C_{13}+C_{15})\} \cdot V_B - sC_{15} \cdot V_A = g_{m15}(V_A - V_B) - g_{m16} \cdot V_G \quad (4.78)$$

Node C

$$\{g_{d13}+g_{d14}+(1/R_L)\} \cdot V_C = -g_{m13} \cdot V_B - g_{m14} \cdot V_E \quad (4.79)$$

Node D

$$\{g_{d17}+g_{d18}+s(C_{14}+C_{17})\} \cdot V_E = -g_{m17} \cdot V_E - g_{m18} \cdot V_K \quad (4.80)$$

Node E

$$\{g_{d1}+g_{m5}+s(C_5+C_6)\} \cdot V_E - g_{d1} \cdot V_F = g_{m1} \cdot V_F \quad (4.81)$$

Node F

$$\{g_{d1}+g_{t1}+g_{m2}+s(C_1+C_2)\} \cdot V_F - g_{d1} \cdot V_E = -g_{m1} \cdot V_F \quad (4.82)$$

Node G

$$\{g_{d6}+g_{m4}+s(C_4+C_{16})\} \cdot V_G - \{g_{m4}+sC_4\} V_H = -g_{m6} \cdot V_E \quad (4.83)$$

Node H

$$\{g_{t2}+g_{m3}+g_{m4}+s(C_3+C_4)\} \cdot V_H - \{g_{m4}+sC_4\} \cdot V_G = 0 \quad (4.84)$$

Node I

$$\{g_{d7}+g_{m11}+s(C_{11}+C_{12})\} \cdot V_I - g_{d7} \cdot V_J = g_{m7} \cdot V_J \quad (4.85)$$

Node J

$$\{g_{d7}+g_{t3}+g_{m8}+s(C_7+C_8)\} \cdot V_J - g_{d7} \cdot V_I = -g_{m7} \cdot V_J \quad (4.86)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node K

$$\{g_{d12} + g_{m10} + s(C_{10} + C_{18})\} \cdot V_K - \{g_{m10} + sC_{10}\} \cdot V_L = -g_{m12} \cdot V_I \quad (4.87)$$

Node L

$$\{g_{t4} + g_{m9} + g_{m10} + s(C_9 + C_{10})\} \cdot V_L - \{g_{m10} + sC_{10}\} \cdot V_K = 0 \quad (4.88)$$

จากสมการที่ 4.77 ถึงสมการที่ 4.88 จะเห็นว่า $(g_{ti} = 1/r_{ti}) \ll 1$ และ $(g_{di} = 1/r_{di}) \ll 1$ ดังนั้นจึงกำหนดให้ $1/r_{ti} \cong 1/r_{di} \cong 0$ และสามารถพิจารณาการตอบสนองความถี่ของวงจรโดยพิจารณาการตอบสนองความถี่ของแรงดันเข้าพุตต่อแรงดันอินพุต $V_X; (V_O/V_X)$ ใดๆก็ตามเนื่องจากสมการที่ได้มีเทอมของโพลีโนเมียลที่มีอันดับสูงรวมอยู่ด้วย ดังนั้นจึงได้จัดสมการให้สะดวกในการพิจารณาดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{V_c(s)}{V_A(s)} = A_{Ms} \frac{[1 + [a]s]}{[1 + [b]s]} \quad (4.89)$$

โดยที่

$$A_{Ms} = -\frac{g_{m13}}{(1/R_L)} \quad (4.90)$$

$$[a] = \frac{C_{15}}{g_{m15}} \quad (4.91)$$

$$[b] = \frac{(C_{13} + C_{15})}{g_{m15}} \quad (4.92)$$

จากสมการที่ 4.89 สามารถพิจารณาค่าของโพล (Pole) และ ซีโร (Zero) เพื่อหาค่าความถี่โพลและความถี่ซีโรที่ทำให้เกิดความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) ซึ่งจากการพิจารณาสมการที่ 4.90 ถึงสมการที่ 4.92 จะได้ค่าความถี่ซีโรและความถี่โพลตามสมการที่ 4.93 และ 4.94 ตามลำดับ

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m15}}{C_{15}} \quad (4.93)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m15}}{(C_{13} + C_{15})} \quad (4.94)$$

จากสมการที่ 4.93 ถึง 4.94 นั้นเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสเฟตของวงจรคุณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมิตัว ซึ่งได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice ในตารางที่ 3 แทนลงไปจะได้ค่าความถี่ซีโร คือสมการที่ 4.93 มีค่าเท่ากับ 125.94 MHz และค่าความถี่โพลคือ สมการที่ 4.94 จะมีค่าเท่ากับ 62.97 MHz ดังนั้นความถี่ของ Dominant Pole มีค่าเท่ากับ 62.97 MHz จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ตอบสนองของวงจรสำหรับแรงดันอินพุต V_X

ผลการทดลองและผลการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice

จากการออกแบบวงจรตามหลักการที่ได้นำเสนอขึ้น เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ทำการออกแบบนั้น สามารถทำงานได้ตามหลักการที่ได้นำเสนอ จึงต้องทำการวิเคราะห์และทดลองการทำงานของวงจร ซึ่งกระทำได้ 2 วิธี คือ วิธีที่หนึ่งโดยการทดลองต่อวงจร นำอนุภาคต่างๆ ตามวงจรที่ได้ออกแบบมาต่อกันแบบคิสครีทบนโพโดบอร์ดหรือ PCB ป้อนแรงดันไฟเลี้ยง, สัญญาณอินพุตในรูปแรงดันหรือกระแส แล้ววัดค่าแรงดันและกระแสที่ส่วนต่างๆ ของวงจร แล้วทำการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดลอง เพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่าวงจรที่ออกแบบสามารถทำงานได้ตามหลักการได้นำเสนอ สำหรับวิธีที่สองกระทำโดยการนำวงจรที่ได้ออกแบบมาทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมที่ชื่อว่า “PSpice” ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้สำหรับวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปได้ละเอียด มีความแม่นยำสูง

จะเห็นว่าทั้งสองวิธีต่างก็เป็นการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป แต่เนื่องจากคุณสมบัติและการทำงานของอนุภาคในวงจรที่ต่อกันแบบคิสครีทกับอนุภาคที่สร้างในวงจรรวมมีความแตกต่างกัน ทำให้การทดสอบคุณสมบัติของวงจรโดยการต่อวงจรทดลองแบบคิสครีทไม่สามารถจะทดสอบคุณสมบัติของวงจรรวมที่ออกแบบได้ทุกประการ เช่น ความสัมพันธ์กันของมอสเฟตที่ต่อกันแบบคิสครีทจะไม่เที่ยงตรงเท่ากับมอสเฟตที่สร้างเป็นวงจรรวมในเนื้อสารกึ่งตัวนำชิ้นเดียวกัน หรือค่ามิติของมอสเฟตที่ต้องการในการออกแบบเป็นวงจรรวมก็ไม่

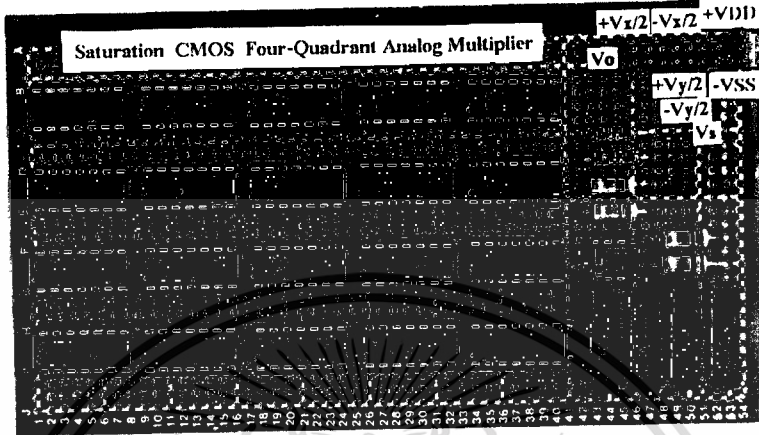
สามารถที่จะกำหนดได้ในการต่อวงจรแบบคิสกริท หรือในวงจรที่นำมาต่อแบบคิสกริทจะมีค่าความจุไฟฟ้าสถิตย์ที่เกิดขึ้นจากโปรโตบอร์ดหรือ PCB (โดยการสร้างเป็นวงจรรวมจะไม่มี) เป็นผลให้ไม่สามารถทดลองหาผลตอบสนองที่แท้จริงได้ เป็นต้น ทำให้คุณสมบัติของวงจรบางประการจึงต้องทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้ PSpice เท่านั้น ดังนั้นการทดสอบคุณสมบัติหรือการทำงานบางอย่างของวงจรที่ออกแบบ จึงอาจจะเลือกใช้การทดลองวงจรแบบคิสกริท หรือการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice หรืออาจเลือกทดสอบวงจรทั้งสองแบบก็ได้ ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมที่จะใช้ในการหาคุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบนั้น

การทดลองเพื่อทดสอบค่าศักดาปฏิบัติงานของวงจร

ได้ทำการทดลองสร้างวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟทช่วงอิมตัวแบบคิสกริทลงบนแผ่น PCB เพื่อใช้ในการทดลอง ดังแสดงในภาพที่ 34 โดยใช้ไอซีเบอร์ MC14007 ซึ่งภายในตัวไอซีประกอบด้วยเอ็นมอส และพีมอส อย่างละ 3 ตัว โดยเลือกมอสเฟทมีคุณสมบัติที่สมพียงกันมากที่สุดคือ $M_{13}-M_{14}$, $M_{19}-M_{20}$, $M_{15}-M_{16}$, $M_{17}-M_{18}$, $M_{21}-M_{22}$, $M_{23}-M_{24}$ ซึ่งแต่ละคู่จะต้องมีความสมพียงซึ่งกันและกัน และค่าแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่ม (V_{TO}) ขณะ V_{SB} เท่ากับศูนย์ของ NMOS และ PMOS ภายในไอซีเบอร์ MC14007 จะมีค่าประมาณ 2 โวลต์ ส่วนวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ทั้งหมดคือ $I_{I1} - I_{I4}$ ใช้ค่ากระแสเท่ากันคือ $350 \mu A$, โดย V_P ใช้เท่ากับ -3 โวลต์ เนื่องจากออกแบบ $V_P = 2V_T + V_{SS}$ (แทนค่า $V_P = 2(2) + (-7) = -3$ V นั้นเอง), $R_{L1} = R_{L2} = 100 \Omega$ และ แรงดันไฟเลี้ยง $V_{DD} = 7$ โวลต์, $V_{SS} = -7$ โวลต์

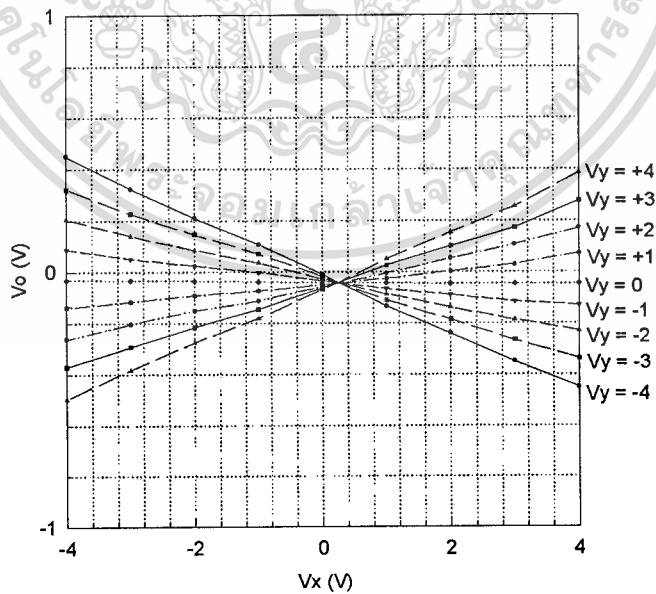
จากการทดลองนำผลแรงดันเอาพุตที่ได้สร้างเป็นภาพแสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC ซึ่งค่าแรงดันเอาพุตแปรค่าตามแรงดันอินพุต V_X และ V_Y ดังแสดงในภาพที่ 35

ภาพที่ 34



แสดงการต่อวงจรแบบคัสครีทบนแผ่น PCB เพื่อใช้ในการทดลอง

ภาพที่ 35



แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC ของวงจรคูณอนาลอกที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

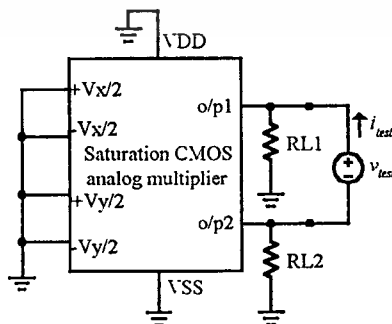
ผลการวิเคราะห์ เลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice

เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้รับจากการวิเคราะห์คุณสมบัติวงจรทางทฤษฎีและการทดลอง ได้ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร เพื่อวิเคราะห์หาความต้านทาน ี้าพุตแตกต่าง(Differential Output Resistance) ความถี่ปฏิบัติงานสำหรับแรงดันอินพุต V_Y และ V_X , ช่วงคักคาปฏิบัติงาน (Dynamic Range)

ความต้านทานี้าพุตแตกต่าง

การวิเคราะห์หาความต้านทานี้าพุตแตกต่าง สามารถทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดของจุดต่อต่างๆ ของวงจรในภาพที่ 29 โดยไม่ต้องคำนึงถึงความจุไฟฟ้าในตัวมอสเฟต จากนั้นใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์การทำงานของวงจร โดยป้อนศักดา V_{test} ตั้งแต่ -4 โวลต์ ถึง 4 โวลต์ เข้ายังระหว่างจุดี้าพุต 2 จุดคือ V_{O1}, V_{O2} โดยที่จุดี้าพุต V_{O1} มีค่า R_{out} ค่าน้อยมาก ต่ออนุกรมอยู่ ไม่มีผลทำให้ค่ากระแสที่ไหลผ่านเปลี่ยนแปลงไป เพื่อสะดวกในการหาความต้านทานที่เกิดขึ้นโดยหาจาก อัตราส่วนของ $V_{test}/I(R_{out})$ ซึ่งได้ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร ดังภาพที่ 37 พบว่าความต้านทานี้าพุตแตกต่าง มีค่าเป็น $1.97 \text{ k}\Omega$ ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎี (สมการที่ 4.45)

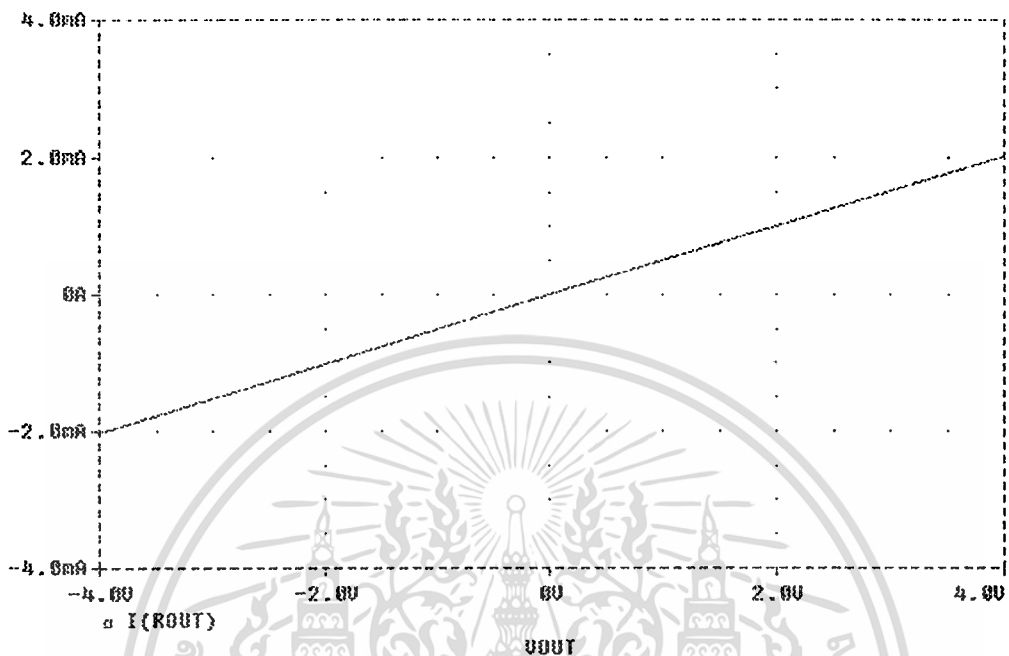
ภาพที่ 36



แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานี้าพุตแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 37

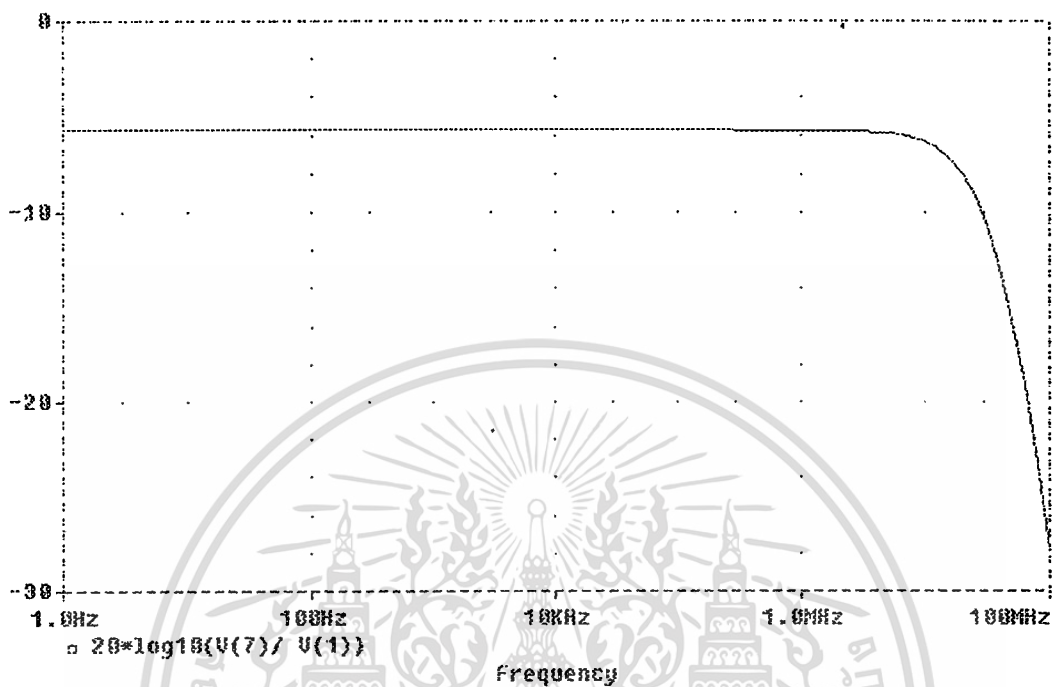


แสดงผลการวิเคราะห์หาความต้านทานเข้าพุทแตกต่างของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice

ความถี่ปฏิบัติการ

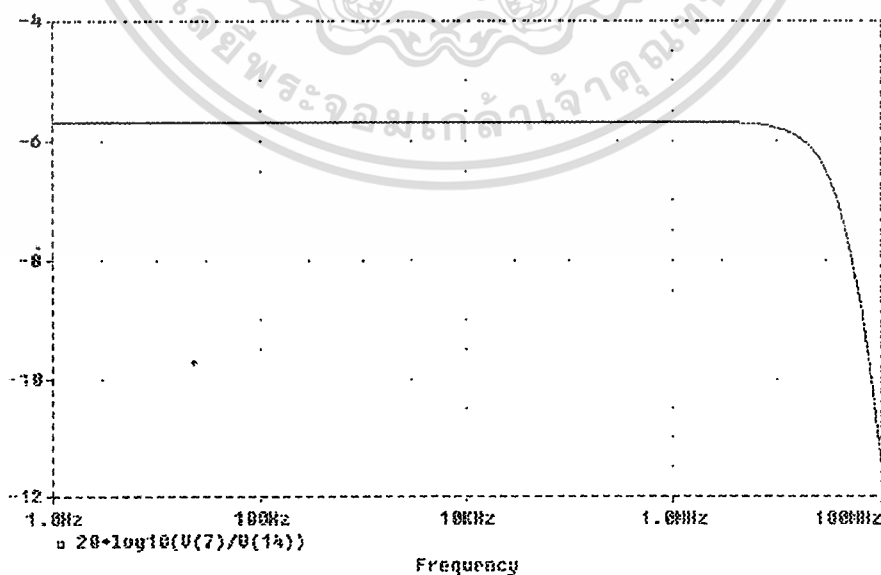
การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการสำหรับแรงดันอินพุต V_Y และ V_X ทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดของจุดต่อต่างๆ ของวงจรในภาพที่ 31 และภาพที่ 33 ตามลำดับ จากนั้นใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลและเลียนแบบการทำงานของวงจร ได้ผลการวิเคราะห์ดังภาพที่ 38 และภาพที่ 39 พบว่าความถี่ปฏิบัติการสูงสุดสำหรับแรงดันอินพุต V_Y เท่ากับ 28 MHz และ ความถี่ปฏิบัติการสูงสุดสำหรับแรงดันอินพุต V_X มีค่า 62 MHz ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 4.73 และ 4.94)

ภาพที่ 38



แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการสำหรับ V_Y โดยใช้โปรแกรม PSpice

ภาพที่ 39



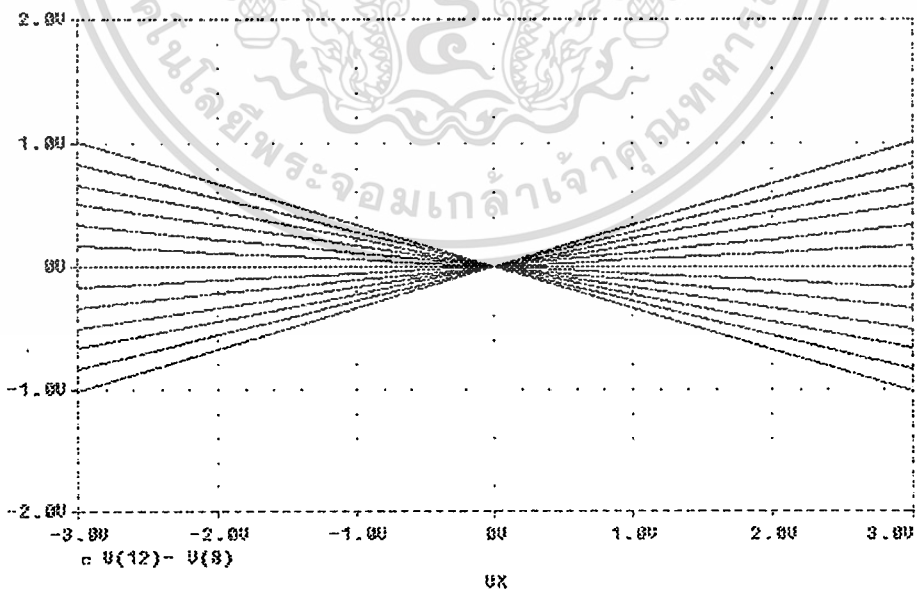
แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการสำหรับ V_X โดยใช้โปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงคักดาปฏิบัติงาน (Dynamic Range)

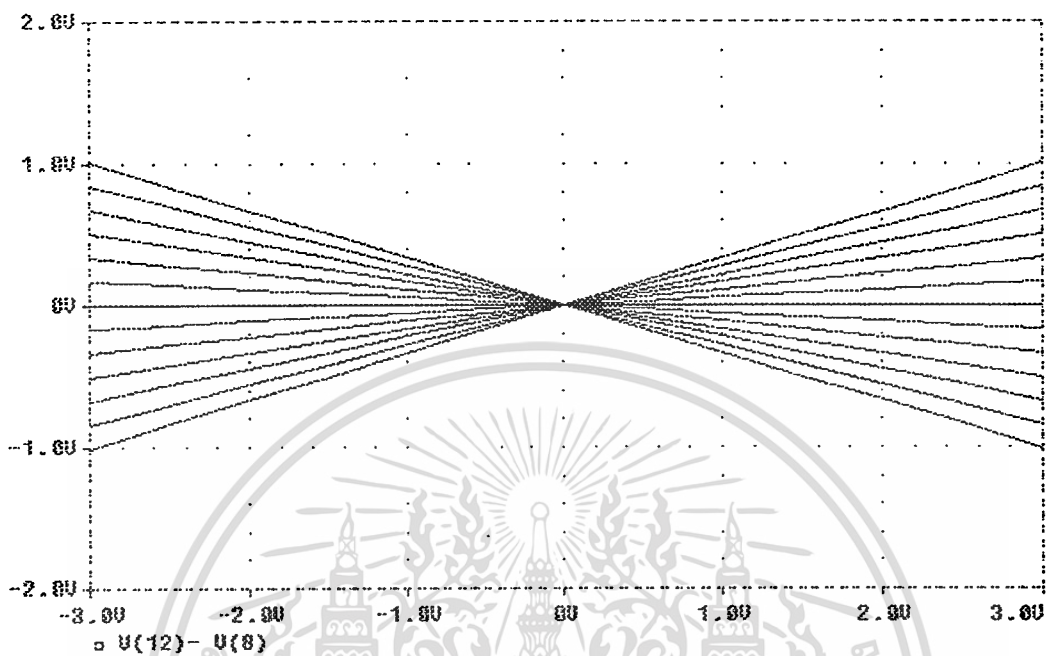
การวิเคราะห์หาช่วงคักดาปฏิบัติงาน ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลรายละเอียดจุดต่อต่าง ๆ ของวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟตช่วงอิมตัวดังภาพที่ 28 โดยใช้โมเดลแบบ Worst case ของ European Silicon Structure (ES2) ซึ่งกำหนดค่า W/L ของมอสเฟตทั้งหมดเท่ากับ $50 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$, $I_{t1} = I_{t2} = I_{t3} = I_{t4} = 350 \mu\text{A}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$, $V_p = -4.86 \text{ V}$, $V_{DD} = 7\text{V}$, $V_{SS} = -7\text{V}$ ซึ่งจะนำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSpice โดยการป้อนแรงดันอินพุต V_X ตั้งแต่ -3 โวลต์ถึง 3 โวลต์ขณะที่แปรค่าแรงดันอินพุต V_Y ตั้งแต่ -3 โวลต์ถึง 3 โวลต์ และสลับป้อนแรงดันอินพุต V_Y ตั้งแต่ -3 โวลต์ถึง 3 โวลต์ขณะที่แปรค่าแรงดันอินพุต V_X ตั้งแต่ -3 โวลต์ถึง 3 โวลต์ แล้วดูผลของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งได้ผลการวิเคราะห์ดังภาพที่ 40 และภาพที่ 41 ตามลำดับ พบว่าเมื่อค่าสัมบูรณ์ของแรงดันอินพุต V_X และ V_Y มีค่าเพิ่มมากขึ้นเลข $\pm 3\text{V}$ จะทำให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น ดังนั้นจะได้ช่วงคักดาปฏิบัติงานของวงจรที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นน้อยที่สุดอยู่ในช่วง -3 โวลต์ ถึง +3 โวลต์

ภาพที่ 40



แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC ของ V_{OUT} เมื่อแปรค่า V_X

ภาพที่ 41



แสดงคุณสมบัติทางสัญญาณ DC ของ V_{OUT} เมื่อแปรค่า V_Y

บทที่ 5

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

บทนำ

การวิเคราะห์วงจรควอนตอลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ที่ผ่านมาจะอยู่บนหลักการสมมุติคุณสมบัติของมอสเฟตในรูปกฎกำลังสอง (Square-Law) แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติมีค่า Second-Order Effect ต่างๆ เกิดขึ้นเช่น Body Effect, Channel-Length Modulation, Mobility Reduction, Component Mismatch เป็นต้น ซึ่งค่าต่างๆ เหล่านี้จะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง สำหรับค่า Body Effect จะไม่เกิดขึ้นเนื่องจากมอสเฟตทุกตัวต่อขาซอสกับขาซบสเตรทด้วยกันและผลของ Channel-Length Modulation สามารถทำให้ดีขึ้นได้โดยการใช้มอสเฟตที่มีความยาวของแชนแนลมาก (Long Channel-Length) คือประมาณ $10\ \mu\text{m}$ ขึ้นไป ดังนั้นในบทนี้จะพิจารณาปัญหา Component Mismatch และ Mobility Reduction ที่เกิดขึ้นในวงจรควอนตอลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงไม้อิมตัวในส่วนของกลุ่มมอสเฟต M_{1A} - M_{2A} และ M_{1B} - M_{2B} ที่กำหนดให้ทำงานในช่วงไม้อิมตัว ซึ่งเป็นมอสเฟตที่ทำงานในส่วนการควอนตอลอก และพิจารณาปัญหาค่าความผิดพลาดของวงจรรวมสัญญาณ (Summing Circuit Error), ปัญหา Component Mismatch และ Mobility Reduction ที่เกิดขึ้นในวงจรควอนตอลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมตัวในส่วนวงจรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง

วงจรควอนตอลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงไม้อิมตัว

ความไม่สมพงษ์ของมอสเฟต (Transistor Mismatch)

จากวงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตในช่วงไม้อิมิตัว ในภาพที่ 10 กำหนดให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance Parameter) ของมอสเฟต M_{1A} - M_{2B} และ M_{1B} - M_{2A} ที่กำหนดให้ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว ซึ่งเป็นมอสเฟตที่ทำงานในส่วนการคณอนาลอกมีค่า $K + \frac{\Delta K}{2}$ และ $K - \frac{\Delta K}{2}$ ตามลำดับ จากนั้นหาค่าการเบี่ยงเบนของกระแสเอาต์พุต (Output Current Deviation) ได้ดังนี้

$$I_{D1A} = \left(K + \frac{\Delta K}{2} \right) \left\{ \left(\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSA} - \frac{V_{DSA}^2}{2} \right\} \quad (5.1)$$

$$I_{D2A} = \left(K - \frac{\Delta K}{2} \right) \left\{ \left(-\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSA} - \frac{V_{DSA}^2}{2} \right\} \quad (5.2)$$

$$I_{D1B} = \left(K - \frac{\Delta K}{2} \right) \left\{ \left(\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSB} - \frac{V_{DSB}^2}{2} \right\} \quad (5.3)$$

$$I_{D2B} = \left(K + \frac{\Delta K}{2} \right) \left\{ \left(-\frac{V_X}{2} - V_{SS} - V_T \right) V_{DSB} - \frac{V_{DSB}^2}{2} \right\} \quad (5.4)$$

$$\Delta I_{out} = -\Delta K \left\{ (V_{SS} + V_T) (V_{DSA} + V_{DSB}) \right\} \quad (5.5)$$

แทนค่า V_{DSA} , V_{DSB} จากสมการที่ (3.32),(3.33)

$$\Delta I_{out} = 2 \cdot \Delta K \left\{ (V_{SS} + V_T) \left(\frac{I_{ds3}}{K \cdot V_{DS3}} + \frac{V_{DS3}}{2} + V_T + V_{SS} \right) \right\} \quad (5.6)$$

$$\Delta I_{out} = 2 \cdot \Delta K (V_{SS} + V_T) (V_{GS3} + V_{SS}) \quad (5.7)$$

จากสมการที่ (5.7) จะเห็นว่า ความไม่สมพียงกันของค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของ มอสเฟต M_{1A} - M_{2B} และ M_{1B} - M_{2A} ที่กำหนดให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จะไม่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion) แต่จะทำให้เกิดค่ากระแสออฟเซต (DC Offset Current)

การลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟต (Mobility Reduction)

สมการกระแสเดรนของมอสเฟตที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

$$I_D = K \left\{ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\} \quad (5.8)$$

เมื่อ $K = \mu \cdot C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$

และเมื่อสมการกระแสเดรนมีค่า Mobility Reduction รวมอยู่ด้วยจะได้สมการใหม่เป็น

$$I_D = \frac{K}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)} \left\{ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\} \quad (5.9)$$

เมื่อ θ เป็นค่า Mobility Reduction Parameter ซึ่งมีค่าประมาณ $0.001 \sim 0.1 \text{ V}^{-1}$

ใช้ Taylor Series ทำการเขียนสมการที่ (5.9) ใหม่ได้เป็น

$$I_D = K \left\{ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\} \left\{ 1 - \theta(V_{GS} - V_T) + \theta^2(V_{GS} - V_T)^2 - \theta^3(V_{GS} - V_T)^3 + \dots \right\} \quad (5.10)$$

ทำการแทนค่าสมการที่ (5.10) เป็นสมการกระแสเดรนของ M_{1A} , M_{2A} , M_{1B} , M_{2B} สามารถหาค่าการเบี่ยงเบนของกระแสเอาพุต (Output Current Deviation) จากสมการกระแสเอาพุตเดิมได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta I_{out} = K \cdot \theta \cdot V_X V_Y \left\{ 2(V_{SS} + V_T) - (V_{GS3} + V_{SS}) \right\} + K \cdot \theta^2 \cdot V_X V_Y \left\{ \left(\frac{V_X^2}{4} + 3V_{SS}^2 + 6V_{SS}V_T + 3V_T^2 \right) - 2(V_{SS} + V_T)(V_{GS3} + V_{SS}) \right\} \quad (5.11)$$

$$\text{โดยที่ } V_{GS3} = V_{GS4} = \frac{I_{D3}}{K \cdot V_{DS3}} + V_{DS3} + V_T$$

เมื่อ θ กำลังสามและกำลังสูงกว่าขึ้นไปมีค่าน้อยมาก สามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นจากสมการที่ (5.11) จะแสดงให้เห็นว่าผลของ Mobility Reduction จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 (Second and Third Harmonic Distortion)

วงจรรวมอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมิต์

ค่าความผิดพลาดของวงจรรวมสัญญาณ

จากคุณสมบัติวงจรรูทีเฟเฟอร์เรเนียนซ์ ดังภาพที่ 42 สมมติว่ามอสเฟตทั้งสองตัวมีความสมพียงกันทุกประการ ได้สมการกระแสเดรนของมอสเฟตทั้งสองเป็น

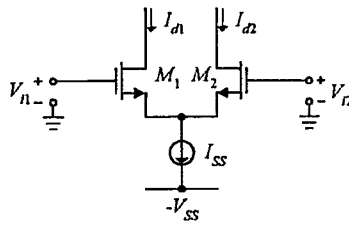
$$I_{D1} = K(V_{GS1} - V_T)^2 \quad (5.12)$$

$$I_{D2} = K(V_{GS2} - V_T)^2 \quad (5.13)$$

$$\text{เมื่อ } K = \frac{\mu \cdot C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)$$

$$\text{และ } \Delta V_i = (V_{i1} - V_{i2}), \Delta I_D = (I_{D1} - I_{D2})$$

ภาพที่ 42



แสดงวงจรคู่อุปกรณ์เฟอเรนเชียล

ทำการจัด ΔI_D ในรูปสมการควอดรติก ได้เป็น

$$\Delta I_D = K(\Delta V_i) \sqrt{\frac{2I_{SS}}{K} - (\Delta V_i)^2} \quad (5.14)$$

นำสมการที่ (5.14) มาเขียนสมการกระแสเดรนแตกต่างของวงจรรวมสัญญาณในภาพที่ 25 ได้เป็น

$$I_1 - I_2 = K(V_2 - V_1) \sqrt{\frac{2I_{I1}}{K} - (V_2 - V_1)^2} \quad (5.15)$$

$$I_3 - I_4 = K(V_4 - V_3) \sqrt{\frac{2I_{I2}}{K} - (V_4 - V_3)^2} \quad (5.16)$$

ต่อไปพิจารณาวงจรรวมสัญญาณ โดยสมมุติค่า Aspect Ratio ของ M_1 และ M_2 เป็น $K - \frac{\Delta K}{2}$ ส่วน M_3 และ M_4 เป็น $K + \frac{\Delta K}{2}$ และสมมุติแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงเป็น $I_{I1} = \left(I_t + \frac{\Delta I}{2}\right), I_{I2} = \left(I_t - \frac{\Delta I}{2}\right)$ ตามลำดับ

และเมื่อค่ากระแส $I_1 = I_3, I_2 = I_4$ และแรงดันไฟฟ้า V_3 เป็นแรงดันเข้าพุตของวงจรรวมสัญญาณจะได้ว่า

$$V_o \cong V_4 + (V_1 - V_2) \left(1 - \frac{\Delta I}{2I_t} - \frac{\Delta K}{2K}\right) \quad (5.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดแรงดันเข้าพุตของวงจรรวมสัญญาณ สามารถทำให้ลดน้อยลงได้โดยการเพิ่มค่ากระแสไบอัส I_t และ K

ความไม่สมพงษ์ของอุปกรณ์ (Component Mismatch)

วงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมิตัวได้พิจารณาความไม่สมพงษ์ของอุปกรณ์ขึ้น 2 ค่าคือความไม่เท่ากันของความต้านทานโหลดของวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์เอง และความไม่สมพงษ์ของค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตในวงจรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง

ความไม่สมพงษ์ระหว่างความต้านทานโหลด

จากสมการที่ (4.19), (4.20) และ (4.21), (4.22) จะได้ว่า

$$I_{O1} = I_{13} + I_{14} = K \left[V_x V_Y + \frac{V_x^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right] \tag{5.18}$$

$$I_{O2} = I_{19} + I_{20} = K \left[-V_x V_Y + \frac{V_x^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right] \tag{5.19}$$

เพราะฉะนั้นแรงดันไฟฟ้าเข้าพุตของวงจรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง 2 วงจร เมื่อความต้านทานโหลดของวงจรขยายศักดาทั้งสองมีค่าเป็น R_{L1} และ R_{L2} ตามลำดับโดยให้ค่า $\Delta R_L = R_{L1} - R_{L2}$

$$V_{OS1} = V_{DD} - R_{L1} [I_{13} + I_{14}] \tag{5.20}$$

$$V_{OS1} = -K \cdot R_{L1} \cdot V_X V_Y + \left[V_{DD} - K \cdot R_{L1} \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) \right] \quad (5.21)$$

$$V_{OS2} = V_{DD} - R_{L2} [I_{19} + I_{20}] \quad (5.22)$$

$$V_{OS2} = -K \cdot R_{L2} \cdot V_X V_Y + \left[V_{DD} - K \cdot R_{L2} \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) \right] \quad (5.23)$$

ดังนั้นวงจรคูณอนาล็อกแบบ 4 ควอทแดรนท์แสดงสมการแรงดันเอาต์พุตเป็น

$$V_O = V_{OS2} - V_{OS1} \quad (5.24)$$

$$V_O = K \cdot V_X V_Y (R_{L1} + R_{L2}) + K \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) \Delta R_L \quad (5.25)$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (5.25) จะแสดงให้เห็นว่าความไม่เท่ากันของความต้านทานโหลด (load-Resistor Mismatch) จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกที่ 2 (Second-Order Harmonic Distortion)

ความไม่สมพงษ์ของค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตของวงจรรขยายตัวกำลังสอง

สมมติให้ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของวงจรรขยายตัวกำลังสองที่มี M_{13} - M_{14} และ M_{19} - M_{20} ดังภาพที่ 26 มีค่าเท่ากับ $K + \frac{\Delta K}{2}$ และ $K - \frac{\Delta K}{2}$ ตามลำดับ จะได้ว่า

$$I_{O1} = I_{13} + I_{14} = \left(K + \frac{\Delta K}{2} \right) \left[V_X V_Y + \frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right] \quad (5.26)$$

$$I_{O2} = I_{19} + I_{20} = \left(K - \frac{\Delta K}{2} \right) \left[-V_X V_Y + \frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right] \quad (5.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าเข้าพุทของวงจรขยายคัสคาดีสัญญาณกำลังสอง 2 วงจร จะเป็น

$$V_{OS1} = V_{DD} - R_L [I_{13} + I_{14}] \quad (5.28)$$

$$V_{OS1} = -\left(K + \frac{\Delta K}{2}\right) R_L V_X V_Y + \left[V_{DD} - \left(K + \frac{\Delta K}{2}\right) R_L \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) \right] \quad (5.29)$$

$$V_{OS2} = V_{DD} - R_L [I_{19} + I_{20}] \quad (5.30)$$

$$V_{OS2} = \left(K - \frac{\Delta K}{2}\right) R_L V_X V_Y + \left[V_{DD} - \left(K - \frac{\Delta K}{2}\right) R_L \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) \right] \quad (5.31)$$

ดังนั้นวงจรคูณอนุลอกแบบ 4 ควอทแดรนท์ แสดงสมการแรงดันเข้าพุทเป็น

$$V_O = V_{OS2} - V_{OS1} \quad (5.32)$$

$$V_O = 2K R_L V_X V_Y + R_L \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) (\Delta K) \quad (5.33)$$

เพราะฉะนั้นสมการที่ (5.33) จะแสดงให้เห็นว่าความไม่สมพงษ์ของค่าทรานสคอนดักเต็นซ์ของมอสเฟท (Transistor Mismatch) ของวงจรขยายคัสคาดีสัญญาณกำลังสอง จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ที่ 2 (Second-Order Harmonic Distortion)

การลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟท (Mobility Reduction)

ในที่นี้พิจารณาสมการกระแสเดรนของมอสเฟทที่มีผลของการลดทอนความคล่องตัวรวมอยู่ด้วย โดยวิเคราะห์มอสเฟทในวงจรขยายคัสคาดีสัญญาณกำลังสอง ซึ่งสมการกระแสเดรนดังกล่าวได้ถูกจำลองเป็น [19]

$$I_D = \frac{K(V_{GS} - V_T)^2}{1 + \theta \cdot (V_{GS} - V_T)} \quad (5.34)$$

เมื่อ θ คือค่าพารามิเตอร์การลดทอนความคล่องตัว ซึ่งมีค่าประมาณ $0.001 \sim 0.1 \text{V}^{-1}$ ทำการใช้นุกรมเทลเลอร์ (Taylor Series) กับสมการที่ (5.34) เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \left[1 - \theta \cdot (V_{GS} - V_T) + \theta^2 \cdot (V_{GS} - V_T)^2 - \theta^3 \cdot (V_{GS} - V_T)^3 + \dots \right] \quad (5.35)$$

เมื่อ $K = \mu_o \cdot C_{ox}$ ทำการใช้สมการที่ (5.35) แทนที่สมการกำลังสองของมอสเฟตในแนวอุดมคติ สามารถหาสมการแรงดันไฟฟ้าเข้าพุตของวงจรถูกอนาล็อกแบบ 4 ควอทแควนทีได้ตามลำดับคือ

$$I_{O1} = I_{13} + I_{14} = K \left\{ \left(\frac{V_X^2}{2} + V_X V_Y + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) + \frac{\theta^2}{8} (V_X + V_Y)^4 \right\} \quad (5.36)$$

$$I_{O2} = I_{19} + I_{20} = K \left\{ \left(\frac{V_X^2}{2} - V_X V_Y + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) + \frac{\theta^2}{8} (V_X - V_Y)^4 \right\} \quad (5.37)$$

แรงดันไฟฟ้าเข้าพุตของวงจรถยายคักคาสัญญาณกำลังสอง 2 วงจรจะเป็น

$$V_{OS1} = V_{DD} - R_L [I_{13} + I_{14}] \quad (5.38)$$

$$V_{OS1} = -K \cdot R_L \cdot V_X V_Y - K \cdot R_L \cdot \frac{\theta^2}{8} (V_X + V_Y)^4 + V_{DCSQ} \quad (5.39)$$

$$V_{OS2} = V_{DD} - R_L [I_{19} + I_{20}] \quad (5.40)$$

$$V_{OS2} = K \cdot R_L \cdot V_X V_Y - K \cdot R_L \cdot \frac{\theta^2}{8} (V_X - V_Y)^4 + V_{DCSQ} \quad (5.41)$$

เมื่อเทอม V_{DCSQ} เป็นแรงดันไฟตรงออฟเซ็ทของวงจรถยายคักคาสัญญาณกำลังสองมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DCSQ} = V_{DD} - K \cdot R_L \left(\frac{V_X^2}{2} + \frac{V_Y^2}{2} + 2V_{SS}^2 + 12V_{SS}V_T + 18V_T^2 \right) \quad (5.42)$$

ดังนั้นสมการแรงดันไฟฟ้าเข้าพุทของวงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอทแตรนที่มีค่าเป็น

$$V_o = V_{os2} - V_{os1} \quad (5.43)$$

$$V_o = 2K \cdot R_L \cdot V_x V_y + K \cdot R_L \cdot \theta^2 \cdot (V_x^3 V_y + V_x V_y^3) \quad (5.44)$$

เมื่อ θ อันดับสูงๆ (Higher-Order Term) มีค่าน้อยสามารถตัดทิ้งได้ แต่จากสมการที่ (5.44) แสดงให้เห็นว่า การลดทอนความคล่องตัวของมอสเฟทในวงจรขยายศักดาสัญญาณกำลังสอง จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ที่ 4 (Fourth-Order Harmonic Distortion)



บทที่ 6

การประยุกต์ใช้งานวงจรคูณอนุภาคแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟต

บทนำ

การประยุกต์ใช้งานวงจรคูณอนุภาคแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตในช่วงไม้อิมตัว และวงจรคูณอนุภาคแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมตัว จะประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่า (Frequency Doubler) และวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator) ซึ่งการประยุกต์ใช้งานวงจรคูณอนุภาคทั้ง 2 วงจรในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการทดลองจริงสำหรับวงจรคูณอนุภาคแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมตัวเท่านั้น โดยการต่อลงบน PCB โดยใช้ IC เบอร์ MC14007 ซึ่งมีมอสเฟตอยู่ภายใน 6 ตัวเป็น NMOS 3 ตัวและ PMOS 3 ตัว ส่วนออปแอมป์ใช้เบอร์ LF356 ซึ่งมีออปแอมป์อยู่ภายใน 1 ตัว สำหรับการทดลองโดยใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSpice จะทดลองทั้ง 2 วงจร

วงจรทวีความถี่

วงจรทวีความถี่ เป็นวงจรที่ให้แรงดันไฟฟ้าทางเข้าพุทมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่แรงดันไฟฟ้าทางอินพุท วงจรคูณอนุภาคสามารถทำเป็นวงจรทวีความถี่ได้โดยการต่ออินพุตสองอินพุตของวงจรคูณอนุภาคด้วยกัน แล้วจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่มีค่าความถี่หนึ่ง จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตัวเดียวกัน ดังนั้น ค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตของวงจรทวีความถี่ จะถูกกำหนดโดยสมการตรีโกณมิติ (Trigonometric Identity)

$$(\sin 2\pi ft)^2 = \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\pi (2f)t}{2} \quad (6.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

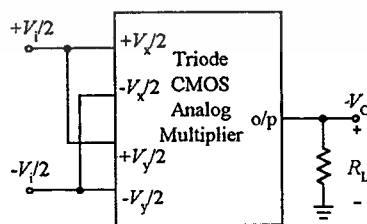
จากสมการที่ (6.1) ถ้ากำลังสองของสัญญาณความถี่ สมมุติ $f=10$ kHz จะทำให้เกิดค่าลบของสัญญาณ โคไซน์ความถี่เป็น $2f$ หรือ 20 kHz บวกกับค่า DC term ขนาด $1/2$

วงจรที่ความถี่สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมตัว

ผลการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSpice

ทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรที่ความถี่จากวงจรคูณอนุภาคแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทในช่วงไม้อิมตัว ด้วยโปรแกรม PSpice ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูล ดังแสดงในภาพที่ 43 ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon Structure (ES2) ในแบบ Worst Case กำหนดค่า W/L ของมอสเฟทเท่ากับ $400 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$ ยกเว้น M_1, M_2 เท่ากับ $15 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$ และ M_3, M_4 เท่ากับ $10 \mu\text{m}/40 \mu\text{m}$, ความต้านทาน R_L เท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$, แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I และ I_B มีค่าเท่ากับ $25 \mu\text{A}$ และ $450 \mu\text{A}$ ตามลำดับ, แรงดันไฟเลี้ยง $V_{DD} = -V_{SS} = 5\text{V}$

ภาพที่ 43



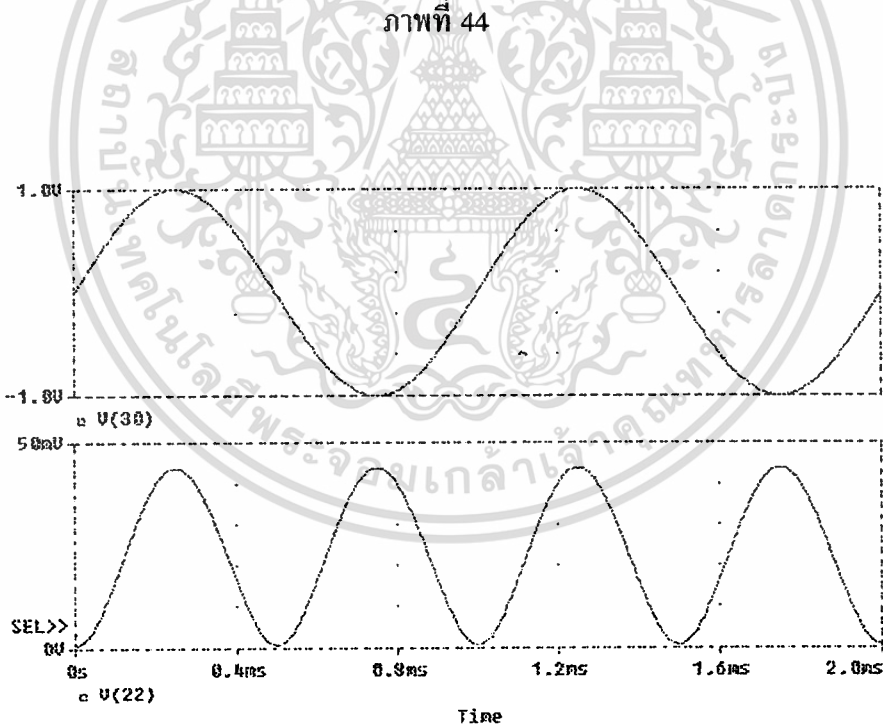
แสดงวงจรที่ความถี่สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นให้ศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่าง $+V_X/2$ และ $+V_Y/2$ เป็นศักดาสัญญาณจุดเดียวกัน และให้ศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่าง $-V_X/2$ และ $-V_Y/2$ เป็นศักดาสัญญาณจุดเดียวกันด้วย โดย ศักดาสัญญาณอินพุตดังกล่าว เป็นสัญญาณซายน์ (Sine Wave) ความถี่ 1 kHz ขนาดแอมพลิจูด $\pm 1 V_{p-p}$ จะได้ศักดาสัญญาณที่เอาพุต (V_o) ความถี่ 2 kHz ซึ่งมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ ศักดาสัญญาณอินพุต ดังแสดงภาพที่ 44 โดยสอดคล้องตามสมการดังนี้

$$V_o = I_o \cdot R_L = KR_L \cdot V_X \cdot V_Y = KR_L (\sin^2 \omega \cdot t)$$

$$V_o = \frac{K}{2} R_L (1 - \cos 2\omega \cdot t)$$
(6.2)



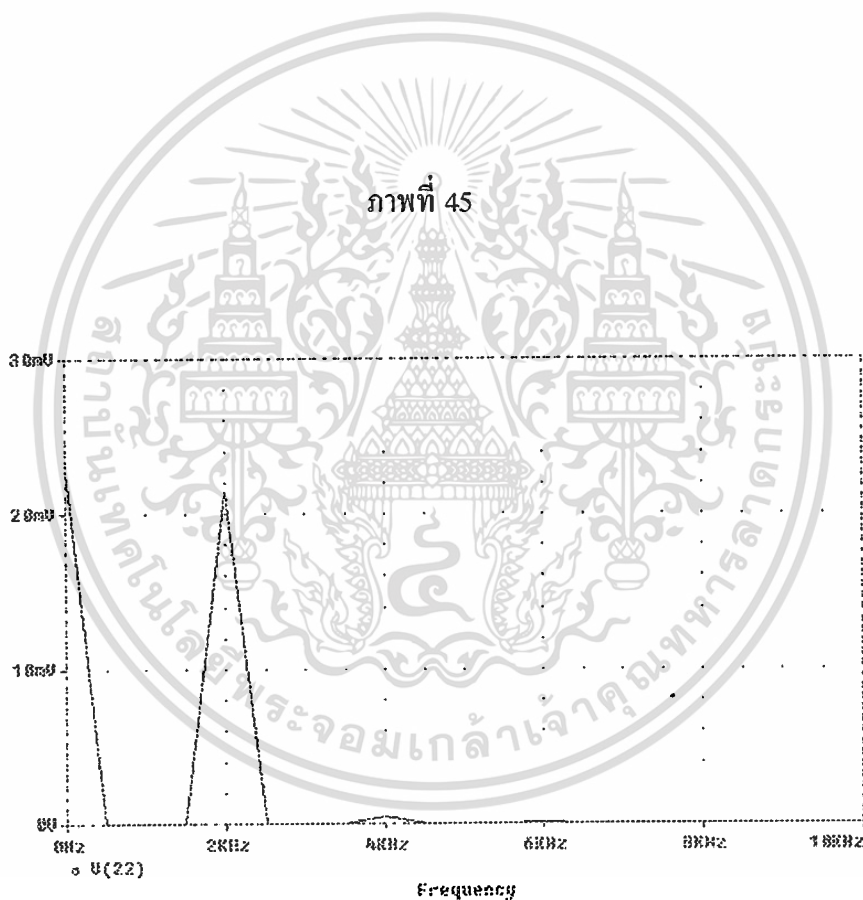
แสดง Frequency Doubler Response ของภาพที่ 43

ภาพบน เป็นสัญญาณอินพุตความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1 V_{p-p}$

ภาพล่าง เป็นสัญญาณเอาพุตความถี่ 2 kHz ขนาด $44 mV_{p-p} (\pm 22 mV_{p-p})$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 44 พบว่า เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตชายน์ความถี่ 1 kHz ขนาดของสัปดาห์เท่ากับ $\pm 1 V_{p-p}$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตมีความถี่ 2 kHz ขนาดของสัปดาห์เท่ากับ 44 mV_{p-p} และผลการวัดความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกที่องค์ประกอบความถี่ 4 kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบที่ความถี่ 2 kHz ได้เท่ากับ 2.13 % ดังแสดงในภาพที่ 45 และทดสอบค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกทั้งหมด (Total Harmonic Distortion:THD) ของกระแสเอาต์พุต พบว่ามีค่าต่ำกว่า 1 % ที่สัปดาห์แตกต่างอินพุตรูปคลื่นชายน์ความถี่ 800 kHz ขนาด $V_X < 5V_{p-p} (2.5 V_p)$ และ $V_Y = 2.5 V_{dc}$



แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรที่มีความถี่สร้างจาก
วงจรอนุบาลอกที่ใช้มอสเฟทช่วงไม่อ้อมตัว

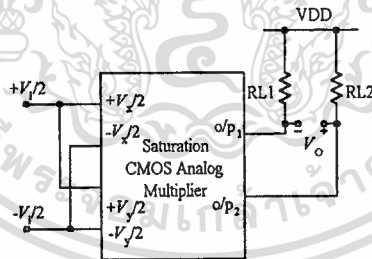
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ความถี่สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัว

ผลการทดลอง

ทำการสร้างวงจรที่ความถี่จากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัวจริง ตามภาพที่ 46 โดยใช้มอสเฟทที่เป็นเอ็น-มอสและพี-มอส นำมาจากมอสเฟทภายในไอซีเบอร์ MC14007 ซึ่งภายในประกอบด้วยเอ็น-มอส และพี-มอสอย่างละ 3 ตัวโดยมอสเฟท M_{13} - M_{14} , M_{19} - M_{20} , M_{15} - M_{16} , M_{17} - M_{18} , M_{21} - M_{22} , M_{23} - M_{24} ต้องมีความสมพียงกันมากที่สุด ในภาพที่ 47 เป็นผลที่ได้จากการทดลองวงจรในภาพที่ 43 โดยผลจากการทดลองจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณเข้าพุทจะเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุท

ภาพที่ 46

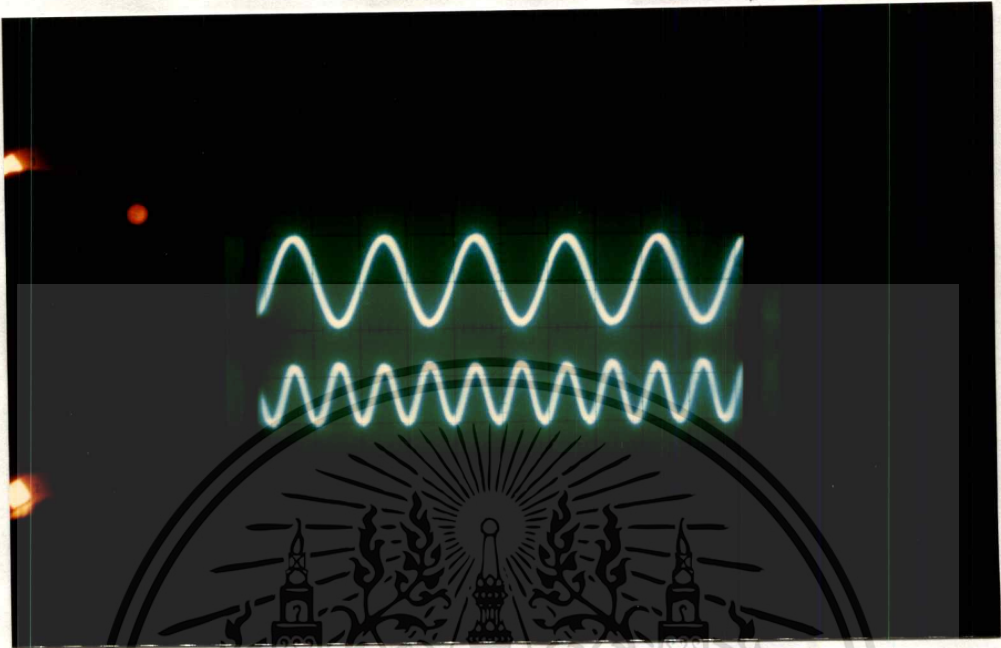


แสดงวงจรที่ความถี่สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิตัว

จากการทดลอง โดยให้ศักดาสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz ขนาด ± 1 V_{p-p} และกำหนดให้ $I_{11}=I_{12}=I_{13}=I_{14}=350 \mu\text{A}$, $V_{DD}=7\text{V}$, $V_{SS}=-7\text{V}$, $V_p = -3\text{V}$, $R_{L1}=R_{L2}=100 \Omega$ จะได้สัญญาณที่จุดเข้าพุทเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 2 kHz ขนาด 60 mV_{p-p} (± 30 mV_{p-p}) ดังแสดงในภาพที่ 47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 47



แสดงผลการทดลองวงจรที่มีความถี่สร้างจากวงจรอนุบาลอกที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมตัว

ภาพบนเป็นสัญญาณอินพุตความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1 \text{ V}_{p-p}$

ภาพล่างเป็นสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 2 kHz ขนาด 60 mV_{p-p} ($\pm 30 \text{ mV}_{p-p}$)

ผลการวิเคราะห์เปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice

เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้จากการทดลอง ได้ทำการวิเคราะห์เปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรที่มีความถี่จากวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ใช้มอสเฟตในช่วงอิมตัว ด้วยโปรแกรม PSpice ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูล ดังแสดงในภาพที่ 43 ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon Structure (ES2) ในแบบ Worst Case กำหนดค่า W/L ของมอสเฟตเท่ากับ $50 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$, $I_{t1}=I_{t2}=I_{t3}=I_{t4} = 350 \mu\text{A}$, $V_{DD}=7\text{V}$, $V_{SS}=-7\text{V}$, $V_p = -4.86\text{V}$, $R_{L1} = R_{L2} = 1 \text{ k}\Omega$

จากนั้นให้ศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่างกัน $+V_X/2$ และ $+V_Y/2$ เป็นศักดาสัญญาณจุดเดียวกัน และให้ศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่างกัน $-V_X/2$ และ $-V_Y/2$ เป็นศักดาสัญญาณจุดเดียวกันด้วย โดย

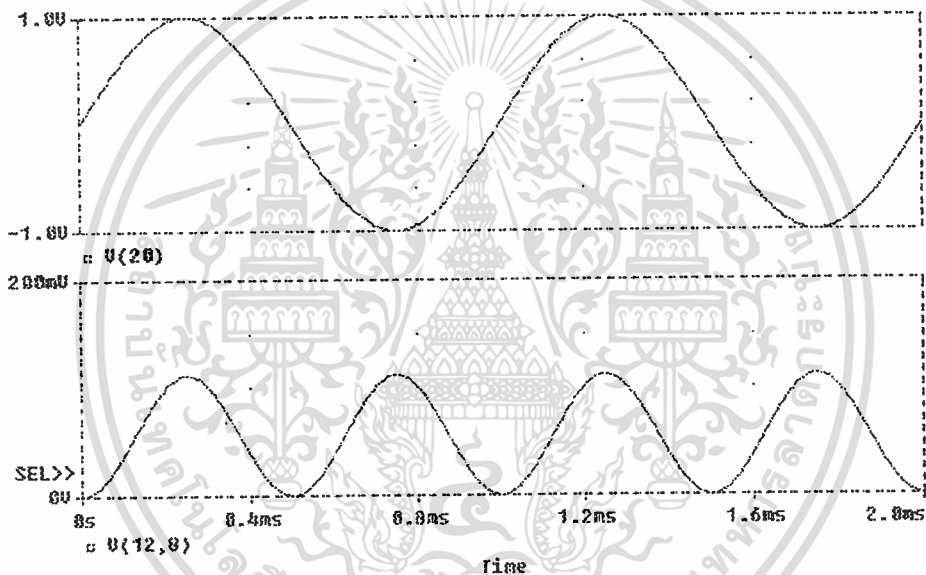
ศักดาสัญญาณอินพุตดังกล่าว เป็นสัญญาณไซน์ (Sine Wave) ความถี่ 1 kHz ขนาดแอมพลิจูด

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\pm 1 V_{p-p}$ จะได้ศักดาสัญญาณที่เข้าหตุ (V_o) ความถี่ 2 kHz ซึ่งมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่
 ศักดาสัญญาณอินพุต ดังแสดงภาพที่ 48 .โดยสอดคล้องตามสมการดังนี้

$$\begin{aligned} V_o &= 2KR_L \cdot v_i^2 = 2KR_L (\sin^2 \omega \cdot t) \\ V_o &= KR_L (1 - \cos 2\omega \cdot t) \end{aligned} \quad (6.3)$$

ภาพที่ 48



แสดง Frequency Doubler Response ของภาพที่ 46

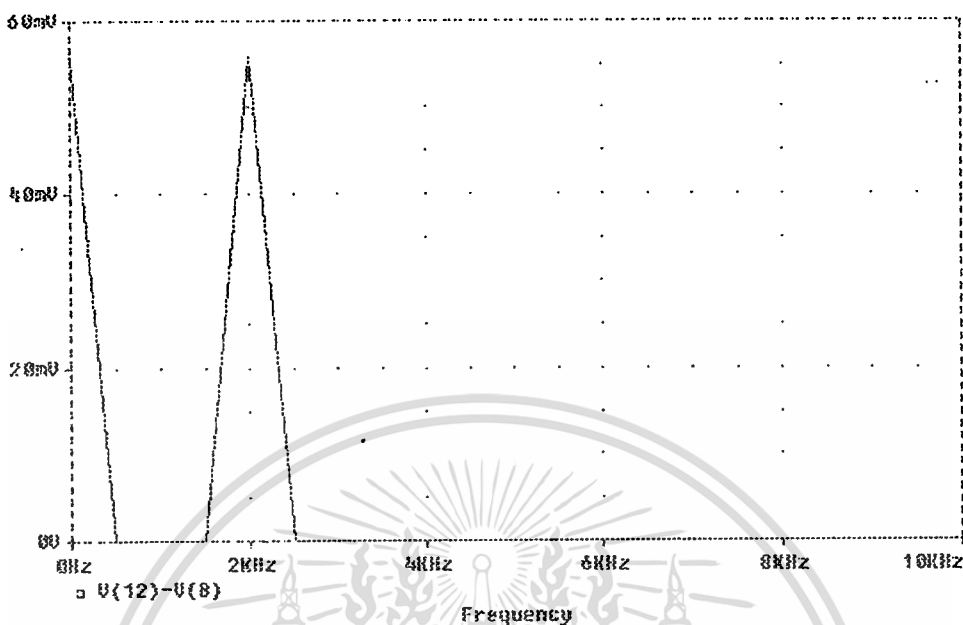
ภาพบน เป็นสัญญาณอินพุตความถี่ 1kHz ขนาด $\pm 1 V_{p-p}$

ภาพล่างเป็นสัญญาณเข้าหตุความถี่ 2 kHz ขนาด $111 mV_{p-p} (\pm 55.5 mV_{p-p})$

จากภาพที่ 48 พบว่า เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตชาน์ความถี่ 1 kHz ขนาดของศักดาเท่ากับ $\pm 1 V_{p-p}$ จะได้สัญญาณเข้าหตุมีความถี่ 2 kHz ขนาดของศักดาเท่ากับ $111 mV_{p-p}$ และผล
 การวัดความคิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบที่
 ความถี่ 2 kHz ได้เท่ากับ 0% ดังแสดงในภาพที่ 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 49



แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรที่มีความถี่สร้างจาก
วงจรค้อนอนาลอกที่ใช้มอดูเลตช่วงอิมิตัว

วงจร Balanced Modulator

วงจร Balanced Modulator เป็นวงจร Amplitude Modulation ชนิดหนึ่งที่สามารถสร้างได้
จากวงจรค้อนอนาลอกแบบ 4 ควอดแดนต์ โดยการต่อสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูง (High-Frequency
Sinusoidal Carrier Wave : E_c) เข้ากับอินพุตชั่วหนึ่งของวงจรค้อนอนาลอก และต่อสัญญาณไฟฟ้า
ความถี่ต่ำ (Lower-Frequency Sinusoidal Wave หรือ Modulating Wave : E_m) เข้าอินพุตอีกชั่ว
หนึ่งของวงจรค้อนอนาลอก โดยมีสมการของ E_c และ E_m เป็น

Carrier Wave , E_c :

$$E_c = E_{cp} \cdot \sin 2\pi \cdot f_c \cdot t \quad (6.4)$$

เมื่อ E_{cp} เป็นแรงดันไฟฟ้าพีกของ Carrier Wave และ f_c เป็นความถี่พาหะ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Modulating wave, E_m :

$$E_m = E_{mp} \cdot \sin 2\pi \cdot f_m t \quad (6.5)$$

เมื่อ E_{mp} เป็นค่าพีคของแรงดันไฟฟ้า Modulating Wave และ f_m เป็นความถี่ Modulating Wave ต่อไปจ่าย E_c (Carrier Voltage) และ E_m (Modulating Voltage) เข้าอินพุต x และ y ของ มัลติพลายเออร์ตามลำดับ ดังนั้นสมการแรงดันเอาพุตของมัลติพลายเออร์จะถูกกำหนดในรูปเทอม ผลคูณ (Product Term) เป็น

$$V_o = K \cdot E_x \cdot E_y = K \cdot E_c \cdot E_m$$

$$V_o = K \cdot E_{mp} \cdot E_{cp} (\sin 2\pi \cdot f_m t) (\sin 2\pi \cdot f_c t) \quad (6.6)$$

จากสมการที่ (6.6) จะแสดงผลคูณของสัญญาณชายน์ที่มีความถี่ต่างกัน ซึ่งสามารถจัดรูปใหม่โดยใช้คุณสมบัติพีชคณิตตรีโกณมิติ (Trigonometric Identity)

$$(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)] \quad (6.7)$$

ทำการแทนสมการที่ (6.7) ลงในสมการที่ (6.6) เมื่อ $A=E_c$ และ $B=E_m$ จะได้

$$V_o = \frac{K}{2} \cdot E_{mp} \cdot E_{cp} [\cos 2\pi \cdot (f_c - f_m) t - \cos 2\pi \cdot (f_c + f_m) t] \quad (6.8)$$

เมื่อ k = Scale Factor ของมัลติพลายเออร์

จากสมการที่ (6.8) จะเห็นว่า V_o ประกอบด้วยสัญญาณโคไซน์ (Cosine Wave) 2 สัญญาณ ที่มีความถี่ต่างกันจากทั้ง E_m หรือ E_c โดยสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น $f_c + f_m$ เรียกว่า Sum Frequency และสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น $f_c - f_m$ เรียกว่า Difference Frequency ซึ่งถ้าแสดงผล V_o ดังกล่าว เป็นกราฟที่แสดงขนาดของพีคสัญญาณเป็นเส้นแนวตั้งเปลี่ยนแปลงตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

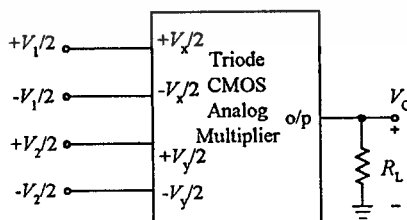
ความถี่ สามารถเรียก Sum Frequency และ Difference Frequency ของ V_o อีกอย่างหนึ่งว่า Upper Side Frequency และ Lower Side Frequency ตามลำดับ โดยแสดงตำแหน่งของความถี่ อยู่สูงและต่ำกว่า Carrier Frequency

วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรอนุบาลอกที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมตัว

ผลการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice

ทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรอนุบาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟทในช่วงไม้อิมตัว ด้วยโปรแกรม PSpice โดยเขียนไฟล์ข้อมูล ดังแสดงในภาพที่ 50 ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon Structure (ES2) ในแบบ Worst Case กำหนดค่า W/L ของมอสเฟทเท่ากับ $400 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$ ยกเว้น M_1, M_2 เท่ากับ $15 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$ และ M_3, M_4 เท่ากับ $10 \mu\text{m}/40 \mu\text{m}$, ความต้านทาน R_L เท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$, แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I และ I_B มีค่าเท่ากับ $25 \mu\text{A}$ และ $450 \mu\text{A}$ ตามลำดับ, แรงดันไฟเลี้ยง $V_{DD} = -V_{SS} = 5\text{V}$

ภาพที่ 50



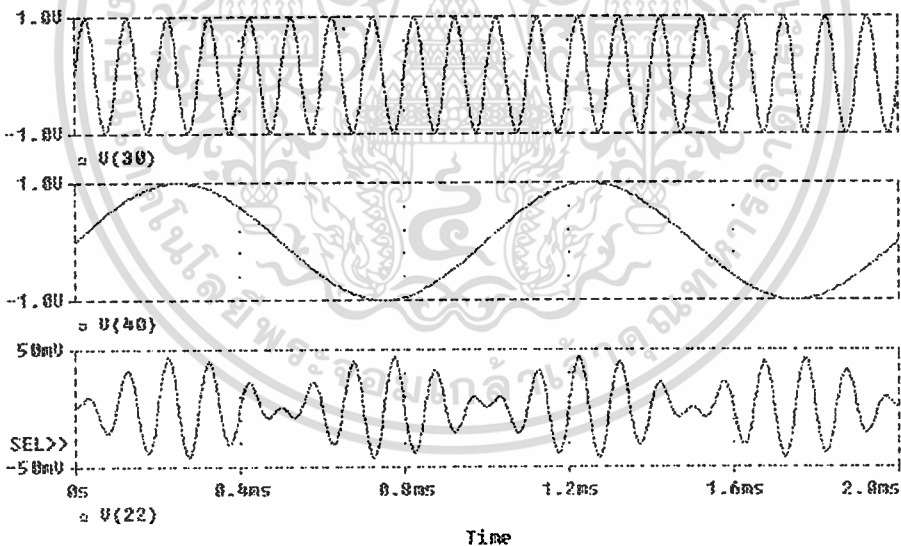
แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรอนุบาลอกที่ใช้มอสเฟทช่วงไม้อิมตัว

จากนั้นให้ศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่างกัน $+V_X/2, -V_X/2$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 10 kHz ขนาด $\pm 1 V_{p-p}$ ส่วนศักดาสัญญาณอินพุตแตกต่างกัน $+V_Y/2, -V_Y/2$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1 V_{p-p}$ ผลการวิเคราะห์เปลี่ยนแปลงการทำงานวงจร จะได้ศักดาสัญญาณเอาต์พุต (V_O) ดังภาพที่ 51 สอดคล้องตามสมการดังนี้

$$\text{จาก } V_O = I_O \cdot R_L = K \cdot V_X V_Y \cdot R_L = K (\sin \omega_1 t) (\sin \omega_2 t) \cdot R_L \quad (6.9)$$

$$V_O = \frac{K}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \cdot R_L \quad (6.10)$$

ภาพที่ 51



แสดง Balanced Modulation Response ของภาพที่ 50

ภาพบน เป็นสัญญาณอินพุต V_X ความถี่ 10 kHz ขนาด $\pm 1 V_{p-p}$

ภาพกลาง เป็นสัญญาณอินพุต V_Y ความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1 V_{p-p}$

ภาพล่าง เป็นสัญญาณเอาต์พุต ขนาด 43 mV_{p-p}

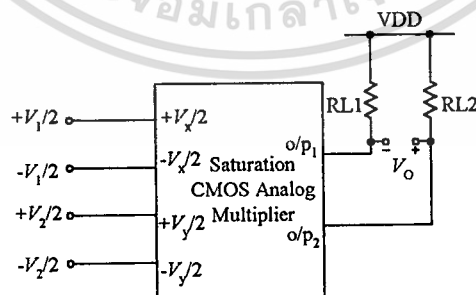
จากภาพที่ 51 พบว่า จะได้สัญญาณเข้าพุท (V_o) ซึ่งเกิดจากสัญญาณรูปโคไซน์ความถี่ 9 kHz หักล้างกับสัญญาณโคไซน์ความถี่ 11 kHz โดยทั้ง 2 สัญญาณมีขนาดคักดาเท่ากัน และขนาดของ V_o ที่ได้เท่ากับ 43 mV_{p-p} และถึงแม้จะสลับคักดาสัญญาณอินพุทของ V_x และ V_y ก็จะได้สัญญาณเข้าพุท (V_o) ที่เหมือนกันทุกประการ

วงจรมอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิต์

ผลการทดลอง

ทำการสร้างวงจรมอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิต์ ตามภาพที่ 52 โดยใช้มอสเฟทที่เป็นเอ็น-มอสและพี-มอส นำมาจากมอสเฟทภายในไอซีเบอร์ MC14007 ซึ่งภายในประกอบด้วยเอ็น-มอส และพี-มอสอย่างละ 3 ตัวโดยมอสเฟท M_{13} - M_{14} , M_{19} - M_{20} , M_{15} - M_{16} , M_{17} - M_{18} , M_{21} - M_{22} , M_{23} - M_{24} ต้องมีความสมพจน์กันมากที่สุด

ภาพที่ 52

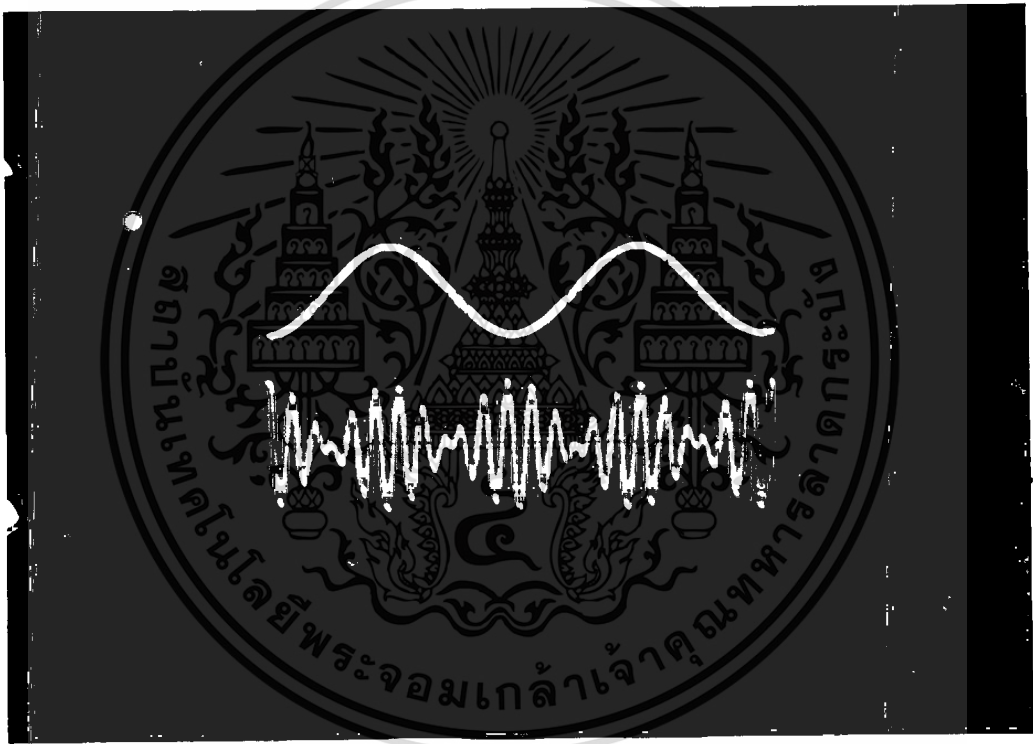


แสดงวงจรมอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้มอสเฟทช่วงอิมิต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลอง โดยให้ศักดาให้สัญญาณอินพุตแตกต่าง $+V_X/2$, $-V_X/2$ เป็นสัญญาณรูปคลื่น
 ไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด $\pm 1V_{p-p}$ ส่วนสัญญาณอินพุตแตกต่าง $+V_Y/2$, $-V_Y/2$ เป็นสัญญาณ
 รูปคลื่นไซน์ความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1V_{p-p}$ และกำหนดให้ $I_{L1}=I_{L2}=I_{L3}=I_{L4} = 350 \mu A$, $V_{DD}=7V$,
 $V_{SS}=-7V$, $V_p=-3V$, $R_{L1}=R_{L2}=100 \Omega$ จะได้สัญญาณที่จุดเอาต์พุต (V_o) ดังแสดงในภาพที่ 53

ภาพที่ 53



แสดงผลการทดลองวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์สร้างจากวงจรคูณอนุภาคที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมตัว

รูปบนเป็นสัญญาณอินพุต V_Y ความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1 V_{p-p}$

รูปล่างเป็นสัญญาณเอาต์พุต ขนาด $120 mV_{p-p}(\pm 60 mV_{p-p})$

จากภาพที่ 53 พบว่าจะได้สัญญาณเอาต์พุต (V_o) ที่เกิดจากสัญญาณรูปโคไซน์ความถี่ 9
 kHz หักล้างกับสัญญาณโคไซน์ความถี่ 11 kHz โดยทั้ง 2 สัญญาณมีขนาดศักดาเท่ากัน และ
 ขนาดของ V_o ที่ได้เท่ากับ $120 mV_{p-p}$

ผลการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice

เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้จากการทดลอง ได้ทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานของวงจรมัลติเพลกซ์เตอร์ที่สร้างจากวงจรอนุกรมแบบ 4 ควอดแรนท์ที่ใช้มอสเฟตในช่วงอิมิต์ด้วยโปรแกรม PSpice โดยเขียนไฟล์ข้อมูล ดังแสดงในภาพที่ 52 ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon Structure (ES2) ในแบบ Worst Case กำหนดค่า W/L ของมอสเฟตเท่ากับ $50 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$

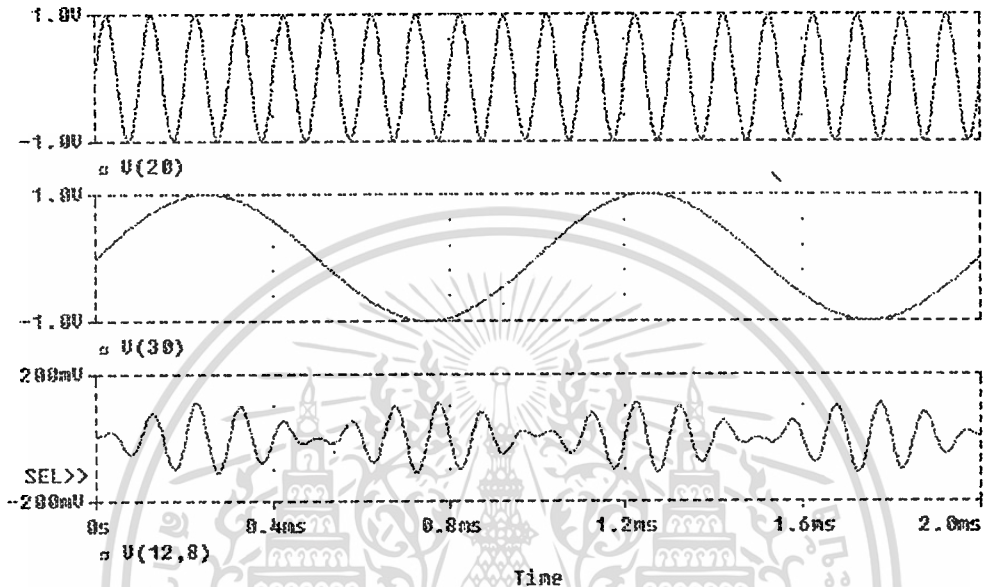
$$I_{t1}=I_{t2}=I_{t3}=I_{t4} = 350 \mu\text{A}, V_{DD}=7\text{V}, V_{SS}=-7\text{V}, V_p=-4.86\text{V}, R_{L1}=R_{L2}=1 \text{ k}\Omega$$

จากนั้นให้ศักดาให้สัญญาณอินพุตแตกต่าง $+V_X/2$, $-V_X/2$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 10 kHz ขนาด $\pm 1\text{V}_{p-p}$ ส่วนสัญญาณอินพุตแตกต่าง $+V_Y/2$, $-V_Y/2$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1\text{V}_{p-p}$ จะได้ศักดาสัญญาณที่เอาพุต (V_o) ดังแสดงในภาพที่ 54 โดยสอดคล้องตามสมการดังนี้

$$V_o = I_o \cdot R_L = (I_{o1} - I_{o2})R_L = 2K \cdot V_X V_Y \cdot R_L \quad (6.11)$$

$$V_o = K \cdot [\text{Cos}(\omega_1 - \omega_2)t - \text{Cos}(\omega_1 + \omega_2)t] \cdot R_L \quad (6.12)$$

ภาพที่ 54



แสดง Balanced Modulation Response ของภาพที่ 52

ภาพบน เป็นสัญญาณอินพุต V_X ความถี่ 10 kHz ขนาด $\pm 1V_{p-p}$

ภาพกลางเป็นสัญญาณอินพุต V_Y ความถี่ 1 kHz ขนาด $\pm 1V_{p-p}$

ภาพล่าง เป็นสัญญาณเข้าพุต ขนาด $109 mV_{p-p}$

จากภาพที่ 54 พบว่า จะได้สัญญาณเข้าพุต (V_O) ซึ่งเกิดจากสัญญาณรูปโคไซน์ความถี่ 9 kHz หักล้างกับสัญญาณโคไซน์ความถี่ 11 kHz โดยทั้ง 2 สัญญาณมีขนาดคิกคาเท่ากัน และขนาดของ V_O ที่ได้เท่ากับ $109 mV_{p-p}$ และถึงแม้จะสลับคิกคาสัญญาณอินพุตของ V_X และ V_Y ก็จะได้สัญญาณเข้าพุต (V_O) ที่เหมือนกันทุกประการ

บทที่ 7

บทสรุป

สรุป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานของวงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟต ซึ่งสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมได้ โดยออกแบบวงจรคณอนาลอกแบบเดิมซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำให้มีประสิทธิภาพสูง 2 วงจร คือ

1. วงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงไม่อิมิตัว ออกแบบโดยใช้หลักการของมอสเฟตในส่วนการคณอนาลอกทำงานในช่วงไม่อิมิตัว เป็นวงจรที่ได้รับการปรับปรุงพัฒนาจากงานวิจัยก่อน ๆ [3-4] ซึ่งมีช่วงปฏิบัติงานอินพุตแคบ ทั้งยังต้องใช้ศักคาคีซีไบอัสทางด้านอินพุตทั้งสองของวงจรคณอนาลอก เป็นต้น โดยวงจรที่ออกแบบขึ้นใหม่นี้ มีช่วงปฏิบัติงานอินพุตที่กว้าง 5 โวลท์ และมีความเป็นเชิงเส้นที่กว้าง ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสำหรับแรงดันอินพุตทาง V_X และ V_Y มีค่าสูงถึง 5.96 MHz และเมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่าและวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ก็สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

2. วงจรคณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมิตัว ออกแบบโดยใช้หลักการของมอสเฟตในส่วนการคณอนาลอกทำงานในช่วงอิมิตัว เป็นวงจรที่ได้รับการปรับปรุงพัฒนาจากงานวิจัยก่อน ๆ [7-12] ซึ่งมีช่วงปฏิบัติงานอินพุตแคบ ไม่สามารถใช้งานได้อย่างกว้างขวาง โดยวงจรที่ออกแบบใหม่นี้ มีช่วงปฏิบัติงานอินพุตที่กว้าง 6 โวลท์ และมีความเป็นเชิงเส้นที่กว้าง ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสำหรับแรงดันอินพุตทาง V_X และ V_Y มีค่าสูงถึง 62.97 MHz และ 28.05 MHz ตามลำดับ และเมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่าและวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ก็สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

1. ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการออกแบบวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟตขึ้น 2 วงจร โดยได้ทดลองจริงและวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม PSpice 1 วงจรคือ วงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมิตัวและทำการวิเคราะห์เลียนแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม PSpice อย่างเดียว 1 วงจรคือวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงไม่อิมิตัว ซึ่งเหตุผลที่วงจรหลังนี้ไม่สามารถแสดงคุณสมบัติของวงจรคุณอนาลอกด้วยการทดลองจริงได้ ก็เนื่องมาจาก มอสเฟตในวงจรได้ออกแบบค่า Aspect Ratio คือ W/L ไม่เท่ากัน ในขณะที่มอสเฟตที่ใช้ทดลองวงจรในลักษณะดีสครีทนั้นก็ไม่สามารถจะกำหนดค่า W/L ตามที่ออกแบบได้ สำหรับแนวทางแก้ไขในการต่อวงจรลักษณะดีสครีทนั้นไม่สามารถแก้ไขได้ เนื่องจากเหตุผลดังกล่าวแล้ว ฉะนั้นจึงต้องนำวงจรที่ออกแบบไปสร้างเป็นวงจรรวมอย่างเดียว

2. สำหรับการทดลองจริงในลักษณะดีสครีทของวงจรคุณอนาลอกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่ใช้มอสเฟตช่วงอิมิตัวนั้น วงจรจะไม่สามารถทำงานได้ถ้าใช้ $R_{L1} = R_{L2} = 1k\Omega$ ตามค่าการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เนื่องจากคุณสมบัติของมอสเฟตในทางปฏิบัติที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยเฉพาะความต้านทานระหว่างขาเกรนและขาซอสจะมีค่าต่ำ จึงทำให้มอสเฟตของวงจรขยายตักค่ากำลังสอง ซึ่งทำหน้าที่เป็นมอสเฟตในส่วนการคุณอนาลอกมีค่า $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ นั่นคือ มอสเฟตจะทำงานในช่วงไม่อิมิตัว เป็นผลให้วงจรไม่สามารถให้คุณสมบัติการคุณอนาลอกได้ แนวทางการแก้ไขคือ เพิ่มตักค่า V_{DS} ของมอสเฟตของวงจรขยายตักค่าสัญญาณกำลังสองโดยลดค่าความต้านทานโหลดลงมา นั่นคือใช้ $R_{L1} = R_{L2} = 100\Omega$ ก็จะทำให้มอสเฟตของวงจรขยายตักค่าสัญญาณกำลังสอง สามารถทำงานในช่วงอิมิตัวได้ ทำให้วงจรทำงานให้คุณสมบัติการคุณอนาลอกได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

```

***CMOS Triode Four-Quadrant Analog Multiplier***
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.OP
.TEMP 37
.DC V1 -2.5 2.5 .5 V2 -2.5 2.5 .5
*.TRAN .01MS 2MS 0MS .005MS
VDD 1 0 DC 5
VSS 2 0 DC -5
VX 30 0
*VX 30 0 SIN(0 1 10KHZ)
RX 30 0 1
EVXP 3 0 30 0 0.5
EVXN 4 0 30 0 -0.5
I1 1 9 25UA
I2 1 10 25UA
IB1 5 2 450UA
IB2 7 2 450UA
RL 22 0 1K
M1A 5 3 2 2 NMOS1 W=15U L=10U
M2A 7 4 2 2 NMOS1 W=15U L=10U
M3A 9 8 5 5 NMOS1 W=10U L=40U
M4A 10 8 7 7 NMOS1 W=10U L=40U
M5A 5 9 11 11 PMOS1 W=400U L=10U
M6A 7 10 12 12 PMOS1 W=400U L=10U
M7A 11 11 1 1 PMOS1 W=400U L=10U
M8A 22 11 1 1 PMOS1 W=400U L=10U
M9A 21 21 23 23 NMOS1 W=400U L=10U
M10A 22 21 24 24 NMOS1 W=400U L=10U
M11A 23 23 2 2 NMOS1 W=400 L=10U
M12A 24 23 2 2 NMOS1 W=400 L=10U
VY 40 0
*VY 40 0 SIN(0 1 1KHZ)
RY 40 0 1
EVYP 8 0 40 0 .5
EVYN 16 0 40 0 -.5
I3 1 17 25UA
I4 1 18 25UA
IB3 13 2 450UA
IB4 15 2 450UA
M1B 13 3 2 2 NMOS1 W=15U L=10U
M2B 15 4 2 2 NMOS1 W=15U L=10U
M3B 17 16 13 13 NMOS1 W=10U L=40U
M4B 18 16 15 15 NMOS1 W=10U L=40U
M5B 13 17 12 12 PMOS1 W=400U L=10U
M6B 15 18 11 11 PMOS1 W=400U L=10U
M7B 12 12 1 1 PMOS1 W=400U L=10U
M8B 21 12 1 1 PMOS1 W=400U L=10U
*-----ES-2-WORSE CASE MODEL-----*

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=2 NSUB=9.50E+15 VTO=+1.07
TOX=44.0N
+LD=0.15U XJ=1.0U DELTA=1.68 UO=0.693K UEXP=0.111
UCRIT=10.0K
+VMAX=41.0K NFS=0.1T PB=0.45 JS=100.0U RSH=45.0 NEFF=1.16
+CGSO=0.27N CGDO=0.27N CJSW=0.24N CJ=0.105M MJ=0.48
MJSW=0.27
*-----*
.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=2 NSUB=3.24E+16 VTO=-0.79
TOX=44.0N
+LD=0.25U XJ=2.0U DELTA=0.89 UO=0.271K UEXP=0.181
UCRIT=10.0K
+VMAX=33.0K NFS=0.1T PB=1.04 JS=100.0U RSH=80.0 NEFF=0.77
+CGSO=0.35N CGDO=0.35N CJSW=0.43N CJ=0.330M MJ=0.48
MJSW=0.40
*-----*
.PROBE
.END

```



CMOS Saturation Four-Quadrant Analog Multiplier

.OPTIONS ACCT ABTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE

.WIDTH OUT=80

.OP

.TEMP 37

.DC VX -3 3 .5 VY -3 3 .5

*.TRAN .01MS 2MS 0MS .005MS

X1 2 0 13 5 101 102 SM1

X2 4 0 13 9 101 102 SM1

M13 8 6 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

M14 8 7 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

M15 101 1 6 6 NMOS1 W=50U L=10U

M16 6 5 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

M17 101 3 7 7 NMOS1 W=50U L=10U

M18 7 9 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

M19 12 10 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

M20 12 11 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

M21 101 1 10 10 NMOS1 W=50U L=10U

M22 10 9 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

M23 101 3 11 11 NMOS1 W=50U L=10U

M24 11 5 102 102 NMOS1 W=50U L=10U

VX 20 0

*VX 20 0 SIN(0 1 10KHZ)

RX 20 0 1

EVXP 1 0 20 0 0.5

EVXN 3 0 20 0 -0.5

VY 30 0

*VY 30 0 SIN(0 1 1KHZ)

RY 30 0 1

EVYP 4 0 30 0 0.5

EVYN 2 0 30 0 -0.5

VDD 101 0 DC +7

VSS 102 0 DC -7

VP 13 0 DC -4.86

RL1 101 8 1K

RL2 101 12 1K

*TERMINAL +V1 -V2 +V4 V3=VO +VDD -VSS

.SUBCKT SM1 1 2 4 3 101 102

M1 101 2 6 6 NMOS1 W=50U L=10U

M2 5 1 6 6 NMOS1 W=50U L=10U

M3 3 3 7 7 NMOS1 W=50U L=10U

M4 101 4 7 7 NMOS1 W=50U L=10U

M5 5 5 101 101 NMOS1 W=50U L=10U

M6 3 5 101 101 NMOS1 W=50U L=10U

I1 6 102 350UA

I2 7 102 350UA

.ENDS

-----ES-2-WORSED CASE MODEL-----

.MODEL NMOS LEVEL=2 NSUB=9.50E+15 VTO=+1.07 TOX=44.0N

+LD=0.15U XJ=1.0U DELTA=1.68 UO=0.693K UEXP=0,111

UCRIT=10.0K

+VMAX=41.0K NFS=0.1T PB=0.45 JS=100.0U RSH=45.0 NEFF=1.16

+CGSO=0.27N CGDO=0.27N CJSW=0.24N CJ=0.105M MJ=0.48

MJSW=0.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=2 NSUB=3.24E+16 VTO=-0.79
TOX=44.0N
+LD=0.25U XJ=2.0U DELTA=0.89 UO=0.271K UEXP=0.181
UCRIT=10.0K
+VMAX=33.0K NFS=0.1T PB=1.04 JS=100.0U RSH=80.0 NEFF=0.77
+CGSO=0.35N CGDO=0.35N CJSW=0.43N CJ=0.330M MJ=0.48
MJSW=0.40
*-----*
.PROBE
.END

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1]. J. S. Martinez and E.S. Sinencio, "Analog OTA multiplier without input voltage swing restrictions and temperature-compensated," *Electron.Lett.*, vol.22, pp.599-600, 1986.
- [2]. Z. Hong and H. Melchior, "Analog four-quadrant CMOS multiplier with resistors," *Electron.Lett.*, vol.21, pp.531-532, June.1985.
- [3]. C. W. Kim and S.B. Park, "New four-quadrant CMOS analog multiplier," *Electron.Lett.*, vol.23, pp.1268-1270, Nov.1987.
- [4]. วัลลภ สุระกำพลธร และ วันชัย ธีรจุฑา, "วงจรมอนาโลกโดยใช้ CMOS," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 14 หน้า 5-59 ถึง 5-61, 2534.
- [5]. T. L. Viswanathan, "CMOS Transconductance element," *Proc. IEEE*, vol.74, pp.222-224, 1986.
- [6]. Y. H. Kim and S.B. Park, "Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier," *Electron.lett.*, vol.28, pp.649-650, Mar.1992.
- [7]. D. C. Soo and R.G. Meyer, "A four-quadrant NMOS analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-17, pp.1174-1178, Dec.1982.
- [8]. Z. Hong and H. Melchior, "Four-quadrant CMOS analog multiplier," *Electron.Lett.*, vol.20, pp.1015-1016, Nov.1984.
- [9]. B. S. Song, "CMOS RF circuits for data communication application," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-21, pp.310-317, Apr.1986.
- [10]. K. Bult and H. Wallingt., "A CMOS four-quadrant analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-21, pp.430-435, June.1986.
- [11]. H. J. Song and C.K. Kim, "An MOS four-quadrant analog multiplier using simple two-input squaring circuits with source follows," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-25, pp.841-847, June.1990.
- [12]. S. I. Liu and C.C. Chang, "CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pooling circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.SC-30, pp.1025-1029, Sep.1995.

- [13]. R. R. Torrance, T. R. Viswanathan, and J. V. Hanson, "CMOS Voltage to Current Transducer," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-32, pp.1097-1104, Nov. 1985.
- [14]. K. Kimura, "An MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Based on the Multitail Technique Using a Quadritail Cell as a Multiplier Core," *IEEE Trans. Circuits Syst.-I*, vol. 42, pp.448-454, Aug. 1995.
- [15]. C. T. Sah, "Characteristic of Metal-Oxide-Semiconductor Transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-11, pp.325, July. 1964.
- [16]. H. Shichman and D. Hodges, "Modelling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuit," *IEEE. J. Solid-State Circuit*, Vol. sc-3, No.3, pp.285-289, Sep. 1968.
- [17]. M. H. Rashid, "Pspice for Circuits and Electronics Using Pspice," U.S.A., Prentice-Hall, 1990.
- [18]. E. H. Nicollian and J. R. Brews, "MOS (Metal Oxide Semiconductor) Physics and Technology," Canada, John Wiley & Sons, 1982.
- [19]. S. Wong and C. A. Salama, "Impact of scaling on MOS analog performance," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-18, pp.106-114, Feb. 1983.
- [20]. S. Kang and Y. Leblebici, "CMOS Digital Integrated Circuits: Analysis and Design," Singapore, McGraw-Hill, 1996.
- [21]. S. Liu and L. W. Nagel, "Small-Signal MOSFET Models for Analog Circuit Design," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-17, pp.983-998, Dec. 1982.
- [22]. P. R. Gray and R. G. Meyer, "Analysis and Design of Analog integrated Circuits," U.S.A, John Wiley & Sons, 1984.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน	นายฐิติพงศ์ บุศบงกรศ
วันเดือนปีเกิด	วันที่ 31 มีนาคม 2513
วุฒิการศึกษาระดับปริญญาตรี	ปริญญาครุศาสตรอุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถานที่สำเร็จการศึกษา	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีที่สำเร็จการศึกษา	ปีการศึกษา 2534
อาชีพปัจจุบัน	ทำงานที่บริษัทวิทยุการบินแห่งประเทศไทย จำกัด ตำแหน่ง วิศวกรระบบติดตามอากาศยาน กองวิศวกรรมระบบติดตามอากาศยาน

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์:

ฐิติพงศ์ บุศบงกรศ กอบชัย เดชหาญ สุชาติ คุณทวีเทพ “วงจรรวมสัญญาณแบบ 4 ควอดแดรนต์ โดยใช้ซีมอสช่วงไม่อิ่มตัว”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18, จัดโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ซีดี จอมเทียน พัทยา, หน้า 642-645, พฤศจิกายน 2538.

ฐิติพงศ์ บุศบงกรศ ไพบุรณ์ ผู้ประกาย กอบชัย เดชหาญ “การออกแบบวงจรรวมอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ซีมอส”, วิศวกรรมลาดกระบัง, หน้า 95-100, กรกฎาคม 2539

Kobchai Dejhan, Chatcharin Soonyekan, Thitipong Busabongkrose and Fusak Cheevasvit, “A design of CMOS triode four-quadrant analog multiplier,” Proc. of International Conference on Robotics, Vision and Parallel Processing for Industrial Automation (ROVPIA'96), pp.609-612, Ipoh, Malaysia, Nov. 28-30,1996.