

เทคนิคการออกแบบวงจรคูณสัญญาณเชิงเส้นด้วยเทคโนโลยีมอส
DESIGN TECHNIQUES OF MOS ANALOG MULTIPLIER CIRCUIT



นายอิทธิพงศ์ ชัยสายันห์
MR ITTIPONG CHAISAYUN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน.....28910

วัน, เดือน, ปี.....11 พ.ย. 2540

พ.ศ. 2540

ISBN 974-622-001-2

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN TECHNIQUES OF MOS ANALOG MULTIPLIER CIRCUIT



**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**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ ISBN 974-622-001-2 มอนูญาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

เทคนิคการออกแบบวงจรคูณสัญญาณเชิงเส้นด้วยเทคโนโลยี

มอส

นักศึกษา

นายอิทธิพงศ์ ชัยสายัณห์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

ระดับการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา

วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ

ทหารลาดกระบัง

พ.ศ.

2540

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเทคนิคการออกแบบวงจรคูณสัญญาณเชิงเส้นด้วยเทคโนโลยีมอส ซึ่งได้แสดงไว้ 2 เทคนิคคือ (1) เทคนิคการออกแบบวงจรคูณสัญญาณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ใช้ชิมอส 2 ตัวทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวเป็นพื้นฐานของวงจรและถูกแสดงไว้ 2 วงจร วงจรแรกใช้วงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัวและวงจรรักษาระดับแรงดัน 6 วงจรที่สองใช้วงจรปรับขนาดแรงดัน (2) เทคนิคการออกแบบวงจรคูณสัญญาณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงอิ่มตัว ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล 2 ชุดต่อไขว้กันมาเป็นพื้นฐานของวงจร และถูกแสดงไว้ 2 วงจร วงจรแรกใช้วงจรเลื่อนระดับสัญญาณ วงจรที่สองใช้วงจรปรับขนาดแรงดัน ซึ่งจากผลการเขียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSpice พบว่า วงจรที่ใช้ชิมอสทำงานในช่วงอิ่มตัว จะตอบสนองความถี่สูงได้ดีกว่า วงจรที่ใช้ชิมอสทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว และยังใช้จำนวนของมอสทรานซิสเตอร์น้อยกว่า ซึ่งทั้งสองเทคนิคนี้ให้อาพุดที่เป็นเชิงเส้นดี และให้ช่วงปฏิบัติทางอินพุตกว้างเมื่อเทียบกับงานวิจัยเดิม

Thesis Title Design Techniques of MOS Analog Multiplier Circuit
Student Mr.Ittipong Chaisayun
Thesis Advisor Assoc. Prof. Dr.Kobchai Dejhan
Level of Study Master of Engineering in Electrical Engineering
Department Electronic Engineering King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang
Year 1997

Abstract

This thesis presents two techniques employed in the design of MOS analog multiplier. The first design is a CMOS triode analog multiplier which two transistors operated in the triode region are used. This design circuit consists two parts. The first part uses scaled floating voltage subcircuit and regulated voltage subcircuit. The second part uses scaling voltage circuit. This part is a CMOS saturation analog multiplier circuit that uses differential coupled pairs circuit as the main design. Other two subcircuits, namely, the level shifter and the voltage scaling are additionally used. The results of performance are shown by PSpice program. It's frequently responded that CMOS operating in triode region is better than CMOS operating in saturation region and the number of device is less. Both of the circuits have good linearity but the dynamic range is wider than the former research.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ รศ. ดร.กอบชัย เคชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งเป็นผู้ให้ความรู้ทางด้านการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เป็นผู้ให้แนวทางตลอดทั้งวิธีการต่างๆ ในการทำงานวิจัย และเป็นผู้ตรวจแก้ไขงานวิจัยของผู้เขียนทุกชิ้นและขอขอบคุณ ผศ.ดร.วิสุทธิ ฐิติรุ่งเรือง ที่ให้ความรู้ทางด้านสารกึ่งตัวนำ ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ผู้ซึ่งเป็นผู้ให้ทุกสิ่งทุกอย่างแก่ผู้เขียน และคณาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้แก่ผู้เขียน รวมถึงคุณพิพัฒน์ พรหมมี และนักปฏิบัติธรรมกลุ่มใจแก้วทุกคนที่ช่วยเหลือให้การจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์นี้ให้สำเร็จขึ้นมาได้ สุดท้ายนี้ขอกราบนมัสการหลวงพ่อดำปากน้ำพระมงคลเทพมณี (สด จันทสโร) และขอบคุณ คุณวราภรณ์ บุญตาม ผู้ให้แนวทางในการฝึกสมาธิ เพื่อให้ใจสงบและสบาย ทำให้มีปัญหาในการคิดงานวิจัยออกมาได้จนสำเร็จสมบูรณ์

อิทธิพงศ์ ชัยสายัณห์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่	
1. บทนำ	
กล่าวนำ.....	1
วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	1
รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
2. เทคโนโลยีของซีมอสและทฤษฎีของมอสเฟต	
บทนำ.....	4
เทคโนโลยีของมอส.....	5
โครงสร้างและทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	8
บทสรุป.....	16
3. เทคนิคการออกแบบวงจรคุณสมบัติโดยใช้ซีมอสในช่วงไม้อิมิตัว	
บทนำ.....	17
หลักการเบื้องต้นของวงจรคุณสมบัติโดยใช้ซีมอสในช่วงไม้อิมิตัว.....	17
วงจรปรับขนาดแรงดัน.....	19
วงจรคุณสมบัติโดยใช้ซีมอสในช่วงไม้อิมิตัวร่วมกับวงจรปรับ	
ขนาดแรงดัน(แบบที่ 1).....	21
การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน.....	22
การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต.....	29

สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
วงจรรักษาระดับแรงดัน.....	31
วงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว.....	32
วงจรคูณสัญญาณ โดยใช้ชิพมอสในช่วงไม่อิ่มตัวร่วมกับวงจรรักษา	
ระดับแรงดันและวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว(แบบที่ 2).....	34
การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน.....	35
การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต.....	41
ผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	43
บทสรุป.....	55
4. เทคนิคการออกแบบวงจรคูณสัญญาณ โดยใช้ชิพมอสในช่วงอิ่มตัว	
บทนำ.....	57
หลักการเบื้องต้นของวงจรคูณสัญญาณ โดยใช้ชิพมอสในช่วงอิ่มตัว	57
วงจรปรับขนาดแรงดัน.....	58
วงจรคูณสัญญาณ โดยใช้ชิพมอสในช่วงอิ่มตัวร่วมกับวงจรปรับ	
ขนาดแรงดัน(แบบที่ 3).....	60
การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน.....	61
การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต.....	66
วงจรเลื่อนระดับแรงดัน.....	67
วงจรคูณสัญญาณ โดยใช้ชิพมอสในช่วงอิ่มตัวร่วมกับวงจร	
เลื่อนระดับแรงดัน(แบบที่ 4).....	68
การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน.....	68
การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต.....	73
ผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	74
การประยุกต์ใช้งานวงจรคูณสัญญาณ.....	85
บทสรุป.....	93
5. บทสรุป	
บทสรุป.....	94

สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข.....	95
ภาคผนวก	
โปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์.....	96
ข้อมูลของไอซี เบอร์ MC14007.....	104
ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการ.....	107
บรรณานุกรม.....	125
ประวัติผู้เขียน.....	128



สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่

1. แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแกนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร..... 43
2. แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแกนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร..... 49
3. แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแกนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร..... 74
4. แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแกนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร..... 80
5. แสดงเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆของวงจรคุณสมบัติของวงจรมอสทรานซิสเตอร์..... 95



สารบัญภาพ

	หน้า
1. แสดงแผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม.....	6
2. แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นทรานเมนต์.....	7
3. แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ขณะเกิดช่องทางเดินกระแส.....	9
4. แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ขณะที่ V_{DS} มีค่าต่ำๆ.....	9
5. แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง i_D กับ V_{DS}	11
6. แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อ V_{DS} มีค่ามากกว่า $V_{DS(SAT)}$	11
7. แสดงภาคตัดขวางของซีมอส.....	12
8. แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	13
9. แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_G กับ I_D ขณะที่ $V_{DS(SAT)}$	15
10. แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดใหม่ของมอสทรานซิสเตอร์.....	15
11. แสดงวงจรคูณอย่างง่ายแบบที่ 1.....	18
12. แสดงวงจรคูณอย่างง่ายแบบที่ 2.....	18
13. แสดงวงจรปรับขนาดแรงดัน.....	20
14. แสดงวงจรคูณสัญญาณ 4 คำอดเรนธ์ แบบที่ 1.....	21
15. แสดงวงจรสมมูลของมอส.....	23
16. แสดงบล็อกของวงจรคูณสัญญาณโดยใช้ซีมอสทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว.....	24
17. แสดงวงจรแบบที่ 1 เมื่อวิเคราะห์ที่อินพุต V_y	25
18. แสดงวงจรเสมือนในรูปที่ 17.....	25
19. แสดงมอสที่กำหนดให้เป็น G_L	26
20. แสดงวงจรเสมือนในรูปที่ 21.....	26
21. แสดงวงจรคูณแบบที่ 2 เมื่อวิเคราะห์ที่อินพุต V_x	28
22. แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 21.....	28
23. แสดงวงจรรักษาระดับแรงดัน	31
24. แสดงวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว	32
25. แสดงวงจรสะท้อนกระแส.....	32

สารบัญญภาพ(ต่อ)

	หน้า
26. แสดงวงจรคุณสมบัติแบบ 4 ควอดแรนท์ แบบที่ 2	34
27. แสดงวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว.....	35
28. แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจร รูปที่ 27.....	35
29. แสดงการปรับปรุงวงจรรูปที่ 28.....	36
30. แสดงวงจรส่วน B	37
31. แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 30.....	37
32. แสดงวงจรในส่วน B เมื่อวิเคราะห์ V_x	39
33. แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 32	40
34. แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	44
35. แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร	45
36. แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	47
37. แสดงค่าความถี่ตอบสนอง	48
38. แสดงค่าแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	50
39. แสดงค่าความถี่ตอบสนอง	51
40. แสดงค่าแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	53
41. แสดงค่าความถี่ตอบสนอง	54
42. แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรแบบที่ 1	55
43. แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรแบบที่ 2	55
44. แสดงวงจรแบบพื้นฐาน	57
45. แสดงวงจรปรับขนาดแรงดัน	59
46. แสดงวงจรแบบ 4 ควอดแรนท์ แบบที่ 3	60
47. แสดงบล็อกของวงจรคุณสมบัติโดยใช้อิมิตติ้งทำงานในช่วงอิมิตต์	61
48. แสดงวงจรแบบที่ 3 เมื่อวิเคราะห์อินพุตที่ V_x	62
49. แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 48	62
50. แสดงวงจรที่ปรับปรุงมาจากรูปที่ 49	63
51. แสดงวงจรแบบที่ 3 เมื่อวิเคราะห์อินพุตที่ V_y	64

สารบัญภาพ(ต่อ)

	หน้า
52. แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 51.....	64
53. แสดงวงจรที่ปรับปรุงมาจากรูปที่ 52	65
54. แสดงวงจรเลื่อนระดับสัญญาณ	67
55. แสดงวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ แบบที่ 4	68
56. แสดงวงจรคูณแบบที่ 4 เมื่อวิเคราะห์อินพุต V_x	69
57. แสดงวงจรเสมือนของรูปที่ 56.....	69
58. แสดงวงจรปรับปรุงมาจากรูปที่ 57	69
59. แสดงวงจรคูณแบบที่ 4 เมื่อวิเคราะห์อินพุต V_y	71
60. แสดงวงจรเสมือนของรูปที่ 59	71
61. แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	75
62. แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร	76
63. แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	78
64. แสดงค่าความถี่ตอบสนอง	79
65. แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	81
66. แสดงค่าความถี่ตอบสนอง	82
67. แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต	85
68. แสดงค่าความถี่ตอบสนอง	85
69. แสดงวงจรมอดูเลต	86
70. แสดง V_o เมื่อทำวงจรคูณเป็นวงจรมอดูเลต โดยโปรแกรม PSpice	87
71. แสดง V_x และ V_y เมื่อทำวงจรคูณเป็นวงจรมอดูเลต โดยทดลองต่อจริง	87
72. แสดง V_o เมื่อทำวงจรคูณเป็นวงจรมอดูเลต โดยการทดลองต่อจริง	88
73. แสดงวงจรยกกำลังสองสัญญาณไซน์	89
74. แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาพุต	90
75. แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาพุต	91
76. แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรคูณ แบบที่ 3	92
77. แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรคูณ แบบที่ 4	92

บทที่ 1

บทนำ

กลานำ

วงจรวงจรสัญญาณแบบอนาลอกเป็นวงจรมีความสำคัญมากเพราะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ทำให้มีการคิดค้นและพัฒนาการออกแบบวงจรมานับโดยตลอด [1-31] ทั้งนี้ได้มีการแบ่งชนิดของวงจรวงจรตามลักษณะการทำงานของวงจรวัดหลายอย่างดังนี้ วงจรวงจรโดยอาศัยค่าความนำ วงจรวงจรโดยอาศัยหลัก Quater Square และวงจรวงจรโดยอาศัยการมอดูเลตความกว้างและความสูงของสัญญาณ ส่วนในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรวงจรด้วยเทคโนโลยีมอส จึงขอแบ่ง ลักษณะของวงจรวงจรตามลักษณะการทำงานของมอสไว้ 2 แบบ ดังนี้

แบบที่ 1 คือวงจรวงจรที่ใช้มอสทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

แบบที่ 2 คือวงจรวงจรที่ใช้มอสทำงานในช่วงอิ่มตัว

วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

สำหรับวิทยานิพนธ์ เรื่อง “เทคนิคการออกแบบ วงจรวงจรสัญญาณเชิงเส้นด้วยเทคโนโลยีมอส” ได้นำเสนอวงจรวงจรสัญญาณทางอนาลอกไว้ 2 แบบ ซึ่งมีทั้งหมด 4 วงจร โดยแบบที่หนึ่งใช้หลักการการทำงานของมอสในช่วงไม่อิ่มตัว แสดงไว้ 2 วงจร และแบบที่สองใช้หลักการการทำงานของมอสในช่วงอิ่มตัว ได้แสดงไว้ 2 วงจร ทุกวงจรมีการออกแบบโดยใช้มอสเฟตทั้งสั้นและในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดจุดประสงค์ไว้ดังนี้

1. ศึกษาและค้นคว้าเกี่ยวกับทฤษฎีของการวงจรวงจรสัญญาณแบบอนาลอก
2. ค้นคว้า รวบรวม และสรุป เพื่อหาหลักการออกแบบวงจรวงจรสัญญาณ โดยเทคโนโลยีมอส
3. พัฒนาหลักการเดิมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยคำนึงถึงคุณสมบัติของวงจรมอส เช่น ช่วงศักดาปฏิบัติงานอินพุต, เอาพุต, ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน และคำนึงถึงการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมเพื่อให้มีพื้นที่ที่น้อยที่สุด เช่น จำนวนมอสที่ใช้จำนวนตัวความต้านทาน, กำลังที่สูญเสียรวมทั้งหมดนี้ถูกนำมาพิจารณาเพื่อให้วงจรมีประสิทธิภาพมากที่สุด
4. สามารถนำวงจรวงจรสัญญาณที่ออกแบบไปใช้งานได้จริง

หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

จากการค้นคว้า ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “เทคนิคการออกแบบ วงจรคุณสมบัติเชิงเส้น ด้วยเทคโนโลยีมอส” มีแนวคิดใหม่แตกต่างจากหลักการของผู้ออกแบบเดิมที่เคยเสนอไว้

1. ใช้ซิมอสที่ทำงานในช่วงไม้อิมตัว 2 ตัวเท่านั้นในการคุณสมบัติเชิงเส้น โดยอาศัยคุณสมบัติของมอสด้านความสมมาตร ทำให้มอสนำกระแสได้ 2 ทิศทาง

2. วงจรรักษาระดับแรงดัน เป็นวงจรใหม่ที่มีความเที่ยงตรงสูง

3. วงจรปรับขนาดแรงดัน ในวิทยานิพนธ์นี้ถูกใช้ในวงจรคุณสมบัติเชิงเส้นทั้งซิมอสทำงานในช่วงไม้อิมตัว และซิมอสทำงานในช่วงอิมตัว วงจรนี้มีความสามารถสูง และสามารถนำไปใช้งานร่วมกับวงจรอื่นๆได้เป็นอย่างดี

รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 จะเป็นการกล่าวนำวัตถุประสงค์หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ และเนื้อหาโดยย่อของแต่ละบท

บทที่ 2 จะกล่าวถึง เทคโนโลยีของซิมอส และทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต การจำแนกประเภทของมอสเฟต และเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียระหว่างวงจรรวมกับวงจรดิสครีท

บทที่ 3 กล่าวถึงเทคนิคการออกแบบวงจรคุณสมบัติเชิงเส้นโดยใช้ซิมอสในช่วงไม้อิมตัว เริ่มจาก หลักการเบื้องต้นของวงจรโดยใช้ซิมอสในช่วงไม้อิมตัว นำเอาหลักการเบื้องต้นมารวมกับวงจรปรับขนาดแรงดันเพื่อทำเป็นวงจรคุณสมบัติเชิงเส้น นำเอาหลักการเบื้องต้นมารวมกับวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว และวงจรรักษาระดับแรงดัน เพื่อทำเป็นวงจรคุณสมบัติเชิงเส้น นำวงจรทั้งสองวงจรมาวิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงาน วิเคราะห์หาช่วงความถี่ปฏิบัติงาน และทดสอบการทำงานของวงจรโดยใช้ โปรแกรม PSpice และต่อวงจรจริงลงบอร์ดทดลอง

บทที่ 4 กล่าวถึงเทคนิคการออกแบบวงจรคุณสมบัติเชิงเส้นโดยใช้ซิมอสในช่วงอิมตัว เริ่มจาก หลักการพื้นฐานของการคุณสมบัติเชิงเส้น นำหลักการพื้นฐานมาต่อร่วมกับวงจรเลื่อนระดับสัญญาณเพื่อทำเป็นวงจรคุณสมบัติเชิงเส้น นำหลักการพื้นฐานมาต่อร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน เพื่อทำเป็นวงจรคุณสมบัติเชิงเส้น นำวงจรทั้งสองมาวิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงาน และหาช่วงความถี่ปฏิบัติงาน ทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และต่อวงจรจริงลงบอร์ด รวมกับการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานต่างๆ

บทที่ 5 เป็นการสรุปรายละเอียดที่สำคัญต่างๆ ในวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด ปัญหาที่เกิดขึ้น และแนวทางการแก้ไข

ภาคผนวก กล่าวถึงโปรแกรม PSpice ที่ใช้เลียนแบบการทำงานของวงจรต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ในวารสารประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เทคโนโลยีของซีมอสและทฤษฎีของมอสเฟต

บทนำ

วงจรรวม (Integrated Circuit) ซึ่งเราเรียกย่อๆว่า ไอซี ที่จะกล่าวถึงในที่นี้จะอยู่ในลักษณะที่เป็นโมโนลิทิก กล่าวคือวงจรทั้งหมดซึ่งประกอบด้วย ส่วนประกอบ (Component) ต่างๆทั้งแบบแอคทีฟและพาสซีฟ อยู่บนสารกึ่งตัวนำเดียวกัน วงจรรวมนี้ โดยทั่วไปจะแบ่งเป็น 2 พวกใหญ่ๆ คือ พวกลิเนียร์และดิจิตอล ซึ่งในการทำวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปในการออกแบบวงจรลิเนียร์

ขอเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรดิสครีท

ในปัจจุบันการลงทุนเกี่ยวกับทางด้านอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ส่วนใหญ่มักจะเน้นหนักไปในการผลิตไอซี มากกว่าการผลิตส่วนประกอบแบบดิสครีท ทั้งนี้เพราะไอซี มีข้อดีกว่าวงจรดิสครีทกล่าวคือ

1. ทางด้านไอซีนั่น เราสามารถผลิตวงจรต่างๆได้ทีละหลายๆวงจรต่อการผลิต 1 ครั้งได้ ดังนั้นจึงทำให้ต้นทุนในการผลิตไอซีต่ำ ทำให้ไอซีมีราคาถูก

2. เนื่องจากส่วนประกอบภายในไอซี เช่นทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะถูกผลิตขึ้นมาพร้อมๆ กัน ในกระบวนการผลิต ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของส่วนประกอบต่างๆ จึงมีค่าใกล้เคียงกันและคุณสมบัติ (Characteristics) ของส่วนประกอบเหล่านั้นมีความสมพ้องกัน (Match) นอกจากนั้นยังมีคุณสมบัติต่อภาวะแวดล้อมต่างๆ เช่นการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิเหมือนกันด้วย (Thermal Tracking) ซึ่งข้อดีดังกล่าวนี้ ทำให้ไอซี มีขีดความสามารถและความเชื่อมั่นในการใช้งานสูง (High Performance and High Reliability) โดยที่อาจจะสร้างวงจรที่มีความยุ่งยาก และสลับซับซ้อนมากขึ้นได้ ซึ่งอาจจะเป็นไปไม่ได้เลยสำหรับวงจรดิสครีท

3. เนื่องจากในไอซีจะไม่มีรอยบัดกรี จึงสามารถลดผลต่างๆอันจะเกิดขึ้นเนื่องจากสิ่งที่แอบแฝงอยู่ในรอยบัดกรีนั่นลงไปโดยสิ้นเชิง ทำให้วงจรในไอซีสามารถทำงานได้ดีกว่าวงจรดิสครีททั่วไป

4. ไอซีแต่ละตัว อาจะทำงานได้เท่ากับ บล็อกแต่ละบล็อกของระบบ (System) ทั่วไป ในการศึกษา หรือออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน จึงมักจะเน้นหนักไปทางด้านบล็อกไดอะแกรมเสียเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งช่วยให้เกิดความสะดวกขึ้นอีกมาก เพราะสามารถใช้ไอซีแทนลงในบล็อกไดอะแกรมนั้นได้เลย โดยที่ไม่จำเป็นต้องสร้างวงจรในแต่ละบล็อกนั้นอีก ทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรทั้งหมดลงไปได้มากทีเดียว

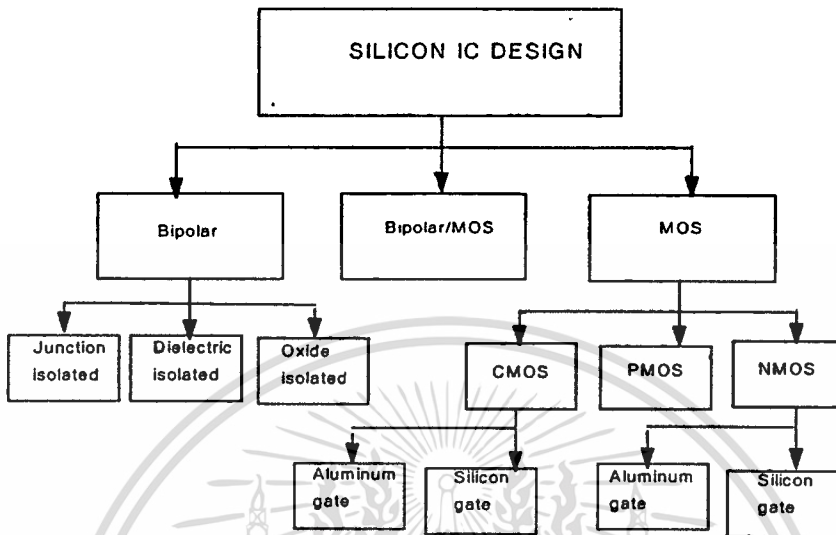
5. ไอซีมีขนาดเล็กและเบากว่า

อย่างไรก็ตามเมื่อไอซีมีข้อดี ก็ย่อมจะมีข้อเสียคู่กันไปเป็นธรรมดา ซึ่งข้อเสียข้อหนึ่งของไอซีก็คือ ไม่สามารถปรับแต่งค่าต่างๆ เช่น ค่าความต้านทานในไอซีได้โดยง่ายเหมือนกับในวงจรดิสครีท แต่ถ้าจำเป็นจริงๆ ก็จะสามารถปรับแต่งได้โดยใช้แสงเลเซอร์ แต่จะทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้นมาก ส่วนข้อเสียอีกข้อหนึ่งของไอซีก็คือ การออกแบบวงจรจะยุ่งยาก สลับซับซ้อนและใช้เวลามากกว่าการออกแบบวงจรดิสครีท ซึ่งทำงานอย่างเดียวกัน แต่ข้อเสียดังกล่าวก็จะมีผลเท่าใดนัก เมื่อจะผลิตไอซีเหล่านั้นในจำนวนมากๆ

เทคโนโลยีของมอส

ในการพัฒนาการของเทคโนโลยี VLSI (Very Large Scale Integration) เป็นการผลิตวงจรรวมที่เป็นเทคโนโลยีที่นิยมกันมาก เพราะมีข้อดีกว่าเทคโนโลยีแบบอื่นๆ หลายประการ เช่น การสูญเสียของพลังงานต่ำกว่า มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก การออกแบบง่าย ฯลฯ ซึ่งมีความต้องการมากทางด้าน การประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing) แบบเป็นวงจรอยู่บนชิปเดียว (Single Chip) การทำงานจะมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งในวงจรรอนาลอกก็เป็นบทบาทสำคัญของการผลิตไอซีโดยออกแบบเป็น VLSI ในการออกแบบ VLSI ในระบบที่เป็น วงจรรอนาลอก ส่วนใหญ่ที่รู้จักก็คือ วงจรกรองสัญญาณ วงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอลและดิจิตอลเป็นอนาลอก วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) วงจรควบคุมอัตราการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) ฯลฯ

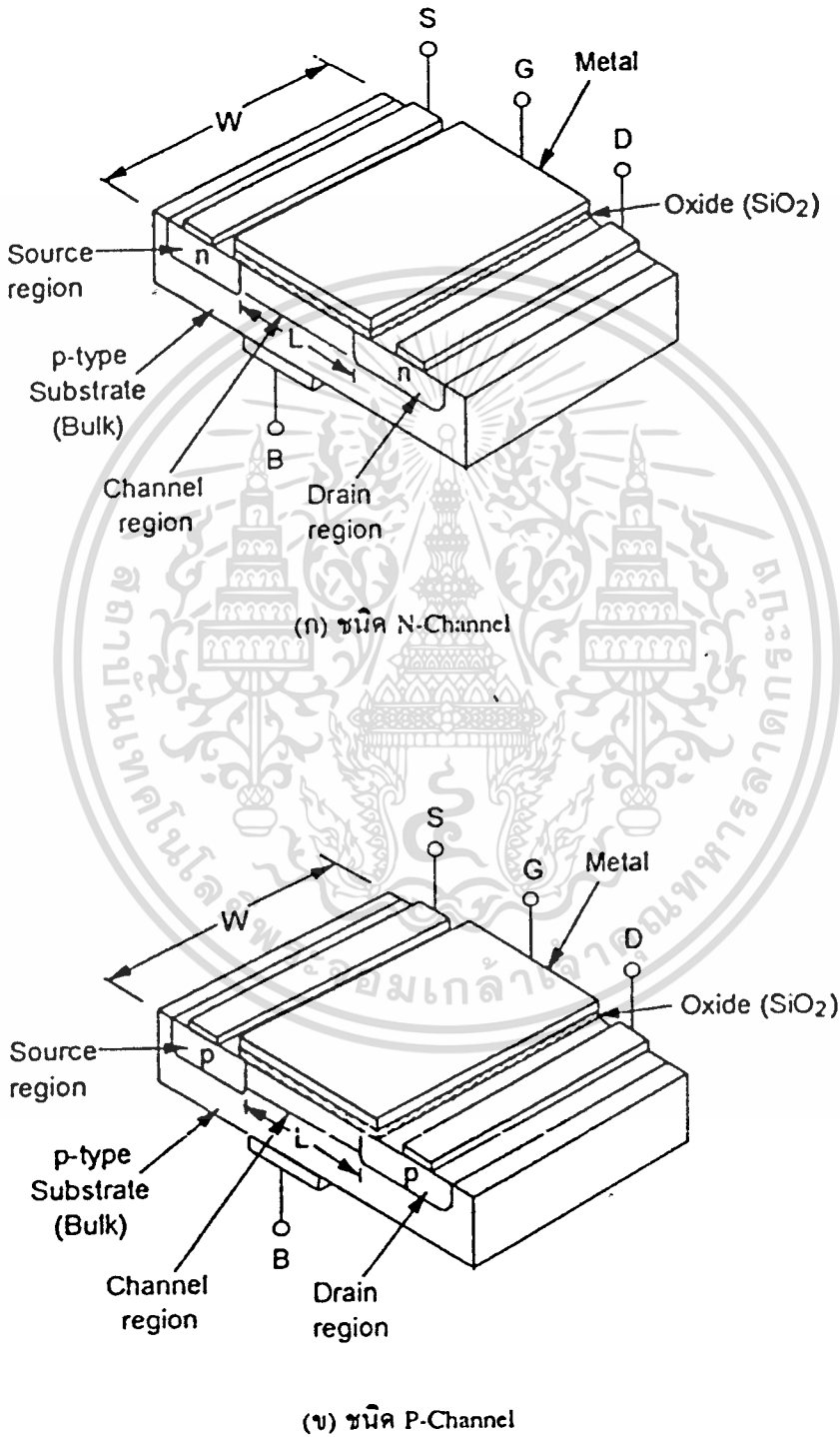
แผนผังที่ 1



แสดงแผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม

วิธีการออกแบบไอซีจะนิยมใช้เทคโนโลยีอยู่ 2 แบบคือ แบบไบโพลาร์ (BJT) และมอส โดยจะแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ดังรูปที่ 1 โดยทั้งหมด จะอยู่บนรากฐานของเทคโนโลยีวงจรรวมซิลิกอน เดิมการออกแบบวงจรรวมนั้นจะใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ แต่ในสมัยนี้เทคโนโลยีของมอสได้เจริญเติบโตขึ้นอย่างมาก ซึ่งในส่วนเทคโนโลยีของมอส ทำให้สามารถบรรจุวงจรที่ถูกต้องออกแบบไว้มีความหนาแน่นมากขึ้น เช่น หน่วยความจำ (Memory) หน่วยประมวลผล (Microprocessor) และจากรูปที่ 1 จะเห็นว่าในเทคโนโลยีวงจรรวมมีอุปกรณ์หลายชนิด แต่ในงานวิจัยนี้จะใช้อุปกรณ์คือมอสเฟตชนิดเอ็นซานเมนต์ ในการออกแบบ ดังนั้นในบทนี้จะขออธิบายการทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็นซานเมนต์เท่านั้น

รูปที่ 2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้แสดงโครงสร้างของมอสเฟตแบบเอ็นแชนแนลเท่านั้นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างและทฤษฎีการทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนแนล

จากรูปที่ 2 สามารถอธิบายได้ดังนี้

ทรานซิสเตอร์จะถูกสร้างจากฐานรองชนิด p-channel ซึ่งเป็น single - crystal silicon wafer ทำการโด๊ปสารชนิด p (มีความเข้มข้นสูง) เข้าไปในฐานรองดังกล่าว เกิดเป็นบริเวณแคโรน และบริเวณชอร์ส จากนั้นทำการเคลือบ SiO_2 ซึ่งเป็นฉนวนลงบนฐานรองแล้วต่อโลหะ (Metal contact) เพื่อทำเป็นขั้วต่อเกต (Gate terminal) (G) ทำการต่อโลหะลงบนบริเวณชอร์ส และแคโรน เพื่อทำเป็นขั้วต่อแคโรน (D) และชอร์ส (S) รวมทั้งฐานรอง (B) ซึ่งเรียกว่า บอดี้ ในปัจจุบันมอสเฟตจะถูกสร้างจาก ขบวนการที่เป็นที่ทราบกันดีว่าคือ “ซิลิกอน-เกต เทคโนโลยี” โดยจะใช้ “โพลีซิลิกอน” แทนโลหะที่เกต (Gate electrode) มอสเฟตมีชื่อเรียกอีกอย่างว่า “insulated-gate FET” หรือ “IGFET” ซึ่งชื่อนี้ก็มาจากโครงสร้างของเฟต ที่เกตจะมีกระแสไหลน้อยมาก (เป็นฉนวน) จะเห็นว่า มอสเฟตจะมีความสมมาตรไม่เหมือนกับ BJT ดังนั้นจึงสามารถที่จะสลับชอร์สกับแคโรนได้

การทำงานขณะที่แรงดันเกตไม่มี

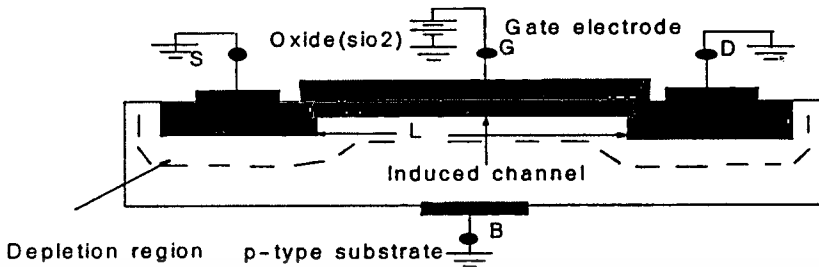
ขณะที่ไม่มีแรงดันป้อนเข้าที่เกต มอสเฟตจะเหมือนกับเป็น ไดโอด 2 ตัวหันหลังชนกัน (Back-to-Back) ไดโอดแต่ละตัวจะเป็นรอยต่อพีเอ็นระหว่างบริเวณแคโรนกับฐานรองชนิด p และบริเวณชอร์ส (n) กับฐานรอง ไดโอดทั้งสองจะป้องกันไม่ให้กระแสไหลผ่านจากแคโรนไปยังชอร์ส เมื่อป้อนแรงดัน V_{DS}

การเกิดช่องทางเดินกระแส

จากรูปที่ 3 ทำการต่อชอร์สลงกราวด์ (เช่นเดียวกับฐานรอง) รวมทั้งแคโรนด้วย จากนั้นป้อนแรงดันบวกที่เกต ซึ่งแรงดันดังกล่าวจะทำให้โฮลที่ฐานรองได้เกิดถูกขับออก เกิดเป็นเขตปลอดพาหะขึ้น (Depletion region) ซึ่งในบริเวณดังกล่าวจะมีเฉพาะอิเล็กตรอนลบโดยไม่มีพาหะคือโฮล

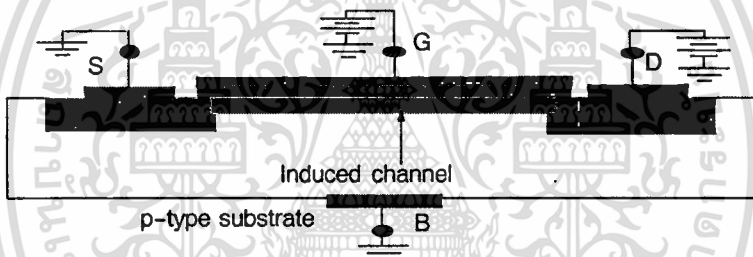
แรงดันบวกที่เกตจะดึงดูดอิเล็กตรอนจากแคโรน และชอร์สไปยังบริเวณแชนแนล เมื่อมีอิเล็กตรอนสะสมมากพอที่บริเวณใต้เกต จะทำให้เกิดบริเวณ n ที่ทำหน้าที่เชื่อมแคโรน และชอร์สเข้าด้วยกัน บริเวณ n ที่เกิดขึ้นใหม่นี้เราจะเรียกว่า “inversion layer” เนื่องจากเปลี่ยนฐานรองจากสารชนิด p เป็นสารชนิด n บริเวณ n ที่เกิดขึ้นนี้จะเป็ฉนวนสำหรับให้กระแสไหลจากแคโรนไปชอร์ส ดังนั้นมอสเฟต ในรูปที่ 3 จะเรียกว่า n -channel MOSFET หรือ NMOS transistor แรงดันที่เกตเทียบกับชอร์ส V_{GS} ที่ทำให้เกิด inversion layer ขึ้นจะเรียกว่า “threshold voltage” V_t นอกจากนี้เกตและฐานรองยังประพุดิตัวเป็นตัวเก็บประจุที่มี SiO_2 เป็นไดอิเล็กตริก

รูปที่ 3



แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ขณะเกิดช่องทางเดินกระแส

รูปที่ 4



แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ขณะที่ V_{DS} มีค่าต่าง

การทำงานของมอส เมื่อให้แรงดัน V_{DS} ต่าง

หลังจากที่เกิดบริเวณ n หรือ induced n-type channel เมื่อป้อนแรงดัน V_{GS} แล้ว ทำการป้อนแรงดันบวกระหว่างเดรนกับซอร์ส V_{DS} ซึ่งมีค่าน้อยๆ (0.1 หรือ 0.2 V) แรงดันดังกล่าวจะทำให้เกิดกระแส i_D ไหลจากเดรนไปซอร์ส ซึ่งก็คืออิเล็กตรอนไหลในทิศทางตรงกันข้าม ขนาดของกระแส $-i_D$ จะขึ้นกับความหนาแน่นของอิเล็กตรอนที่แชนเนล ซึ่งก็คือจะขึ้นกับ V_{GS} นั่นเอง ที่แรงดัน $V_{GS} = V_t$ แชนเนลเพิ่งจะเริ่มเกิดขึ้น ดังนั้นกระแสที่ไหล (i_D) จะมีค่าน้อยมาก ซึ่งถ้า V_{GS} มีค่าเกิน V_t ก็จะมีอิเล็กตรอนในแชนเนลมากด้วยหรือมีความนำร่องแชนเนลมากขึ้นเอง โดยความนำของแชนเนลจะแปรผันโดยตรงกับ excess gate voltage ($V_{GS} - V_t$) ซึ่งกระแส i_D ก็จะแปรตาม ($V_{GS} - V_t$) ด้วย เนื่องจากมอสเฟตจะนำกระแสได้ก็ต่อเมื่อแชนเนลได้ถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแล้ว โดยการเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_{GS} ที่เกินจากค่าแรงดัน V_t จะทำให้แชนเนลมีอิเล็กตรอนมาสะสมมาก ดังนั้นมอสเฟตจึงมีชื่อเรียกอีกอย่างว่า “enhancement-mode operation และ enhancement-type MOSFET” สารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสังเกต กระแส i_D (เข้าเดรน) จะเท่ากับกระแสที่ออกจากซอร์ส i_S โดยกระแสเกต $i_G=0$

การทำงานของมอสเมื่อให้ V_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น

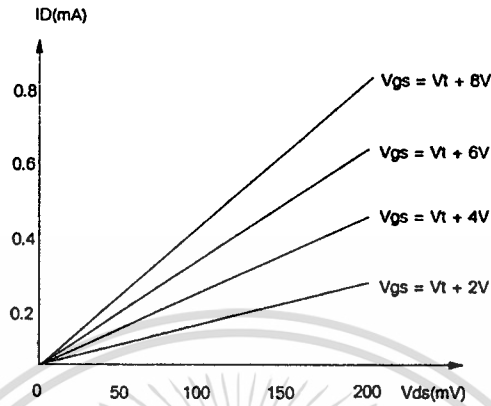
ถ้าให้แรงดัน V_{GS} มีค่าคงที่ค่าหนึ่งที่มีค่ามากกว่า V_t และจากนั้นทำการเพิ่ม V_{DS} ดังแสดงในรูปที่ 6 จะสังเกตเห็นว่าแรงดัน V_{DS} จะตกคร่อมความยาวของแชนแนล ซึ่งถ้าเราเปลี่ยนที่ไปตามแชนแนลจากซอร์สไปยังเดรน แรงดันที่วัดได้เมื่อเทียบกับซอร์สจะเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง V_{DS} ดังนั้นแรงดันระหว่างเกตและจุดไปตามแชนแนลจะลดลงจาก V_{GS} ที่ซอร์ส เป็น $V_{GS}-V_{DS}$ ที่เดรน เนื่องจากความลึกของแชนแนลจะขึ้นกับแรงดันดังกล่าว ดังนั้นที่ซอร์สจะมีความลึกมากที่สุด และคี่นที่สุดที่เดรน ขณะที่ V_{DS} เพิ่มขึ้น ความต้านทานจะมากขึ้น ดังนั้น i_D-V_{DS} curve จะไม่เป็นเส้นตรงอีกต่อไป แต่จะโค้งดังรูปที่ 7 ในที่สุดเมื่อ V_{DS} เพิ่มขึ้นจนกระทั่งแรงดันระหว่างเกตกับแชนแนลที่เดรนมีค่าเท่ากับ V_t กล่าวคือ $V_{GS}-V_{DS}=V_t$ หรือ $V_{DS}=V_{GS}-V_t$ ความลึกที่เดรนจะมีค่าเกือบเท่ากับศูนย์ ซึ่งเรียกว่าแชนแนลถูก “pinched off” การเพิ่มแรงดัน V_{DS} มากกว่านี้ จะไม่มีผลต่อกระแส i_D จะมีค่าคงที่ที่ $V_{DS}=V_{GS}-V_t$ กระแสเดรนจะอิ่มตัวที่ค่า V_{DS} ดังกล่าว และมอสเฟตจะเข้าสู่ย่านการทำงานอิ่มตัว โดย V_{DS} ที่ทำให้เกิดการอิ่มตัวจะแทนด้วย $V_{DS(SAT)}$

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

จะเห็นว่าทุกค่าของ $V_{GS} \geq V_t$ จะมีค่าของ $V_{DS(SAT)}$ ที่คล้องจองกัน โดยมอสเฟตจะทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation region) ถ้า $V_{DS} \geq V_{DS(SAT)}$ และที่ i_D-V_{DS} characteristic ที่ $V_{DS} < V_{DS(SAT)}$ จะเป็นย่านการทำงานที่เรียกว่า “การทำงานในย่านไม่อิ่มตัว” (Triode region).

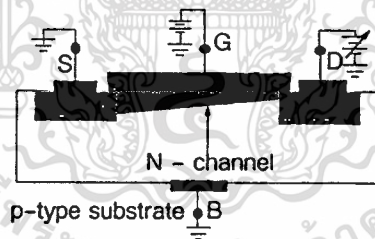
รูปที่ 6 แสดงให้เห็นผลของ V_{DS} ต่อรูปร่างของแชนแนล โดย V_{GS} มีค่าคงที่ จากที่กล่าวมาแล้วว่าการเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_{DS} มากกว่า $V_{DS(SAT)}$ จะไม่มีผลต่อกระแส i_D โดยจะมีค่าคงที่ตลอดย่าน ซึ่งเป็นทางทฤษฎีเท่านั้น จริงๆแล้ว จะมีผลต่อรูปร่างของแชนแนลเล็กน้อย ซึ่งจะทำให้กระแส i_D มีค่าเพิ่มขึ้นตามแรงดัน V_{DS}

รูปที่ 5



แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง i_D กับ V_{DS}

รูปที่ 6



แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อ V_{DS} มีค่ามากกว่า $V_{DS(SAT)}$

มอสเฟตชนิดพีแชนเนล

จะตรงกันข้ามกับ n-channel MOSFET ที่ฐานรอง (substrate) จะเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด n ในขณะที่ซอร์สกับเดรนจะเป็นสารชนิด p ซึ่งพาหะสำหรับนำกระแสจะเป็นโฮล การทำงานจะเหมือนกันกับ n-channel ต่างกันที่ V_{GS} และ V_{DS} จะเป็นลบ เช่นเดียวกับ V_t รวมทั้งกระแส i_D จะไหลเข้าซอร์สและออกจากเดรน

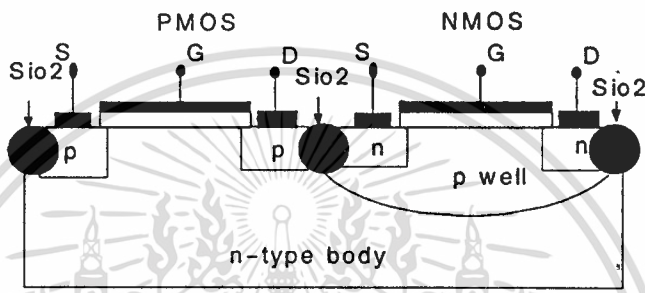
เนื่องจาก NMOS สามารถสร้างได้เล็กกว่า และทำงานได้เร็วกว่า PMOS นอกจากนี้ยังทำหน้าที่แหล่งจ่ายคิซีที่ต่ำกว่า ดังนั้น NMOS เทคโนโลยีเสมือนว่าได้แทนที่ PMOS อย่างไรก็ตาม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PMOS ก็ยังใช้งานในวงจรแบบดิสครีท (discrete circuit design) และที่สำคัญอีกอย่างก็คือทั้ง PMOS และ NMOS จะรวมในวงจรเดียวกัน ซึ่งเรียกว่า ชีมอส

คอมพิเมนตารีมอสหรือชีมอส

ชีมอสเทคโนโลยีประกอบด้วย NMOS และ PMOS รวมอยู่ในชิปเดียวกัน

รูปที่ 7



แสดงภาคตัดขวางของ CMOS

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Subthreshold

จากที่กล่าวมาแล้วว่า มอสเฟต ทำงานที่ $V_{GS} < V_t$ จะไม่มีกระแสไหลหรือ Cut-off ซึ่งจะไม่เป็นความจริงถ้าค่า V_{GS} มีค่าน้อยกว่า แต่เข้าใกล้ V_t โดยจะมีกระแสเดรนค่าเล็กๆไหล ซึ่งการทำงานดังกล่าวจะอยู่ในย่าน “subthreshold” และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับ V_{GS} จะเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล เหมือนกับความสัมพันธ์ระหว่าง i_c - V_{BE} ของ BJT

ลักษณะกระแส - แรงดันของมอสเฟตชนิดเอ็นชานเม้นท์

- 1. ลักษณะพิเศษของ i_D - V_{DS}

รูปที่ 8 (ก) แสดง n-channel enhancement-type MOSFET ที่ป้อน V_{GS} และ V_{DS} เข้าไป การเปลี่ยนค่าแรงดันทั้งสองจะทำให้ได้ i_D - V_{DS} characteristic ดังแสดงในรูปที่ 8 (ข) ซึ่งแสดงให้เห็นย่านการทำงานทั้ง 3 คือ ย่านอิ่มตัว (saturation region), triode region หรือย่านไม่อิ่มตัว และย่าน Cut-off

- 1.1. สำหรับการทำงานในย่านคัทออฟ แรงดัน V_{GS} จะมีค่าน้อยกว่า V_t
- 1.2. สำหรับการทำงานย่านไตรโอด จะต้องมิเงื่อนไขดังนี้

$$V_{GS} \geq V_t \text{ (Induced channel)} \tag{2.2}$$

รักษาแรงดัน V_{DS} ให้มีค่าน้อยๆ เพื่อให้แกนเนลมีความต่อเนื่องกล่าวคือ

$$V_{GD} > V_t \text{ (continuous channel)} \quad (2.3)$$

ซึ่งสามารถเขียนได้อีกอย่างคือ $V_{GD} = V_{GS} - V_{SD} = V_{GS} - V_{DS}$ ดังนั้น $V_{GS} - V_{DS} > V_t$
 จักรูปใหม่จะได้

$$V_{DS} < V_{GS} - V_t \text{ (continuous channel)} \quad (2.4)$$

ดังนั้น n-channel enhancement-type MOSFET จะทำงานในย่านไตรโอด จะมีค่าแรงดัน V_{GS} ที่มากกว่า V_t และแรงดันที่เดรนมีค่าต่ำกว่าที่เกตอย่างน้อย V_t โวลต์

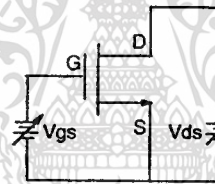
ในย่านการทำงานไตรโอด $i_D - V_{DS}$ characteristic สามารถประมาณโดยสมการ

$$i_D = K[2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (2.5)$$

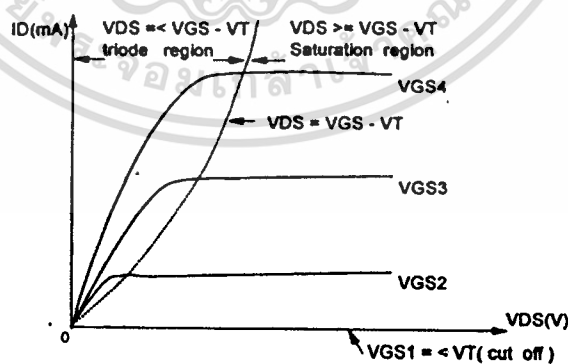
เมื่อ K คือ device parameter

$$K = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (2.6)$$

รูปที่ 8



(ก)



(ข)

แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

(ก) แสดงการทำงานของมอสเฟตที่ป้อน V_{GS} และ V_{DS}

(ข) แสดงย่านการทำงานทั้ง 3 ย่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง μ_n : electron mobility (ซึ่งใช้สำหรับอิเล็กตรอนใน Induced channel)

C_{ox} : (oxide capacitance) คือความต้านทานต่อหน่วยพื้นที่ของเกตกับบอดี้ ซึ่งชั้นของออกไซด์ประพาดตัวเป็นไดอิเล็กตริก

L : ความยาวของแชนเนล

W : ความกว้างของแชนเนล

(W/L) : aspect ratio

ถ้า V_{DS} มีค่าน้อย ๆ เราสามารถละเลยเทอม V_{DS}^2 ในสมการที่ (2.5) จะได้

$$i_D \cong 2K (V_{GS} - V_t) V_{DS} \quad (2.7)$$

จะได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่าง i_D กับ V_{DS} จะเป็นความต้านทานที่เป็นเชิงเส้น; r_{DS}

$$r_{DS} = V_{DS} / i_D = 1 / [2K (V_{GS} - V_t)] \quad (2.8)$$

ซึ่งค่าของ r_{DS} จะถูกควบคุมโดย V_{GS} ซึ่งได้เคยกล่าวไว้แล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ (ดูรูปที่ 2.5)

1.3. สำหรับย่านการทำงานอิมิตัว

$$V_{GS} \geq V_t \text{ (Induced channel)} \quad (2.9)$$

และที่ Pinch off

$$V_{DS} \leq V_t \text{ (Pinched - off channel)} \quad (2.10)$$

หรือเขียนอีกแบบได้ดังนี้

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_t \text{ (Pinched - off channel)} \quad (2.11)$$

ดังนั้น n - channel enhancement - type MOSFET ที่ทำงานในย่านอิมิตัว V_{GS} จะมีค่ามากกว่า V_t และแรงดันจะมีค่าไม่ต่ำกว่าที่เกินมากกว่า V_t โวลต์ ขอบเขตระหว่างย่านไตรโอด และย่านอิมิตัวแสดงได้ดังนี้

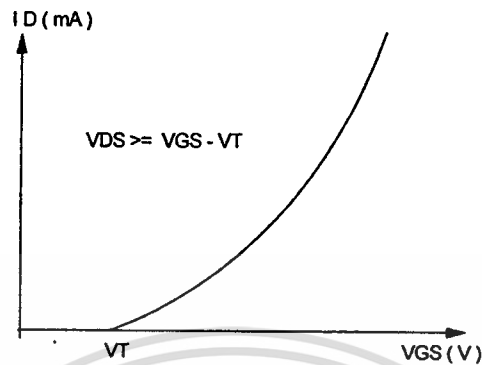
$$V_{DS} = V_{GS} - V_t \text{ (Boundary)} \quad (2.12)$$

แทนค่า V_{DS} ในสมการ (2.12) ลงในสมการ (2.5) จะได้

$$i_D = K(V_{GS} - V_t)^2 \quad (2.13)$$

ดังนั้นมอสเฟตที่ทำงานในย่านอิมิตัวกระแสจะอิสระจากแรงดันเกต V_{GS} และถูกกำหนดโดย V_{GS} ตามความสัมพันธ์ Square - law ในสมการที่ (2.13) ซึ่งได้ sketch ในรูปที่ 9

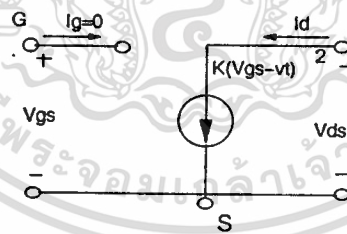
รูปที่ 9



แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_G กับ I_D ขณะที่ $V_{DS(SAT)}$

จะเห็นว่า มอสเฟตในย่านการทำงานดังกล่าวจะประพฤติตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติที่ถูกควบคุมโดย V_{GS} ตามความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการ (2.13) รูปที่ 10 แสดงวงจรแทนสำหรับมอสเฟต ในย่านการทำงานอิ่มตัวซึ่งเป็นแบบจำลองสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่

รูปที่ 10



แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสทรานซิสเตอร์

กลับไปที $i_D - V_{DS}$ characteristic ในรูปที่ 8 (ก) ที่ขอบเขต (เส้นโค้งประ) ระหว่างย่านไตรโอดกับย่านอิ่มตัวถูกกำหนด ด้วยสมการ $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ ทำการแทนค่า V_{DS} ดังกล่าวลงในสมการที่ (2.5) (triode region) และสมการที่ (2.13) (saturation region) จะได้ว่า

$$i_D = K V_{DS}^2 \quad (2.14)$$

บทสรุป

เทคโนโลยีมอสกำลังเป็นที่นิยมในการออกแบบวงจรรวมในปัจจุบัน และมอสแบบซีมอสมีข้อดีกว่าแบบอื่นคือ ประหยัดกำลังไฟ และสมการกระแสเอาต์พุตของมอส มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้น เมื่อทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว และมีความสัมพันธ์เป็นกำลังสอง เมื่อทำงานในช่วงอิ่มตัว ทำให้เราสามารถนำมอสไปออกแบบวงจรได้อย่างกว้างขวาง



บทที่ 3

เทคนิคการออกแบบวงจรคุณสัญญาณโดยใช้ซีมอสในช่วงไม้อิมตัว

บทนำ

วงจรคุณเป็นวงจรที่มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งในระบบโทรคมนาคม ระบบเครื่องมือวัด ระบบการประมวลสัญญาณทางอนาล็อก ในอดีตจนถึงปัจจุบันการออกแบบวงจรคุณ แต่เดิมใช้ทรานซิสเตอร์ในการออกแบบ [30] - [31] ซึ่งต่อมาเทคโนโลยีทางด้านการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์เจริญก้าวหน้าและหันมาใช้มอสทรานซิสเตอร์ในการออกแบบ [1] - [28] ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ในการออกแบบนั้นมีหลักการทำงานของมอสอยู่ 2 แบบ คือให้มอสทำงานในช่วงอิมตัวมาเป็นพื้นฐานของวงจรคุณสัญญาณ และมอสทำงานในช่วงไม้อิมตัวมาเป็นพื้นฐานของวงจรคุณสัญญาณ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึง ทั้ง 2 แบบ ในแบบแรกกล่าวถึงการให้มอสทำงานในช่วงไม้อิมตัวมาเป็นพื้นฐานของวงจรคุณสัญญาณ ซึ่งการใช้ซีมอสในช่วงไม้อิมตัวนั้นเมื่อเร็วๆ นี้มีเสนอบ้างแต่ยังน้อยอยู่ในวารสาร [17] - [19] ซึ่งแต่ละแบบยังสามารถพัฒนาทางด้านช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานให้กว้างขึ้นได้อีก โดยควบคุมสมบัติเดิมอื่นๆ ของวงจรไว้

หลักการเบื้องต้นของวงจรคุณสัญญาณโดยใช้ ซีมอสในช่วงไม้อิมตัว

พิจารณาสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม้อิมตัว

$$I_D = K[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - (V_{DS}^2/2)] \quad (3.1)$$

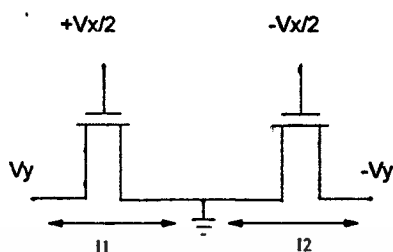
$$= K\left[(V_{GS}V_{DS}) - (V_TV_{DS}) - \left(\frac{V_{DS}^2}{2}\right)\right] \quad (3.1.1)$$

จากสมการถ้าเราสามารถกำจัดเทอม V_TV_{DS} , $V_{DS}^2/2$ ให้หายไปได้จะทำให้เหลือแต่เทอมผลคูณของ $V_{GS}V_{DS}$ โดยให้ V_{GS} และ V_{DS} ต่างก็ให้เป็นอินพุต โดย I_D เป็น กระแสเอาพุตทำให้เราได้เป็นการคูณสัญญาณเกิดขึ้น และถ้าเราต้องการให้เป็นการคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ นั่นคือ V_{GS} และ V_{DS} ต้องแปรค่าจากบวกไปลบได้ ทำให้เราต้องได้กระแสทั้งหมด 4 ตัว ซึ่งก็คือต้องให้มอสเฟตถึง 4 ตัว ในการคูณสัญญาณ แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้มอสนำกระแส 2 ทิศทางได้ในตัวเองโดยอาศัยคุณสมบัติทางความสมมาตรของขาเดรน-เกต กับขาซอร์ส-เกต ทำให้เราสามารถสลับกันระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส ได้นั่นคือ V_{DS} สามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบ ทำให้เราใช้มอสทรานซิสเตอร์เพียง 2 ตัวเท่านั้นในการคูณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

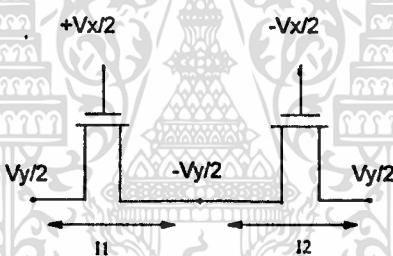
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 11



แสดงวงจรคุณอย่างง่ายแบบที่ 1

รูปที่ 12



แสดงวงจรคุณอย่างง่ายแบบที่ 2

จากรูปได้แสดงไว้ 2 แบบ ซึ่งทั้ง 2 แบบก็มีลักษณะการทำงานเหมือนกัน โดยจากรูปที่ 11 และสมการที่ (3.1) จะได้สมการกระแสดังนี้

เมื่อ $V_y > 0$

$$I_1 = K \left(\frac{V_x}{2} - V_T - \frac{V_y}{2} \right) V_y \quad (3.1.2)$$

$$I_2 = K \left(-\frac{V_x}{2} - V_T - \frac{V_y}{2} \right) V_y \quad (3.1.3)$$

เมื่อ $V_y < 0$

$$I_1 = K \left(\frac{V_x}{2} - V_T + \frac{V_y}{2} \right) V_y \quad (3.1.4)$$

$$I_2 = K \left(-\frac{V_x}{2} - V_T + \frac{V_y}{2} \right) V_y \quad (3.1.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 - I_2 = KV_x V_y \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) จะเห็นว่าในการคูณสัญญาณให้ซิมอสเพียง 2 ตัวในการคูณเท่านั้นและจากรูปที่ 12 สมการที่ (3.1) จะได้สมการกระแสดังนี้

เมื่อ $V_D > V_S$

$$I_1 = \left(\frac{V_x}{2} + \frac{V_y}{2} - V_T - \frac{V_y}{2} \right) V_y \quad (3.2.1)$$

$$I_2 = \left(-\frac{V_x}{2} + \frac{V_y}{2} - V_T - \frac{V_y}{2} \right) V_y \quad (3.2.2)$$

เมื่อ $V_S > V_D$

$$I_1 = \left(\frac{V_x}{2} - \frac{V_y}{2} - V_T + \frac{V_y}{2} \right) (-V_y) \quad (3.2.3)$$

$$I_2 = \left(-\frac{V_x}{2} - \frac{V_y}{2} - V_T + \frac{V_y}{2} \right) (-V_y) \quad (3.2.4)$$

$$I_1 - I_2 = KV_x V_y \quad (3.3)$$

จากสมการ (3.2), (3.3) ซึ่งได้มาจากรูปที่ 11 และ 12 ซึ่งทำเป็นวงจรคูณตามรูปที่ 14 และรูปที่ 26

วงจรปรับขนาดแรงดัน

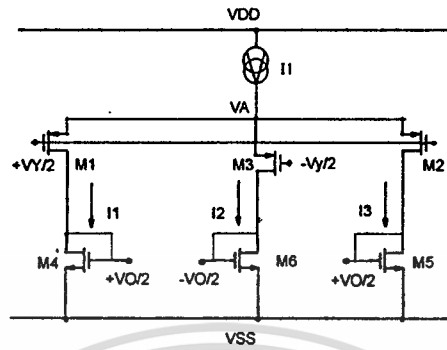
วงจรปรับขนาดแรงดันทำหน้าที่สำคัญอยู่ 2 อย่างคือ

1. ลดขนาดของสัญญาณอินพุตให้เล็กลง เพื่อให้ช่วงคิกคาปฏิต่างานอินพุตกว้างขึ้น
2. ลดระดับของสัญญาณอินพุตให้ต่ำลงเพื่อให้มอส M_{10}, M_{11} ในวงจรรูปที่ 14

ทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว

ซึ่งจากข้อกำหนดข้างต้นทำให้เราได้ออกแบบวงจรปรับขนาดแรงดันที่แสดงดังรูปที่ 3.3

รูปที่ 13



แสดงวงจรปรับขนาดแรงดัน

จากวงจรดังรูปที่ 13 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในช่วงอิ่มตัวและมอส M_1 , M_2 , M_3 สมพจน์กัน และมอส M_4 , M_5 , M_6 สมพจน์กัน อันดับแรกเรามาศึกษาความสัมพันธ์ของขนาดของ V_m กับ V_o เฉพาะมอส M_1 , M_3 , M_4 , M_6 ได้ตามสมการ

$$V_m = V_{GSM1} - V_{GSM3} \quad (3.4)$$

$$I_{DM1} = I_{DM4}, I_{DM3} = I_{DM6} \quad (3.5)$$

$$V_o = V_{GSM4} - V_{GSM5} \quad (3.6)$$

แทนสมการที่ (3.5) และ (3.6) ในสมการที่ (3.4)

$$V_y = V_m = -\sqrt{\frac{K_4}{K_1}} V_o \quad (3.7)$$

ส่วนมอสทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือก็สามารถหาความสัมพันธ์ของ V_m กับ V_o ได้ดังสมการข้างต้น และพิจารณาหาความสัมพันธ์ของระดับของ V_m กับ V_o ได้ตามสมการต่อไปนี้

$$I_1 = I_2, I_T = 2I_1 + I_3 \quad (3.7.1)$$

$$I_1 = K_1 \left(V_A - \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 \quad (3.7.2)$$

$$V_A = \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \frac{V_y}{2} + V_T \quad (3.8)$$

$$I_3 = K_3 \left(V_A + \frac{V_y}{2} + V_T \right)^2 \quad (3.8.1)$$

$$V_A = \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} - \frac{V_y}{2} + V_T \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นนำสมการที่ (3.8) บวกสมการที่ (3.9) การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$2V_A = \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} + 2V_T \quad (3.10)$$

$$I_{DM3} = I_{DM6} \quad (3.10.1)$$

$$K_3 \left(V_A + \frac{V_y}{2} + V_T \right)^2 = K_6 (V_{GSM6} - V_T)^2 \quad (3.10.2)$$

$$-V_y = 2V_A + 2V_T - 2\sqrt{\frac{K_6}{K_3}} (V_{GSM6} - V_T) \quad (3.11)$$

แทนสมการที่ (3.10) ลงในสมการที่ (3.11)

$$-V_y = \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} + 2V_T + 2V_T - 2\sqrt{\frac{K_6}{K_3}} (V_{GSM6} - V_T) \quad (3.11.1)$$

$$-V_y - \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} - \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} = -2\sqrt{\frac{K_6}{K_3}} (V_{GSM6} - V_T) + 4V_T \quad (3.11.2)$$

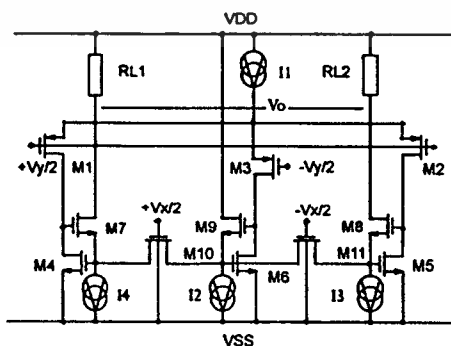
$$V_{GSM6} = V_T + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_3}{K_6}} \left(V_y + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} + 4V_T \right) \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) จะเห็นว่าระดับของ V_{GSM6} ถูกควบคุมด้วยแรงดัน V_y และ I_1, I_3 และพารามิเตอร์ $\frac{K_3}{K_6}$

วงจรคุณสมบัติโดยใช้ชิพมอสในช่วงไม้อิมิตัวร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน (แบบที่ 1)

เมื่อนำวงจรดังรูปที่ 12 และ 13 มาต่อร่วมกัน และเพิ่ม $M_7, M_8, M_9, R_{L1}, R_{L2}, I_2, I_3, I_4$ ก็จะได้เป็นวงจรคุณสมบัติรูปที่ 14

รูปที่ 14



แสดงวงจรคุณสมบัติ 4 ควอดแรนท์ แบบที่ 1

จากสมการที่ (3.3) และสมการที่ (3.7)

$$I_{DM10} = K_{10}(V_x/2 - V_T)V_y \left(-\sqrt{\frac{K_1}{K_4}} \right) \quad (3.12.1)$$

$$I_{DM11} = K_{11}(V_x/2 - V_T)V_y \left(-\sqrt{\frac{K_1}{K_4}} \right) \quad (3.12.2)$$

$$I_{DM11} - I_{DM10} = -K(V_x V_y) \sqrt{\frac{K_1}{K_4}}; K_{10} = K_{11} = K \quad (3.12.3)$$

$$V_o = I_{DM11}R_{L1} - I_{DM10}R_{L2}; R_{L1} = R_{L2} = R \quad (3.12.4)$$

$$V_o = R_L(I_{DM11} - I_{DM10}) \quad (3.12.5)$$

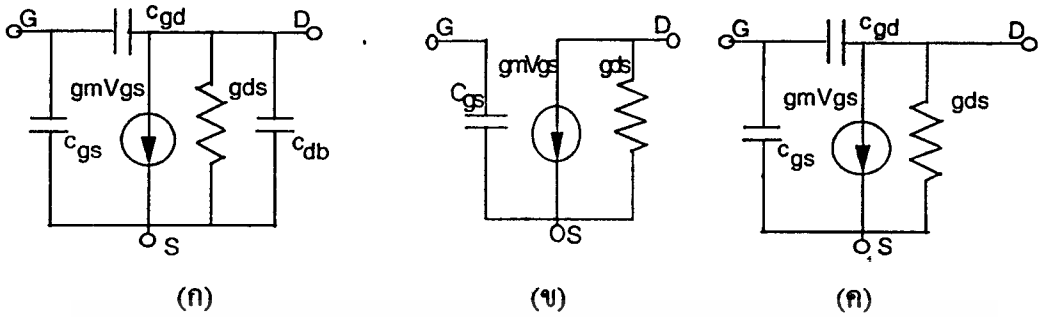
$$V_o = -KR_L V_x V_y \sqrt{\frac{K_1}{K_4}} \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.13) เห็นว่าแรงดัน V_o มีค่าเท่ากับ ผลคูณของแรงดัน V_x และ V_y และ R_L และตัวที่ควบคุมขนาดของเอาพุตก็คือค่าของ K , K_1 , K_4 และทิศทางของเอาพุตกลับกับทิศทางของอินพุต

การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงานในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนอง (Frequency Response) โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small - Signal Model) ซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแสโดยขึ้นอยู่กับแรงดัน (Voltage Controlled Current Source : VCCS) และตัวเก็บประจุ ซึ่งเปรียบเสมือนกับว่ามีประจุสถิตย์ (Stored - Charge) ต่อรวมอยู่ระหว่างข้อต่อ (Junction) ของมอสเฟต ซึ่งคุณสมบัตินี้จะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่มีความถี่สูง โดยที่การวิเคราะห์หาค่าของความถี่ตอบสนองในวงจรสัญญาณนี้ จะใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กมาเป็นตัวช่วยในการประมาณหาค่าความถี่ตอบสนอง และเนื่องจากวงจรดังกล่าวนี้มีขนาดใหญ่ ไม่สะดวกในการวิเคราะห์ ดังนั้นเพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้นจึงขอสมมุติให้ค่า gm , gd , C_{gs} ของมอสที่ทำงานช่วงอิมิตัว มีค่าเท่ากันหมดและเนื่องจากค่า $gm \gg gd$ ทำให้ในเทอมที่มี gm ร่วมกับ gd สมมุติให้ตัดค่า gd ออกไปได้ แต่ค่า gm , gd , C_{gs} ของมอสที่ทำงานช่วงไม่อิมิตัว มีค่าไม่เท่ากับของมอสทำงานในช่วงอิมิตัว ดังนั้นในการคำนวณจึงนำมารวมกันไม่ได้ และเพื่อสะดวกในการวิเคราะห์ จะแบ่งครึ่งของวงจร ในกรณีนี้วงจรมีความสมมาตร ส่วนวงจรสมมูลของมอสแสดงดังรูปที่ 15

รูปที่ 15

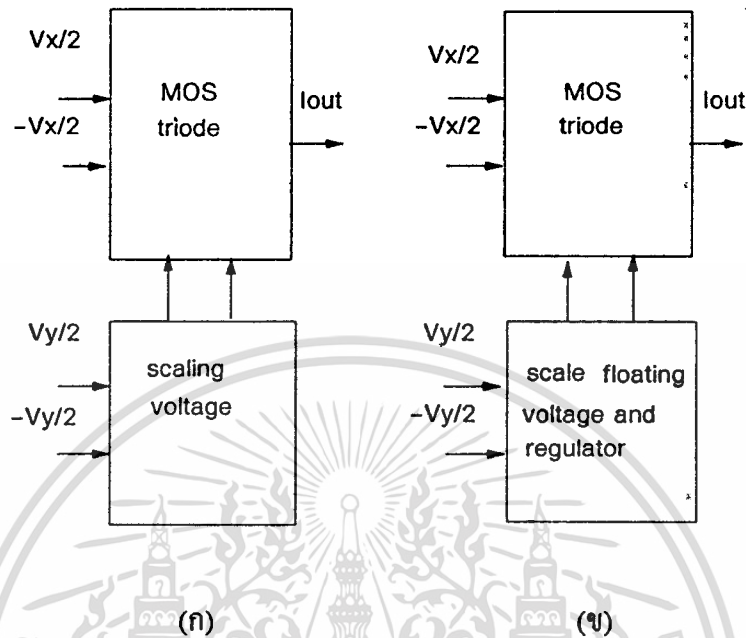


แสดงวงจรสมมูลของมอส

- (ก) วงจรสมมูลของมอสที่ความถี่สูง
- (ข) วงจรสมมูลของมอสทำงานในช่วงอิ่มตัว
- (ค) วงจรสมมูลของมอสทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

การวิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองของวงจรคุณ โดยใช้สมมติฐานทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ซึ่งมีอยู่ 2 วงจร ซึ่งแต่ละวงจรมีวงจรหลักที่เหมือนกันอยู่ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 16 (ก), 16 (ข)

รูปที่ 16



แสดงบล็อกของวงจรคูณสัญญาณโดยใช้ชิปอสทำงานในช่วงไม้อิมตัว

(ก) วงจรคูณสัญญาณแบบที่ 1

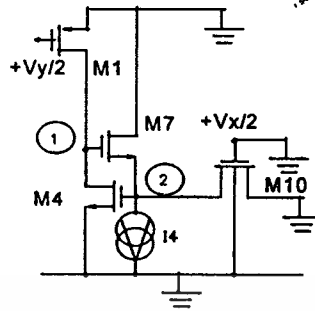
(ข) วงจรคูณสัญญาณแบบที่ 2

ในการวิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองของวงจรที่มีอินพุต 2 อินพุต ซึ่งวงจรไม่สมมาตรกัน ต้องทำการวิเคราะห์ทีละอินพุต โดยให้อินพุตที่เหลือต่อลงกราวด์ไป ซึ่งเริ่มวิเคราะห์ทีละวงจรดังต่อไปนี้

การวิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองอินพุต V_y ของวงจรแบบที่ 1

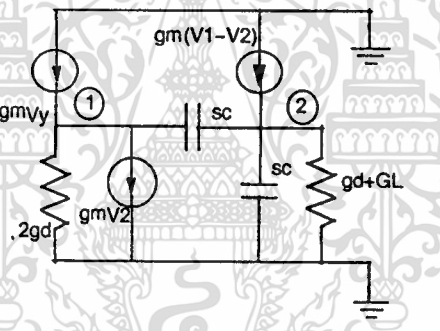
วงจรในแบบที่ 1 (รูปที่ 14) เมื่อพิจารณาที่อินพุต V_y สามารถแบ่งส่วนออกมามีวิเคราะห์ได้ ดังแสดงในรูปที่ 17

รูปที่ 17



แสดงวงจรแบบที่ 1 เมื่อวิเคราะห์ที่อินพุต V_y

รูปที่ 18



แสดงวงจรเสมือนในรูปที่ 17

จากวงจรดังรูปที่ 14 เมื่อให้ $V_x = 0$ แล้ววิเคราะห์ V_y โดยกำหนดให้ค่าความนำรวมของ M_{10} มีค่าเท่ากับ GL และนำวงจรดังรูปที่ 17 มาเขียนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 18 โดยกำหนดให้ gm, gd ทุกตัวมีค่าเท่ากัน เพื่อที่จะสะดวกในการคำนวณ

$$\text{ที่จุด 1} \quad gm(V_y - V_2) = 2V_1gd + sC(V_1 - V_2) \quad (3.13.1)$$

$$gmV_y = V_1(2gd + sC) + V_2(gm - sC) \quad (3.14)$$

$$\text{ที่จุด 2} \quad sC(V_1 - V_2) + gm(V_1 - V_2) = V_2(gd + sC + GL) \quad (3.14.1)$$

$$V_1(gm + sC) = V_2(gd + gm + GL + 2sC) \quad (3.14.2)$$

$$V_1 = V_2 \frac{(gd + GL + gm + 2sC)}{(sC + gm)} \approx V_2 \frac{(GL + gm + 2sC)}{(sC + gm)}; gm \gg gd \quad (3.15)$$

แทนสมการที่ (3.15) ในสมการที่ (3.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

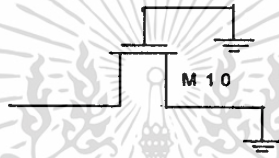
$$gmV_y = V_2 \left[\frac{(2gd + sC)(GL + gm + 2sC)}{(sC + gm)} + (gm - sC) \right] \quad (3.15.1)$$

$$gmV_y = V_2 \left[\frac{(2gd + sC)(GL + gm + 2sC) + gm^2 - (sC)^2}{(sC + gm)} \right] \quad (3.15.2)$$

$$\frac{V_2}{V_y} = \frac{gm(sC + gm)}{(2gd + sC)(GL + gm + 2sC) + gm^2 - (sC)^2} \quad (3.16)$$

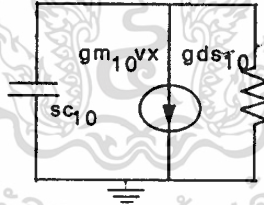
โดยค่า GL ของ M_{10} สามารถหาค่าได้ดังนี้

รูปที่ 19



แสดงมอสที่กำหนดให้เป็น GL

รูปที่ 20



แสดงวงจรเสมือนของรูปที่ 20

จากรูปที่ 17 เมื่อ $V_x = 0$ จะได้ค่า $GL = gd_{10} + sC_{10}$ และเมื่อนำไปแทนในสมการที่ (3.16)

$$\frac{V_2}{V_y} = \frac{gm(sC + gm)}{(2gd + sC)(2sC + gm + gd_{10} + sC_{10}) + gm^2 - (sC)^2} \quad (3.16.1)$$

$$\frac{V_2}{V_y} = \frac{gm(sC + gm) / (gm^2 + 2gd(gd_{10} + gm))}{\frac{s^2(C^2 + CC_{10})}{gm^2 + 2gd(gd_{10} + gm)} + \frac{s[2gd(2C + C_{10}) + Cgm + Cgd_{10}]}{gm^2 + 2gd(gd_{10} + gm)} + 1} \quad (3.17)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.17) จะเห็นได้ว่ามีโพล 2 ตัว ใช้ตัวย่อว่า P_1 และ P_2 และซีโร 1 ตัว

ในที่นี้จะใช้การประมาณค่าโพลตัวที่ต่ำที่สุด ซึ่งสามารถคำนวณได้ โดยสมมติให้ค่าของ $|P_1|$ มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูงาน เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้อยกว่า $|P_2|$ ซึ่งค่าของโพลที่มีค่าต่ำกว่าจะเป็นตัวที่ทำให้เกิดการตอบสนองทางความถี่ ของวงจร นั้นเอง โดยแทนตัวหารของสมการที่ (3.17) ได้เป็น

$$D_{(s)} = \left(1 - \frac{S}{P_1}\right) \left(1 - \frac{S}{P_2}\right) \quad (3.17.1)$$

$$D_{(s)} = 1 - S \left(\frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2} \right) + \frac{S^2}{P_1 P_2} \quad (3.17.2)$$

ค่าของ $|P_2| \gg |P_1|$ เป็นผลให้ $D_{(s)} \approx 1 - \frac{S}{P_1} + \frac{S^2}{P_1 P_2}$ (3.17.3)

สิ่งที่ต้องการคือ $\frac{I_{out}}{V_y}$ าก $V_2 = \frac{I_{out}}{GL}$ (3.17.4)

$$\frac{I_{out}}{V_y G_2} = \frac{N_{(s)}}{D_{(s)}} \quad (3.17.5)$$

$$\frac{I_{out}}{V_y} = \frac{N_{(s)}}{D_{(s)}} GL \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.17.3) ตัวที่กำหนดความถี่สูง Cut-off คือ P_1 ซึ่งก็คือ โพล และจากสมการที่ (3.17) โพล ของวงจรคือ

$$P_1 = \frac{gm^2 + 2gd(gd_{10} + gm)}{2gd(C + C_{10}) + C(gd_{10} + gm)} \quad (3.18.1)$$

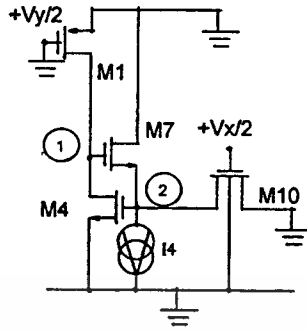
$$P_1 \approx \frac{gm}{C} ; gm \gg gd \quad (3.18.2)$$

จากสมการที่ (3.18) ตัวที่กำหนดความถี่ต่ำ Cut-off คือ $N_{(s)}$ ซึ่งก็คือ ซีโร ซึ่งจากสมการ ที่ (3.17) ซีโรของวงจรคือ $Z_1 = \frac{gm}{C}$ จะเห็นว่าค่าโพล กับค่าซีโร มีค่าใกล้เคียงกัน และจะเป็น ความถี่ต่ำ Cut-off เมื่อ $Z_1 < P_1$ จะเป็นความถี่สูง Cut-off เมื่อ $Z_1 > P_1$

การวิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองอินพุต V_x ของวงจรแบบที่ 1

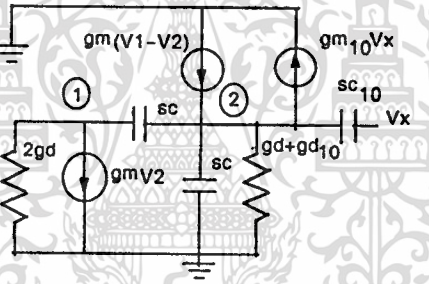
วงจรในแบบที่ 1 (รูปที่ 13) เมื่อพิจารณาที่อินพุต V_x สามารถแบ่งส่วนออกมาวิเคราะห์ได้ ดังแสดงในรูปที่ 21

รูปที่ 21



แสดงวงจรอนุแบบที่ 1 เมื่อวิเคราะห์หาค่า V_x

รูปที่ 22



แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 21

ที่จุด 1

$$(V_2 - V_1)sC = 2gdV_1 + V_2gm \quad (3.18.3)$$

$$V_2(sC - gm) - V_1(sC + 2gd) = 0 \quad (3.19)$$

ที่จุด 2

$$(V_x - V_2)sC_{10} + gm(V_1 - V_2) = gm_{10}V_x + V_2(gd + gd_{10} + sC) + sC(V_2 - V_1) \quad (3.19.1)$$

$$V_x sC_{10} - V_x gm_{10} - V_2 sC_{10} + V_1 gm - V_2 gm - V_2(gd + gd_{10} + sC) + V_1 sC - V_2 sC = 0 \quad (3.19.2)$$

$$V_x(sC_{10} - gm_{10}) - V_2(sC_{10} + gm + gd + gd_{10} + sC + sC) + V_1(gm + sC) = 0 \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.19) $\frac{V_2(sC - gm)}{(sC + 2gd)} = V_1$ แทนในสมการที่ (3.20)

$$V_x(sC_{10} - gm_{10}) - V_2 \left[sC_{10} + gm + gd_{10} + 2sC - \frac{(gm + sC)(sC - gm)}{(sC + 2gd)} \right] = 0 \quad (3.20.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_2}{V_x} = \frac{(sC_{10} - gm_{10})}{(sC_{10} + 2sC + gm + gd_{10}) - \frac{(gm + sC)(sC - gm)}{(sC + 2gd)}} \quad (3.20.2)$$

$$= \frac{(sC_{10} - gm_{10})(sC + 2gd)}{(sC_{10} + 2sC + gm + gd_{10})(sC + 2gd) - (gm + sC)(sC - gm)} \quad (3.20.3)$$

$$= \frac{(sC_{10} - gm_{10})(sC + 2gd)}{s^2 C_{10} C + 2(sC)^2 + sC(gm + gd_{10}) + 2gds(C_{10} + 2C) + 2gd(gm + gd_{10}) + gm^2 - (sC)^2} \quad (3.20.4)$$

$$= \frac{(sC_{10} - gm_{10})(sC + 2gd)}{s^2(C_{10}C + C^2) + s(Cgm + Cgd_{10} + 2gd(C_{10} + 2C)) + 2gd(gm + gd_{10}) + gm^2} \quad (3.21)$$

$$= \frac{s^2(CC_{10} + C^2)}{2gd(gm + gd_{10}) + gm^2} + \frac{s(2gd(C_{10} + 2C) + gmC + gd_{10}C)}{2gd(gm + gd_{10}) + gm^2} + 1 \quad (3.21)$$

สิ่งที่ต้องการคือ $\frac{I_{out}}{V_x}$ และ $I_{out} = V_2 GL$ (3.21.1)

$$\frac{I_{out}}{V_x} = \frac{N(s)}{D(s)} GL \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.22) ตัวที่กำหนดความถี่ Cut-off คือ $D(s)$ และเมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (3.21) กับสมการที่ (3.18) จะได้ว่า

$$P_1 = \frac{2gd(gm + gd_{10}) + gm^2}{2gd(C_{10} + C) + 2gmC + gd_{10}C} \quad (3.22.1)$$

$$P_1 \approx \frac{gm}{4\pi C} \quad (3.22.2)$$

จากสมการที่ (3.21) ตัวที่กำหนดความถี่ต่ำ Cut-off คือ ซีโร $Z_1 = \frac{gm_{10}}{C_{10}}$ (3.22.3)

$$Z_2 = \frac{2gd}{C} \quad (3.22.4)$$

เมื่อเปรียบเทียบ $Z_1 < Z_2$ และ $Z_1 < P_1$ แสดงว่า Z_1 เป็นตัวกำหนดความถี่ Cut-off จะได้ความถี่ต่ำ Cut-off ของ V_x ในวงจรคูณแบบที่ 1 คือ $f = \frac{gm_{10}}{2\pi C_{10}}$ (3.22.5)

การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต

เนื่องจากการนำวงจรคูณไปใช้งานต้องคำนึงถึงคุณสมบัติของวงจร เช่น ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต, ช่วงปฏิบัติงานทางเอาพุต, ช่วงความถี่ตอบสนอง, อินพุตอิมพีแดนซ์, เอาพุตอิมพีแดนซ์ เหล่านี้เป็นสิ่งที่สำคัญที่ต้องพิจารณา เพื่อจะนำวงจรที่ออกแบบไว้นำไปสร้างหรือใช้งานให้ได้ประสิทธิภาพมากที่สุด ช่วงศึกษาปฏิบัติงานของวงจรโดยใช้ซิมูเลชันช่วงไม่อิมิตัวพร้อมกับวงจรปรับ

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดแรงดันตามรูปที่ 14 จะเห็นว่า แรงดันที่ใช้เป็นแรงดันผลต่างแบบสมมาตร $+\frac{V_x}{2}$, $-\frac{V_x}{2}$, $+\frac{V_y}{2}$, $-\frac{V_y}{2}$ จะเห็นว่า ขนาดของแรงดันสูงสุดจะเท่ากับขนาดของแรงดันต่ำสุด โดยที่ตรงข้ามกัน ($V_{(max)} = -V_{(min)}$) และช่วงปฏิบัติงานก็คือช่วง $V_{(max)} - V_{(min)}$, V_x , V_y

พิจารณาออสตัวที่ทำหน้าที่คูณสัญญาณซึ่งถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงไม้อิ่มตัวตลอด ช่วงปฏิบัติงานของอินพุต ซึ่งมอสจะทำงานถูกต้องมีเงื่อนไขดังนี้

$$V_{GS} \setminus V_{DS} + V_T \quad ; \quad V_D \setminus V_S \quad (3.22.6)$$

วงจรมีกำหนดให้มอสนำกระแสได้ 2 ทิศทาง โดยอาศัยคุณสมบัติด้านความสมมาตรของเดรนและซอร์สในมอสทำให้ได้เงื่อนไขอีกคือ

$$V_{GD} \setminus V_{DS} + V_T \quad ; \quad V_S \setminus V_D \quad (3.22.7)$$

และจากวงจรดังรูป 14 จะได้

$$V_{GM10(min)} = V_{DM10(max)} + V_T \quad (3.22.8)$$

หรือ

$$-\frac{V_x}{2} = V_{GSM6} + V_{SS} + V_T \quad (3.22.9)$$

$$\text{และช่วงปฏิบัติงาน } V_x = -2V_{GSM6} - 2V_{SS} - 2V_T \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) จะเห็นว่าช่วงปฏิบัติงาน V_x ถูกควบคุมโดย V_{GSM6} ซึ่งต้องหาตัวที่ควบคุม V_{GSM6} อีกทีหนึ่ง
จากสมการที่ (3.12)

$$V_{GSM6} = V_T + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_3}{K_6}} \left(V_y + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} + 4V_T \right) \quad (3.23.1)$$

แทนสมการที่ (3.12) ลงในสมการที่ (3.23)

$$V_x = -2V_T - \sqrt{\frac{K_3}{K_6}} \left(V_y + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} + 4V_T \right) - 2V_{SS} - 2V_T \quad (3.23.2)$$

$$V_x = -4V_T - 2V_{SS} - \sqrt{\frac{K_3}{K_6}} \left(V_y + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} + 4V_T \right) \quad (3.23.3)$$

และจากสมการข้างบนจะเห็นว่าช่วงปฏิบัติงาน V_x ขึ้นอยู่กับ V_y และค่า V_{SS} , K_1 , K_3 , K_6
พิจารณาช่วงปฏิบัติงาน V_y จะได้

$$V_y = -\sqrt{\frac{K_6}{K_3}} (V_x + 4V_T + 2V_{SS}) - \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} - \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} - 4V_T \quad (3.23.4)$$

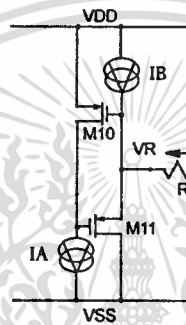
เพื่อความสะดวกในการนำไปใช้ กำหนดให้ช่วงปฏิบัติงาน $V_x = V_y$

$$V_x = \left(-\frac{\sqrt{K_3}}{\sqrt{K_6} + \sqrt{K_3}} \right) \left(\sqrt{\frac{K_6}{K_3}} (2V_{SS} + 4V_T) + \sqrt{\frac{I_1}{K_1}} + \sqrt{\frac{I_3}{K_3}} + 4V_T \right) \quad (3.24)$$

วงจรรักษาระดับแรงดัน

วงจรรักษาระดับแรงดันถูกออกแบบให้มีแรงดัน V_R (Voltage Regulator) มีค่าต่ำกว่าศูนย์โวลต์ เมื่อนำไปต่อร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว ทำให้ระดับสัญญาณเอาพุตของวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัวถูกลดระดับแรงดันลง เพื่อทำให้มอส M_{12} , M_{13} ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

รูปที่ 23



แสดงวงจรรักษาระดับแรงดัน

จากรูป 23 กระแส I_A เป็นตัวกำหนดให้แรงดัน V_{GSM10} คงที่ นั่นคือ V_R (Voltage Regulator) มีค่าคงที่ตลอดเวลา ส่วน M_{11} เป็นตัวผ่านของกระแสเข้ามาที่จุด V_R และมี V_{DS} คงที่ตลอดเวลา I_B เป็นตัวจ่ายกระแสในขณะที่มีการดึงกระแสที่จุด V_R

$$V_R = V_{DD} - V_{GSM10} \quad (3.24.1)$$

$$V_R = V_{DD} - \left(\sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} + V_T \right) \quad (3.24.2)$$

$$-I_{R(max)} = I_B \quad (3.24.3)$$

$$I_{R(max)} + I_B = K(V_{GSM11} + V_T)^2 \quad (3.24.4)$$

$$V_T + \sqrt{\frac{(I_{R(max)} + I_B)}{K}} = V_{GSM11} \quad (3.24.5)$$

$$V_{GSM11(max)} \leq V_R - V_{SS} - V_{IA} ; V_{IA} \text{ เป็นแรงดันต่ำสุดที่ตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแส } I_A \quad (3.24.6)$$

$$V_T + \sqrt{\frac{(I_B + I_{R(max)})}{K}} = V_R - V_{SS} - V_{IA} \quad (3.24.7)$$

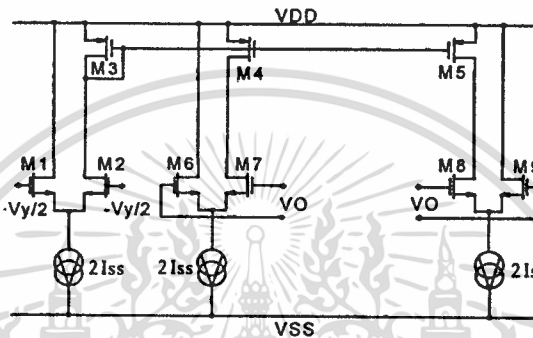
$$I_{R(max)} = K(V_R - V_{SS} - V_{IA} - V_T)^2 - I_B \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว

หลักการของวงจรนี้ประกอบด้วย วงจรคู่มือเฟอเรนเชิล 3 ชุด และวงจรสะท้อนกระแส 1 ชุด และวงจรคู่มือเฟอเรนเชิล 3 ชุด ประกอบกันดังรูป ซึ่งก่อนที่อธิบายวงจรคู่มือเฟอเรนเชิล จะขออธิบายการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสก่อน

รูปที่ 24

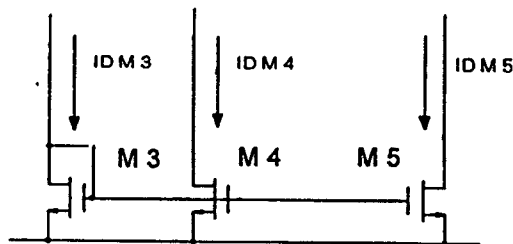


แสดงวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว

วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสที่นำมาใช้ในวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัวนี้เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ เรียกว่า Wilson Current Mirror เนื่องด้วยการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบลบและแบบบวกจะมีการทำงานที่เหมือนกัน แตกต่างกันที่ การใช้จะมีข้อตรงกันข้ามกันเท่านั้นเอง และเพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจในที่นี่ จะอธิบายเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกแทน ดังรูปที่ 25

รูปที่ 25



แสดงวงจรสะท้อนกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทรานซิสเตอร์ M_3 , M_4 , M_5 เป็นมอสชนิด NMOS และทั้งหมดทำงานในช่วงอิมิตัวสามารถเขียนสมการกระแสเดรนได้เป็น

$$I_{DM3} = K_3(V_{GSM3} - V_T)^2 \quad (3.25.1)$$

$$I_{DM4} = K_4(V_{GSM4} - V_T)^2 \quad (3.25.2)$$

$$I_{DM5} = K_5(V_{GSM5} - V_T)^2 \quad (3.25.3)$$

$$K_3 = K' \frac{W_3}{L_3}; K'_3 = \frac{\mu_0 C_{ox}}{2} = K'_4 = K'_5 \quad (3.25.4)$$

และอัตราส่วน (Ratio) ของวงจรสะท้อนกระแสดังสมการ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_4}{I_3} = \frac{(W/L)_4(V_{GSM4} - V_T)^2}{(W/L)_3(V_{GSM3} - V_T)^2} = \left(\frac{W}{L}\right)_4 / \left(\frac{L}{W}\right)_3 \quad (3.25.5)$$

$$\frac{I_5}{I_3} = \frac{(W/L)_5(V_{GSM5} - V_T)^2}{(W/L)_3(V_{GSM3} - V_T)^2} = \left(\frac{W}{L}\right)_5 / \left(\frac{L}{W}\right)_3 \quad (3.25.6)$$

และถ้ากำหนดให้ $\left(\frac{W}{L}\right)_4 = \left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_5 \quad (3.25.7)$

$$I_3 = I_4 = I_5 \quad (3.25.8)$$

วงจรคิฟเฟอเรนเชียลมีทั้งหมด 3 ชุด โดยชุดที่ 1 ประกอบด้วย M_1 และ M_2 ทำหน้าที่เปลี่ยนจากแรงดันเป็นกระแส ส่วนวงจรคิฟเฟอเรนเชียล ชุดที่ 2 และ 3 ทำหน้าที่เปลี่ยนจากกระแสเป็นแรงดัน โดยทุกชุดมีกระแสที่ควบคุมที่ I_{SS} พิจารณารูป 24 กำหนดให้มอสทุกตัวทำงานในช่วงอิมิตัวและมอส M_3 , M_4 , M_5 สมพียงกันทุกประการทำให้กระแสที่ไหลผ่าน M_2 เท่ากับ M_7 เท่ากับ M_8 กระแส $2I_{SS}$ ก็จะบังคับให้กระแสที่ไหลผ่าน M_1 เท่ากับ M_6 เท่ากับ M_5 และ W/L ของ M_1 , M_7 , M_8 , M_9 ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของ V_{in} กับ V_o ดังสมการ

$$V_{in} = V_{GSM1} - V_{GSM2} \quad (3.26)$$

$$V_o = V_{GSM6} - V_{GSM7} = V_{GSM9} - V_{GSM8} \quad (3.26.1)$$

$$I_{DM1} = I_{DM6} = I_{DM9} \quad (3.27)$$

$$I_{DM2} = I_{DM7} = I_{DM8} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.27) $V_{GSM1} - V_T = \sqrt{\frac{K_6}{K_1}}(V_{GSM6} - V_T) = \sqrt{\frac{K_9}{K_1}}(V_{GSM9} - V_T) \quad (3.29)$

จากสมการที่ (3.28) $V_{GSM2} - V_T = \sqrt{\frac{K_7}{K_2}}(V_{GSM7} - V_T) = \sqrt{\frac{K_8}{K_2}}(V_{GSM8} - V_T) \quad (3.30)$

จากสมการที่ (3.26)

$$V_{GSM1} - V_{GSM2} = \sqrt{\frac{K_6}{K_1}}(V_{GSM6} - V_{GSM7}) = \sqrt{\frac{K_9}{K_1}}(V_{GSM9} - V_{GSM1}) \quad (3.30.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = \sqrt{\frac{K_6}{K_1}} V_o = \sqrt{\frac{K_9}{K_1}} V_o \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.31) จะเห็นว่า V_{in} กับ V_o มีรูปร่างหรือทิศทางของสัญญาณมีลักษณะเดียวกัน แตกต่างกันที่ขนาดของสัญญาณเท่านั้น ถ้าค่าของ $\sqrt{\frac{K_6}{K_1}}$ มีค่ามากๆ ทำให้ V_o ที่ได้มีค่าน้อยลง เมื่อนำวงจรนี้ไปต่อร่วมกับวงจรคูณทำให้ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตสูงขึ้น

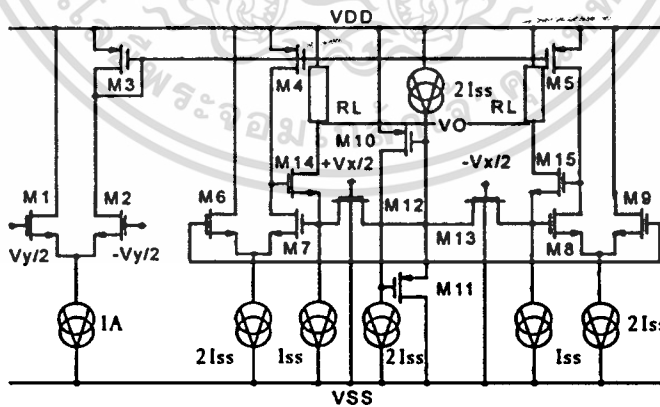
วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ชิพมอสในช่วงไม่อิ่มตัวร่วมกับวงจรรักษาระดับแรงดันและวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว (แบบที่ 2)

จากวงจรคูณแบบพื้นฐาน ดังรูปที่ 11 การที่จะทำให้วงจรนั้นไปใช้งานได้จริง จำเป็นต้องมีวงจรต่อรวม เพื่อทำหน้าที่ คือ

1. ลดระดับของสัญญาณอินพุต V_y ให้ต่ำลง เพื่อที่จะทำให้มอสทำงานในย่านไม่อิ่มตัว
2. ลดขนาดของสัญญาณอินพุตให้น้อยลง เพื่อทำให้ช่วงปฏิบัติงานของอินพุตมากขึ้น ซึ่ง

คุณสมบัติดังกล่าวนี้ สามารถทำได้โดยใช้วงจรรูปที่ 23 และรูปที่ 24 มาต่อรวมกัน ก็จะได้วงจรตามรูปที่ 26

รูปที่ 26



แสดงวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ แบบที่ 2

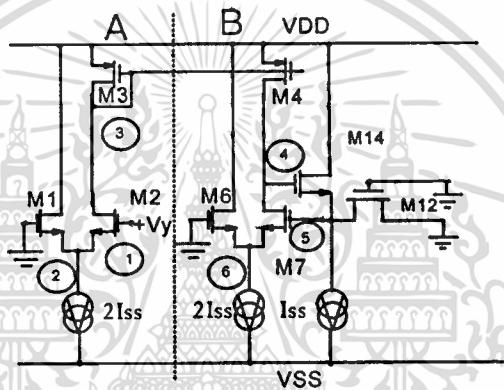
$$V_o = \sqrt{\frac{K_1}{K_6}} K_{12} V_x V_y \quad (3.31.1)$$

จากรูป M_{14}, M_{15} ทำหน้าที่เป็นตัวผ่านของกระแสโดยมีแหล่งจ่ายกระแส I_{ss} เป็นกระแสไบอัส และมีความต้านทาน R_L ทำหน้าที่เปลี่ยนจากกระแสเป็นแรงดัน
การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองอินพุต V_y ของวงจรแบบที่ 2

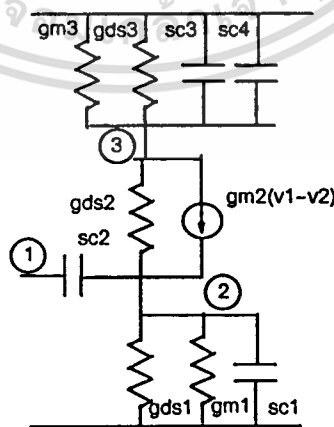
วงจรดังรูปที่ 26 จะเห็นว่ามีความซับซ้อน การวิเคราะห์จะยุ่งยากมาก ดังนั้นในการวิเคราะห์ขอแบ่งส่วนวงจรในกรณีที่สมควรวิเคราะห์จะได้ดังรูปที่ 27 โดยจุดที่ถูกแบ่งออกให้ถือเป็นจุดรวมหรือกราวด์ไป

รูปที่ 27



แสดงวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว

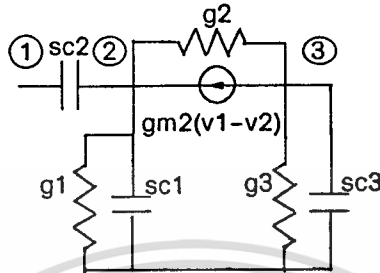
รูปที่ 28



แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจร รูปที่ 27

จากรูปที่ 27 แบ่งเป็น 2 ส่วนคือส่วน A กับส่วน B โดยที่ส่วน A และส่วน B ไม่มีจุดที่ต่อถึงกัน ดังนั้นจึงขอวิเคราะห์ส่วน A ก่อน

รูปที่ 29



แสดงการปรับปรุงวงจรรูปที่ 28

จากรูปที่ 28 สามารถเขียนใหม่เป็นรูปที่ 29 และรวมค่าความนำและตัวเก็บประจุที่สามารถรวมกันได้ เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์ โดย $C_1 = C_{gs1}$, $C_2 = C_{gs2}$, $C_3 = C_{gs3} + C_{gs4}$, $g_1 = gm_1 + gd_1$, $g_2 = gd_2$, $g_3 = gm_3 + gd_3$

โดยจากพารามิเตอร์ โดยทั่วไปนั้นค่า $gd \ll gm$

พิจารณาที่จุด 2

$$sC_2(V_1 - V_2) - V_2(g_1 + sC_1) + gm_2(V_1 - V_2) + g_2(V_3 - V_2) = 0 \quad (3.31.2)$$

$$V_1(sC_2 + gm_2) - V_2(g_1 + gm_2 + g_2 + sC_2 + sC_1) + g_2V_3 = 0 \quad (3.32)$$

พิจารณาที่จุด 3

$$V_3(g_3 + sC_3) + gm_2(V_1 - V_2) + g_2(V_3 - V_2) = 0 \quad (3.32.1)$$

$$V_1gm_2 - V_2(gm_2 + g_2) + V_3(g_3 + g_2 + sC_3) = 0 \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.32) และ สมการที่ (3.33) สามารถหาค่าของ

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{-gm_2(gm_1 + sC_1) / (gm_2gm_3 + gm_1gm_3)}{\frac{C_3s^2(C_1 + C_2)}{gm_2gm_3 + gm_1gm_3} + \frac{5m_3C_3gm_2(C_1 + C_2) + C_3gm_1}{gm_2gm_3 + gm_1gm_3} + 1} \quad (3.34)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.34) จะเห็นได้ว่ามีโพล 2 ตัว ใช้ตัวย่อว่า P_1 และ P_2 และซีโร 1 ตัว ในที่นี้จะใช้การประมาณค่าโพลตัวที่ต่ำที่สุด ซึ่งสามารถคำนวณได้ โดยสมมติให้ค่าของ $|P_1|$ มีค่าน้อยกว่า $|P_2|$ ซึ่งค่าของโพลที่มีค่าต่ำกว่าจะเป็นตัวที่ทำให้เกิดการตอบสนองทางความถี่ ของวงจรนั่นเอง โดยแทนตัวหารของสมการที่ (3.34) ได้เป็น

$$D(s) = \left(1 - \frac{s}{P_1}\right) \left(1 - \frac{s}{P_2}\right) \quad (3.34.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_{(s)} = 1 - S \left(\frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2} \right) + \frac{S^2}{P_1 P_2} \quad (3.34.2)$$

ค่าของ P_1 จะอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ และ P_2 จะอยู่ในช่วงความถี่สูงกว่า ดังนั้น $|P_2| \gg |P_1|$ เป็นผลให้สมการที่ (3.34.2) มีค่าประมาณ

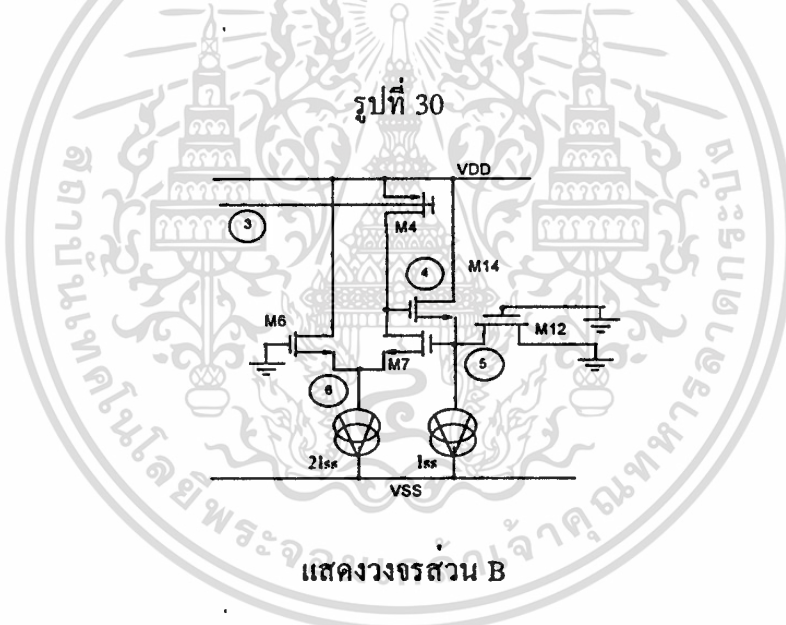
$$D_{(s)} \approx 1 - \frac{S}{P_1} + \frac{S^2}{P_1 P_2} \quad (3.35)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.34) เทียบสัมประสิทธิ์กับสมการที่ (3.35) ค่า P_1 ที่ได้จะมีค่าประมาณ

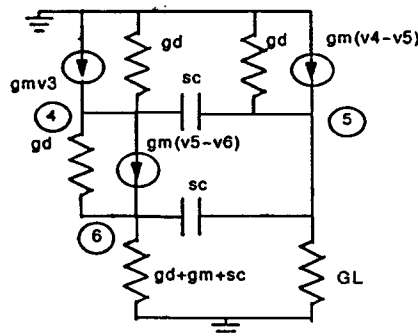
$$P_1 \approx \frac{-(gm_2 gm_3 + gm_1 gm_3)}{C_3 gm_2 + gm_3 (C_1 + C_2) + C_3 gm_1} \quad (3.35.1)$$

จากสมการที่ (3.34) ซีโรของวงจรคือ $Z_1 = \frac{gm_1}{C_1} \quad (3.35.2)$

1. การวิเคราะห์ในส่วน B



รูปที่ 31



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับแสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 30 ขาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด 5 จะได้

$$V_4(gm + sC) - V_5(gm + 2sC + GL) + V_6sC = 0 \quad (3.36)$$

ที่จุด 4 จะได้

$$V_4(sC + 2gd) + V_5(gm - sC) - V_6gm = V_3gm \quad (3.37)$$

ที่จุด 6 จะได้

$$-V_4gd - V_5(gm + sC) + V_6(2gm + 2sC) = 0 \quad (3.38)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.36) - (3.38) มาเขียนใหม่ด้วยการแทนตัวแปรใหม่เป็นเมตริกซ์ได้

$$AV_4 + BV_5 + CV_6 = 0 \quad (3.38.1)$$

$$DV_4 + EV_5 + FV_6 = V_3gm \quad (3.38.2)$$

$$IV_4 + JV_5 + KV_6 = 0 \quad (3.38.3)$$

โดยกำหนดให้ตัวแปรต่างมีค่าดังนี้

$$A = (gm + sC)$$

$$B = -(gm + 2sC + GL)$$

$$C = sC$$

$$D = (sC + 2gd)$$

$$E = (gm - sC)$$

$$F = -gm$$

$$I = -gd$$

$$J = -(gm - sC)$$

$$K = (2gm + 2sC)$$

และจากเมตริกซ์ดังกล่าวสามารถหาค่า V_5 ได้โดยอาศัยหลักการของ Crammer's rule

$$V_5 = \frac{V_3gm(AK - IC)}{AEK + BFI + CDJ - IEC - JFA - KDB} \quad (3.39)$$

จาก

$$\frac{V_5}{V_3} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.39.1)$$

ทำการกระจายเทอม $D(s)$ ในสมการที่ (3.39) โดยพิจารณาเฉพาะที่มี s กำลังหนึ่ง และกำลังศูนย์ และเทอม GL เท่านั้น

$$D(s) = -sC3gm^2 - GL(gmgd + sCgm) - gm^2gd \quad (3.40)$$

GL คือค่าความนำของมอเตอร์ในช่วงไม่อิ่มตัว (M_{12}) ซึ่งมีค่า $GL = gd_{12} + sC_{12}$ เนื่องจากค่า gm , gd ของมอเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิ่มตัว และในช่วงไม่อิ่มตัว มีค่าไม่เท่ากัน แยก gm , gd ของมอเตอร์ในช่วงไม่อิ่มตัวด้วยตัวเลขที่ของมอเตอร์

$$D(s) = -sC3gm^2 - (gd_{12} + sC_{12})(gmgd + sCgm) - gm^2gd \quad (3.40.1)$$

$$D(s) = -s(3Cgm^2 - Cgmgd_{12} - C_{12}gmgd) - gm^2gd - gmgdgd_{12} \quad (3.40.2)$$

$$D(s) = s \frac{(3Cgm^2 - Cgmgd_{12} - C_{12}gmgd)}{(gm^2gd + gmgdgd_{12})} + 1 \quad (3.41)$$

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (3.41) กับสมการที่ (3.17.3) จะได้ว่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_1 = \frac{(gm^2 gd + gm gd gd_{12})}{(3Cgm^2 - Cgm gd_{12} - C_{12} gm gd)} = \frac{(gm gd + gd gd_{12})}{(3Cgm - Cgd_{12} - C_{12} gd)} \quad (3.41.1)$$

เมื่อเทียบ P_1 ของสมการที่ (3.41) กับ P_1 ของสมการที่ (3.34) จะเห็นว่ามีค่าใกล้เคียงกัน
ความถี่สูง Cut-off ของอินพุต V_y ในวงจรคูณที่ใช้ แบบที่ 2

$$f = \frac{(gm gd + gd gd_{12})}{2\pi(3Cgm - Cgd_{12} - C_{12} gd)} \quad (3.41.2)$$

จากสมการที่ (3.39) สามารถหาค่าซีโร ได้คือ

$$N_{(s)} = (2V_3 gm (gm + sC)(gm + sC) + gdsC) \quad (3.41.3)$$

$$= V_3 gm (2gm^2 + 4gmsC + 2(sC)^2 + gdsC) \quad (3.41.4)$$

$$= V_3 gm (2(sC)^2 + sC(4gm + gd) + 2gm^2) \quad (3.41.5)$$

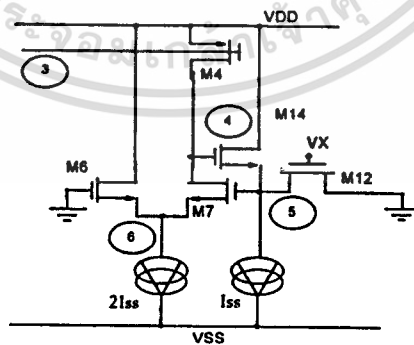
$$= V_3 gm \left(\frac{2(sC)^2}{2gm^2} + \frac{sC(4gm + gd)}{2gm^2} + 1 \right) \quad (3.41.6)$$

ซีโร ของวงจรคือ $Z_1 = \frac{2gm^2}{(4gm + gd)C} \quad (3.41.7)$

นั่นคือความถี่ต่ำ Cut-off คือ $f = \frac{gm^2}{\pi(4gm + gd)C} \quad (3.41.8)$

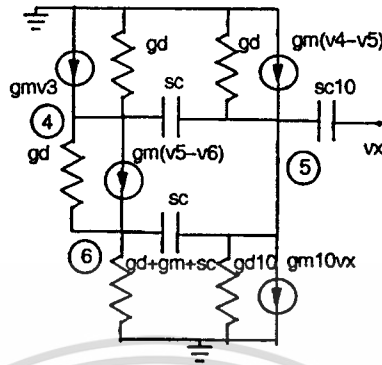
วิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองอินพุต V_x ของวงจรแบบที่ 2

รูปที่ 32



แสดงวงจรในส่วน B เมื่อวิเคราะห์ V_x

รูปที่ 33



แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 32

เมื่อให้ $V_1=0$ ทำให้ที่จุด V_3 มีค่าคงที่ ทำให้ในเทอมของแหล่งจ่ายกระแส V_3gm มีค่าคงที่เราประมาณให้มีค่าความต้านทานสูงมาก จึงสามารถตัดเทอม V_3gm ทิ้งไป
ที่จุด 4 จะได้

$$V_4(sC + 2gd) + V_5(gm - sC) - V_6gm = 0 \quad (3.42)$$

ที่จุด 5 จะได้

$$V_4(gm + sC) - V_5(2sC + sC_{10} + gm + gd_{10}) + V_6sC = V_x(gm_{10} - sC_{10}) \quad (3.43)$$

ที่จุด 6 จะได้

$$-V_4gd - V_5(gm + sC) + V_6(2gm + 2sC) = 0 \quad (3.44)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.42) - (3.44) มาเขียนใหม่ด้วยการแทนตัวแปรใหม่คือ

$$AV_4 + BV_5 + CV_6 = V_x(gm_{10} - sC_{10}) \quad (3.44.1)$$

$$DV_4 + EV_5 + FV_6 = 0 \quad (3.44.2)$$

$$IV_4 + JV_5 + KV_6 = 0 \quad (3.44.3)$$

โดยกำหนดให้ตัวแปรต่างๆมีค่าดังต่อไปนี้

$$A = (gm + sC)$$

$$B = -(gm + 2sC + sC_{10} + gd_{10})$$

$$C = sC$$

$$D = (sC + 2gd)$$

$$E = (gm - sC)$$

$$F = -gm$$

$$I = -gd$$

$$J = -(gm + sC)$$

$$K = (2gm + 2sC)$$

และจากเมตริกซ์ดังกล่าวสามารถหาค่า V_5 ได้โดยอาศัยหลักการของ Cramer's rule

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_s = \frac{(FI - KD)V_x(gm_{10} - sC_{10})}{AEK + BFI + CDJ - IEC - JFA - KDB} \quad (3.45)$$

จาก
$$\frac{V_s}{V_x} = \frac{N_{(s)}}{D_{(s)}} \quad (3.45.1)$$

ทำการกระจายเทอม $D_{(s)}$ และ $N_{(s)}$ ในสมการที่ (3.45) โดยเลือกพิจารณาเฉพาะเทอมที่มี s กำลังหนึ่ง และกำลังศูนย์เท่านั้น และเปรียบเทียบกับสมการที่ (3.40) จะเห็นว่ามีความเหมือนกัน ถ้าให้ GL ในสมการที่ (3.45) มีค่าเป็น $sC_{10} + gd_{10}$ ซึ่งขอยกสมการที่ (3.40)

$$D_{(s)} = -3sCgm^2 - GL(gmgd + sCgm) - gm^2gd \quad (3.45.2)$$

$$D_{(s)} = -sC_3gm^2 - (sC_{10} + gd_{10})(gmgd + sCgm) - gm^2gd \quad (3.45.3)$$

$$D_{(s)} = \frac{s^2CC_{10}gm}{gm(gmgd + gdgd_{10})} - s \frac{(3Cgm + Cgd_{10} + C_{10}gd)}{(gmgd + gdgd_{10})} + 1 \quad (3.46)$$

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (3.46) กับสมการที่ (3.18) จะได้ว่า

$$P_1 = \frac{(gmgd + gdgd_{10})}{(3Cgm + Cgd_{10} + C_{10}gd)} \quad (3.46.1)$$

$$P_1 \approx \frac{gd}{6\pi C} \quad (3.46.2)$$

จากสมการที่ (3.45) สามารถหา $N_{(s)}$

$$N_{(s)} = \frac{s^3C^2C_{10}}{3gmgdgm_{10}} - \frac{2s^2(C^2gm_{10} - CC_{10}(gm + 2gd))}{3gmgdgm_{10}} + \frac{s(3C_{10}gmgd - Cgm_{10}(2gm + 4gd))}{3gmgdgm_{10}} + 1 \quad (3.46.3)$$

$$N_1 \approx \frac{gm_{10}}{sC_{10}} \quad (3.46.4)$$

เมื่อเปรียบเทียบระหว่าง P_1 กับ Z_1 จะได้ว่า $Z_1 > P_1$ นั่นคือ Z_1 เป็นตัวกำหนดความถี่

Cut-off และความถี่ต่ำ Cut-off คือ
$$f = \frac{gm_{10}}{2\pi C_{10}} \quad (3.46.5)$$

การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต

ช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรควม โดยใช้ชิมอสในช่วงไม้อิมิตัว ร่วมกับวงจรรักษาระดับแรงดัน และวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว วงจรดังรูปที่ 26 ซึ่งจะเห็นได้ว่า แรงดันอินพุตที่ใช้เป็นแรงดันผลต่างแบบสมมาตรคือ $+\frac{V_x}{2}$, $-\frac{V_x}{2}$, $+\frac{V_y}{2}$, $-\frac{V_y}{2}$ ขนาดของแรงดันสูงสุดจะเท่ากับขนาดของแรงดันต่ำสุด โดมิทิสทางตรงข้ามกัน ($V_{(max)} = -V_{(min)}$) และช่วงปฏิบัติงานก็คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{(max)} - V_{(min)}$, V_x , V_y จากวงจรให้พิจารณาโมสตัวที่ทำหน้าที่คูณสัญญาณ ซึ่งถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ตลอดช่วงปฏิบัติงานของอินพุต ซึ่งแรงดันที่ โมสจะต้องมีเงื่อนไขตามนี้

$$V_{GS} > V_{DS} + V_T \quad ; \quad V_D > V_S \quad (3.46.6)$$

$$V_{GD} > V_{SD} + V_T \quad ; \quad V_S > V_D \quad (3.46.7)$$

โมสถูกกำหนดให้นำกระแสได้ 2 ทิศทาง โดยอาศัยคุณสมบัติด้านความสมมาตรของเกรน และซอร์ส จากเงื่อนไขดังกล่าว เราอาจเขียนได้ดังนี้

$$V_{G(min)} = V_{D(max)} + V_T \quad ; \quad V_D > V_S \quad (3.46.8)$$

$$\text{พิจารณาโมส } M_{12}, M_{13} \text{ สามารถเขียนสมการได้คือ } -\frac{V_x}{2} = V_o + V_R + V_T \quad (3.46.9)$$

แรงดันอินพุตที่ป้อนให้คือ V_x และ V_y ดังนั้น จึงต้องหาค่าความสัมพันธ์ระหว่าง V_y กับ V_o ในวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว ซึ่งได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_y = \sqrt{\frac{K_1}{K_6}} V_o = A V_o \quad ; \quad A = \sqrt{\frac{K_1}{K_6}} \quad (3.46.10)$$

$$-\frac{V_x}{2} = \frac{V_y}{A} + V_{DD} - \sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} \quad ; \quad V_R = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} - V_T \quad (3.47)$$

$$V_x = -\frac{2V_y}{A} - 2V_{DD} + 2\sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} \quad ; \quad \sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} > V_{DD} \quad (3.47.1)$$

พิจารณาช่วงปฏิบัติงาน V_x ขึ้นอยู่กับ V_y , I_A และพารามิเตอร์ A เป็นตัวควบคุมจากสมการที่ (3.47) หากค่า V_y

$$V_y = A \left(\sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} - V_{DD} - \frac{V_x}{2} \right) \quad (3.48)$$

พิจารณา V_y ขึ้นอยู่กับ พารามิเตอร์ A , I_A , K_{10} และ V_x เป็นตัวควบคุม เพื่อความสะดวกในการนำไปใช้กำหนดให้ช่วงปฏิบัติงาน $V_x = V_y$

$$V_x \left(-\frac{1}{2} - \frac{1}{A} \right) = -\left(\frac{A+2}{2A} \right) V_x = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} \quad (3.48.1)$$

$$V_y = V_x = \frac{2A}{A+2} \left(\sqrt{\frac{I_A}{K_{10}}} - V_{DD} \right) \quad (3.48.2)$$

สรุป ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต V_x และ V_y ขึ้นอยู่กับ I_A , K_{10} , A โดยค่า K_{10} , A เราสามารถควบคุมได้ในขั้นตอนการผลิต และ I_A สามารถควบคุมได้จากภายนอก

ผลการทดสอบการทำงาน

วงจรในรูปที่ 14 เมื่อมาเลียนแบบการทำงานด้วย โปรแกรม PSpice ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon structure : ES2 ในแบบ Worse Case ใช้ level 2 ซึ่งมีค่าตามตารางที่ 1

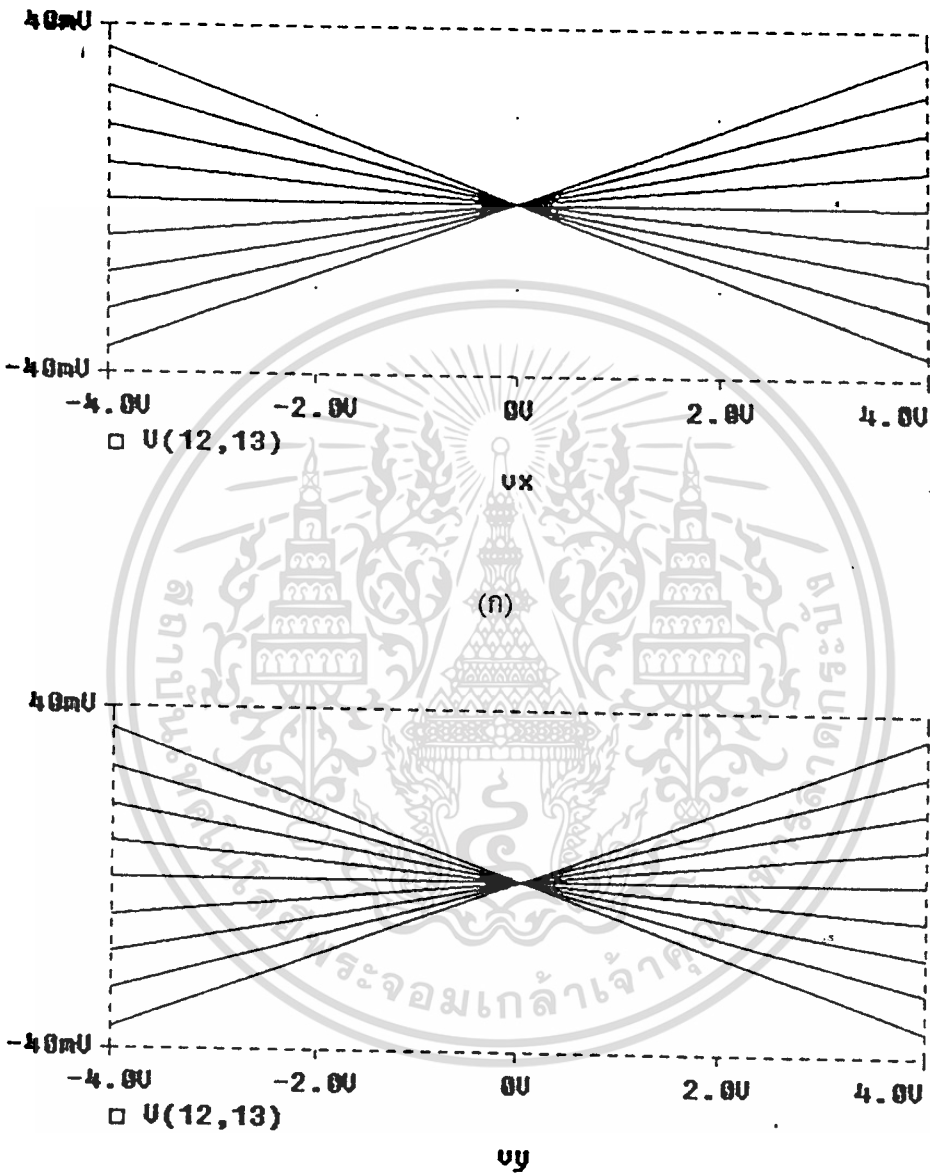
ตารางที่ 1

ทรานซิสเตอร์	$M_1 - M_2$	M_3	$M_4 - M_5$	M_6	$M_7 - M_9$	$M_{10} - M_{11}$
W/L(μm)	20/100	40/100	200/10	400/10	10/10	10/200

แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแกนเนลของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร

แหล่งจ่ายกระแส $I_1 = 40 \mu\text{A}$, $I_2 = 100 \mu\text{A}$, $I_3 = I_4 = 50 \mu\text{A}$, $R_{L1} = R_{L2} = 50 \text{ k}\Omega$ และ $V_{DD} = 5 \text{ V}$, $V_{SS} = -5 \text{ V}$ ซึ่งผลการทำงานของวงจรคุณสมบัติแบบ 4 ควอดแรนต์แสดงดังรูปที่ 34 - 35 โดยรูปที่ 34 แสดงความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุตต่ออินพุตและช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตของ V_x และ V_y มีค่าเท่ากับ $\pm 4 \text{ V}$ รูปที่ 35 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณ AC เข้าที่อินพุต V_x และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_y และวัดค่า V_{out} หาค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 10 kHz รูปที่ 35 (ข) เมื่อป้อนสัญญาณ AC เข้าที่อินพุต V_y และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_x วัดค่า V_{out} หาค่าความถี่ตอบสนองได้เท่ากับ 10 MHz

รูปที่ 34



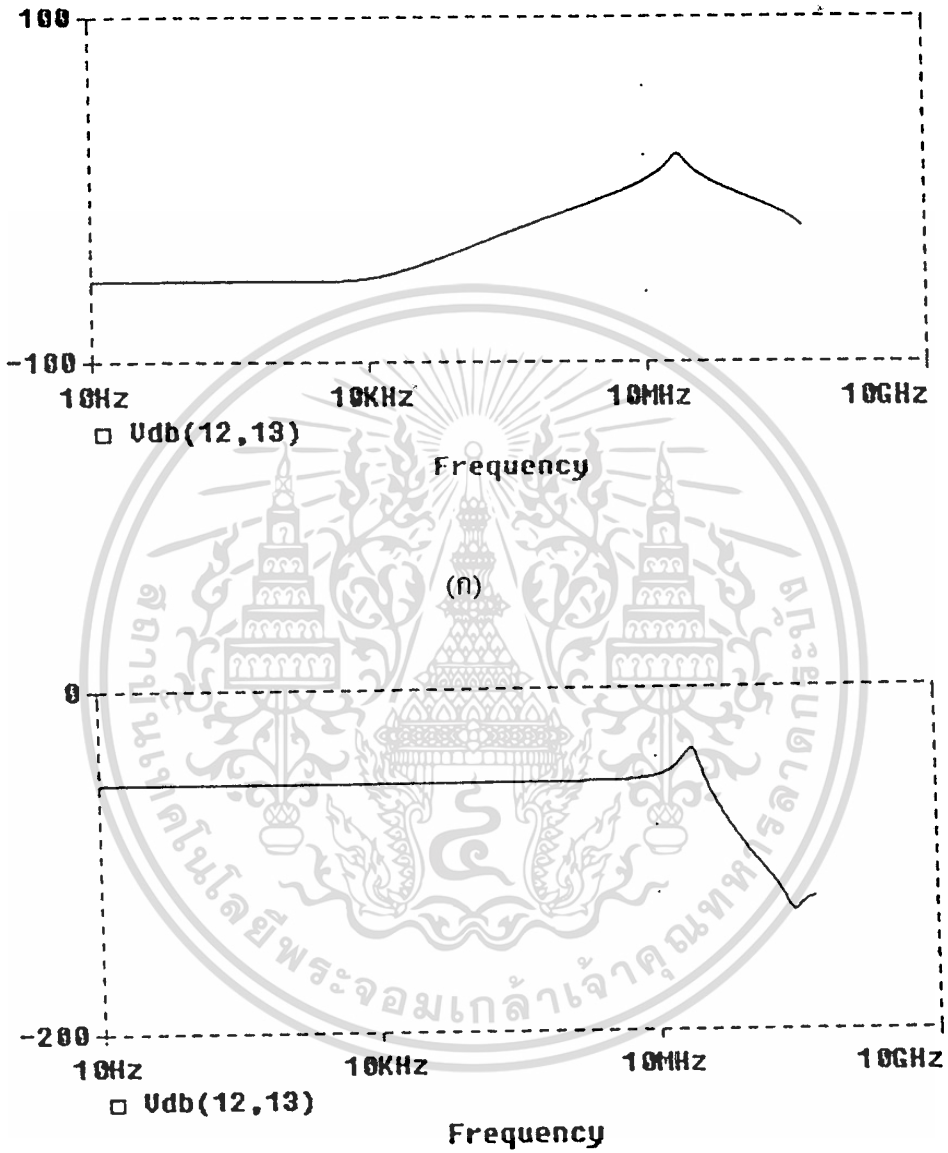
(ข)

แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต

(ก) เมื่อแปรค่า V_x (ข) เมื่อแปรค่า V_y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 35



(ข)

แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร

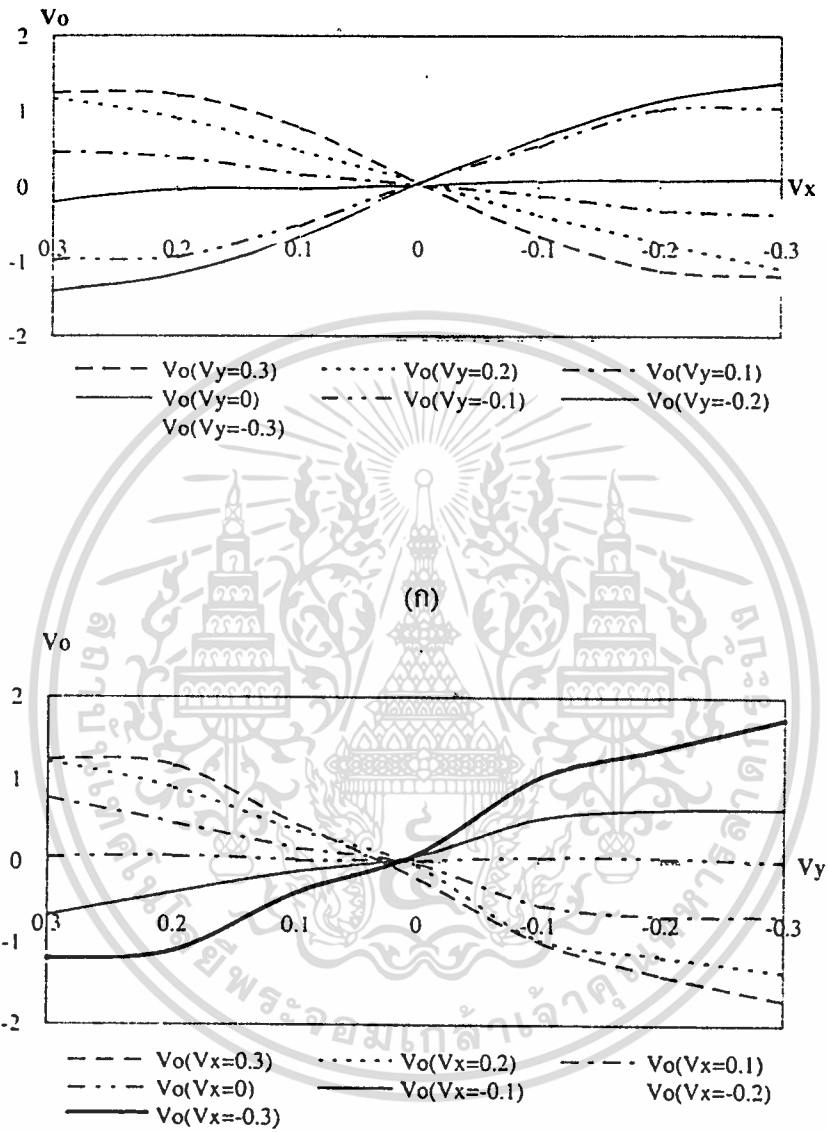
(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางด้านอินพุต V_x (ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางด้านอินพุต V_y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรดังรูปที่ 14 เมื่อมาทดลองโดยการต่อวงจรจริง ใช้ไอซี เบอร์ MC14007 ต่อบน Protoboard โดยใช้ค่า $I_1 = 20 \mu A$, $I_2 = 200 \mu A$, $I_3 = I_4 = 100 \mu A$ และค่า $R = 30 k\Omega$ โดยวงจรในรูปที่ 14 เป็นวงจรที่ออกแบบให้มีขนาดที่แตกต่างกัน แต่มอสที่ใช้ในการทดลอง มีอยู่ขนาดเดียวทำให้ผลการทดลองที่ได้มีช่วงปฏิบัติงานอินพุตแคบกว่าที่ทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งแสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 36 - 37 โดยรูปที่ 36 แสดงความเป็นเชิงเส้นของเอาพุตต่ออินพุต และแสดงช่วงปฏิบัติงานของอินพุต V_x และ V_y ซึ่งมีค่าประมาณ ± 0.2 โวลต์ รูปที่ 37 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร เมื่ออินพุต V_x ป้อนด้วยสัญญาณ AC ความถี่ตั้งแต่ 100 Hz - 1 MHz อินพุต V_y ต่อกับศักดา DC 1 โวลต์ วัด V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz รูปที่ 37 (ข) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่ออินพุต V_y ป้อนด้วยสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ 100 Hz - 1 MHz อินพุต V_x ต่อกับศักดา DC 1 โวลต์ วัด V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz



รูปที่ 36

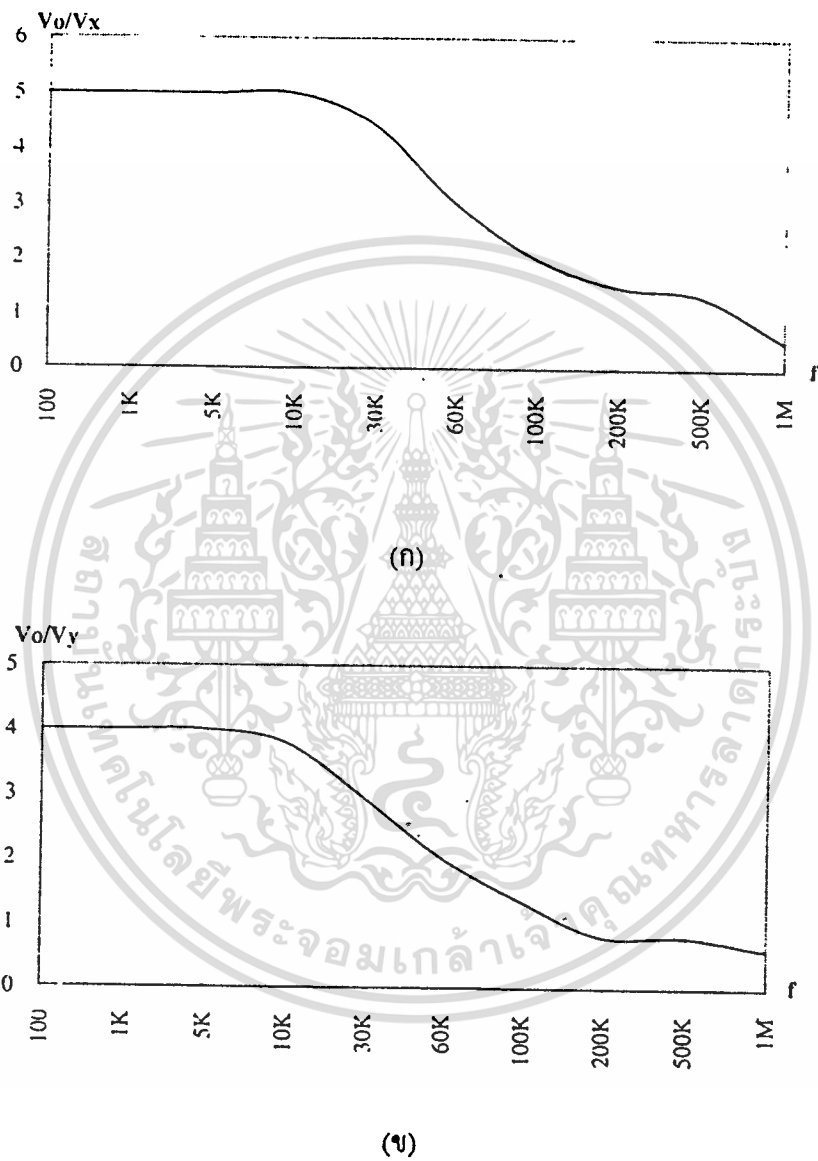


(ข)

แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต

(ก) เมื่อแปรค่า V_x (ข) เมื่อแปรค่า V_y

รูปที่ 37



แสดงค่าความถี่ตอบสนอง

(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_x

(ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_y

วงจรดังรูปที่ 26 เมื่อมาเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon Structure : ES2 ในแบบ Worse Case ใช้ level 2 ซึ่งมีค่าขนาดของมอสตามตารางที่ 2

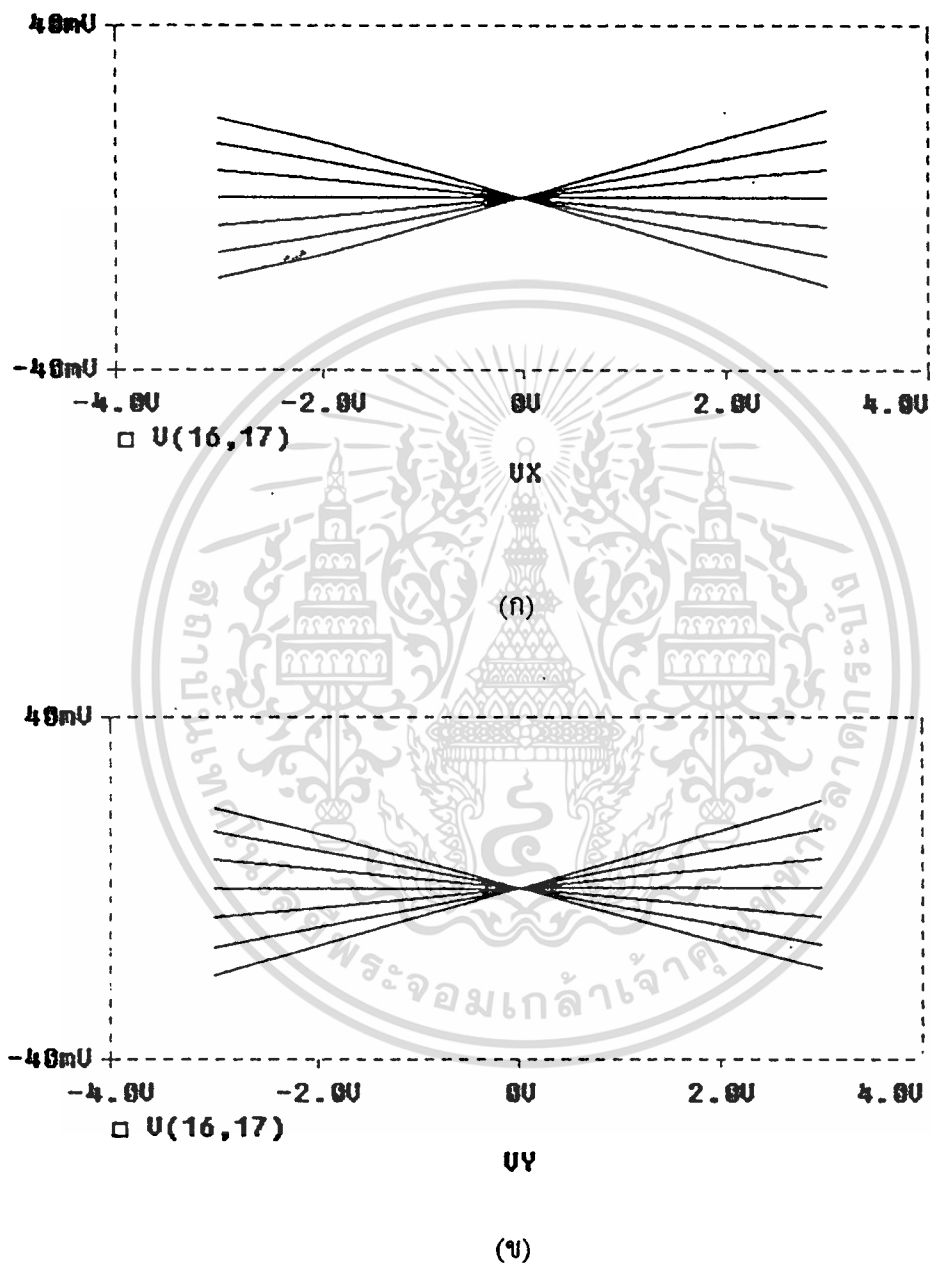
ตารางที่ 2

ทรานซิสเตอร์	M ₁ -M ₂	M ₃ -M ₅ M ₁₄ -M ₁₅	M ₆ -M ₉	M ₁₀	M ₁₁	M ₁₂ -M ₁₃
W/L (μm)	10/50	10/10	100/10	10/40	500/10	10/200

แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแซนเนลของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร

$I_{SS}=27\ \mu\text{A}$, $I_A=50\ \mu\text{A}$, $R_L = 80\ \text{k}\Omega$ และ $V_{DD} = 5\ \text{V}$, $V_{SS} = -5\ \text{V}$ ซึ่งผลการทำงานของวงจรคุณลักษณะ ที่ใช้ซิมอสทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว ซึ่งต่อร่วมกับวงจรรักษาระดับแรงดันและวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอคตัวถูกแสดงในรูปที่ 38 - 39 โดยรูปที่ 38 แสดงผลความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุตต่ออินพุตและช่วงปฏิบัติงานของอินพุต V_x และ V_y ซึ่งมีค่าเท่ากับ ± 3 โวลต์ รูปที่ 39 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร เมื่อป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 10 Hz - 1 GHz ที่อินพุต V_x และวัดค่า V_{out} หาค่าความถี่ตอบสนองได้ 50 kHz รูปที่ 39 (ข) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 10 Hz - 1 GHz เข้าที่อินพุต V_y และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_x และวัดค่า V_{out} หาค่าความถี่ตอบสนองได้ 10 MHz

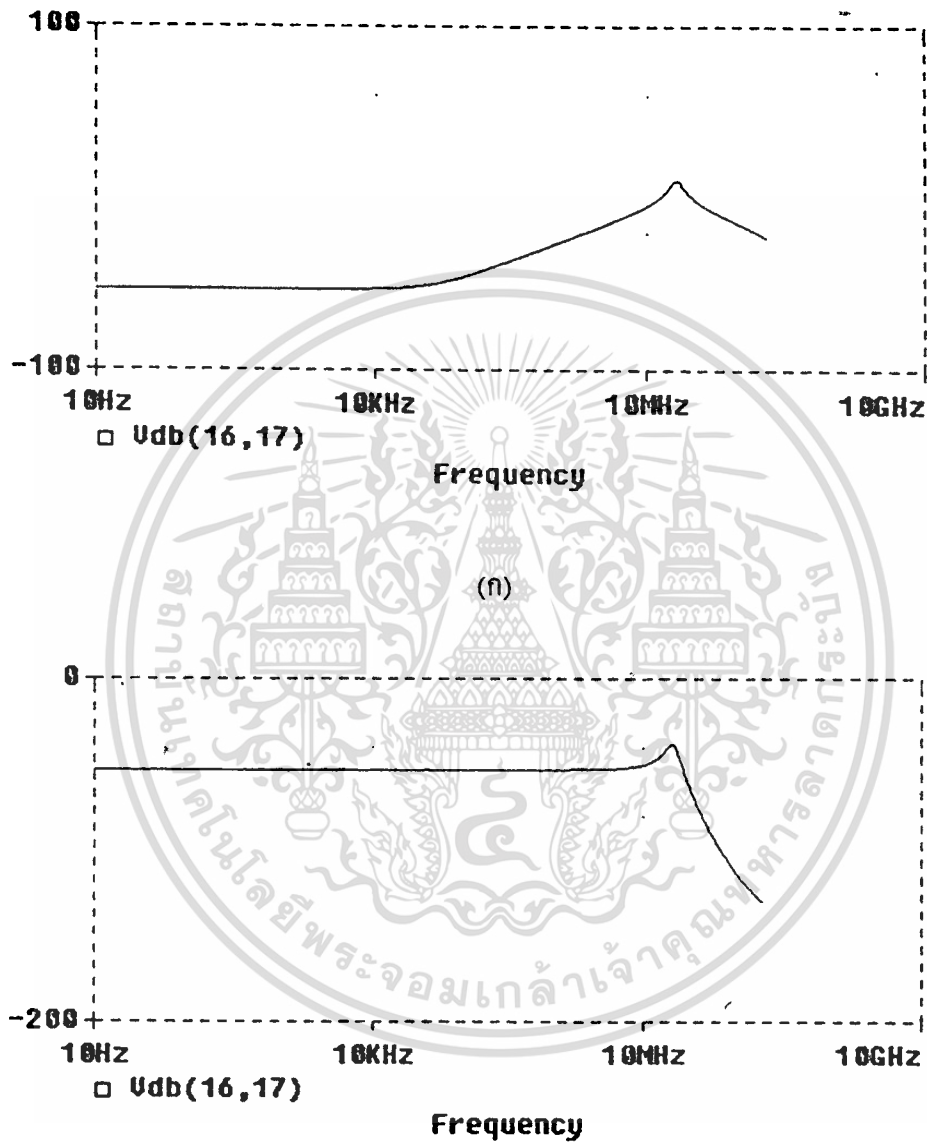
รูปที่ 38



แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต
(ก) เมื่อแปรค่า v_x
(ข) เมื่อแปรค่า v_y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 39



(ข)

แสดงค่าความถี่ตอบสนอง

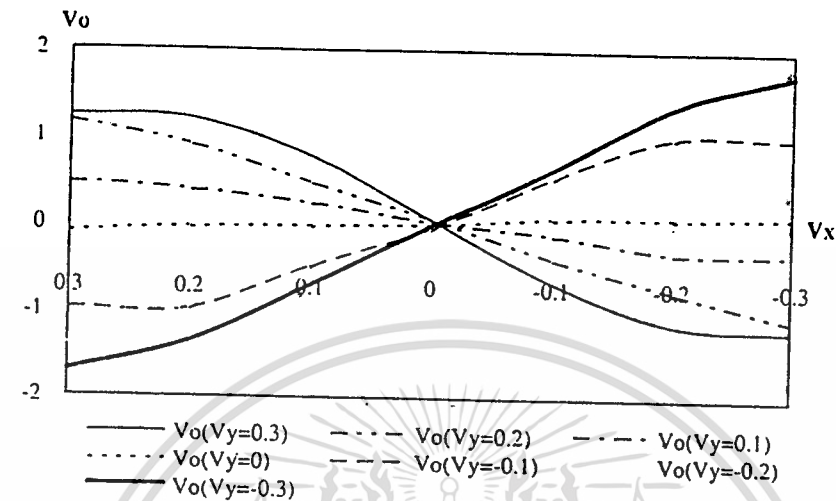
(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านอินพุต V_x

(ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านอินพุต V_y

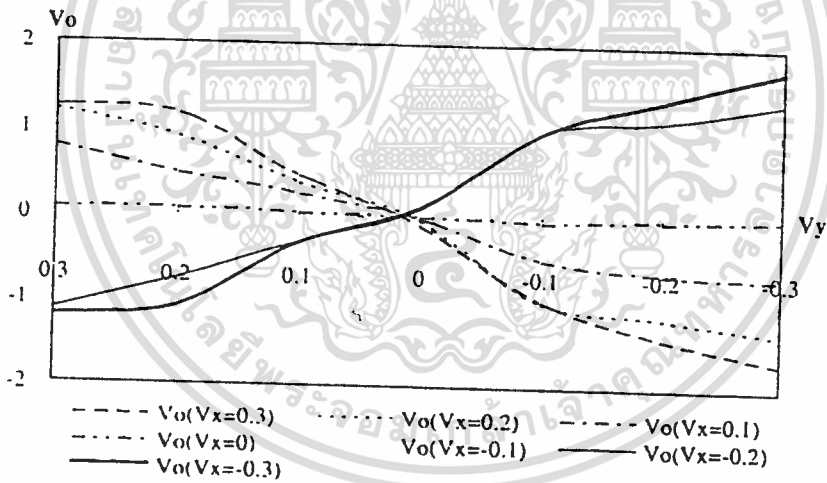
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรดังรูปที่ 26 เมื่อมาทดลองโดยใช้การต่อวงจรจริงใช้ไอซี เบอร์ MC14007 ต่อบน Protoboard ใช้ค่า $I_{SS} = 25 \mu A$, $I_A = 55 \mu A$, $R_L = 30 k\Omega$ และ $V_{DD} = 5 V$, $V_{SS} = -5 V$ โดยวงจรรักษาระดับแรงดันขาซอร์สของมอส M_{10} เดิมต่อกับ V_{DD} ย้ายมาต่อกับกราวด์ ในรูปที่ 26 เป็นวงจรที่ออกแบบใช้มอสมีขนาดที่แตกต่างกัน แต่มอสที่ใช้ในการทดลองมีอยู่ขนาดเดียวทำให้ผลการทดลองที่ได้มีช่วงปฏิบัติงานและค่าความถี่ตอบสนองต่ำกว่าที่ทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งแสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 40 - 41 โดยรูปที่ 40 แสดงความเป็นเชิงเส้นของเอาพุตต่ออินพุต และแสดงช่วงปฏิบัติงานของอินพุต V_x และ V_y ซึ่งมีค่าเท่ากับ ± 0.2 โวลต์ รูปที่ 41 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร เมื่อป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 100 Hz - 1 MHz เข้าที่อินพุต V_x และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_y วัดค่า V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz รูปที่ 41 (ข) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 100 Hz - 1 MHz เข้าที่อินพุต V_y และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_x และวัดค่า V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz

รูปที่ 40



(ก)



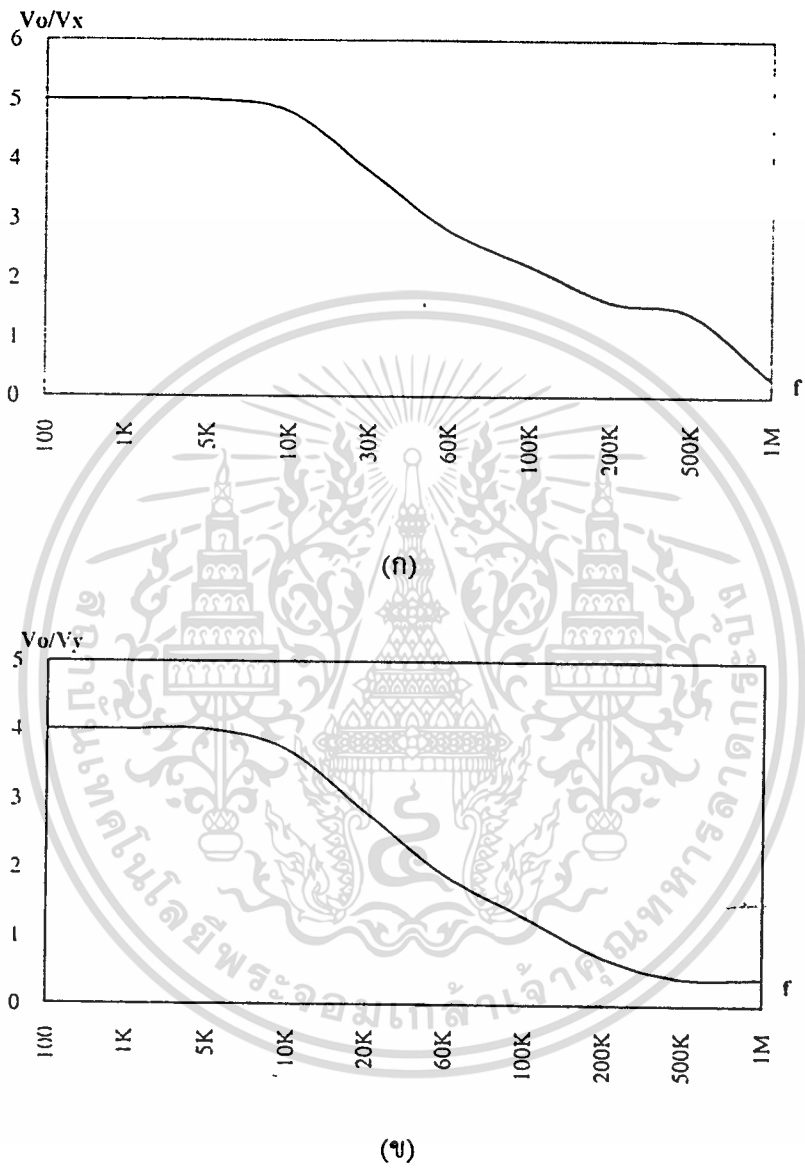
(ข)

แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต

(ก) เมื่อแปรค่า V_x

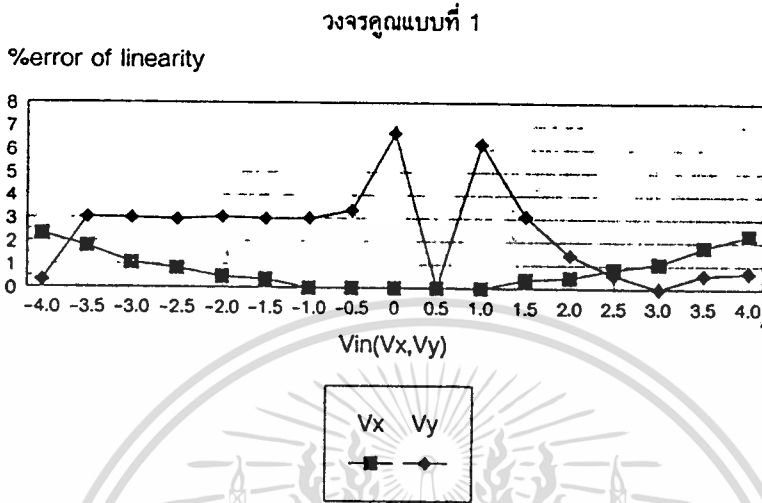
(ข) เมื่อแปรค่า V_y

รูปที่ 41



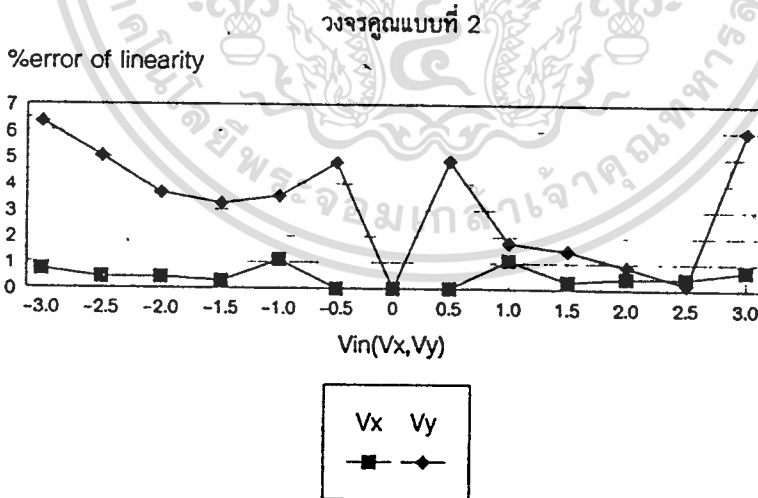
แสดงค่าความถี่ตอบสนอง
(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_x
(ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_y

รูปที่ 42



แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรรูปแบบที่ 1

รูปที่ 43



แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรรูปแบบที่ 2

บทสรุป

เทคนิคการออกแบบวงจรรูปแบบที่ใช้ชิพมอสทำงานในช่วงไม้อิมิตัว ในวิทยานิพนธ์ สามารถ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้เพื่อการค้า
ทำงานได้ถูกต้องตามหลักการที่เสนอ จากการทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice พบว่า ที่อินพุต V_x ไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทางสน ออกทางหมอดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารที่กล่าวถึงไว้

V_y ของทั้งสองวงจรให้ผลตอบสนองความถี่และความเป็นเชิงเส้นต่างกัน โดยที่อินพุต V_x ของทั้งสองวงจรจะตอบสนองความถี่ได้ต่ำมาก (ประมาณ 25 kHz) ทั้งนี้เกิดจากคุณสมบัติของการตอบสนองความถี่ของวงจรคุณสมบัติพื้นฐาน ส่วนผลตอบสนองความถี่อินพุต V_y ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการตอบสนองความถี่ของวงจรที่นำมาต่อรวม และสำหรับความเป็นเชิงเส้นพบว่าที่อินพุต V_x ของทั้งสองวงจรให้ความเป็นเชิงเส้นที่ดีกว่าอินพุต V_y ซึ่งเกิดจากด้านอินพุต V_y จะถูกลดทอนขนาดและระดับลงก่อนที่จะเข้ามาต่อกับวงจรคุณสมบัติพื้นฐาน ทำให้ความเป็นเชิงเส้นถูกลดลงและความเป็นเชิงเส้นยังขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของวงจรลดทอนด้วย จะเห็นได้ว่า วงจรที่นำเสนอนี้เป็นไปตามจุดประสงค์ที่วางไว้ไม่ทั้งหมด คือ อินพุตกว้างขึ้นตามจุดประสงค์ แต่ความเป็นเชิงเส้นมีค่าไม่ดี เมื่อนำวงจรทั้งสองแบบมาต่อจริงลง Protoboard โดยใช้ไอซี เบอร์ MC 14007 ซึ่งเป็นซีโมสภายในไอซีมี NMOS 3 ตัว PMOS 3 ตัว และทั้ง NMOS และ PMOS ต่างก็มีขนาด (W/L) เท่ากัน ส่วนมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่ออกแบบมีขนาด (W/L) ที่แตกต่างกัน ใน PSpice กำหนดให้ แหล่งจ่ายไฟมีค่าคงที่ (ไม่มีสัญญาณรบกวน) แต่ในการต่อวงจรจริงอาจมีสัญญาณรบกวน คุณสมบัติของไอซีเบอร์ MC 14007 ไม่ดี ประกอบกับคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้นแฝงใน Protoboard สาเหตุเหล่านี้ทำให้ค่าความถี่ตอบสนองและความเป็นเชิงเส้นของวงจรที่ทดสอบโดย PSpice ต่างกับที่ต่อวงจรจริงลง Protoboard

บทที่ 4

เทคนิคการออกแบบวงจรคุณสัญญาณโดยใช้ชิโมสในช่วงอิมตัว

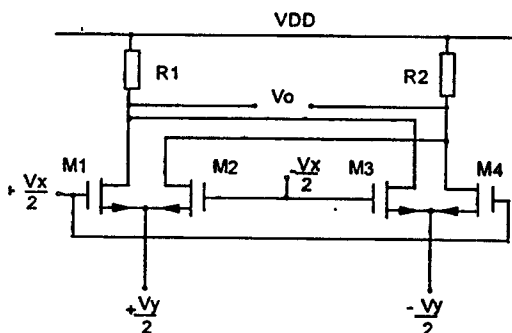
บทนำ

วงจรคุณสัญญาณเป็นวงจรทางค่านอนาโลกที่มีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง การออกแบบวงจรในสมัยแรกเป็นไบโพลาร์ (BJT) ซึ่งปัจจุบันเทคโนโลยีชิโมสเจริญก้าวหน้า จึงมีการออกแบบวงจรคุณสัญญาณโดยใช้ชิโมส ซึ่งจากการค้นคว้าและติดตาม ในงานวิจัยที่เกี่ยวกับการออกแบบวงจรคุณสัญญาณนี้ มีมาก [1] - [28] และจากทั้งหมดที่ติดตามนั้นพบว่า ในการออกแบบวงจรคุณสัญญาณส่วนใหญ่แล้วจะมี วงจรพื้นฐานที่ทำหน้าที่เป็นตัวคุณ วงจรพื้นฐานนั้นสามารถทำเป็นวงจรคุณได้หลายวงจร โดยผู้ออกแบบอาจจะออกแบบให้ วงจรที่มามีตัวคุณกับวงจรพื้นฐานต่างกันออกไป ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรคุณที่มีพื้นฐานมาจากวงจรพื้นฐาน [21] โดยออกแบบวงจรที่นำมาต่อรวมไว้ 2 แบบ เพื่อให้ได้วงจรคุณแบบใหม่ 2 วงจร

หลักการเบื้องต้นของวงจรคุณสัญญาณโดยใช้ชิโมสในช่วงอิมตัว

วงจรคุณแบบพื้นฐาน ประกอบด้วยวงจรคิฟเฟอเรนเชียล 2 ชุด ต่อไขว้กัน ตามรูปที่ 44 มอสมทรานซิสเตอร์ M_1 - M_4 ทำงานในช่วงอิมตัว (Saturation Region) แรงดันผลต่าง $+\frac{V_x}{2}$, $-\frac{V_x}{2}$ ป้อนเข้าที่ เกตของ M_1 , M_4 และ M_2 , M_3 ตามลำดับ มีสมการกระแสเดรนดังนี้

รูปที่ 44



$$I_1 = K \left(\frac{V_x}{2} - \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 \quad (4.0)$$

$$I_2 = K \left(-\frac{V_x}{2} - \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 \quad (4.0.1)$$

$$I_3 = K \left(-\frac{V_x}{2} + \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 \quad (4.0.2)$$

$$I_4 = K \left(\frac{V_x}{2} + \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 \quad (4.0.3)$$

$$(I_1 + I_3) - (I_2 + I_4) = K V_x V_y \quad (4.0.4)$$

$$V_{R_1} - V_{R_2} = V_o \quad (4.0.5)$$

$$V_o = (I_1 + I_3)R - (I_2 + I_4)R; R_1 = R_2 = R \quad (4.0.6)$$

$$V_o = R K V_x V_y \quad (4.1)$$

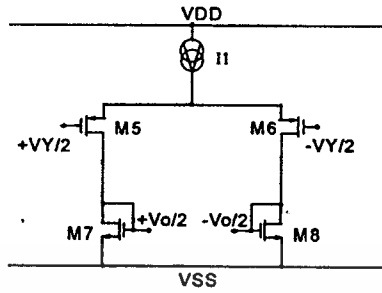
จากสมการ (4.1) จะเห็นว่า V_o เกิดจากผลคูณของ V_x และ V_y และจากรูปที่ 44 จะเห็นว่าอินพุต V_x ต่อเข้ากับขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ได้เลข ส่วนอินพุต V_y ถูกต่อเข้ากับขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งในทางปฏิบัติเราไม่สามารถต่อเข้าโดยตรงได้ เพราะที่ขาซอร์สจะต้องมีกระแสไหลออกมาด้วย อีกทั้งแรงดันอินพุต V_x และ V_y ที่ป้อนต้องทำให้มอส $M_1 - M_4$ ทำงานในช่วงอิ่มตัวตลอดเวลา ดังนั้นจึงต้องมีวงจรมาต่อรวมเพื่อให้วงจรทำงานได้จริง

วงจรปรับขนาดแรงดัน

วงจรปรับขนาดแรงดัน ตามรูปที่ 45 ทำหน้าที่อยู่ 2 อย่างคือ

1. ลดขนาดของอินพุตให้น้อยลง เพื่อจะทำให้ช่วงปฏิบัติงานอินพุตกว้างขึ้น
2. ลดระดับของสัญญาณอินพุตให้ต่ำลง เพื่อทำให้ขาซอร์ส ของ $M_1 - M_4$ มีระดับแรงดันต่ำกว่าขาเกต

รูปที่ 45



แสดงวงจรปรับขนาดแรงดัน

จากรูปจะเห็นได้ว่าวงจรปรับขนาดแรงดัน มีลักษณะ เหมือนกับวงจร รูปที่ 13 ในรูปที่ 13 มี V_o อยู่ 2 ชุด ส่วนในวงจรนี้มีวงจรอยู่ 1 ชุด และจากรูปที่ 4.2 กำหนดให้มอสทุกตัวทำงานในช่วงอิ่มตัว เราสามารถหาความสัมพันธ์ของระดับ V_y กับ V_{GSM7} ได้ตามสมการ

$$I_5 = K_5 \left(V_A - \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 \quad (4.1.1)$$

$$I_6 = K_6 \left(V_A + \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 \quad (4.1.2)$$

$$V_A = \sqrt{\frac{I_5}{K_5}} + \frac{V_y}{2} + V_T \quad (4.1.3)$$

$$V_A = \sqrt{\frac{I_6}{K_6}} - \frac{V_y}{2} + V_T \quad (4.1.4)$$

$$2V_A = \sqrt{\frac{I_5}{K_5}} + \sqrt{\frac{I_6}{K_6}} + 2V_T \quad (4.2)$$

$$I_{DM5} = I_{DM7} \quad (4.2.1)$$

$$K_5 \left(V_A - \frac{V_y}{2} - V_T \right)^2 = K_7 (V_{GSM7} - V_T)^2 \quad (4.2.2)$$

$$\frac{V_y}{2} = V_A - V_T - \sqrt{\frac{K_7}{K_5}} (V_{GSM7} - V_T) \quad (4.3)$$

แทนสมการที่ (4.2) ในสมการที่ (4.3)

$$\frac{V_y}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_5}{K_5}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_6}{K_6}} - \sqrt{\frac{K_7}{K_5}} (V_{GSM7} - V_T) \quad (4.3.1)$$

$$V_{GSM7} = V_T + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_5}{K_7}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_6}{K_7}} - \frac{V_y}{2} \sqrt{\frac{K_5}{K_7}} \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น โดยผู้จัดทำให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาความสัมพันธ์ของขนาด V_y กับขนาด V_o ได้ตามสมการ

$$V_y = V_{GSM5} - V_{GSM6} \quad (4.4.1)$$

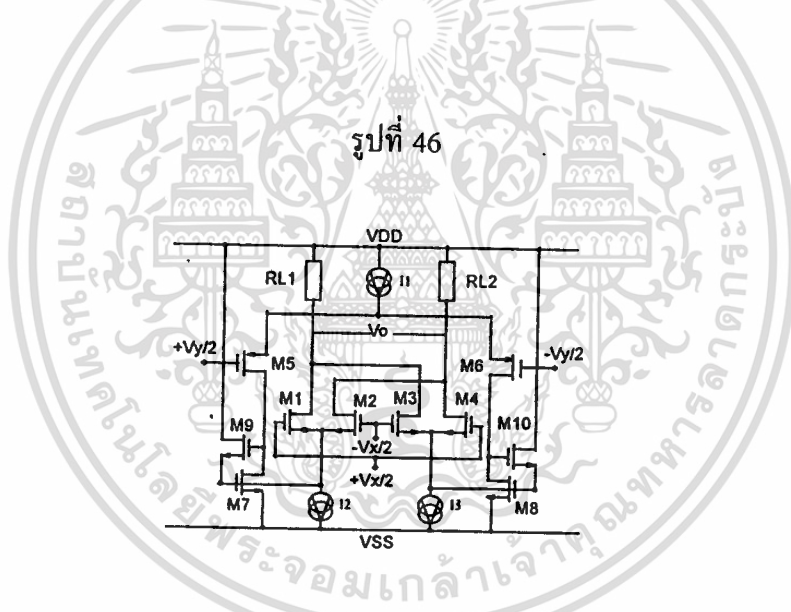
$$V_o = V_{GSM7} - V_{GSM8} \quad (4.4.2)$$

$$I_{DM7} = I_{DM5}, \quad I_{DM6} = I_{DM8} \quad (4.4.3)$$

$$V_y = -\sqrt{\frac{K_7}{K_5}} V_o \quad (4.5)$$

วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ชิพมอสในช่วงอิมิต์ร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน (แบบที่ 3)

เมื่อนำวงจรดังรูปที่ 44 และ 45 มาต่อร่วมกัน โดยเพิ่ม M_1 , M_{10} เป็นตัวผ่านกระแสและแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 , I_3 เป็นกระแสไบอัสทำให้เราได้เป็นวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนต์ ตามรูปที่ 46



แสดงวงจรคูณแบบ 4 ควอดแรนต์ แบบที่ 3

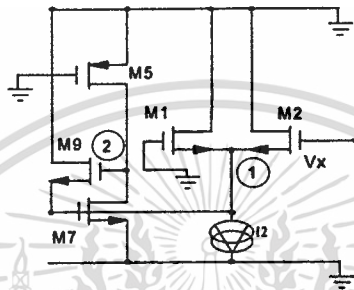
จากรูปที่ 46 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในช่วงอิมิต์ เราสามารถหาความสัมพันธ์ของ V_o กับ V_x , V_y ได้

นำสมการที่ (4.5) แทนสมการที่ (4.1) จะได้

$$V_o = -K R_L V_x V_y \sqrt{\frac{K_5}{K_7}} \quad (4.5.1)$$

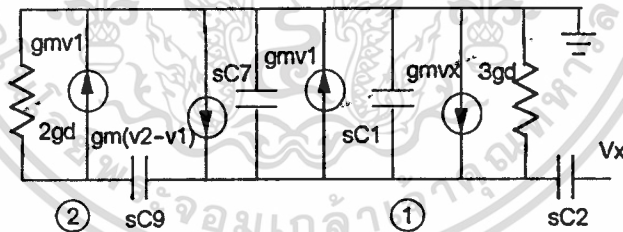
ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่ของวงจร ที่มีอินพุต 2 อินพุต ซึ่งไม่สมมาตรกัน ต้องทำการวิเคราะห์ทีละอินพุต โดยให้อินพุตที่เหลือต่อลงกราวด์ไป ซึ่งเริ่มวิเคราะห์ทีละวงจรดังต่อไปนี้
วิเคราะห์หาค่าความถี่ตอบสนองอินพุต V_x ของวงจรแบบที่ 3

รูปที่ 48



แสดงวงจรแบบที่ 3 เมื่อวิเคราะห์อินพุต V_x

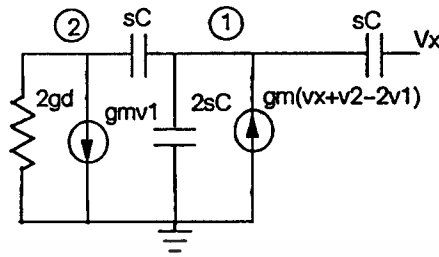
รูปที่ 49



แสดงวงจรเสมือนของวงจรในรูปที่ 48

จากวงจรในรูปที่ 46 สามารถแบ่งวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ 48 และเขียนแบบจำลองขนาดเล็กของวงจรดังรูปที่ 49 เพื่อให้การวิเคราะห์ทำได้สะดวกกำหนดให้ gm ของมอสทุกตัวมีค่าเท่ากัน gd , sC ของมอสทุกตัวเท่ากัน ซึ่งสามารถเขียนรูปได้ใหม่ดังรูปที่ 50 และเขียนสมการได้คือ

รูปที่ 50



แสดงวงจรที่ปรับปรุงมาจากรูปที่ 49

$$\text{ที่จุด 1} \quad (V_x - 2V_1 + V_2)gm = 2sCV_1 + sC(V_1 - V_x) + sC(V_1 - V_2) \quad (4.5.2)$$

$$V_x(gm + sC) + V_2(gm + sC) = V_1(2gm + 4sC) \quad (4.6)$$

$$\text{ที่จุด 2} \quad (V_2 - V_1)sC + 2gdV_2 + V_1gm = 0 \quad (4.6.1)$$

$$V_2 = \frac{-V_1(gm - sC)}{2gd + sC} \quad (4.7)$$

แทนสมการที่ (4.7) ในสมการที่ (4.6)

$$V_x(gm + sC) - V_1(2gm + 4sC) - \frac{V_1(gm + sC)(gm + sC)}{2gd + sC} = 0 \quad (4.7.1)$$

$$\frac{V_x(gm + sC)(2gd + sC)}{(2gm + 4sC)(2gd + sC) + ((gm + sC)(gm - sC))} = V_1 \quad (4.8)$$

และจาก

$$I_{out} = I_{DM1} + I_{DM2} ; I_{DM2} = I_{DM3} \quad (4.8.1)$$

$$I_{out} = gm(V_x - V_1) - V_1(2gd + gm) \quad (4.8.2)$$

$$I_{out} = gmV_x - V_1(2gm + 2gd) \approx gmV_x - 2gmV_1 \quad (4.8.3)$$

นำสมการ (4.8) แทนในสมการ (4.8.3)

$$I_{out} = gmV_x - \frac{2gmV_x(gm + sC)(2gd + sC)}{(2gm + 4sC)(2gd + sC) + (gm + sC)(gm - sC)} \quad (4.8.4)$$

$$\frac{I_{out}}{V_x} = \frac{gm[(2gm + 4sC)(2gd + sC) + (gm^2 - (sC)^2)] - 2gm(gm + sC)(2gd + sC)}{(2gm + 4sC)(2gd + sC) + (gm^2 - (sC)^2)}$$

$$\frac{I_{out}}{V_x} = \frac{\frac{(sC)^2}{gm^2} - \frac{4sCgd}{gm^2} + 1}{\frac{3(2C^2)}{gm^2 + 4gmgd} + \frac{sC(2gm + 8gd)}{gm^2 + 4gmgd} + 1} \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ (4.9) ตัวที่กำหนดความถี่สูง Cut-off คือ b_1 จะได้ว่า $P_1 = \frac{1}{b_1}$ (4.9.1)

$$P = \frac{gm^2 + 4gmgd}{C(8gd + 2gm)} \approx \frac{gm}{2C} \quad ; gm \gg gd \quad (4.9.2)$$

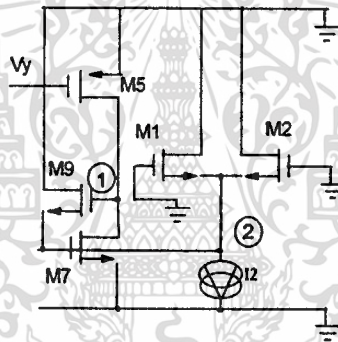
นั่นคือความถี่สูง Cut-off ของ V_x ในวงจรแบบที่ 3 คือ $f = \frac{gm}{6\pi C}$ (4.9.3)

และจากสมการที่ (4.9) ตัวที่กำหนดความถี่ต่ำ Cut-off คือ Z_1

$$Z_1 = \frac{gm^2}{4Cgd} \quad (4.9.4)$$

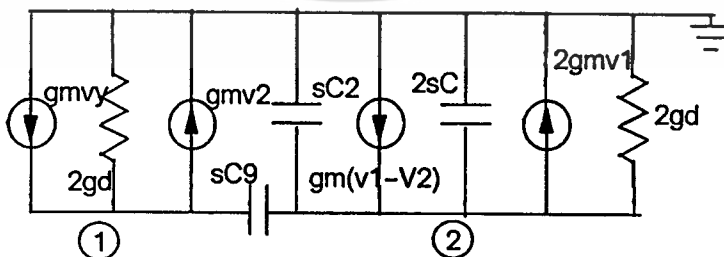
วิเคราะห์หาความถี่ตอบสนองอินพุต V_y ของวงจรแบบที่ 3

รูปที่ 51



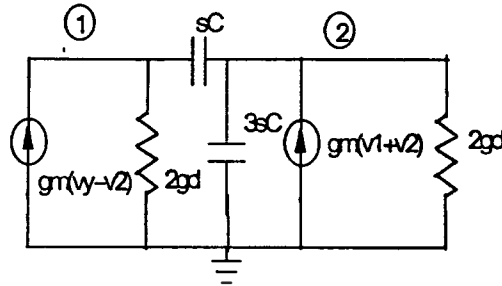
แสดงวงจรแบบที่ 3 เมื่อวิเคราะห์อินพุต V_y

รูปที่ 52



แสดงวงจรเสมือนของวงจรรูปที่ 51

รูปที่ 53



แสดงวงจรที่ปรับปรุงมาจากรูปที่ 52

จากวงจรดังรูปที่ 46 เมื่อให้ $V_x = 0$ แล้ววิเคราะห์ห่อื่นพุด V_y โดยนำวงจรดังรูปที่ 51 มาเขียนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 52 เพื่อที่จะสะดวกในการคำนวณ กำหนดให้ gm , gd , sC ทุกตัวมีค่าเท่ากันสามารถเขียนรูปใหม่เป็นรูปที่ 53

ที่จุด 1 $gmV_y - gmV_2 - 2V_1gd + sC(V_2 - V_1) = 0$ (4.9.5)

$$gmV_y - V_1(2gd + sC) + V_2(sC - gm) = 0 \quad (4.10)$$

ที่จุด 2 $3sCV_2 + gm(V_1 + V_2) + 2V_2gd + sCV_2 - sCV_1 = 0$ (4.10.1)

$$V_1(gm - sC) + V_2(2gd + gm + 4sC) = 0 \quad (4.10.2)$$

$$V_1 = \frac{V_2(gm + 4sC + 2gd)}{(sC - gm)} \approx \frac{V_2(4sC + gm)}{(sC - gm)} \quad (4.11)$$

แทนสมการที่ (4.11) ในสมการที่ (4.10)

$$V_y gm - \frac{(2gd + sC)(gm + 4sC)V_2}{(sC - gm)} + V_2(sC - gm) = 0 \quad (4.11.1)$$

$$V_y = V_2 \left[\frac{(2gd + sC)(gm + 4sC) - gm^2 + (sC)^2}{(sC - gm)gm} \right] \quad (4.11.2)$$

จาก

$$I_{out} = V_2(2gd - 2gm) \quad (4.12)$$

$$I_{out} \approx -2gmV_2 ; gm \gg gd \quad (4.12.1)$$

$$I_{out} = \frac{-V_y gm(gm(sC - gm))}{2gdgm + 8gdsC + sCgm + 4(sC)^2 + (sC)^2 - gm^2} \quad (4.12.2)$$

$$\frac{I_{out}}{V_y} = \frac{2gm^2(sC - gm)}{\frac{5(sC)^2}{2gmgd - gm^2} + \frac{sC(gm + 8gd)}{2gmgd - gm^2} + 1} \quad (4.13)$$

จากสมการข้างต้น ตัวที่กำหนดความถี่ Cut-off คือ D_{GS} และเมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (4.13) กับสมการที่ (3.17.3) จะได้ว่า

$$P_1 = \frac{-gm^2 + 2gmgd}{C(gm + 8gd)} \quad (4.13.1)$$

$$P_1 \approx \frac{gm}{C} \quad (4.13.2)$$

นั่นคือความถี่สูง Cut-off ของ V_y ในวงจรแบบที่ 3 คือ $f = \frac{gm}{2\pi C}$ (4.13.3)

การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต

ช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรควมสัญญาณโดยใช้ซิมอสในช่วงอิมิต์ร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน จากวงจรดังรูปที่ 46 จะเห็นได้ว่า แรงดันอินพุตที่ใช้เป็นแรงดันผลต่างแบบสมมาตรคือ $+\frac{V_x}{2}, -\frac{V_x}{2}, +\frac{V_y}{2}, -\frac{V_y}{2}$ ขนาดของแรงดันสูงสุดจะเท่ากับขนาดของแรงดันต่ำสุด โดยมีทิศทางตรงกันข้าม ($V_{(max)} = -V_{(min)}$) และช่วงปฏิบัติงานก็คือ $V_{(max)} - V_{(min)}, V_x, V_y$ และวงจรดังรูปที่ 46 ให้เราพิจารณาโมส $M_1 - M_4$ ซึ่งถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงอิมิต์ จะได้เงื่อนไขตามสมการดังนี้

$$V_{GSM1} + V_{SS} + V_{GSM2} = -\frac{V_x}{2} \quad (4.14)$$

และจากสมการที่ (4.4) คือ

$$V_{GSM1} = V_T + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_5}{K_7}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_6}{K_7}} - \frac{V_y}{2} \sqrt{\frac{K_5}{K_7}} \quad (4.14.1)$$

นำสมการที่ (4.4) แทนในสมการที่ (4.14)

$$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_5}{K_7}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_6}{K_7}} - \frac{V_y}{2} \sqrt{\frac{K_5}{K_7}} + V_T + V_{SS} + V_{GSM2} = -\frac{V_x}{2} \quad (4.14.2)$$

$$V_x = 2 \left(\frac{V_y}{2} \sqrt{\frac{K_5}{K_7}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_5}{K_7}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_6}{K_7}} - \sqrt{\frac{I_{DM2}}{K_2}} - 2V_T - V_{SS} \right) \quad (4.15)$$

พิจารณาสมการที่ (4.15) ช่วงปฏิบัติงานอินพุต V_x ขึ้นอยู่กับ $V_y, K_5, K_7, I_4, I_5, I_{DM2}$

$$V_y = 2 \sqrt{\frac{K_7}{K_5}} \left(\frac{V_x}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_5}{K_7}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_6}{K_7}} + \sqrt{\frac{I_{DM2}}{K_2}} + 2V_T + V_{SS} \right) \quad (4.16)$$

พิจารณาสมการที่ (4.16) ช่วงปฏิบัติงานอินพุต V_y ขึ้นอยู่กับ $V_x, K_2, K_5, K_7, I_4, I_5, I_{DM2}$ และเพื่อความสะดวกในการนำไปใช้งานและวิเคราะห์กำหนดในช่วงปฏิบัติงาน $V_x = V_y$

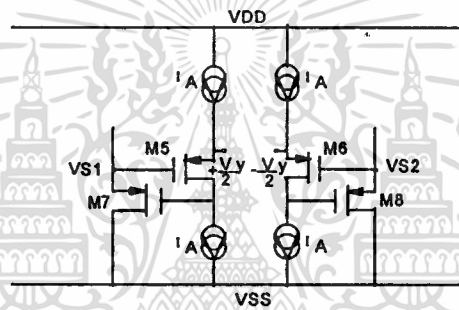
$$V_x = V_y = \frac{\sqrt{K_7}}{(\sqrt{K_5} - \sqrt{K_7})} \left(\sqrt{\frac{I_5}{K_7}} + \sqrt{\frac{I_6}{K_7}} + 2 \sqrt{\frac{I_{DM2}}{K_2}} + 4V_T + 2V_{SS} \right) \quad (4.17)$$

สรุป ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต V_x , V_y เราสามารถควบคุมได้ในขั้นตอนการผลิตคือ K_2 , K_5 , K_7 และหลังจากสร้างสมบูรณ์แล้วสามารถควบคุมจากภายนอกได้คือ I_5 , I_6

วงจรเลื่อนระดับแรงดัน

วงจรเลื่อนระดับแรงดันทำหน้าที่ให้ระดับแรงดันของอินพุตต่ำลง เพื่อให้มอส $M_1 - M_4$ (ในรูปที่ 44) ทำงานในช่วงอิ่มตัว และทำหน้าที่เป็นตัวผ่านกระแสของ $M_1 - M_4$ ซึ่งเราสามารถออกแบบวงจรได้ตามรูปที่ 53

รูปที่ 54



แสดงวงจรเลื่อนระดับสัญญาณ

จากรูปที่ 54 กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ถูกทำงานในช่วงอิ่มตัว แรงดันที่ขาซอร์สของ M_7 และ M_8 จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ขาเกตของ M_5 และ M_6 โดยมี I_A เป็นตัวควบคุมให้แรงดันเกต - ซอร์ส ของ M_5 และ M_6 คงที่ ส่วน M_7 และ M_8 เป็นตัวผ่านกระแสที่มีแรงดันเดรนซอร์สเปลี่ยนแปลงตาม V_y

$$V_{S1} = \frac{V_y}{2} - V_{GSM5} \quad (4.17.1)$$

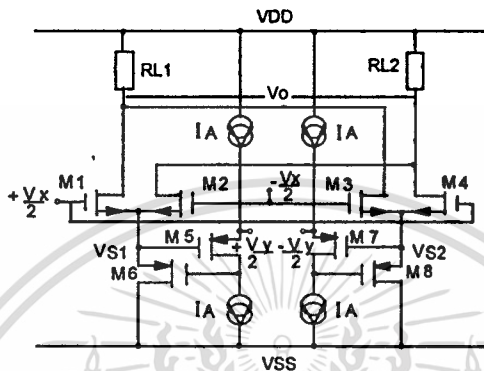
$$V_{S1} = \frac{V_y}{2} - \sqrt{\frac{I_A}{K_5}} - V_T \quad (4.18)$$

$$V_{S2} = -\frac{V_y}{2} - \sqrt{\frac{I_A}{K_7}} - V_T \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.18) และสมการที่ (4.19) จะเห็นว่า V_{S1} และ V_{S2} ถูกควบคุมระดับแรงดันโดย I_A

วงจรคุณสมบัติโดยไข้เชื่อมสในขั้วอิมตัวร่วกับวงจรเลื้อนระดับแรงดัน (แบบที่ 4)
เมื่อเรานำวงจรดังรูปที่ 44, 54 มาต่อร่วมกัน ก็จะได้วงจรดังรูป 55

รูปที่ 55



แสดงวงจรคุณสมบัติแบบ 4 ควอดแรนท์แบบที่ 4

และจากสมการที่ (4.1) และ จะได้กระแสเอาพุตคือ

$$RI_{out} = (I_1 + I_3)R - (I_2 + I_1)R \quad (4.19.1)$$

$$V_o = KR V_x V_y \quad (4.20)$$

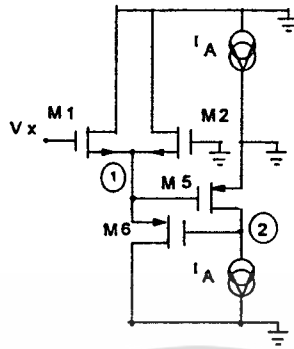
จากสมการที่ (4.20) จะเห็นว่าวงจรนี้มีช่วงปฏิบัติงานที่น้อยกว่าวงจรในรูปที่ 46 เพราะในส่วนของอินพุต V_y ไม่ถูกลดขนาดลง

การวิเคราะห์ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์ค่าความถี่ตอบสนองของวงจรคุณสมบัติแบบที่ 4 ต้องทำการวิเคราะห์ที่ละอินพุต เพราะแต่ละอินพุตมีลักษณะไม่สมมาตรทำให้ค่าความถี่ตอบสนองจึงไม่เท่ากัน แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อวิเคราะห์ที่อินพุตใดๆ ก็ตามจะเห็นว่า วงจรมีลักษณะสมมาตรจึงสามารถแบ่งครึ่งวงจรวิเคราะห์ได้ โดยจุดที่ให้ถือเป็นจุดกราวด์ไป ซึ่งจะแสดงการวิเคราะห์ตามลำดับคือ

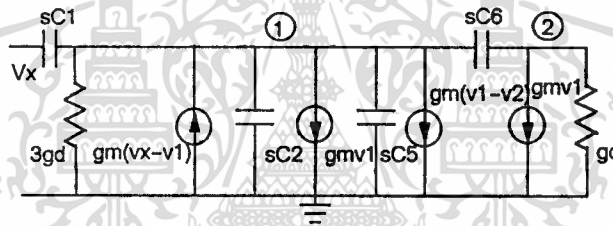
วิเคราะห์ความถี่ตอบสนองอินพุต V_x ของวงจรแบบที่ 4

รูปที่ 56



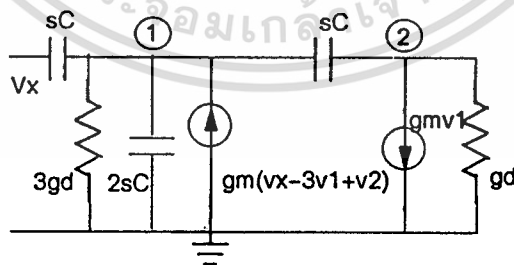
แสดงวงจรแบบที่ 4 เมื่อวิเคราะห์หาค่า V_x

รูปที่ 57



แสดงวงจรเสมือนของรูปที่ 56

รูปที่ 58



แสดงวงจรปรับปรุงมาจากรูปที่ 57

จากวงจรในรูปที่ 55 สามารถแบ่งวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ 56 และจากรูปที่ 57 คือ แบบจำลอง สัญญาณขนาดเล็กของวงจรดังรูปที่ 56 เพื่อให้การวิเคราะห์ทำได้สะดวก กำหนดให้ g_m ทุกตัวมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากัน gd ทุกตัวมีค่าเท่ากัน และ C_{gs} ทุกตัวมีค่าเท่ากัน จึงเขียนรูปใหม่ได้ดังรูปที่ 58 สามารถเขียนสมการได้คือ

$$\text{จุดที่ 1} \quad sC(V_1 - V_x) + V_1(3gd + 2sC) + sC(V_1 - V_2) = gm(V_x - 3V_1 + V_2) \quad (4.20.1)$$

$$-V_1sC - V_xsC + 2V_1sC + 3V_1gd + V_1sC - V_2sC = gmV_x - 3gmV_1 + gmV_2 \quad (4.20.2)$$

$$V_1(2sC + 3gm + 3gd) - V_x(gm + sC) = V_2(gm + sC) \quad (4.21)$$

$$\text{จุดที่ 2} \quad (V_2 - V_1)sC + gmV_1 + V_2gd = 0 \quad (4.21.1)$$

$$V_2(sC + gd) + V_1(gm - sC) = 0 \quad (4.21.2)$$

$$V_2 = \frac{-V_1(gm - sC)}{sC + gd} \quad (4.22)$$

แทนสมการที่ (4.22) ในสมการที่ (4.21)

$$V_1(2sC + 3gm + 3gd) - V_x(gm + sC) = \frac{-V_1(gm - sC)(gm + sC)}{sC + gd} \quad (4.22.1)$$

$$V_1 = \frac{V_x(gm + sC)}{(2sC + 3gm)(sC + gd) + gm^2 - (sC)^2} \quad (4.22.2)$$

และจาก

$$I_{out} = I_{DM1} + I_{DM2}; I_{DM2} + I_{DM3} \quad (4.23)$$

$$I_{out} = gm(V_x - V_1) - V_x(2gd + gm) \quad (4.23.1)$$

$$I_{out} = gmV_x - V_1(2gd + 2gm) \quad (4.23.2)$$

$$I_{out} = gmV_{x1} - \frac{(2gm + 2gd)(gm + sC)V_x}{(3gm + 2sC)(sC + gd) + gm^2 - (sC)^2} \quad (4.24)$$

$$\frac{I_{out}}{V_x} = \frac{gm[(3gm + 2sC)(sC + gd) + gm^2 - (sC)^2] - (2gm + 2gd)(gm + sC)}{3gmsC + 3gmgd + 2(sC)^2 + 2sCgd + gm^2 - (sC)^2} \quad (4.24.1)$$

$$= \frac{gm(sC)^2 + sC(-2gm) - 2gm^2}{(sC)^2 + sC(3gm + 2gd) + gm^2 + 3gmgd} \quad (4.24.2)$$

$$= \frac{\frac{(sC)^2}{2gm} - \frac{sC}{gm} - 1}{\frac{(sC)^2}{gm^2} + \frac{3sC}{gm} - 1} \quad (4.25)$$

และจากรูปแบบมาตรฐานของ Transfer function ของวงจรคือ

$$A_{(s)} = \frac{N_{(s)}}{D_{(s)}} = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n} \quad (4.26)$$

และจากสมการที่ (4.26) ตัวที่กำหนดความถี่ Cut-off คือ b_1 และเมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของ

สมการที่ (4.26) กับสมการที่ (4.25) จะได้ว่า $P_1 = \frac{1}{b_1}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (4.26.1) การค้า

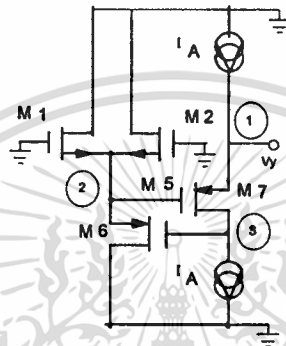
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{-3dB} = P_1 = \frac{gm}{3C} \quad (4.26.2)$$

$$\text{ความถี่สูง Cut-off ของอินพุต } V_x \text{ ในวงจรแบบที่ 4 คือ } f = \frac{gm}{6\pi C} \quad (4.26.3)$$

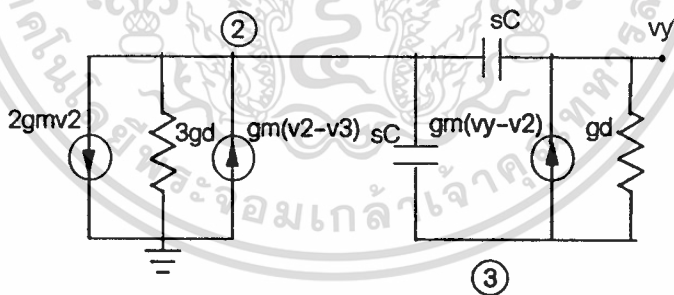
วิเคราะห์ความถี่ตอบสนองอินพุต V_y ของวงจรแบบที่ 4

รูปที่ 59



แสดงวงจรแบบที่ 4 เมื่อวิเคราะห์อินพุต V_y

รูปที่ 60



แสดงวงจรเสมือนของรูปที่ 59

จากวงจรในรูปที่ 55 สามารถแบ่งวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ 59 และสามารถเขียนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรได้ดังรูปที่ 60 เพื่อให้การวิเคราะห์ทำได้สะดวก กำหนดให้ gm ทุกตัวมีค่าเท่ากัน gd ทุกตัวมีค่าเท่ากัน และ C_s ทุกตัวมีค่าเท่ากัน สามารถเขียนสมการได้คือ

ที่จุด 3

$$gm(V_y - V_2) + gd(V_y - V_3) + sC(V_2 - V_3) \quad (4.26.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $V_y(gm + gd) + V_2(sC - gm) - V_3(gd + sC) = 0$ ไปใช้ประโยชน์ (4.27) การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด 2

$$gm(V_2 - V_3) + V_2(3gd + 2gm) + sC(V_2 - V_3) + sC(V_2 - V_y) = 0 \quad (4.27.1)$$

$$-V_y sC + V_2(3gm + 3gd + 2sC) - V_3(gm + sC) = 0 \quad (4.28)$$

จากสมการที่ (4.27) หาค่า $V_3 = \frac{V_y(gm + gd)}{(gd + sC)} + \frac{V_2(sC - gm)}{(gd + sC)}$ (4.29)

และแทนสมการที่ (4.29) ในสมการที่ (4.28).

$$-V_y sC + V_2(3gm + 3gd + 2sC) - \frac{V_y(gm + gd)(gm + sC)}{gd + sC} \quad (4.29.1)$$

$$+ \frac{V_2(sC - gm)(gm + sC)}{gd + sC} = 0 \quad (4.30)$$

$$\frac{V_2}{V_y} = \frac{\frac{(sC)^2}{gm^2} + \frac{sC}{gm} + 1}{\frac{5(sC)^2}{gm^2} + \frac{3sC}{gm} - 1} ; gm \gg gd \quad (4.31)$$

จาก

$$I_{out} = V_2(2gd - 2gm) \quad (4.32)$$

$$I_{out} \approx -2gmV_2 \quad (4.33)$$

แทนสมการที่ (4.31) ในสมการที่ (4.33)

$$\frac{I_{out}}{V_y} = \frac{-2gm \left(\frac{(sC)^2}{gm^2} + \frac{sC}{gm} + 1 \right)}{\left(\frac{5(sC)^2}{gm^2} + \frac{3sC}{gm} - 1 \right)} \quad (4.34)$$

จากสมการที่ (4.26) ตัวที่กำหนดความถี่ Cut-off คือ b_1 และเมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่(4.34)กับสมการที่(4.26) จะได้ว่า $P_1 = \frac{1}{b_1}$ (4.34.1)

$$\frac{V_2}{V_y} = \frac{\frac{(sC)^2}{gm^2} + \frac{sC}{gm} + 1}{\frac{5(sC)^2}{gm^2} + \frac{3sC}{gm} - 1} ; gm \gg gd \quad (4.31)$$

จาก

$$I_{out} = V_2(2gd - 2gm) \quad (4.32)$$

$$I_{out} \approx -2gmV_2 \quad (4.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{out}}{V_y} = \frac{-2gm \left(\frac{(sC)^2}{gm^2} + \frac{sC}{gm} + 1 \right)}{\left(\frac{5(sC)^2}{gm^2} + \frac{3sC}{gm} - 1 \right)} \quad (4.34)$$

จากสมการที่ (4.26) ตัวที่กำหนดความถี่ Cut-off คือ b_1 และเมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (4.34) กับสมการที่ (4.26) จะได้ว่า $P_1 = \frac{1}{b_1}$ (4.34.1)

$$P_1 = \frac{gm}{6\pi C} \quad (4.34.2)$$

นั่นคือความถี่สูง Cut-off ของ V_y ในวงจรแบบที่ 4 คือ $f = \frac{gm}{2\pi C}$ (4.34.3)

การวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต

ช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรโดยใช้ชิโมสในช่วงอิมิตัวร่วมกับ วงจรเลื่อนระดับแรงดัน จากวงจรดังรูปที่ 54 แรงดันอินพุตที่ใช้เป็นแรงดันผลต่างแบบสมมาตร คือ $+\frac{V_x}{2}$, $-\frac{V_x}{2}$, $+\frac{V_y}{2}$, $-\frac{V_y}{2}$ ขนาดของแรงดันสูงสุดจะเท่ากับขนาดของแรงดันต่ำสุด โดยมีทิศทางตรงกันข้าม ($V_{(max)} = -V_{(min)}$) และช่วงปฏิบัติงานก็คือ $V_{(max)} - V_{(min)}$, V_x , V_y และวงจรดังรูปชิโมสทุกตัวถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงอิมิตัว และมีเงื่อนไขการทำงานดังสมการ

$$-\frac{V_x}{2} = \frac{V_y}{2} - V_{GSM5} + V_{GSM2} \quad (4.35)$$

$$-\frac{V_y}{2} = V_{SS} + V_{GSM7} + V_{GSM5} + V_{IA} ; V_{IA} = \text{แรงดันตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแส } I_A \quad (4.36)$$

จากสมการที่ (4.36) พิจารณาวงปฏิบัติงาน V_y

$$V_y = -2V_{SS} - 2V_{GSM6} - 2V_{GSM5} - 2V_{IA} \quad (4.36.1)$$

$$V_y = -2V_{SS} - 2\sqrt{\frac{I_{DM1} + I_{DM2}}{K_6}} - 2\sqrt{\frac{I_A}{K_5}} - 2V_{IA} + 4V_{TP} \quad (4.37)$$

จะเห็นว่าช่วงปฏิบัติงาน V_y ขึ้นอยู่กับ I_A , K_5 , K_6 , V_{IA} โดย K_5 , K_6 สามารถควบคุมโดยขบวนการผลิต I_A สามารถควบคุมจากภายนอกได้ และจากสมการที่ (4.35) พิจารณาวงปฏิบัติงานอินพุต V_x

$$\frac{V_x}{2} = V_{SS} + V_{GSM6} + V_{GSM5} + V_{IA} + V_{GSM5} - V_{GSM2} \quad (4.37.1)$$

$$V_x = 2V_{SS} + 2\sqrt{\frac{I_{DM1} + I_{DM2}}{K_6}} + 4\sqrt{\frac{I_A}{K_5}} - 2\sqrt{\frac{I_{D2}}{K_2}} + 2V_{IA} + 4V_{TP} - 2V_{TN} \quad (4.37.2)$$

ช่วงแรงดัน V_x ถูกควบคุมโดย I_A , K_5 , K_6 , V_{IA} และเพื่อความสะดวกในการนำไปใช้งาน กำหนดให้ช่วงปฏิบัติงาน $V_y = V_x$ จากสมการที่ (4.35)

$$V_x = V_y = V_{GSM5} - V_{GSM2} \quad (4.37.3)$$

$$V_x = V_y = \sqrt{\frac{I_A}{K_5}} - \sqrt{\frac{I_{D2}}{K_2}} + V_{TP} - V_{TN} \quad (4.38)$$

สรุป จากสมการที่ (4.38) จะเห็นได้ว่า I_A เพิ่มขึ้นทำให้ช่วง V_y น้อยลง และ V_x เพิ่มขึ้น ดังนั้นในการออกแบบต้องให้ $V_y = V_x$ จึงจะได้ช่วงปฏิบัติงานที่เหมาะสม

ผลการทดสอบการทำงานของวงจร

วงจรในรูปที่ 46 เมื่อมาทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้โมเดลของ European Silicon Structure : ES2 ในแบบ Worse Case level = 2 ซึ่งมีค่าของขนาดความกว้างต่อความยาวเซนเนลดังตารางที่ 3

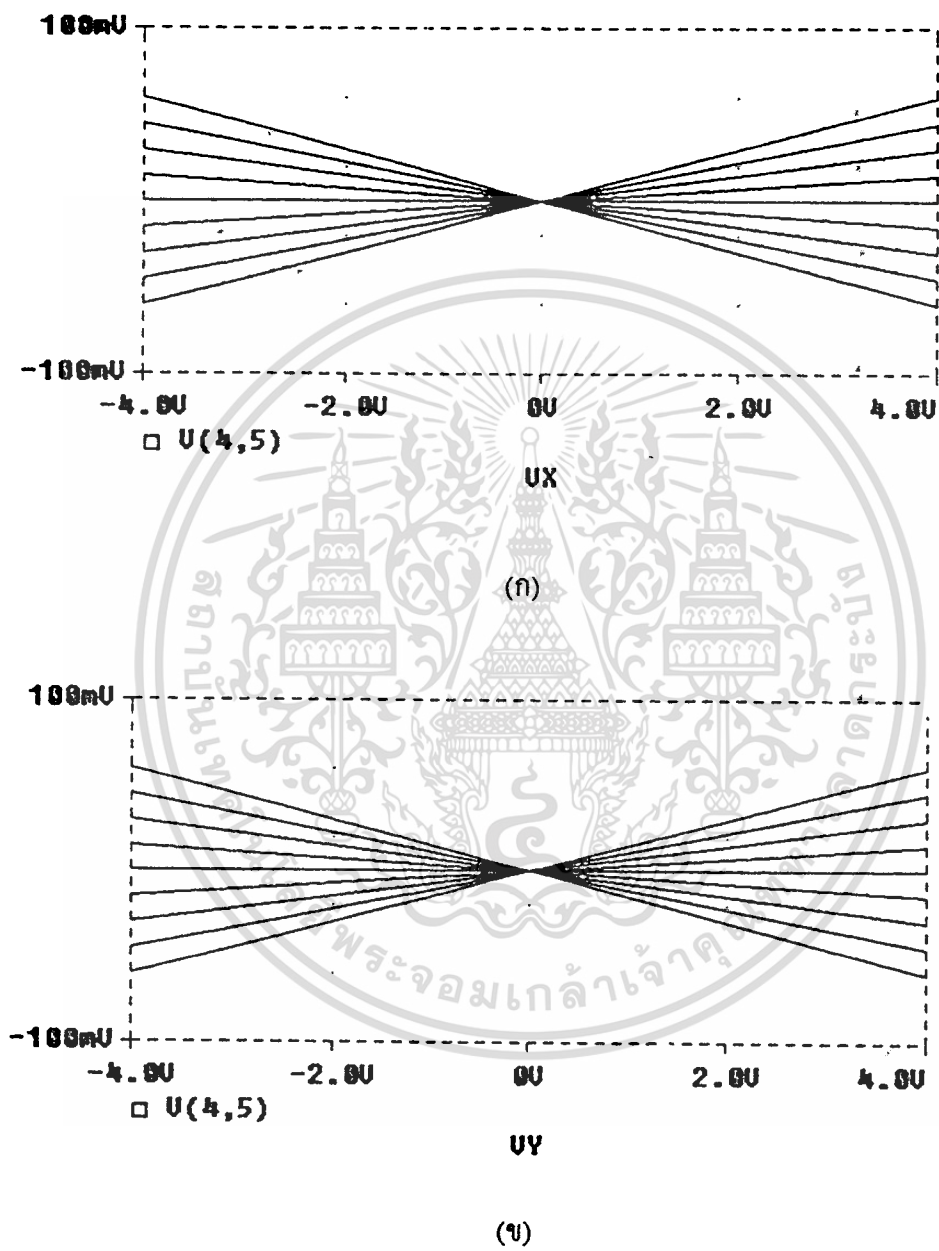
ตารางที่ 3

ทรานซิสเตอร์	M_1 - M_4	M_5 - M_6	M_7 - M_{10}
W/L(μm)	10/30	20/100	200/10

แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวเซนเนลของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจร

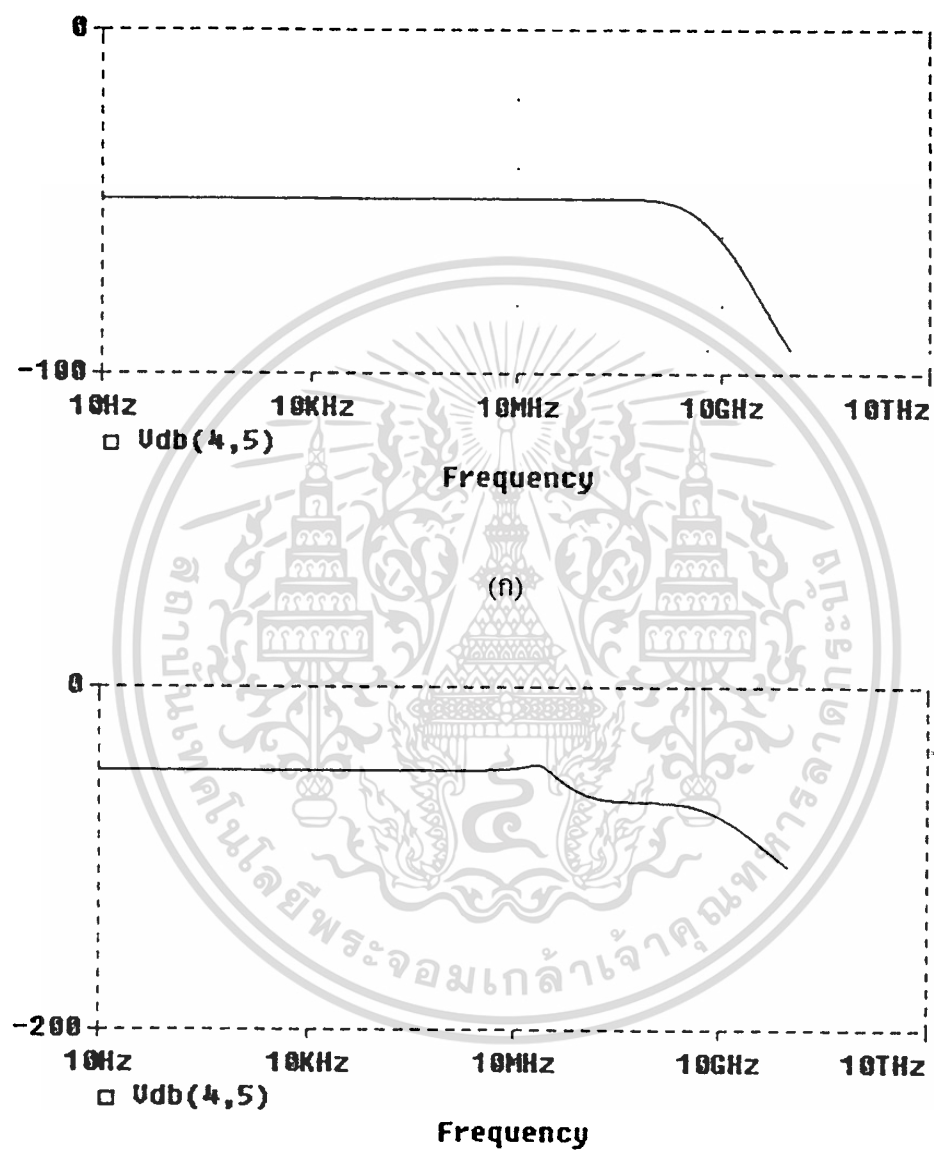
แหล่งจ่ายกระแส $I_1 = 20 \mu A$, $I_2 = I_3 = 150 \mu A$, $R_{L1} = R_{L2} = 10 k\Omega$ และ $V_{DD} = 5V$, $V_{SS} = -5 V$ ซึ่งผลการทำงานของวงจรถูกสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์แสดงดังรูปที่ 61 - 69 โดยรูปที่ 61 แสดงความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุตต่ออินพุตและช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตของ V_x และ V_y มีค่าเท่ากับ ± 4 โวลต์ รูปที่ 62 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณ AC เข้าที่อินพุต V_x และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_y และวัดค่า V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองเท่ากับ 75 MHz รูปที่ 62 (ข) เมื่อป้อนสัญญาณ AC เข้าที่อินพุต V_y และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_x วัดค่า V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้เท่ากับ 18 MHz

รูปที่ 61



แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต
(ก) เมื่อแปรค่า V_x
(ข) เมื่อแปรค่า V_y

รูปที่ 62

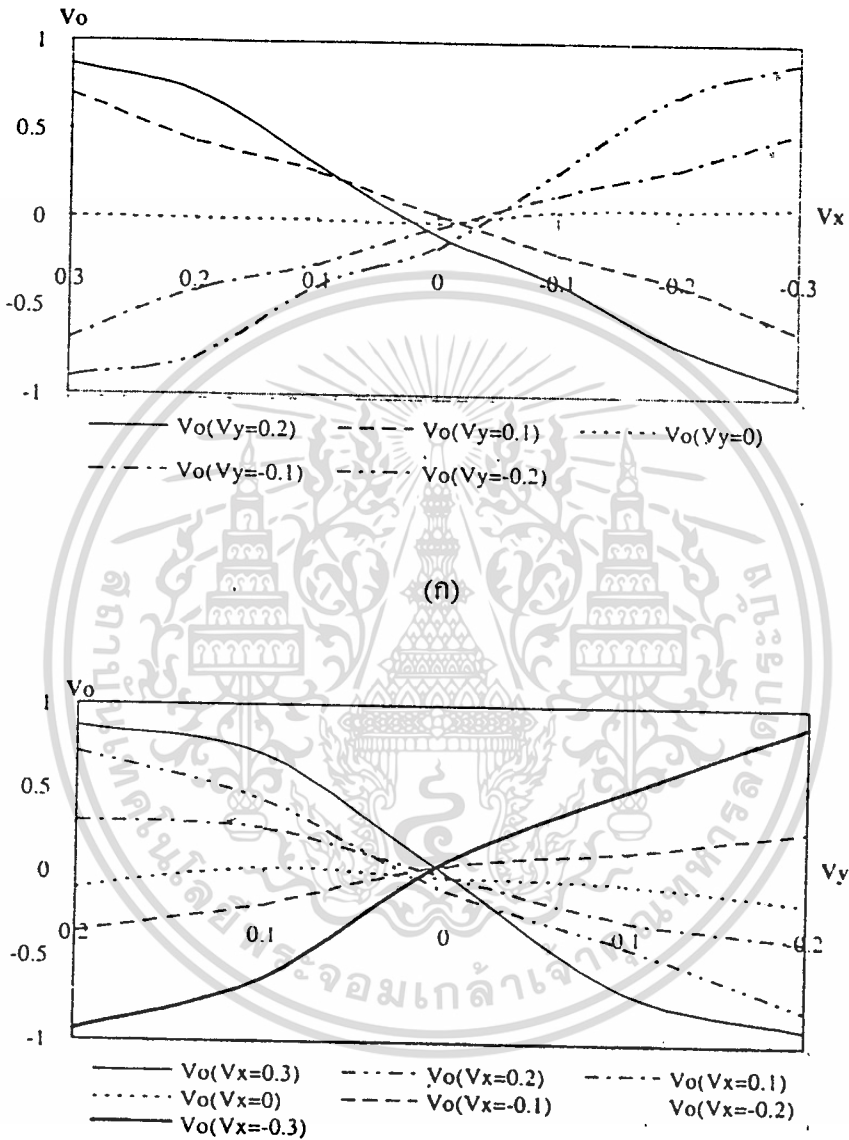


(ข)

แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร
(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_x
(ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_y

วงจรดังรูปที่ 46 เมื่อมาทดลองโดยใช้การต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซี เบอร์ MC14007 ต่อบน Proto-board โดยใช้ค่า $I_1 = 20 \mu\text{A}$, $I_2 = I_3 = 80 \mu\text{A}$ และค่า $R = 30\text{k}\Omega$ โดยวงจรในรูปที่ 46 เป็นวงจรที่ออกแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์มีขนาดที่แตกต่างกัน แต่มอสที่ใช้ในการทดลอง มีอยู่ ขนาดเดียวทำให้การทดลองในวงจรที่ 1 ไม่สามารถใช้งานได้จึงต้องดัดแปลงวงจรดังรูปที่ 46 โดยเพิ่มระดับไฟ DC เข้าไปที่ขาซอร์สของ M_1 - M_4 โดยแรงดัน $V_1 \approx V_2 \approx 3.2 \text{ V}$ ผลการทดลองที่ได้มี ช่วงปฏิบัติงานอินพุตแคบกว่าที่ทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งแสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 63 - 64 โดยรูปที่ 63 แสดงความเป็นเชิงเส้นของเอาพุตต่ออินพุตและแสดงช่วงปฏิบัติงานของอินพุต V_x และ V_y ซึ่งมีค่าประมาณ ± 0.2 โวลต์ รูปที่ 64 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร เมื่ออินพุต V_x ป้อนด้วยสัญญาณ AC ความถี่ตั้งแต่ $100 \text{ Hz} - 1 \text{ MHz}$ อินพุต V_y ต่อกับศักดา DC 1 โวลต์ วัด V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz รูปที่ 64 (ข) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่ออินพุต V_y ป้อนด้วยสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ $100 \text{ Hz} - 1 \text{ MHz}$ อินพุต V_x ต่อกับ ศักดา DC 1 โวลต์ วัด V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz

รูปที่ 63



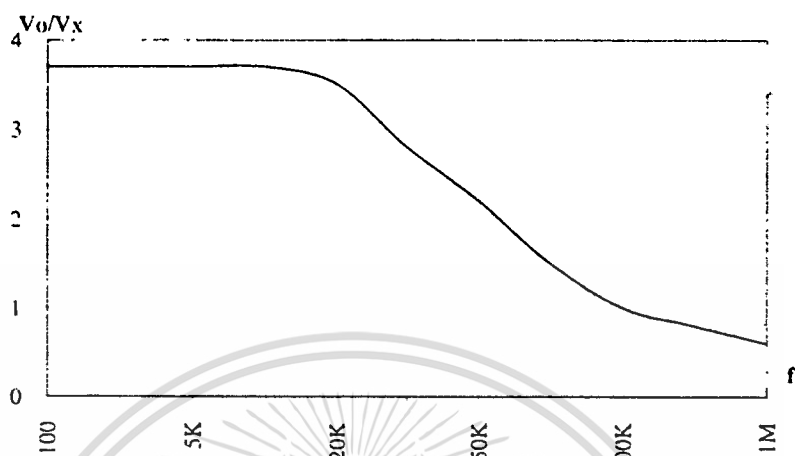
(ข)

แสดงแรงดันเอาต์พุต เมื่อแปรค่าอินพุต

(ก) เมื่อแปรค่า V_x

(ข) เมื่อแปรค่า V_y

รูปที่ 64



(ก)



(ข)

แสดงค่าความถี่ตอบสนอง

(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านอินพุต V_x (ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านอินพุต V_y

วงจรรูปที่ 54 เมื่อมาทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon Structure : ES2 ในแบบ Worse Case ใช้ level 2 ซึ่งมีค่าขนาดความกว้างต่อความยาว

แนวนอนตามตารางที่ 4 สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

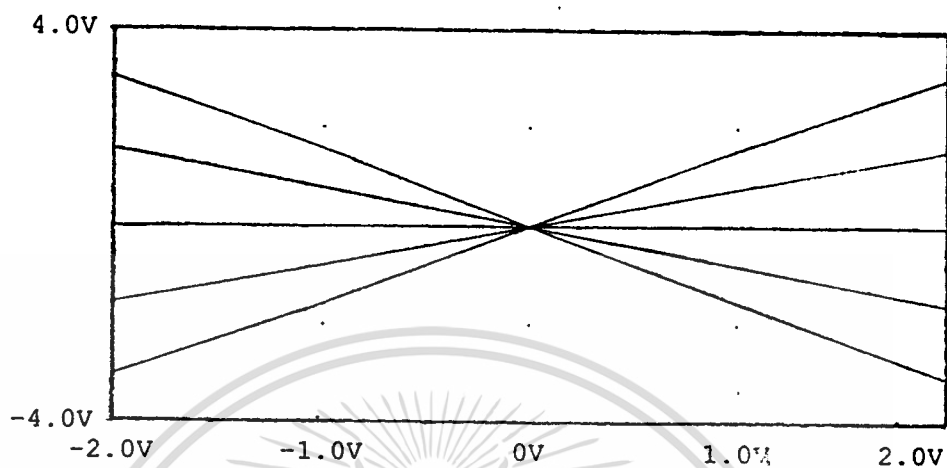
ตารางที่ 4

ทรานซิสเตอร์	M ₁ -M ₄	M ₅ -M ₆	M ₇ -M ₁₀
W/L(μm)	50/10	300/10	400/10

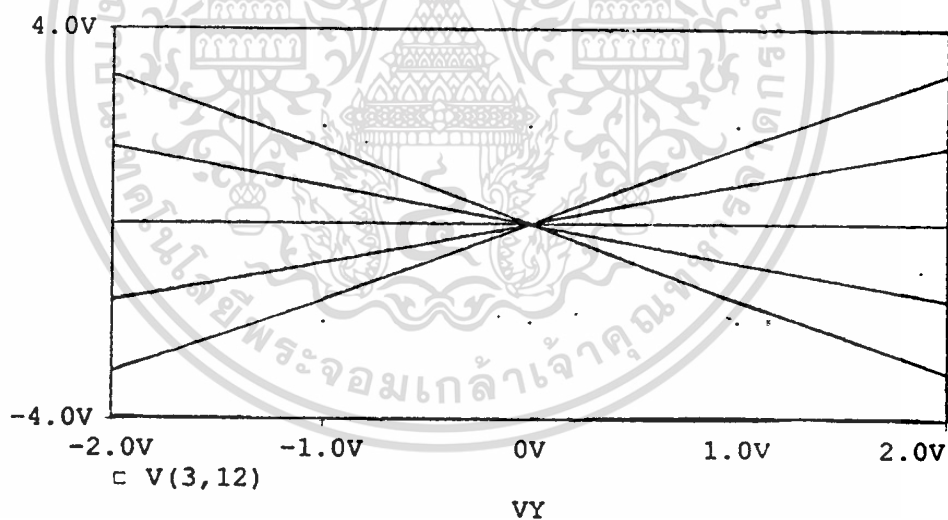
แสดงขนาดความกว้างต่อความยาวแกนเนลของมอสในวงจร

ใช้แหล่งจ่ายกระแส $I_A = 50 \mu\text{A}$, $R_L = 80 \text{ k}\Omega$ และ $V_{DD} = 5 \text{ V}$, $V_{SS} = -5 \text{ V}$ ซึ่งผลการ
ทำงานของวงจรคุณสมบัติที่ให้อิมพีแดนซ์ทำงานในช่วงอิมิตัว ซึ่งต่อร่วมกับวงจรเลื้อนระดับแรงดัน
ถูกแสดงในรูปที่ 65 - 66 โดยรูปที่ 65 แสดงผลความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุตต่ออินพุตและช่วง
ปฏิบัติงานของอินพุต V_x และ V_y ซึ่งมีค่าเท่ากับ ± 2 โวลต์ รูปที่ 66 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบ
สนองของวงจร เมื่อป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 10 Hz - 1 GHz อินพุต V_x และวัดค่า
 V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 75 MHz รูปที่ 66 (ข) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่อ
ป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 10 Hz - 1 GHz เข้าที่อินพุต V_y และป้อนสัญญาณ DC เข้า
ที่อินพุต V_x และวัดค่า V_{out} หากค่าความถี่ตอบสนองได้ 5.7 MHz

รูปที่ 65



(ก)

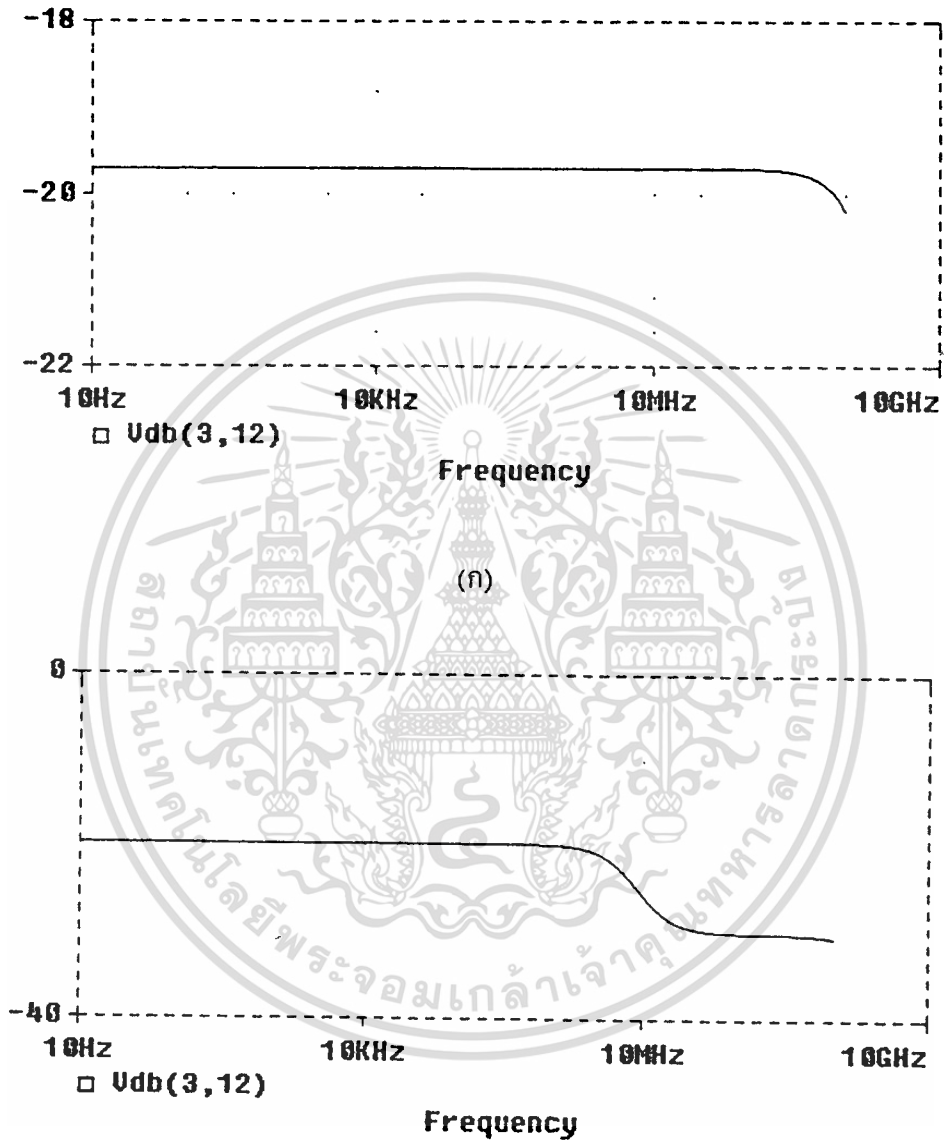


(ข)

แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต

(ก) เมื่อแปรค่า V_x (ข) เมื่อแปรค่า V_y

รูปที่ 66



(ข)

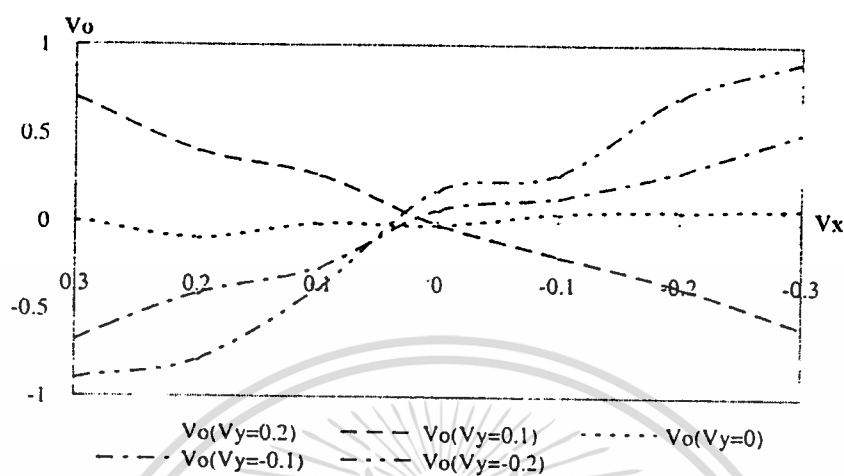
แสดงค่าความถี่ตอบสนอง

(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านอินพุต V_x (ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านอินพุต V_y

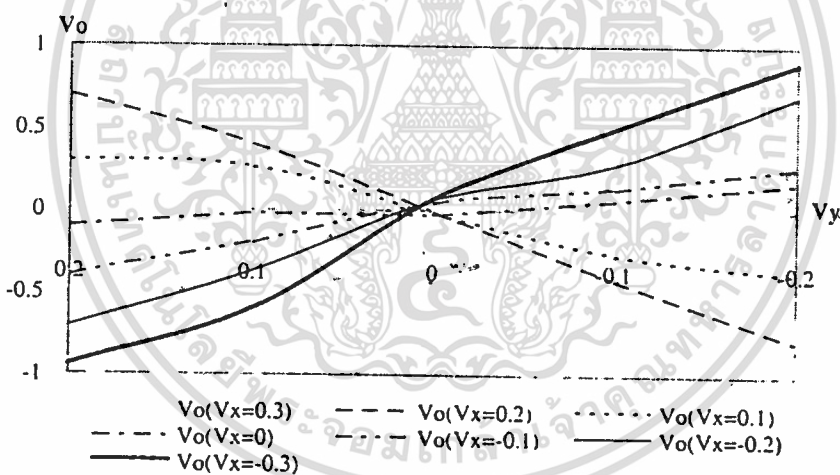
วงจรรูปที่ 54 เมื่อมาทดลองโดยใช้การต่อวงจรจริงลง Protoboard โดยใช้ไอซี เบอร์ MC14007 โดยใช้ค่า $I_A = 240\mu A$, $R = 50\text{ k}\Omega$ โดยวงจรในรูปที่ 53 เป็นวงจรที่ออกแบบให้มีอสมิขนาดที่แตกต่างกัน แต่มอสที่ใช้ในการทดลองมีอยู่ขนาดเดียวทำให้ผลการทดลองที่ได้มีช่วงปฏิบัติงานอินพุตที่แคบกว่าที่ทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งแสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 67 - 68 โดยรูปที่ 67 แสดงความเป็นเชิงเส้นของเอาพุตต่ออินพุตและแสดงช่วงปฏิบัติงานของอินพุต V_x และ V_y ซึ่งมีค่าเท่ากับ ± 0.2 โวลต์ รูปที่ 68 (ก) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจร เมื่อป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 100 Hz - 1 MHz เข้าที่อินพุต V_x และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_y วัดค่า V_{out} หาค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz รูปที่ 68 (ข) แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณ AC แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 100 Hz - 1 MHz เข้าที่อินพุต V_y และป้อนสัญญาณ DC เข้าที่อินพุต V_x และวัดค่า V_{out} หาค่าความถี่ตอบสนองได้ 30 kHz



รูปที่ 67



(ก)



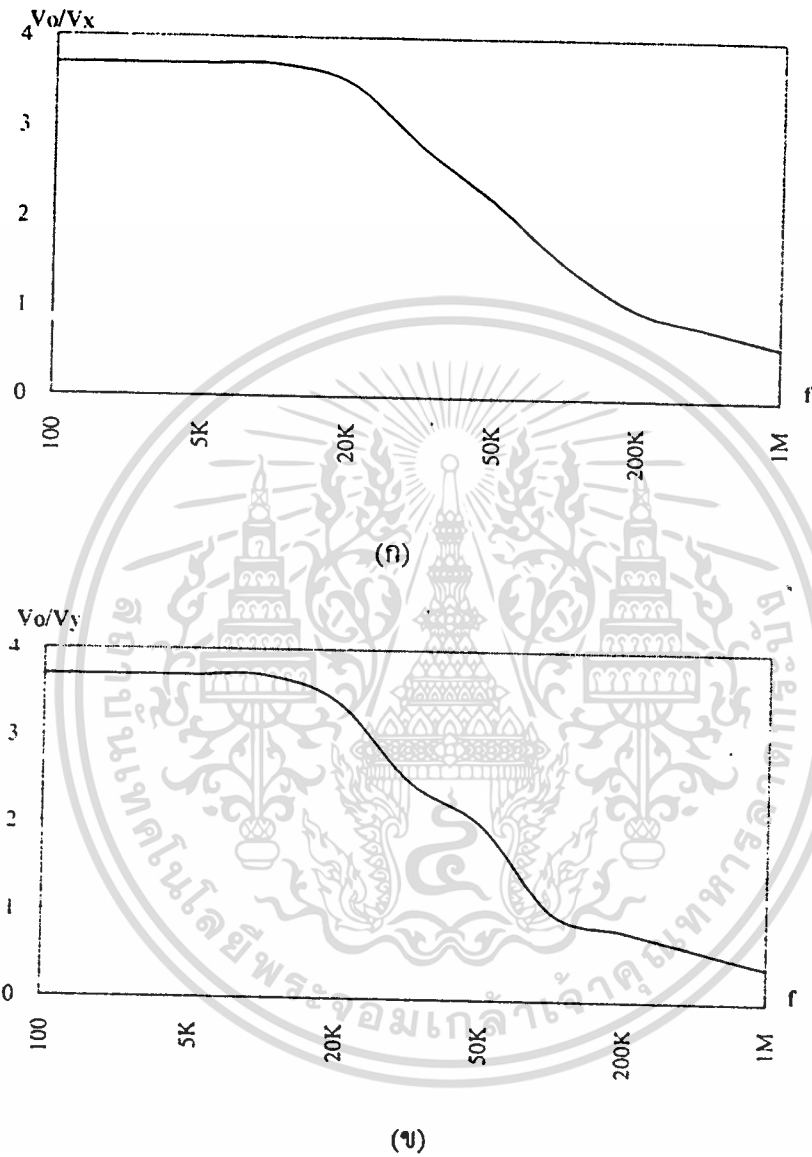
(ข)

แสดงแรงดันเอาพุต เมื่อแปรค่าอินพุต

(ก) เมื่อแปรค่า V_x

(ข) เมื่อแปรค่า V_y

รูปที่ 68



แสดงค่าความถี่ตอบสนอง

(ก) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_x

(ข) ค่าความถี่ตอบสนองทางค่านินพุต V_y

การประยุกต์ใช้งานวงจรคูณสัญญาณ

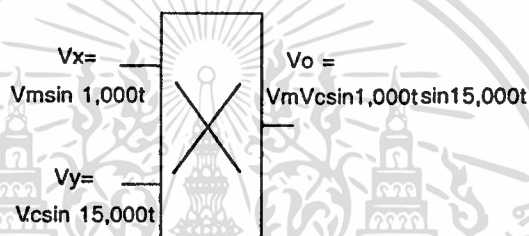
วงจรคูณสัญญาณแบบอนาล็อก (analog multipliers) เป็นวงจรซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ทั้งในค่านินพุตและเครื่องมือวัด ตัวอย่าง เช่น วงจรวัดกำลังงาน, ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรยกกำลัง, วงจรวัดค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณสองสัญญาณที่มีความถี่เท่ากัน, วงจรหารสัญญาณ, วงจรหาค่ารากที่สอง, วงจรมอดูเลตและวงจรดีมอดูเลต ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง การนำวงจรคูณไปประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรมอดูเลตทางขนาด, วงจรยกกำลังสองสัญญาณอินพุต

การนำวงจรคูณไปเป็นวงจรมอดูเลตทางขนาด (amplitude modulation)

วงจรมอดูเลตเป็นการผสมสัญญาณ โดยเปลี่ยนแปลงเฉพาะขนาดตามสัญญาณอินพุตที่ต้องการส่ง ตัวอย่าง เช่น สัญญาณวิทยุ AM

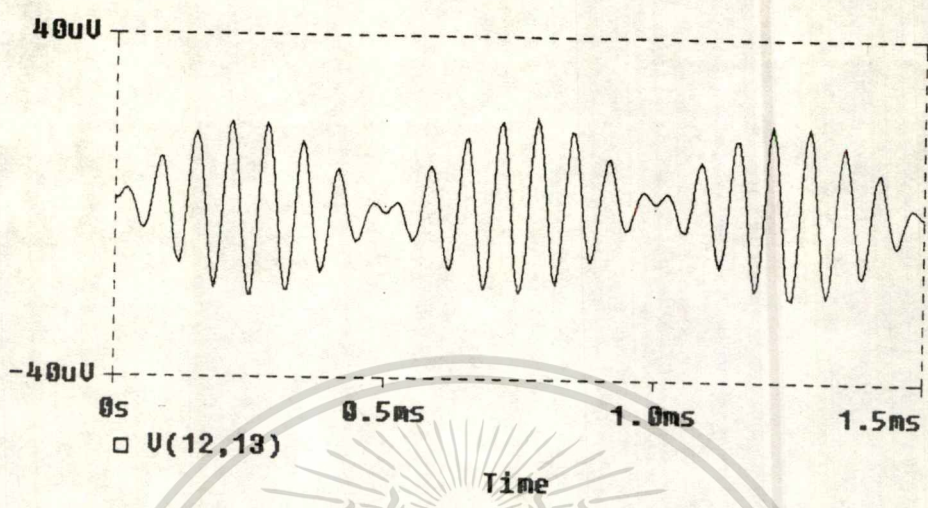
รูปที่ 69



แสดงวงจรมอดูเลต

วงจรดังรูปที่ 69 เมื่อนำไปทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้ $V_x = 10 \sin 2\pi 1000t$, $V_y = \sin 2\pi 15,000t$ ซึ่งจะได้ V_o ตามรูป

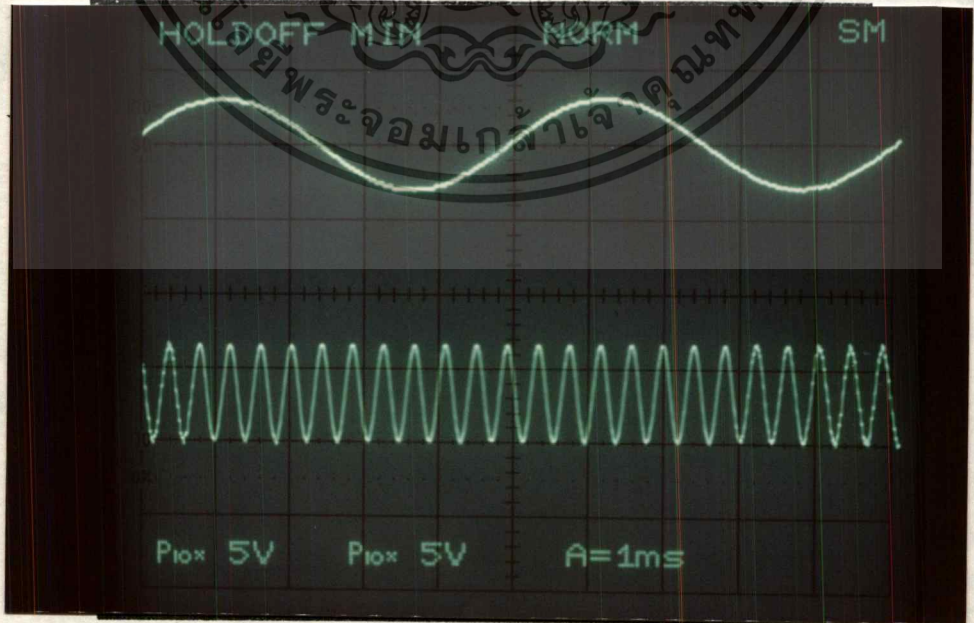
รูปที่ 70



แสดง V_o เมื่อนำวงจรเป็นวงจรมอดูเลต โดยโปรแกรม Pspice

วงจรรูปที่ 69 เมื่อนำไปทดสอบต่อวงจรจริงลง Protoboard โดยใช้ ไอซี เบอร์ MC14007 โดยต่อตามแบบวงจรแบบที่ 1 ซึ่งจะได้ V_o ตามรูปที่ 70

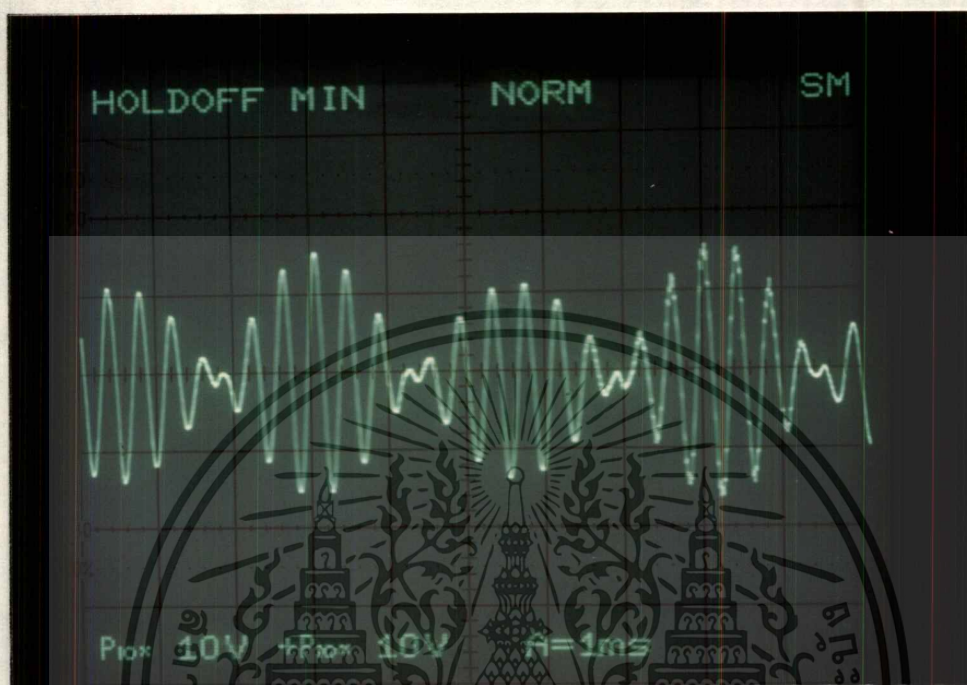
รูปที่ 71



แสดง V_x และ V_y เมื่อนำวงจรเป็นวงจรมอดูเลตโดยทดลองต่อจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 72



แสดง V_o เมื่อนำวงจรคูณเป็นวงจรมอดูเลตโดยการทดลองต่อจริง

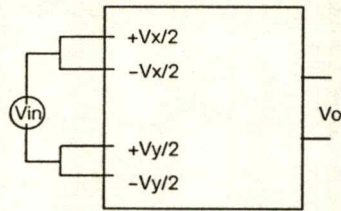
การนำวงจรคูณสัญญาณนำมาทำเป็นวงจรทวีความถี่

เมื่อนำอินพุตของวงจรคูณสัญญาณมาต่อร่วมกัน $V_x = V_y$ ก็จะได้ V_o ที่เป็นกำลังสองของอินพุต และถ้าอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ โดยจากความสัมพันธ์ที่ว่า

$$V_m^2 \sin^2 \omega t = (V_m^2 / 2)(1 - \cos 2\omega t) \quad (4.39)$$

สมการจะเห็นว่า เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ $\sin \omega t$ จะได้ว่าจากเอาพุตคือสองส่วน คือ ระดับไฟตรงประมาณ $\frac{V_m^2}{2}$ และสัญญาณ $\cos \omega t$ ซึ่งมีความถี่เป็น 2 เท่าของอินพุตซึ่งจะได้ว่ายกกำลังสองสัญญาณไซน์ สามารถทำให้ความถี่ที่เกิดใหม่เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า

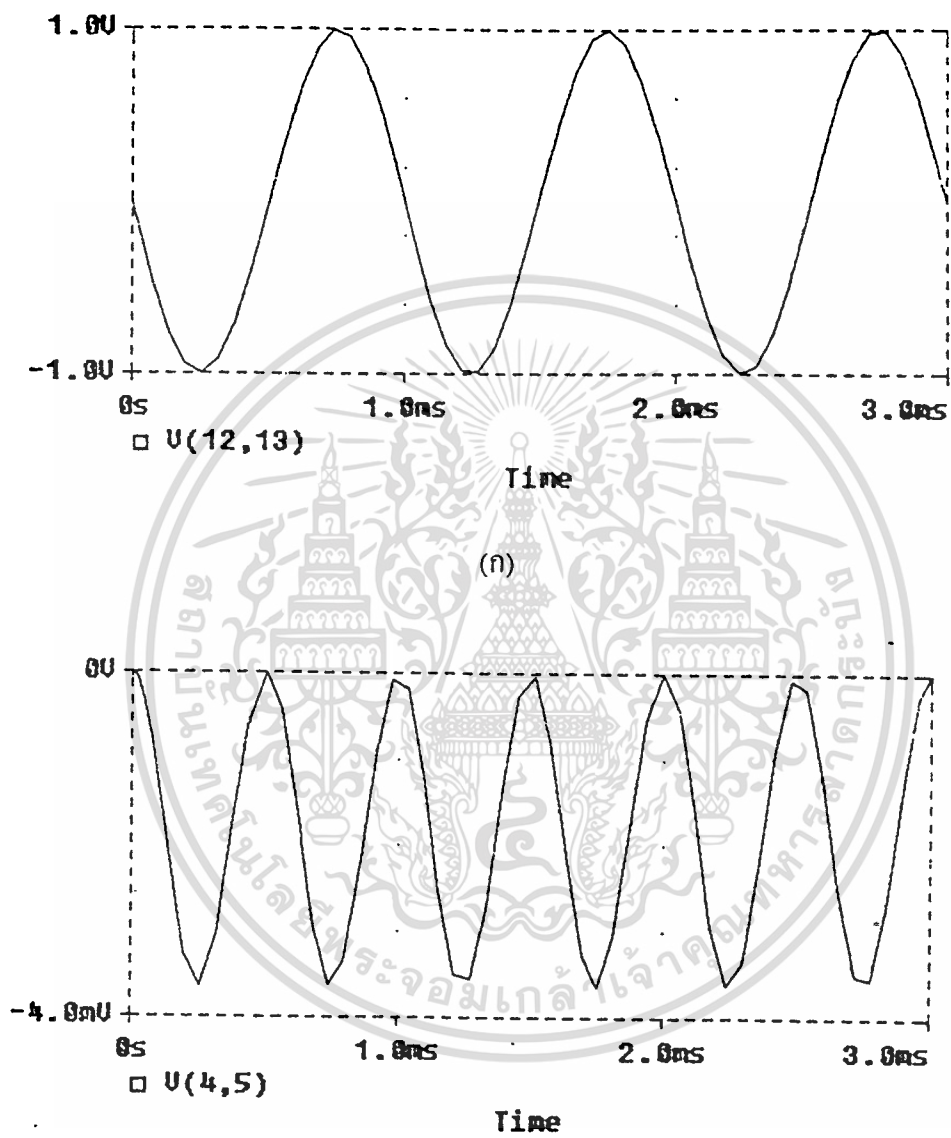
รูปที่ 73



แสดงวงจรยกกำลังสองสัญญาณไซน์

จากรูป 73 ป้อนสัญญาณอินพุต V_{in} เป็นสัญญาณไซน์ ที่มีความถี่ 1kHz และมีขนาด $\pm 1V_{P-P}$ ซึ่งจะได้ V_o เป็นไปตามสมการ ซึ่งเขียนแบบของวงจรดังกล่าวทำได้โดยใช้โปรแกรม PSpice

รูปที่ 74



(ข)

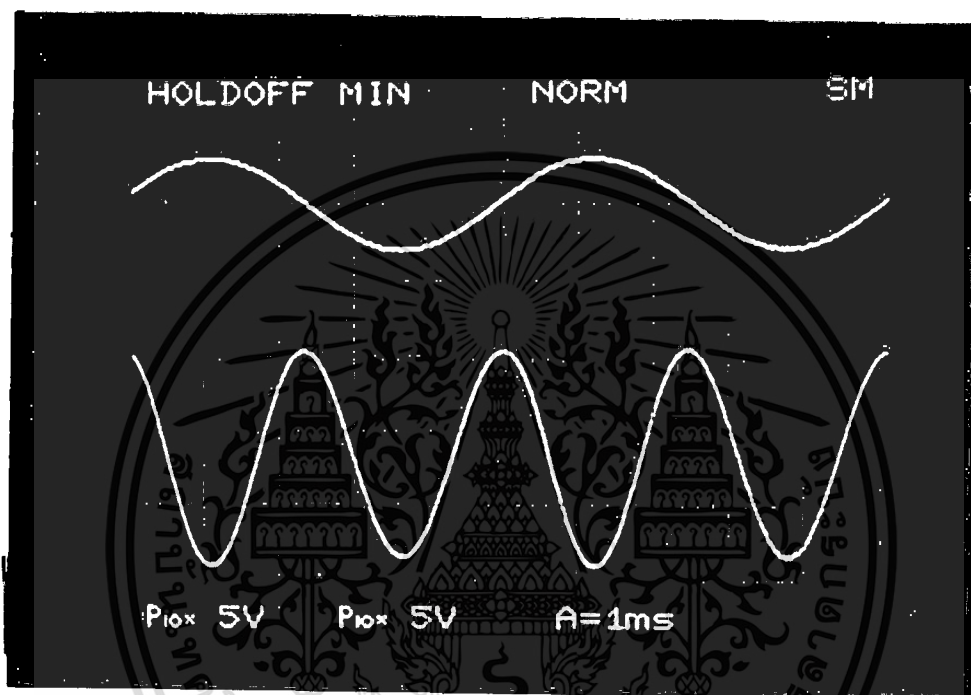
แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาพุต

(ก) สัญญาณอินพุต

(ข) สัญญาณเอาพุต

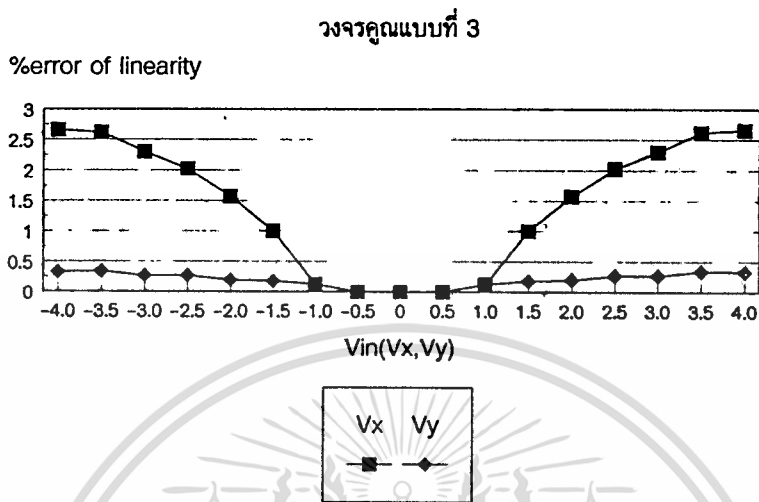
วงจรดังรูปที่ 73 เมื่อนำไปทดสอบต่อวงจรจริงลง Protoboard โดยใช้ไอซี เบอร์ MC14007 โดยต่อตามแบบวงจรคูณแบบที่ 3 ซึ่งจะได้ V_o ตามรูปที่ 75

รูปที่ 75



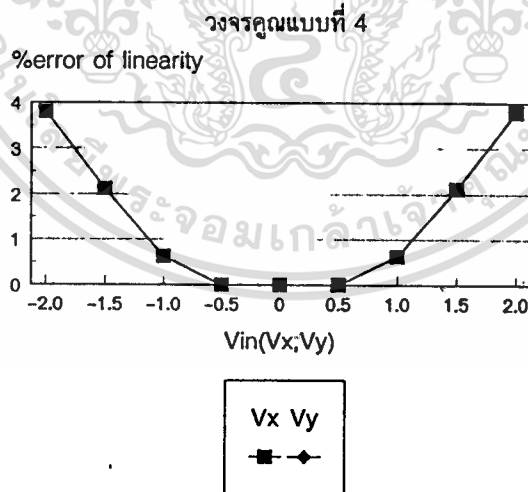
แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาพุต

รูปที่ 76



แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรรูปแบบที่ 3

รูปที่ 77



แสดงเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของความเป็นเชิงเส้นในวงจรรูปแบบที่ 4

บทสรุป

เทคนิคการออกแบบวงจรโดยใช้ชิพมอสทำงานในช่วงอัมคัว ในวิทยานิพนธ์นี้สามารถทำงานได้ถูกต้องตามหลักการที่เสนอ จากการทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice พบว่าที่อินพุต V_x , V_y ของวงจรแบบที่ 3 จะให้ผลการตอบสนองทางความถี่และความเป็นเชิงเส้นต่างกันโดยอินพุต V_x จะให้ผลการตอบสนองความถี่และความเป็นเชิงเส้นดีกว่าอินพุต V_y เพราะการตอบสนองทางความถี่และความเป็นเชิงเส้นของอินพุต V_y ขึ้นอยู่กับวงจรที่นำมาต่อร่วม ส่วนที่อินพุต V_x , V_y ของวงจรแบบที่ 4 มีค่าผลตอบสนองความถี่และความเป็นเชิงเส้นใกล้เคียงกัน เพราะวงจรที่ต่อร่วมกับอินพุต V_y มีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ที่ดี และวงจรที่ต่อร่วมนี้ยังไม่ลดทอนสัญญาณอินพุต V_y ทำให้ความเป็นเชิงเส้นไม่ถูกลดทอนลง จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำมาเสนอนี้ เป็นไปตามจุดประสงค์ที่วางไว้ ไม่ทั้งหมด คือ อินพุตกว้างขึ้นตามจุดประสงค์ แต่ความเป็นเชิงเส้นมีค่าไม่ดี เมื่อนำวงจรทั้งสองแบบมาต่อจริงลง Protoboard โดยใช้ไอซี เบอร์ MC 14007 ซึ่งเป็นชิพมอสภายในไอซีมี NMOS 3 ตัว PMOS 3 ตัว และทั้ง NMOS และ PMOS ต่างมีขนาด (W/L) เท่ากัน ส่วนมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่ออกแบบมีขนาด (W/L) ที่แตกต่างกัน ใน PSpice กำหนดให้แหล่งจ่ายไฟมีค่าคงที่ (ไม่มีสัญญาณรบกวน) แต่ในการต่อวงจรจริงอาจมีสัญญาณรบกวน คุณสมบัตินี้ของไอซี เบอร์ MC 14007 ไม่ดี ประกอบกับความถี่ที่เกิดขึ้นแฝงใน Protoboard สาเหตุเหล่านี้ทำให้ค่าความถี่ตอบสนองและความเป็นเชิงเส้นของวงจรจะได้อาจจากการทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice ต่างกับที่ต่อวงจรจริงลง Protoboard

บทที่ 5

บทสรุป

บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เนื้อหาทั้งหมดล้วนเป็นการนำออสเฟทมาออกแบบเป็นวงจรคูณสัญญาณทางอนาล็อก โดยสามารถออกแบบเป็นวงจรรวมได้และในวิทยานิพนธ์นี้กล่าวถึงเทคนิคในการออกแบบ วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงอิมิตัวและชิมอสทำงานในช่วงไม้อิมิตัว โดยวงจรคูณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงไม้อิมิตัวจะใช้นอส 2 ตัวทำงานในช่วงไม้อิมิตัว และจัดไบอัสให้สามารถนำกระแสได้ 2 ทิศทางมาเป็นพื้นฐานของวงจรคูณ และจากพื้นฐานอันนี้เมื่อนำวงจรอื่นมาต่อรวม เพื่อให้วงจรพื้นฐานนี้ใช้วงจรคูณสัญญาณได้จริง และถ้าเราสามารถออกแบบวงจรต่อรวมแบบใหม่ เราก็จะได้วงจรคูณวงจรใหม่ออกมาอีก ส่วนวงจรคูณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงอิมิตัว ใช้ชิมอส 4 ตัวที่ทำงานในช่วงอิมิตัวต่อแบบดิฟเฟอเรนเชียลไขว้ขากัน 2 ชุด เป็นพื้นฐานของการคูณสัญญาณ แต่วงจรนี้ไม่สามารถนำไปใช้งานได้เลย จะต้องต่อรวมกับวงจรอื่นก่อน และในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวงจรที่นำมาต่อรวมไว้ 2 วงจร ทำให้ได้วงจรคูณขึ้นใหม่อีก 2 วงจร และเช่นเดียวกัน ถ้าเราออกแบบวงจรที่นำมาต่อรวมใหม่ก็จะได้วงจรคูณวงจรใหม่ออกมา ซึ่งก็ยังคงมีวงจรพื้นฐานเหมือนกัน และจากการที่มีวงจรพื้นฐานเหมือนกันทำให้ได้ คุณสมบัติที่เหมือนกันคือ ความเป็นเชิงเส้นของวงจร ช่วงปฏิบัติงานอินพุต และการตอบสนองความถี่ ของอินพุต (V_x) ที่ต่อเข้ากับวงจรคูณแบบพื้นฐานมีค่าเท่ากัน ส่วนอินพุต V_y จะมีค่าความเป็นเชิงเส้น การตอบสนองความถี่และช่วงปฏิบัติงานอินพุตต่างกัน โดยขึ้นอยู่กับวงจรที่นำมาต่อรวม เมื่อนำวงจรทั้งหมด 4 วงจร คือ วงจรที่ 1 วงจรคูณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงไม้อิมิตัวร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน วงจรที่ 2 วงจรคูณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงไม้อิมิตัวร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอคตัวและวงจรรักษาระดับแรงดัน วงจรที่ 3 วงจรคูณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงอิมิตัวร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน วงจรที่ 4 วงจรคูณโดยใช้ชิมอสทำงานในช่วงอิมิตัวร่วมกับวงจรเลื่อนระดับแรงดัน มาเปรียบเทียบกับตามตารางที่ 5

ตารางที่ 5

วงจรคุณสมบัติโดย ใช้ชิพมอส ทำงานใน ช่วงไม้อิมิตัวและช่วง อิมิตัว	จ ำ น ว น มอสเฟต	แหล่งจ่าย กระแส	ช่วงศักดา ปฏิบัติงานที่ แรงดันไฟ เลี้ยง $\pm 5V$	ความถี่ตอบ สนอง	ควา ม พิ ด พลา ดของ ความเป็น เชิงเส้น
วงจรแบบที่ 1	11	4	$V_x=V_y$ $\pm 4V_{P-P}$	$V_x=10kHz$ $V_y=10MHz$	$V_x=0.8\%$ $V_y=2.4\%$
วงจรแบบที่ 2	15	7	$V_x=V_y$ $\pm 3V_{P-P}$	$V_x=50kHz$ $V_y=10MHz$	$V_x=0.45\%$ $V_y=2.76\%$
วงจรแบบที่ 3	10	3	$V_x=V_y$ $\pm 4V_{P-P}$	$V_x=75MHz$ $V_y=18MHz$	$V_x=0.2\%$ $V_y=1.4\%$
วงจรแบบที่ 4	8	4	$V_x=V_y$ $\pm 2V_{P-P}$	$V_x=75MHz$ $V_y=5.7MHz$	$V_x=1.45\%$ $V_y=1.45\%$

แสดงเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆของวงจรคุณสมบัติทั้งสี่วงจร

ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

1. ในวงจรคุณสมบัติโดยใช้ชิพมอสในช่วงไม้อิมิตัวร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอย
ตัว และวงจรรักษาระดับแรงดัน นั้นมีปัญหาคือ ในความไม่สมพียงกันในส่วนของวงจรสะท้อน
กระแส ทำให้เมื่ออินพุต $V_y = 0$ โวลท์ V_o จะมีแรงดันเล็กน้อย

แนวทางแก้ไข ต้องเปลี่ยนวงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรใหม่ที่ทำให้ความแน่นอนในการ
สะท้อนกระแสให้ดีกว่าเดิม

2. ปัญหาที่เกิดจากการต่อวงจรจริงลงบอร์ด เนื่องจากมอสที่เราออกแบบไว้ในวงจรมี
หลายขนาด แต่มอสที่เราใช้ในการทดลองมีขนาดเดียว ทำให้วงจรมีคุณสมบัติไม่ได้ตามทฤษฎีและ
สัญญาณรบกวนที่เกิดจากซัพพลาย แม้เพียงเล็กน้อยก็มีผลต่อการต่อวงจรมากทีเดียว

แนวทางแก้ไข ในส่วนของขนาดมอสคงไม่สามารถแก้ไขได้ และสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก
ซัพพลาย อาจแก้ไขได้ โดยหาตัวซัพพลายที่มีคุณสมบัติที่ดี ขณะทดลองควรปิดอุปกรณ์ไฟ

ฟ้าทุกชนิดที่อาจเป็นตัวกำเนิดสัญญาณรบกวน การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

โปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์

วงจรคุณสัญญาณโดยใช้ชิพมอสทำงานในช่วงไม้อิ่มตัวร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน

CMOS triode multiplier uses scaling voltage circuit.

vdd 1 0 dc 5

vss 0 2 dc 5

vx 4 5 ac 1 sin(0 1 15khz)

vy 14 15 ac .01 sin(0 .01 1khz)

rx1 4 0 100meg

rx2 5 0 100meg

ry1 14 0 100meg

ry2 15 0 100meg

rl1 1 12 30k

rl2 1 13 30k

i1 1 3 dc 45u

i2 10 2 dc 100u

i3 11 2 dc 50u

i4 9 2 dc 50u

m1 6 4 3 3 pmos1 w=20u l=100u

m2 8 4 3 3 pmos1 w=20u l=100u

m3 7 5 3 3 pmos1 w=40u l=100u

m4 6 9 2 2 nmos1 w=200u l=10u

m5 8 11 2 2 nmos1 w=200u l=10u

m6 7 10 2 2 nmos1 w=400u l=10u

m7 12 6 9 9 nmos1 w=10u l=10u

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

m9 1 7 10 10 nmos1 w=10u l=10u
m10 9 14 10 10 nmos1 w=10u l=200u
m11 11 15 10 10 nmos1 w=10u l=200u

*-----ES-2-WORSE CASE MODEL-----*

.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

*-----*

*.dc vy -4 4 1 vx -4 4 1
*.ac dec 100 10 500meg
.tran 0.01us 1.5ms
.op
.probe
.end

```

วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ซีมอสทำงานในช่วงไม้อิ่มตัวร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว

CMOS triode multiplier uses scaled floating voltage subcircuit and regulator subcircuit

VDD 1 0 DC 5

VSS 0 2 DC 5

I1 6 2 DC 50U

I2 8 2 DC 54U

I3 10 2 DC 54U

I4 12 2 DC 50U

I5 1 11 DC 45U

I6 18 2 DC 25U

I7 13 2 DC 25U

VY 14 15 dc 1

RY1 14 0 10000meg

RY2 15 0 10000meg

VX 4 5 ac 1

RX1 4 0 10000meg

RX2 5 0 10000meg

M1 1 4 6 6 NMOS1 W=10U L=50U

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

M3 3 3 1 1 PMOS1 W=10U L=10U

M4 7 3 1 1 PMOS1 W=10U L=10U

M5 9 3 1 1 PMOS1 W=10U L=10U

M6 1 11 8 8 NMOS1 W=100U L=10U

M7 7 18 8 8 NMOS1 W=100U L=10U

M8 1 11 10 10 NMOS1 W=100U L=10U

M9 9 13 10 10 NMOS1 W=100U L=10U

M10 12 11 1 1 PMOS1 W=10U L=40U

M11 2 12 11 11 PMOS1 W=500U L=10U

M12 18 14 11 2 NMOS1 W=10U L=200U

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M13 13 15 11 2 NMOS1 W=10U L=200U

M14 16 7 18 18 NMOS1 W=10U L=10U

M15 17 9 13 13 NMOS1 W=10U L=10U

RL1 1 16 10K

RL2 1 17 10K

-----ES-2-WORSE CASE MODEL-----

.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

.ac dec 100 10 200meg

*.DC Vy -3 3 1 Vx -3 3 1

.op

.END

วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ชิปมอสทำงานในช่วงอิมิต์ร่วมกับวงจรปรับขนาดแรงดัน

CMOS saturation multiplier uses scaling voltage circuit

VDD 1 0 DC 5

VSS 0 2 DC 5

VX 13 12 ac 1 sin(0 1 1khz)

VY1 10 12 dc 0

VY2 11 13 dc 0

RX1 13 0 100MEG

RX2 12 0 100MEG

RY1 10 0 100MEG

RY2 11 0 100MEG

RL1 1 4 10K

RL2 1 5 10K

I1 1 3 20U

I2 6 2 150U

I3 7 2 150U

M1 4 12 6 6 NMOS1 W=10U L=30U

M2 5 13 6 6 NMOS1 W=10U L=30U

M3 4 13 7 7 NMOS1 W=10U L=30U

M4 5 12 7 7 NMOS1 W=10U L=30U

M5 8 10 3 3 PMOS1 W=20U L=100U

M6 9 11 3 3 PMOS1 W=20U L=100U

M7 8 6 2 2 NMOS1 W=200U L=10U

M8 9 7 2 2 NMOS1 W=200U L=10U

M9 1 8 6 6 NMOS1 W=200U L=10U

M10 1 9 7 7 NMOS1 W=200U L=10U

-----ES-2-WORSE CASE MODEL-----

.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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

+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
*-----*
*.DC Vy -4 4 1 vx -4 4 1
*.ac dec 100 10 1000meg
.tran 0.1us 3ms
.PROBE
.op
.END

```



วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ซีมอสในช่วงอินตัวร่วมกับวงจรเลื่อนระดับสัญญาณ

CMOS saturation multiplier uses level shifter circuit.

VDD 1 0 DC 5

VSS 0 2 DC 5

VX 4 5 ac 1

VY 6 7 dc 1

R1 1 12 10K

R2 1 3 10K

RX1 4 0 100MEG

RX2 5 0 100MEG

RY1 6 0 100MEG

RY2 7 0 100MEG

I1 1 6 DC 10U

I2 1 7 DC 10U

I3 11 2 DC 10U

I4 10 2 DC 10U

M1 12 4 9 9 NMOS1 W=50U L=10U

M2 3 5 9 9 NMOS1 W=50U L=10U

M3 12 5 8 8 NMOS1 W=50U L=10U

M4 3 4 8 8 NMOS1 W=50U L=10U

M5 11 9 6 6 PMOS1 W=300U L=10U

M6 10 8 7 7 PMOS1 W=300U L=10U

M7 2 11 9 9 PMOS1 W=400U L=10U

M8 2 10 8 8 PMOS1 W=400U L=10U

-----ES-2-WORSE CASE MODEL-----

.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

*.DC VY -2 2 1 VX -2 2 1

.OP

.AC DEC 100 10 1000MEG

.PROBE

.END



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลของ IC เบอร์ MC14007



MOTOROLA

MC14007UB

DUAL COMPLEMENTARY PAIR PLUS INVERTER

The MC14007UB multi-purpose device consists of three N-channel and three P-channel enhancement mode devices packaged to provide access to each device. These versatile parts are useful in inverter circuits, pulse-shapers, linear amplifiers, high input impedance amplifiers, threshold detectors, transmission gating, and functional gating.

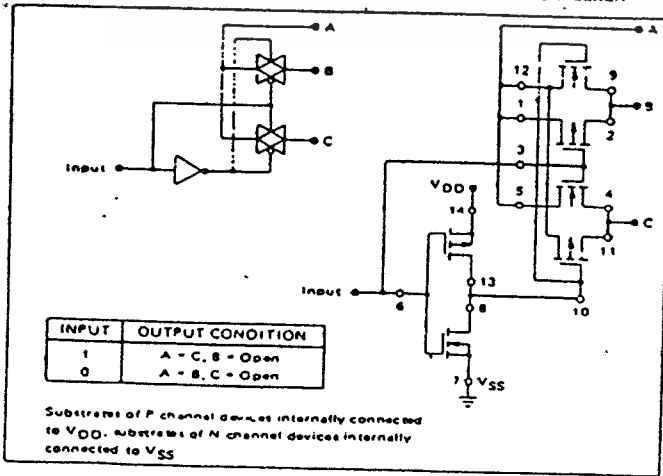
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4007A or CD4007UB
- This device has 2 outputs without ESD Protection. Anti-static precautions must be taken.

MAXIMUM RATINGS* (Vc :ages Referenced to VSS)

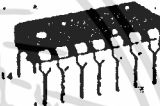
Symbol	Parameter	Value	Unit
VDD	DC Supply Voltage	-0.5 to +18	V
Vin, Vout	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to VDD + 0.5	V
Iin, Iout	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	±10	mA
PD	Power Dissipation per Package†	500	mW
Tstg	Storage Temperature	-65 to +150	°C
Tl	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: Plastic P and D Packages: -7.0 mW/°C From 65°C To 125°C
Ceramic "L" Packages: -12 mW/°C From 100°C To 125°C

FIGURE 1 — TYPICAL APPLICATION: 2-INPUT ANALOG MULTIPLEXER



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 632



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 646



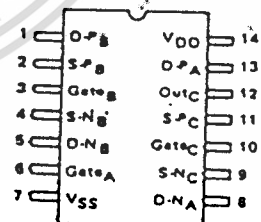
D SUFFIX
SOIC
CASE 751A

ORDERING INFORMATION

MC14XXXUBCP Plastic
MC14XXXUBCL Ceramic
MC14XXXUBD SOIC

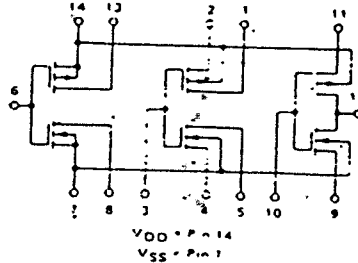
TA = -55° to 125°C for all packages

PIN ASSIGNMENT



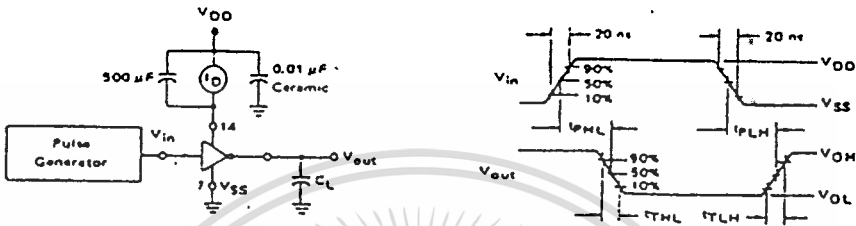
O = Drain
S = Source

SCHEMATIC



MC14007UB

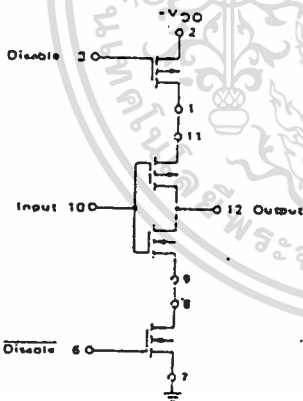
FIGURE 4 - SWITCHING TIME AND POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



APPLICATIONS

The MC14007UB dual pair plus inverter, which has access to all its elements offers a number of unique circuit applications. Figures 1, 5, and 6 are a few examples of the device flexibility.

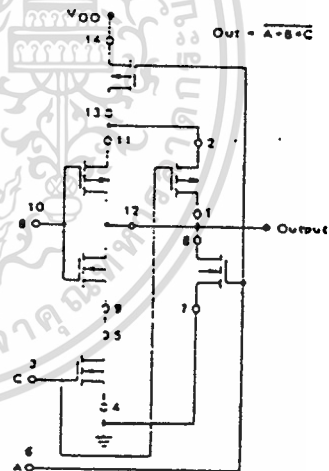
FIGURE 5 - 3-STATE BUFFER



INPUT	DISABLE	OUTPUT
1	0	0
0	0	1
X	1	Open

X = Don't Care

FIGURE 6 - AOI FUNCTIONS USING TREE LOGIC



Substrates of P-channel devices internally connected to VDD;
Substrates of N-channel devices internally connected to VSS.

MC14007UB

SWITCHING CHARACTERISTICS* ($I_{CL} = 50 \mu F$, $T_A = 25^\circ C$)

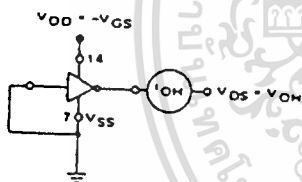
Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ †	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (1.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.4 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$	t_{TLH}	5.0 10 15	— — —	90 45 35	180 90 70	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.2 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.4 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	t_{THL}	5.0 10 15	— — —	75 40 30	150 80 60	ns
Turn-Off Delay Time $t_{PLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 35 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.15 \text{ ns/pF}) C_L + 17.5 \text{ ns}$	t_{PLH}	5.0 10 15	— — —	60 30 25	125 75 55	ns
Turn-On Delay Time $t_{PHL} = (1.0 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.3 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$	t_{PHL}	5.0 10 15	— — —	80 30 25	125 75 55	ns

* The formulas given are for the typical characteristics only.

Switching specifications are for device connected as an inverter.

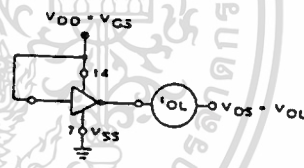
† Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

FIGURE 2 - TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

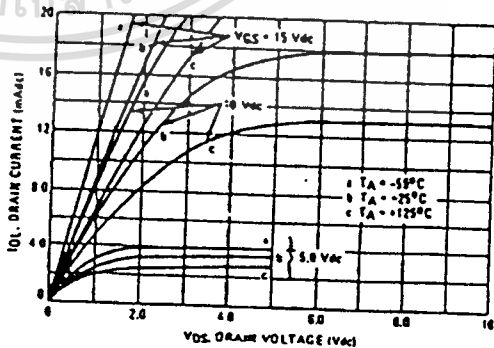
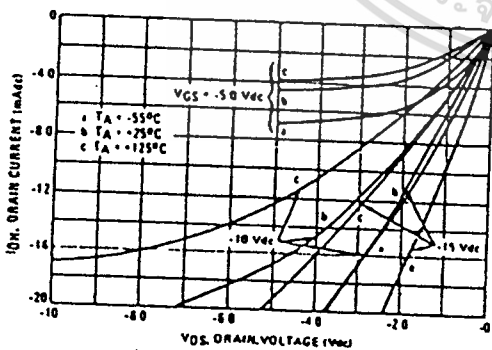


All unused inputs connected to ground.

FIGURE 3 - TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS



All unused inputs connected to ground.



These typical curves are not guarantees, but are design aids.
Caution: The maximum current rating is 10 mA per pin.

ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการ

[1] อธิพิพงศ์ ชัยสาขันธ์ และ กอบชัย เดชหาญ, “เทคนิคการออกแบบวงจรกำลังสองโดยใช้หมอสเฟท”, การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19, หน้า EL 10 - EL 14. 7-8 พฤศจิกายน 2539.

[2] อธิพิพงศ์ ชัยสาขันธ์ และ กอบชัย เดชหาญ, “วงจรความต้านทานแบบลอยตัว และวงจรคูณโดยใช้หมอส”, การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19, หน้า EL 15 - EL 18. 7-8 พฤศจิกายน 2539.

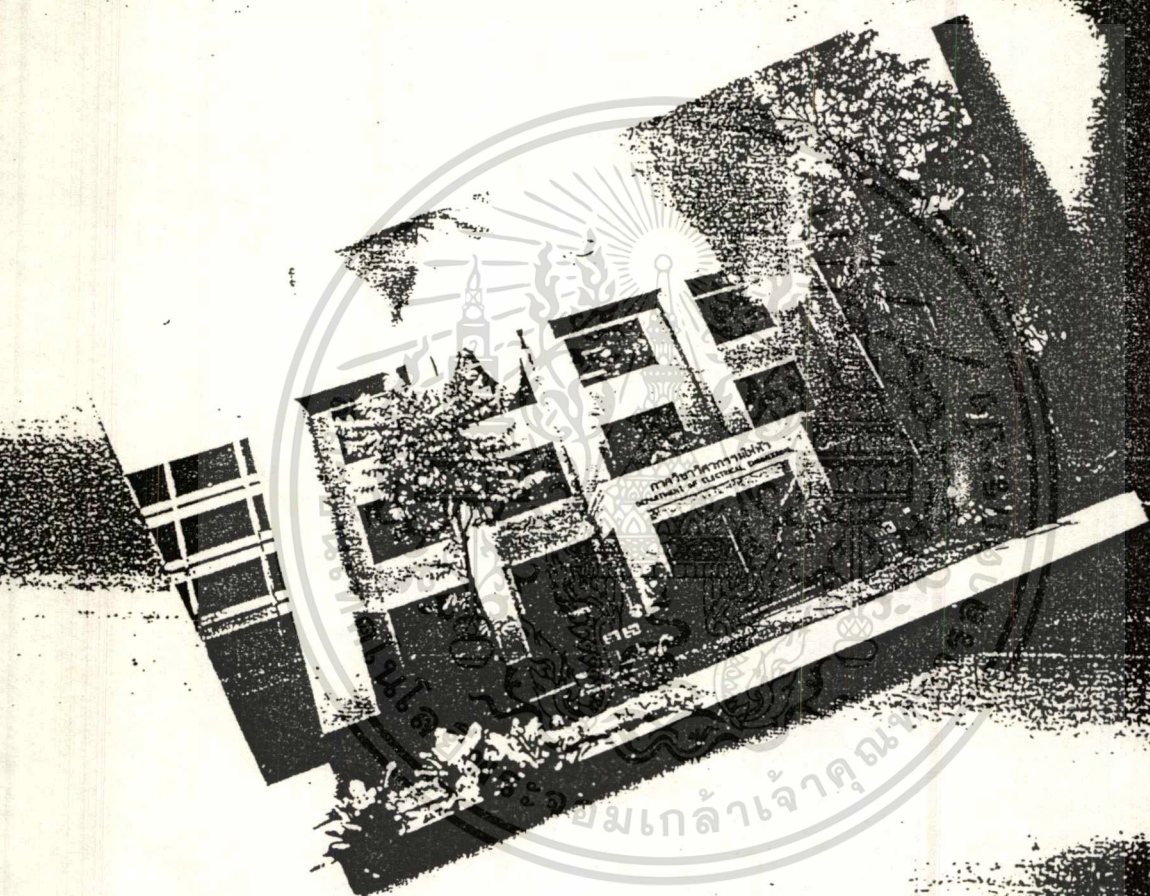
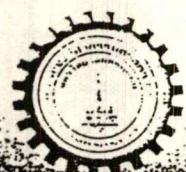
[3] อธิพิพงศ์ ชัยสาขันธ์ และ กอบชัย เดชหาญ, “การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนต์โดยใช้หมอสทำงานในช่วงไม้อัดตัว”, การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19, หน้า EL 19 - EL 22. 7-8 พฤศจิกายน 2539.

[4] อธิพิพงศ์ ชัยสาขันธ์, ฌัฐ จันท์กรบ และ กอบชัย เดชหาญ, “เทคนิคการออกแบบวงจรคูณโดยใช้หมอสในช่วงอัดตัว”, การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19, หน้า EL 101 - EL 103. 7-8 พฤศจิกายน 2539.

การประชุมวิชาการ

ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19

XIX



ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยขอนแก่น

7-8 พฤศจิกายน 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิคการออกแบบวงจรคูณโดยใช้ซีมอสในช่วงอิ่มตัว

A Design Technique of The CMOS Saturation Analog Multiplier

อิทธิพงศ์ ชัยสายัณห์ ฌฎุ จันทกรบ กอบชัย เดชหาญ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอ วงจรคูณสัญญาณ 4 ควอดแรนท์ที่ออกแบบโดยใช้ CMOS ทำงานในช่วงอิ่มตัวที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัวคือเป็นวงจร Two Source Coupled Pairs เป็นหลักในการออกแบบ และได้แสดงทั้งหมด 2 แบบ แบบที่ 1 ใช้วงจรยกระดับสัญญาณ แบบที่ 2 ใช้วงจรปรับขนาดแรงดัน ผลการทดสอบได้กระทำโดยการเขียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE เพื่อพิจารณาคุณสมบัติ

Abstract

This paper proposes the multiplier circuit that uses the two source coupled pairs circuit as the main of design. It consists 2 circuits. The first circuit uses level shifter circuit. The second circuit uses scaling circuit. The results and performance are shown by PSPICE program.

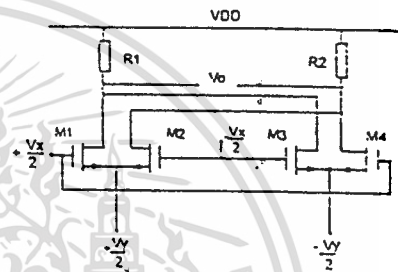
1. บทนำ

วงจรคูณเป็นวงจรที่มีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวาง ในระบบโทรคมนาคม และระบบเครื่องมือวัด ในอดีตจนถึงปัจจุบันการ ออกแบบวงจรคูณ มีการคิดค้นมาโดยตลอด ในงานวิจัยนี้ได้เสนอวงจรคูณที่มีการทำงานพื้นฐานมาจากวงจร two source coupled pairs และใช้วงจรอื่นมาต่อรวม เพื่อสามารถทำงานได้จริง

2. หลักการและการทำงาน

วงจรคูณสัญญาณ 4 ควอดแรนท์ ถูกนำเสนอ 2 วงจรซึ่งมีวงจรพื้นฐานเหมือนกัน ดังนั้นจึงขอกล่าวถึงวงจรพื้นฐานก่อน

2.1 วงจรคูณแบบพื้นฐาน



รูปที่ 1 วงจรคูณแบบพื้นฐาน

วงจรคูณแบบพื้นฐานหรือวงจร Source Coupled Pairs ซึ่งเป็นพื้นฐานของวงจรคูณต่างๆอีกหลายงานวิจัยเช่น [1], [2], [3] และจากรูปที่ 1 ทรานซิสเตอร์ M1 - M4 ทำงานในช่วงอิ่มตัว(Saturation Region) ซึ่งมีสมการกระแสเดรนเท่ากับ

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 : |V_{DS}| > |V_{GS}| - |V_T| > 0 \quad (1)$$

โดยที่ $K = (\mu_n C_{ox}/2)(W/L)$

ซึ่ง μ_n = ค่าสภาพคล่องของอิเล็กตรอนบริเวณ Channel

μ_p = ค่าสภาพคล่องของโฮลบริเวณ Channel

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

ϵ_{ox} = ค่า Dielectric Constant ของ SiO₂ มีค่า

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

t_{ox} = ค่าความหนาของแกตออกไซด์(Gate Oxide)

$$I_1 = K(V_{x/2} - V_{y/2} - V_T)^2$$

$$I_2 = K(-V_{x/2} - V_{y/2} - V_T)^2$$

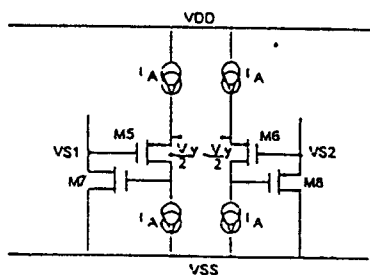
$$I_3 = K(-V_{x/2} + V_{y/2} - V_T)^2$$

$$I_4 = K(V_{x/2} + V_{y/2} - V_T)^2$$

$$I_{out} = (I_1 + I_3) - (I_2 + I_4)$$

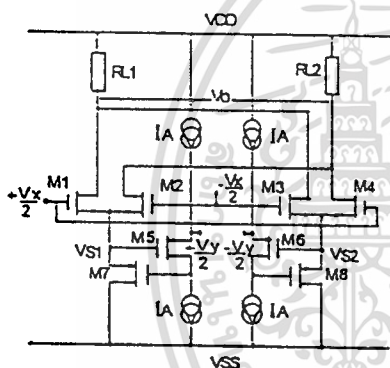
$$I_{out} = KV_x V_y$$

2.2 วงจรคูณที่ใช้วงจรยกระดับสัญญาณ (แบบที่ 1)



รูปที่ 2 วงจรยกระดับสัญญาณ

จากรูปที่ 2 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในช่วงอิมิตัว แรงดันที่ขาของ M7 และ M8 จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ขาของ M5 และ M6 โดยมี I_A เป็นตัวควบคุมในแรงดันเกต-ซอร์สของ M5 และ M6 ลงที่ ส่วน M7 และ M8 เป็นตัวผ่านกระแสที่มีแรงดันครั้น-ซอร์สเปลี่ยนแปลงตาม V_Y เมื่อนำวงจรรูปที่ 2 และ 1 มาต่อรวมกันจะได้วงจรดังรูปที่ 3

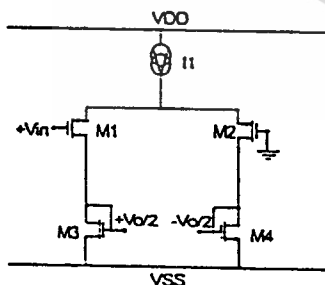


รูปที่ 3 วงจรคูณโดยใช้วงจรยกระดับสัญญาณ

$$I_{out} = KV_X V_Y$$

$$V_O = KR_L V_X V_Y \quad \dots(2)$$

2.3 วงจรคูณที่ใช้วงจรปรับขนาดสัญญาณ (แบบที่ 2)



รูปที่ 4 วงจรปรับขนาดสัญญาณ

จากรูปที่ 4 กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในช่วงอิมิตัวคู่กัน M1 และ M2 สมพหุกัน M3 และ M4 สมพหุกัน และกำหนดให้ขอส M1-M4 มีค่า C_{ox} เท่ากัน จะได้ความสัมพันธ์ของ V_{in} และ V_O ดังสมการ

$$V_{in} = V_{GS2} - V_{GS1} \quad \dots(3)$$

$$I_{DM1} = I_{DM3} ; I_{DM2} = I_{DM4} \quad \dots(4)$$

$$V_O = V_{GS3} - V_{GS4} \quad \dots(5)$$

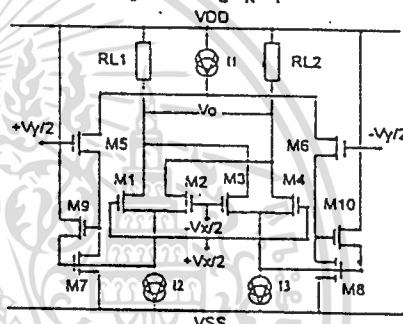
แทน (4) , (5) ใน (3)

$$V_{in} = AV_O ; A = \sqrt{\frac{W_3 L_1 \mu_c}{L_3 W_1 \mu_h}}$$

เมื่อนำรูปที่ 4 และรูปที่ 1 มาต่อรวมกันจะได้วงจรดังรูปที่ 5

$$I_{out} = KV_X V_Y / A$$

$$V_O = KR_L V_X V_Y / A \quad \dots(6)$$



รูปที่ 5 วงจรคูณโดยใช้วงจรปรับขนาดแรงดัน

3. ผลการทดสอบ

วงจรดังกล่าวนำมาทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งใช้โมเดล European Silicon structure : ES2 ในแบบ Worse Case level = 2 ซึ่งมีค่า (W/L) ดังนี้
วงจรคูณ โดยใช้วงจรยกระดับสัญญาณ

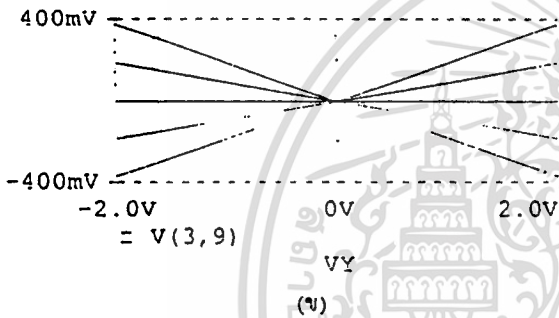
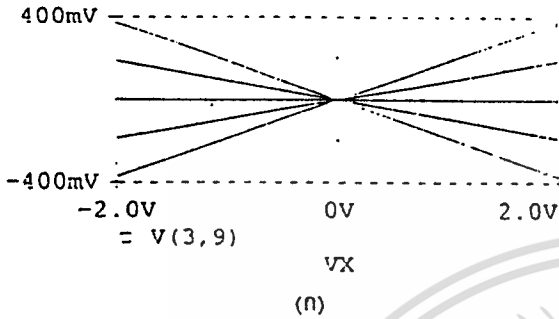
ทรานซิสเตอร์	M1 - M4	M5 - M6	M7 - M8
W/L (μm)	10/30	30/10	400/10

แหล่งจ่ายกระแส $I_A = 10 \mu A$

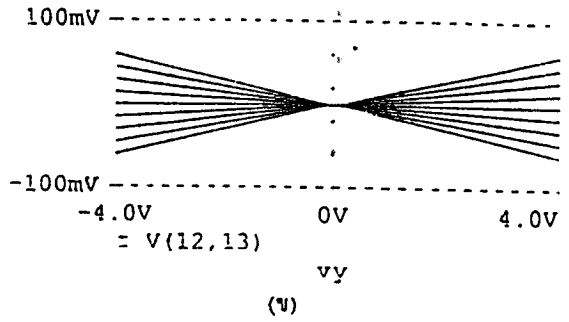
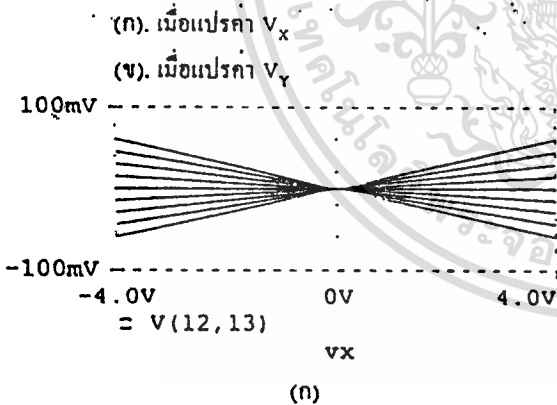
วงจรคูณ โดยใช้วงจรปรับขนาดแรงดัน

ทรานซิสเตอร์	M1 - M4	M5 - M6	M7 - M10
W/L (μm)	10/30	20/10	200/10

แหล่งจ่ายกระแส $I_1 = 20\mu\text{A}$, $I_2 = I_3 = 150\mu\text{A}$ ทั้งสองวงจร ใช้ $R_{L1} = R_{L2} = 10\text{K}\Omega$, $V_{DD} = 5\text{V}$, $V_{SS} = -5\text{V}$ ซึ่งผลการทดสอบวงจรคูณโดยใช้วงจรยกระดับสัญญาณแสดงดังรูปที่ 6 และผลการทดสอบวงจรคูณโดยใช้วงจรปรับขนาดแรงดันแสดงดังรูปที่ 7



รูปที่ 6 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อแปรค่าอินพุต (แบบที่ 1)



รูปที่ 7 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อแปรค่าอินพุต (แบบที่ 2)

(ก) เมื่อแปรค่า V_X

(ข) เมื่อแปรค่า V_Y

4 บทสรุป

วงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนต์ ที่ใช้จิมอสทำงานในช่วงอินพุต ในบทความนี้ สามารถทำงานได้ถูกต้องตามหลักการที่เสนอ และให้ผลลัพธ์ ที่เป็นเชิงเส้นสูง วงจรคูณแบบที่ 1 ใช้ออสเฟต 8 ตัว มีช่วงปฏิบัติการอินพุต $\pm V_{P,P}$ แบบที่ 2 ใช้ออสเฟต 10 ตัว มีช่วงปฏิบัติการอินพุต $\pm 4V_{P,P}$ ภายใต้แรงดันไฟเลี้ยง $\pm 5\text{V}$

เอกสารอ้างอิง

- [1] Z. Wang, "A Four - Transistor Four - Quadrant Analog Multiplier Using Mos transistors Operating in the Saturation Region," *IEEE Tran*, vol. 42, no.1, pp. 75-77, Feb.1993.
- [2] Y.H. Kim and S.B.PeaK, "Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier," *Electron. Lett*, vol. 28, no.7, pp. 649-650, Mar. 1992.
- [3] Z. Wang, "A CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier with Single-Ended Voltage Output and Improved Temperature Performance," *IEEE J.Solid-State Circuits*, vol.26 ,no.9, pp.1293-1301, Sep.1991.

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์โดยใช้ CMOS ในช่วงไม้อิมิตัว

A Design of CMOS Triode Four Quadrant Analog Multiplier

อิทธิพงศ์ ชัยสาขันธ์ กอบชัย เดชหาญ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอ วงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ ที่ประกอบด้วย CMOS 2 ตัว ที่ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว วงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว วงจรรักษาระดับแรงดันโหล่งที่เป็นหลักในการออกแบบ วงจรที่เสนอนี้มีช่วงปฏิบัติงานกว้างและมีความเป็นเชิงเส้นสูงซึ่งผลการเขียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE สามารถรับอินพุตได้ถึง $\pm 3 V_{p,p}$ ภายใต้แรงดันไฟเลี้ยง $\pm 5 V$

Abstract

the paper presents a design of multiplier circuit . all transistors operate in triode region. It consists the scaled floating voltage circuit and voltage regulated circuit. The proposed multiplier circuit has a wide dynamic range and good linearity. The simulation results are investigated by Pspice program. It can operates up to $\pm 3 V_{p,p}$ input with $\pm 5 V$ supply voltage.

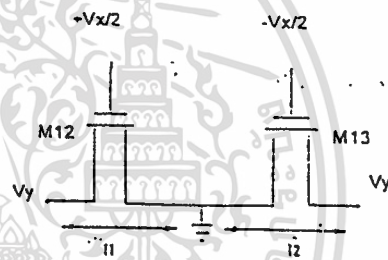
1. บทนำ

วงจรคูณสัญญาณได้ถูกนำเสนอมาอย่างต่อเนื่องโดยตลอด ซึ่งในปัจจุบันมีการนำ CMOS 2 ตัว ที่ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว มาเป็นหัวใจหลักในการออกแบบวงจร ดังเช่นงานวิจัย [1] , [2] ในงานวิจัย [1] ใช้วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer Circuit) มารวมในการออกแบบ , งานวิจัย [2] ใช้วงจรรักษาระดับแรงดัน (regulated cascode circuit) มารวมในการออกแบบ และในงานวิจัยนี้นำวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว (scaled floating Voltage Circuit) มา

รวมในการออกแบบ ซึ่งจากการทดลองเมื่อเทียบกับงานวิจัย [1] , [2] จะได้ว่างานวิจัยนี้มีช่วงปฏิบัติงานกว้างกว่างานวิจัย [1] และ [2]

2. หลักการและการทำงาน

2.1 วงจรคูณแบบพื้นฐานที่ใช้ CMOS ในช่วงไม้อิมิตัว



รูปที่ 1 วงจรคูณสัญญาณแบบพื้นฐาน
จากรูปที่ 1 เป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรคูณในงานวิจัยนี้ ซึ่งจะกำหนดให้ M12 และ M13 ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว โดยสมการกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม้อิมิตัว

$$I_D = K [(V_{GS} - V_T) V_{DS} - (V_{DS}^2/2)] \quad \dots [1]$$

โดยที่ $K = \mu_n C_{ox} (W/L)$

μ_n = ค่าสภาพคล่องของพาหะบริเวณ Channel

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

ϵ_{ox} = ค่า Dielectric Constant ของ SiO_2 มีค่า

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

t_{ox} = ค่าความหนาของเกทออกไซด์ (Gate Oxide)

$$V_T = V_{To} - \gamma (\sqrt{\Phi - V_{SB}} - \sqrt{\Phi})$$

V_{To} = ค่า Threshold Voltage เมื่อ $V_{SB} = 0$

V_{TO} = ค่า Threshold Voltage เมื่อ $V_{sb} = 0$

γ = ค่า Bulk Threshold (Volt)^{1/2}

Φ = ค่า Strong inversion surface potential (Volt)

λ = ค่า Channel length modulation (Volt)⁻¹

จากรูปที่ 1 จะได้สมการคือ

เมื่อ $V_y > 0$

$$I_1 = K (V_x/2 - V_T - V_y/2) V_y$$

$$I_2 = K (-V_x/2 - V_T - V_y/2) V_y$$

เมื่อ $V_y < 0$

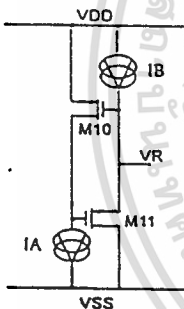
$$I_1 = K (V_x/2 + V_y/2 - V_T) V_y$$

$$I_2 = K (-V_x/2 + V_y/2 - V_T) V_y$$

$$I_1 - I_2 = KV_x V_y \quad \dots(2)$$

จากสมการ (2) จะเห็นว่าในการออกแบบใช้ CMOS เพียง 2 ตัวในการคูณเท่านั้น แต่ในการทำงานจริงต้องเพิ่มวงจรอื่นเข้ามา เพื่อทำให้วงจรคูณสามารถนำมาใช้งานได้จริง และเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรคูณได้ดีขึ้น

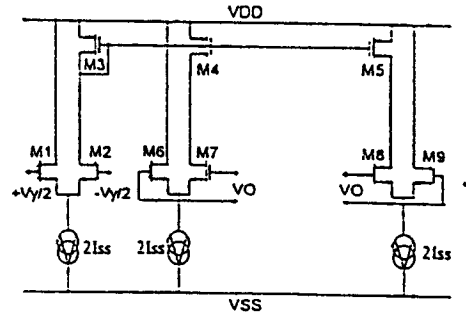
2.2 วงจรรักษาระดับแรงดัน



รูปที่ 2 วงจรรักษาระดับแรงดัน

จากรูปที่ 2 กระแส I_A เป็นตัวกำหนดให้ V_{GSM10} (แรงดันเกต-ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M10) คงที่ นั่นคือ V_R (แรงดัน regulate) มีค่าคงที่ตลอด ส่วน M11 เป็นตัวผ่านของกระแสเข้ามาที่จุด V_R และมี V_{DS} คงที่ตลอดเวลา I_B เป็นตัวจ่ายกระแสในขณะที่มีภารกิจกระแสที่จุด V_R

2.3 วงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว



รูปที่ 3 วงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัว

จากรูปที่ 3 กำหนดให้มอสทุกตัวทำงานในช่วง

อิมิต และมอส M3, M4 และ M5 สมพงษ์กันทุกประการ ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน M2 เท่ากับ M7 เท่ากับ M8 และ กระแส $2I_{SS}$ ก็จะบังคับในกระแสที่ไหลผ่าน M1 เท่ากับ M6 เท่ากับ M9 และ W/L ของ M1, M2 มีค่าเท่ากับ M6, M7, M8, M9 ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของ V_{in} กับ V_O ดังสมการ

$$V_{in} = V_{GSM1} - V_{GSM2}$$

$$V_O = V_{GSM6} - V_{GSM7}$$

$$V_O = V_{GSM8} - V_{GSM9}$$

$$I_{DM1} = I_{DM6}$$

$$I_{DM2} = I_{DM7}$$

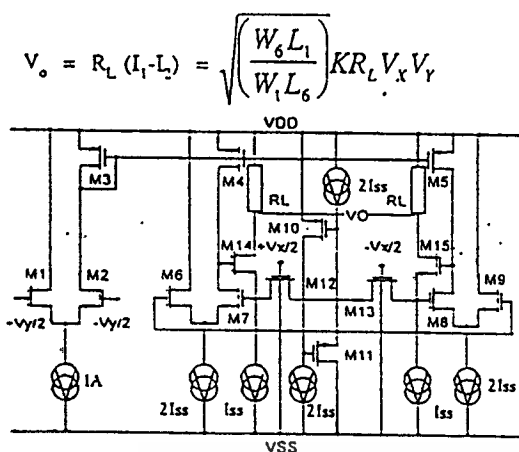
$$(V_{GSM1} - V_T) = \sqrt{\left(\frac{W_6 L_1}{W_1 L_6}\right)} (V_{GSM6} - V_T)$$

$$V_{in} = \sqrt{\left(\frac{W_6 L_1}{W_1 L_6}\right)} V_O \quad \dots(3)$$

2.4 วงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์

เมื่อนำวงจรทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วรวมกัน จะได้

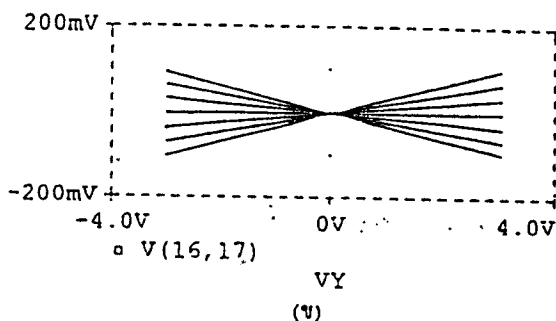
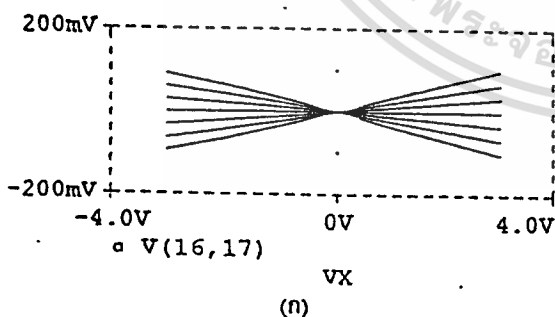
วงจรดังรูปที่ 4 จะเห็นว่าแรงดันผลต่าง V_x ถูกต่อโดยตรงเข้ากับ gate ของ M12, M13 ส่วนแรงดันผลต่าง V_y ถูกลดขนาดให้น้อยลงโดยวงจรปรับขนาดแรงดันแบบลอยตัวและถูกลดระดับของแรงดันให้มีความต่ำลงโดย วงจรรักษาระดับแรงดันเพื่อจะทำให้ M12, M13 ทำงานในช่วงไม้อิมิตซึ่ง M12, M13 ทำหน้าที่เป็นตัวคูณสัญญาณระหว่างแรงดัน V_x กับแรงดัน V_y ซึ่งผลคูณอยู่ในรูปผลต่างของกระแสของ M12, M13 โดย M10, M14, M15 เป็นตัวผ่านกระแสและ R_L ทำหน้าที่เป็นตัวเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน



รูปที่ 4 วงจรสมมูลวงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์

3. ผลการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

วงจรดังรูปที่ 4 นำมาเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งใช้โมเดลของ European Silicon Structure : ES2 ในแบบ Worse case level = 2 โดยกำหนดค่า W/L ของทรานซิสเตอร์มีค่าดังต่อไปนี้ M_1, M_2 เท่ากับ $10\mu\text{m} / 50\mu\text{m}$, $M_3 - M_5$ เท่ากับ $10\mu\text{m} / 10\mu\text{m}$, $M_6 - M_9$ เท่ากับ $100\mu\text{m} / 10\mu\text{m}$, M_{10} เท่ากับ $10\mu\text{m} / 40\mu\text{m}$, M_{11} เท่ากับ $500\mu\text{m} / 10\mu\text{m}$, M_{12}, M_{13} เท่ากับ $10\mu\text{m} / 200\mu\text{m}$ และ M_{14}, M_{15} เท่ากับ $10\mu\text{m} / 10\mu\text{m}$, $I_{ss} = 27\mu\text{A}$, $I_A = 50\mu\text{A}$, $R_L = 80\text{ k}\Omega$, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $V_{SS} = -5\text{ V}$ ซึ่งผลการเขียนแบบ การทำงานของวงจรในรูปสัญญาณ DC แสดงในรูปที่ 5 (ก) และ 5 (ข) โดยให้สัญญาณ V_X และ V_Y แปรค่าในช่วง $\pm 3\text{ V}$



รูปที่ 5 คุณสมบัติทางสัญญาณ DC

(ก). I_{out} เมื่อแปรค่า V_X (ข). I_{out} เมื่อแปรค่า V_Y

4. การประยุกต์การใช้งานวงจรคูณแบบอนาล็อก

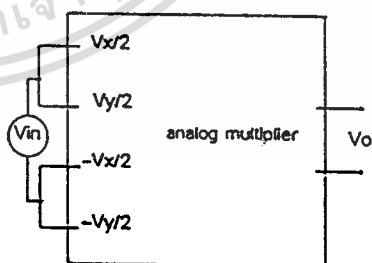
การคูณเป็นฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ซึ่งสามารถนำการคูณมาทำเป็นฟังก์ชันต่างๆทางคณิตศาสตร์ ดังเช่น

4.1 การยกกำลังสองสัญญาณอินพุต

การยกกำลังสองสามารถยกกำลังสองได้ทั้งสัญญาณไซน์และสัญญาณไฟตรงแต่เพื่อให้เห็นภาพการยกกำลัง ชัดเจนก็จะเสนอการยกกำลังสองสัญญาณไซน์ โดยจากความสัมพันธ์ที่ว่า

$$V_m^2 \sin^2 \omega t = (V_m^2 / 2) (1 - \cos 2\omega t) \quad (4)$$

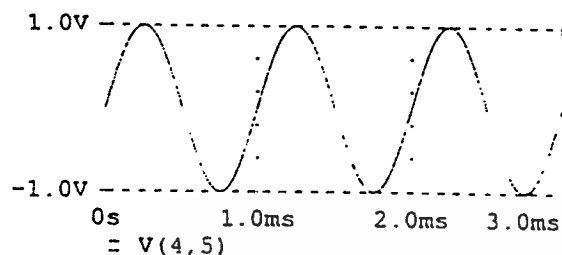
สมการจะเห็นว่า เมื่ออินพุต เป็นสัญญาณ $\sin \omega t$ จะได้จากเอาพุตคือสองส่วน คือ ระดับไฟตรงประมาณ $V_m^2 / 2$ และสัญญาณ $\cos 2\omega t$ ซึ่งมีค่าเป็น 2 เท่าของอินพุตซึ่งจะได้อะการยกกำลังสองสัญญาณไซน์ สามารถทำให้ความถี่ที่เกิ



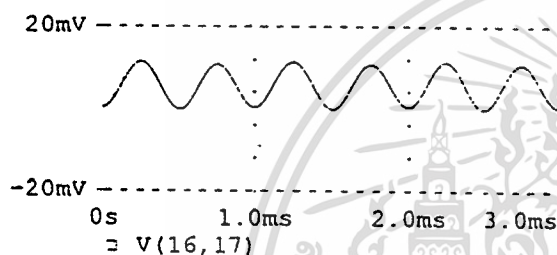
รูปที่ 6 วงจรยกกำลังสองสัญญาณไซน์

จากรูป ป้อนสัญญาณอินพุต V_m เป็นสัญญาณไซน์ ที่มี ความถี่ 1 kHz และมีขนาด $\pm 1\text{ V}_{pp}$ ซึ่งจะได้ V_o เป็นไปตาม

ผลการซึ่งเลียนแบบของวงจรดังกล่าวทำได้โดยใช้โปรแกรม PSPICE



Time
(ก)



Time
(ข)

รูปที่ 7 แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาพุต

(ก). สัญญาณอินพุต

(ข). สัญญาณเอาพุต

5.สรุป

วงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ที่ใช้ CMOS 2 ตัวทำงานในช่วงไม้อัตโนมัติอาศัยคุณสมบัติความสมมาตรของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถนำกระแสได้ทั้ง 2 ทิศทางในมอสตัวเดียวกัน โดยผลการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม Pspice จะเห็นว่าทำงานได้ถูกต้องตามหลักการที่เสนอและวงจรยังมีช่วงปฏิบัติงานกว้างโดยช่วงปฏิบัติงานสามารถขยายได้โดยการปรับสัดส่วน(W_pL_p/W_nL_n)

เอกสารอ้างอิง

- [1] S.-I. Liu. "Low Voltage CMOS four - Quadrant multiplier." *Electron. Lett.*, vol.30 , no.25 , pp. 2125 - 2126,1994.

- [2] J.-H. Tsay , S.-I. Liu , J.-J. Chen and Y.-P. Wu. "CMOS four - quadrant Multiplier using triode transistors based on regulated cascode structure," *Electron.Lett.*, vol. 31 , no. 12 , pp. 962-963,1995.
- [3] S.O. Lee, S. B. Park and K. R. Lee. "New CMOS Triode Transconductor.," *Electron.Lett.*, vol. 30 , no. 12, pp. 946-947, 1994.

เทคนิคการออกแบบวงจรกำลังสองโดยใช้มอสเฟต

A Design Technique of The Squaring Circuit Using MOSFET

อิทธิพงศ์ ชัยสาวัฒน์ กอบชัย เสงหาญ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวงจรกำลังสองที่อาศัยวงจรรขยายสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลที่เป็นหลักในการออกแบบ ซึ่งได้แสดงทั้งหมด 3 แบบ แบบที่ 1 ใช้วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันที่มีแรงดันออฟเซตเท่ากับแรงดันเทรชโฮลด์ของมอสเฟต แบบที่ 2 ใช้วงจรยกระดับสัญญาณ แบบที่ 3 ใช้วงจรรักษาแรงดันให้คงที่ ผลการทดสอบได้กระทำโดยการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม Pspice เพื่อพิจารณาคุณสมบัติ

Abstract

This paper proposes a design of squaring circuit that uses the differential amplifier circuit. It consists 3 circuits. The first circuit uses current to voltage converter with offset voltage equaling to threshold voltage of MOSFET. The second circuit uses level shifter circuit. The final circuit uses regulating circuit. performances of the proposed circuit are shown by PSpice simulation.

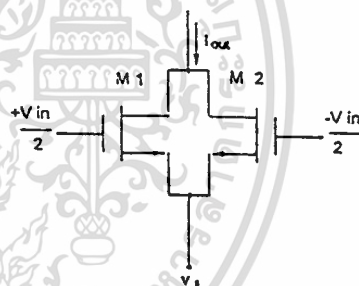
บทนำ

วงจรกำลังสองเป็นวงจรหนึ่งที่มีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในระบบโทรคมนาคมและระบบเครื่องมือวัด เช่น วงจรทวีความถี่ (Frequency Doublers) , วงจรตรวจจับค่ายอด (Peak Amplitude Detector) ของสัญญาณไซน์ เป็นต้น วงจรกำลังสองได้ถูกเสนอมาโดยตลอดและในปัจจุบันวงจรกำลังสองส่วนใหญ่ถูกเสนอมาในแบบที่ใช้มอสเฟตในการออกแบบ ซึ่งแต่ละแบบที่เสนอมา [1] - [2] ก็มีหลายวิธีการ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เสนอ

อีก 3 วิธีการในการออกแบบวงจรกำลังสองซึ่งทุกแบบใช้วงจรรขยายสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลเป็นหลักของการออกแบบเหมือนกัน ส่วนที่แตกต่างกัน คือ วงจรที่นำมาต่อรวม เพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวาง วงจรที่เสนอนี้มีทั้งแบบที่รับอินพุตเป็นกระแสและรับอินพุตเป็นแรงดัน ซึ่งจากการทดลองให้ผลลัพธ์ที่ดี

2. หลักการทำงาน

วงจรกำลังสองทั้ง 3 แบบมีส่วนที่เหมือนกัน คือ วงจรรขยายสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล ดังนั้น จะขอกล่าวถึงวงจรนี้ก่อน



รูปที่ 1 วงจรรขยายสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล

จากรูปที่ 1 ทรานซิสเตอร์ M1, M2 ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ซึ่งมีสมการกระแสครนเท่ากับ

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 : |V_{DS}| > |V_{GS}| - |V_T| > 0 \quad (1)$$

โดยที่ $K = (\mu_0 C_{ox} / 2) (W/L)$

ซึ่ง μ_0 = ค่าสภาพคล่องของพาหะที่ผิวบริเวณ Channel

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

ϵ_{ox} = ค่า Dielectric Constant ของ SiO_2 มีค่าประมาณ $3.9 \epsilon_0$ (โดย $\epsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$)

I_{ox} = ค่าความหนาของเกตออกไซด์ (Gate Oxide)

V_{GS} = ค่าความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอร์ส

$$V_T = V_{TO} = \gamma (\sqrt{|\phi| - V_{BS}} - \sqrt{|\phi|})$$

V_{TO} = ค่า Threshold Voltage เมื่อ $V_{BS} = 0$

γ = ค่า Bulk Threshold (Volts)^{1/2}

ϕ = ค่า Strong Inversion Surface potential (Volts)

λ = ค่า Channel length Modulation (Volts)⁻¹

จากรูปที่ 1 สามารถเขียนสมการกระแสเอาพุตได้เป็น

$$I_{OUT} = I_{DM1} + I_{DM2}$$

$$I_{OUT} = K(V_{GS1} - V_T)^2 + K(V_{GS2} - V_T)^2$$

$$I_{OUT} = K(V_{in}/2 - V_S - V_T)^2 + K(-V_{in}/2 - V_S - V_T)^2$$

$$I_{OUT} = 2K((V_{in}/2)^2 + (V_S + V_T)^2) \quad \text{---(2)}$$

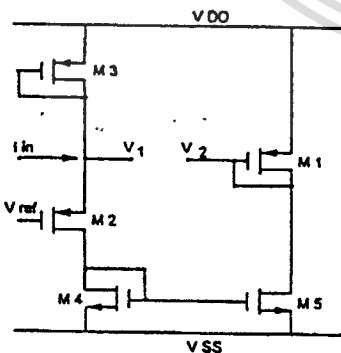
จากสมการที่ (2) ถ้าเราทำให้ $V_S = -V_T$ ก็จะได้

กระแสเอาพุตเป็นกำลังสองของแรงดันอินพุต

$$I_{OUT} = K(V_{in}^2/2) \quad \text{---(3)}$$

2.1 วงจรกำลังสองที่ไขว้วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน (แบบที่ 1)

วงจรถ่ายทอดแบบนี้เป็นที่พัฒนามาจากงานวิจัย [1] ใช้กระแสเป็นอินพุตเหมือนกันและมีข้อดีกว่างานวิจัยเดิม คือ 1. ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวคั่นทาน 2. ไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ ซึ่งลักษณะการทำงานของวงจรถ่ายทอดแบบที่ 1 จะใช้วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันผลต่าง เพื่อป้อนเป็นอินพุตของวงจรขยายสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล ดังแสดงในรูปที่ 3 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลได้กล่าวไปแล้วก่อนหน้านี้ จึงขอยกกล่าวถึงวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันผลต่าง



รูปที่ 2 วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันผลต่าง

วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันนี้มี ทบเห็นอยู่ทั่วไป แต่ในการนำมาต่อรวมเพื่อทำวงจรกำลังสองนั้น ต้องการวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันที่มีคุณสมบัติพิเศษ คือ 1. มีแรงดันออฟเซตเท่ากับแรงดันเทรชโฮลด์ของ มอสเฟต 2. ให้เอาพุตเป็นแรงดันผลต่าง ซึ่งสามารถออกแบบได้ดังรูปที่ 2 จากวงจร จะได้สมการกระแส

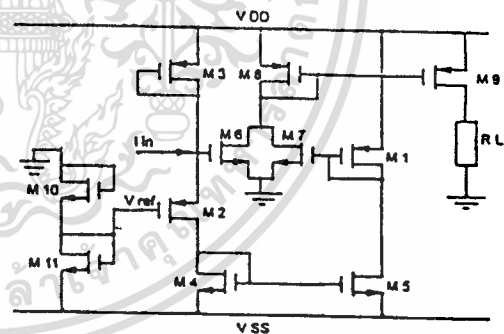
$$I_{in} = I_{DM2} - I_{DM1} \quad \text{---(4)}$$

$$I_{in}/K = (V_1 - V_{ref} - V_T)^2 - (V_{DD} - V_1 - V_T)^2$$

จากวงจรถ่ายทอดให้ $V_{DD} = +5$ V, $V_T = 1.1$ V และถ้าต้องการแรงดันออฟเซตเท่ากับ 1.1 V จะให้ $V_{ref} = -2.8$ V โดยใช้มอสเฟต M10, M11 เป็น V_{ref}

$$V_1 = 1.1 + I_{in}/11.2K \quad \text{---(5)}$$

ส่วน V_2 นั้นเปลี่ยนแปลงตาม V_{GS} ของ M1 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ V_{GS} ของ M4 แต่มีทิศทางการขั้วกันข้าม นั่นคือเมื่อ I_{in} ไหลเข้า V_1 จะเพิ่มขึ้น ส่วน V_2 จะลดลง และเมื่อ I_{in} ไหลออก V_1 จะลดลง ส่วน V_2 จะเพิ่มขึ้น ซึ่ง $V_0 = V_1 - V_2$, $V_1 = -V_2$, $V_0 = 2V_1$ และเมื่อนำวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันต่อรวมกับ วงจรขยายสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลจะได้ดังรูป



รูปที่ 3 วงจรกำลังสองที่ไขว้วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน

กำหนดให้ $A = 11.2K$, $V_T = 1.1$ V

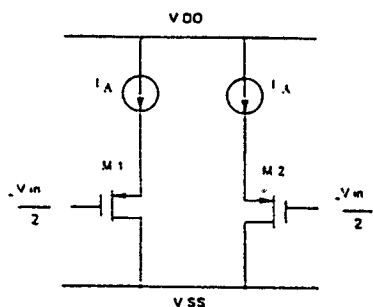
$$I_{OUT} = K(I_{in}/A + 1.1 - V_T)^2 + K(-I_{in}/A + 1.1 - V_T)^2$$

$$I_{OUT} = 2K(I_{in}/A)^2 \quad \text{---(6)}$$

2.2 วงจรกำลังสองที่ไขว้วงจรระดับสัญญาณ (แบบที่ 2)

วงจรมีโมสเฟตทั้งหมด 6 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแส คงที่ 2 ตัว ซึ่งลักษณะวงจรแสดงดังในรูปที่ 5 จะเห็นว่า วงจรระดับสัญญาณถูกต่อเข้ามาที่อินพุตของ วงจร

คิฟเฟอเรนเชียล ส่วนวงจรกระดัดสัญญาณแสดง ไวโน
รูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรกระดัดสัญญาณ

จากรูปที่ 4 กำหนดให้ M1 และ M2 มีค่า W/L เท่ากัน ส่วน V_{GSM1} และ V_{GSM2} ถูกควบคุมให้คงที่ด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่ I_A ซึ่งกำหนดให้

$$V_{GSM1} = V_{GSM2} = V_{TN}$$

$$V_{TN} = \text{แรงดันเทรชโฮลต์ของเอ็นมอส}$$

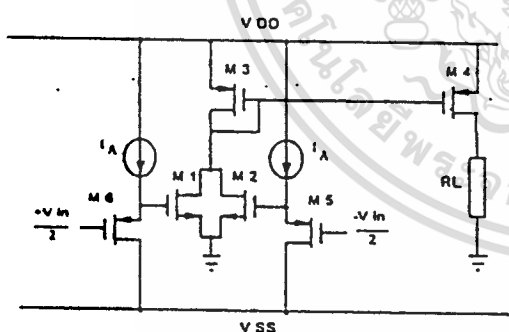
จากรูปที่ 5 เมื่อวงจรกระดัดสัญญาณมาต่อเข้าที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณคิฟเฟอเรนเชียลจะได้กระแสคือ

$$I_{OUT} = I_{DM1} + I_{DM2}$$

$$I_{OUT} = K (V_{in}/2 + V_{TN} - V_{TN})^2 +$$

$$K (-V_{in}/2 + V_{TN} - V_{TN})^2$$

$$I_{OUT} = K (V_{in}^2/2) \quad \dots(7)$$

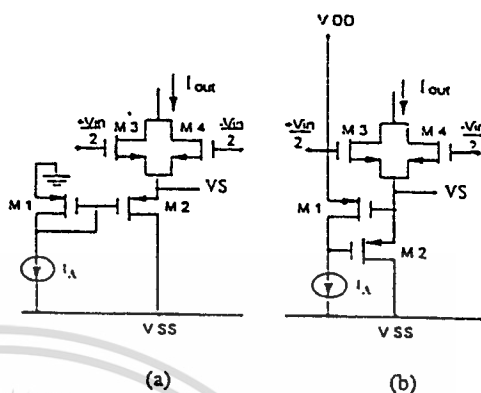


รูปที่ 5 วงจรกำลังสองที่ใช้วงจรกระดัดสัญญาณ

2.3 วงจรกำลังสอง ที่ใช้วงจรรักษาระดับแรงดัน (แบบที่ 3)

วงจรนี้ได้พัฒนามาจากงานวิจัย [1] ซึ่งรูปแบบวงจรเดียวกันของงานวิจัย [1] นั้น ยังมีจุดที่ทำให้การทำงาน ที่

แรงดัน V_S ของงานวิจัย [1] มีค่าไม่คงที่เปลี่ยนแปลงตามอินพุต ซึ่งงานวิจัยนี้ปรับปรุงวงจรดังกล่าวให้รักษาระดับแรงดันให้คงที่ตลอดช่วงการทำงานของอินพุต



รูปที่ 6 (a). วงจรในบทความ [1]

(b). วงจรรักษาระดับแรงดันแบบใหม่

จากรูป I_A จะกำหนดให้ V_{GSM1} คงที่ตลอดช่วงการทำงานของอินพุตและแรงดันที่ gate ของ M1 มีค่าเท่ากับแรงดันเทรชโฮลต์ของมอสเฟต, M2 เป็นตัวผ่านกระแสที่มีแรงดัน V_{DS} คงที่ตลอดช่วงการทำงานและจากวงจรตามรูปที่ 7 จะได้สมการ คือ

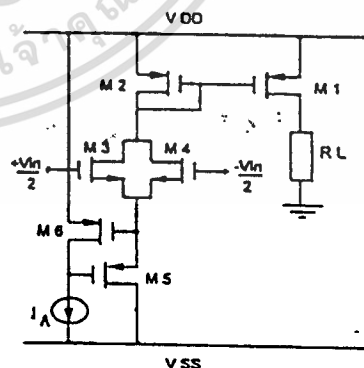
$$V_{GSM1} = -V_T$$

$$I_{OUT} = I_{DM3} + I_{DM4}$$

$$I_{OUT} = K(V_{in}/2 - (-V_T) - V_T)^2 +$$

$$K(-V_{in}/2 - (-V_T) - V_T)^2$$

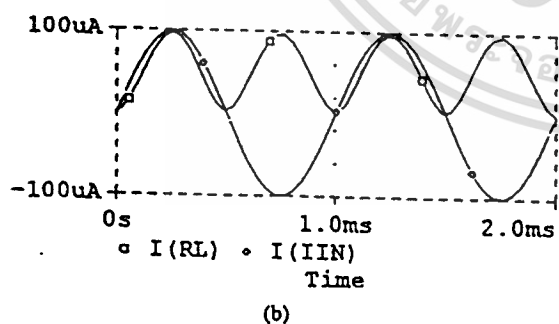
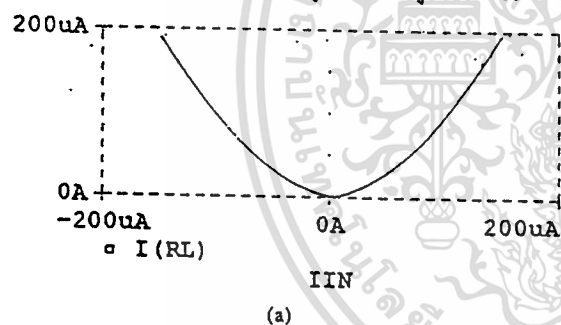
$$I_{OUT} = K(V_{in}^2/2) \quad \dots(8)$$



รูปที่ 7 วงจรกำลังสองที่ใช้วงจรรักษาระดับแรงดันคงที่ (แบบที่ 3)

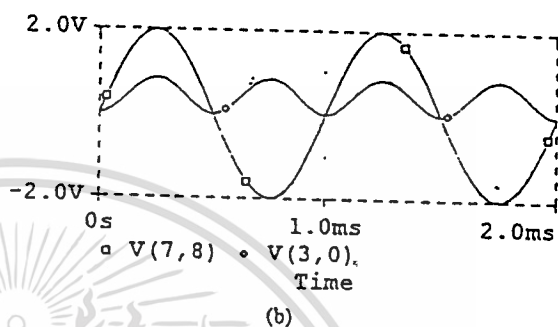
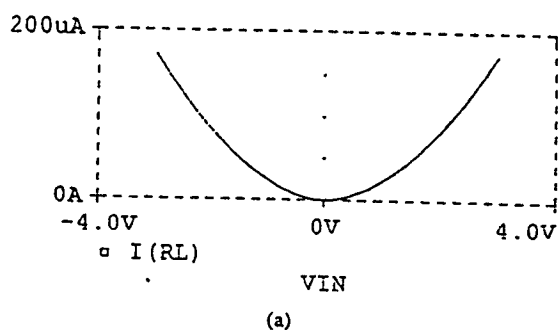
3. การทดสอบและผลการทดสอบ

การทดสอบดังกล่าวในบทความนี้ได้ใช้การเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice ซึ่งใช้ Model ES2 ของ European Silicon Structure level = 2 และเป็น Worse case โดยกำหนดค่า W/L ของวงจรแบบที่ 1 คือ M1 - M3 มีค่าเท่ากับ $20\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$, M5 เท่ากับ $180\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$, M4 เท่ากับ $200\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$, M10 มีค่าเท่ากับ $10\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$, M11 มีค่าเท่ากับ $10\ \mu\text{m}/15\ \mu\text{m}$ ส่วนที่เหลือเท่ากับ $50\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$ วงจรกำลังสองแบบที่ 2 มีค่า W/L ดังนี้คือ M1 - M4 มีค่าเท่ากับ $50\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$ โดย M5 - M6 มีค่าเท่ากับ $200\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$ วงจรกำลังสองแบบที่ 3 มีค่า W/L ดังนี้คือ M1 - M4 เท่ากับ $50\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$, M5 เท่ากับ $200\ \mu\text{m}/10\ \mu\text{m}$ และ M6 เท่ากับ $10\ \mu\text{m}/40\ \mu\text{m}$ วงจรแบบที่ 2 และ 3 ใช้แหล่งจ่ายกระแสที่เท่ากับ $26\ \mu\text{A}$ วงจรแบบที่ 1 และ 2 ใช้ R_L ค่า $2\ \text{k}\Omega$ วงจรแบบที่ 3 ใช้ R_L ค่า $10\ \text{k}\Omega$, $V_{DD} = 5\text{V}$, $V_{SS} = -5\text{V}$ ซึ่งผลการเขียนแบบการทำงานถูกแสดงในรูปที่ 8 - 10



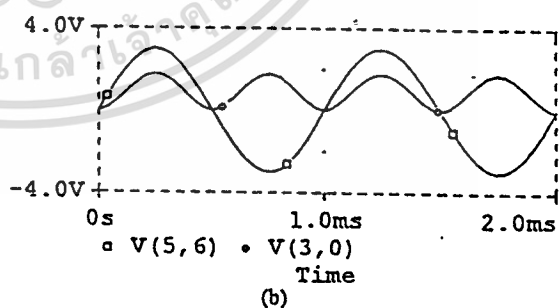
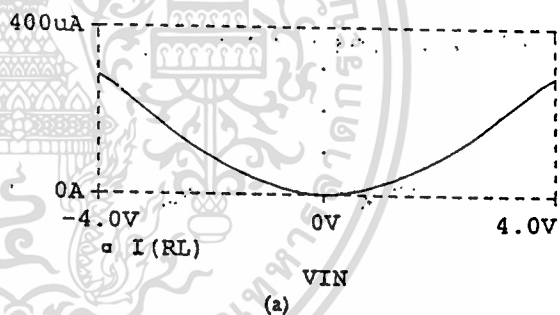
รูปที่ 8 แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตวงจรแบบที่ 1

- (a) เมื่อกระแสอินพุตแปรค่าระหว่าง $\pm 150\ \mu\text{A}$
 (b) เมื่อกระแสอินพุตเป็น Sine ขนาด $\pm 100\ \mu\text{A}_{p,p}$



รูปที่ 9 แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตวงจรแบบที่ 2

- (a) เมื่อแรงดันอินพุตแปรค่าระหว่าง $\pm 3\text{V}$
 (b) เมื่อแรงดันอินพุตเป็น Sine ขนาด $\pm 1\text{V}_{p,p}$



รูปที่ 10 แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตวงจรแบบที่ 3

- (a) เมื่อแรงดันอินพุตแปรค่าระหว่าง $\pm 4\text{V}$
 (b) เมื่อแรงดันอินพุตเป็น Sine ขนาด $\pm 3\text{V}_{p,p}$

4. บทสรุป

วงจรกำลังสองที่ได้ออกแบบในบทความนี้ทั้ง 3 วงจร นั้นมีประสิทธิภาพดี ซึ่งจากการทดสอบจะเห็นได้ว่ามีค่าตรงตามทฤษฎี วงจรแบบที่ 1 รับอินพุตที่เป็นกระแสไหลมอสเฟตทั้งหมด 11 คิว วงจรแบบที่ 2 รับอินพุตที่เป็นแรงดันไหลมอสเฟตทั้งหมด 6 คิว วงจรแบบที่ 3 รับอินพุตที่เป็นแรงดันไหลมอสเฟตทั้งหมด 6 คิว ซึ่งแต่ละแบบมีจำนวนมอสเฟตที่น้อยเมื่อเทียบกับงานวิจัย [1] , [2] อีกทั้งยังมีหลายแบบเพื่อสามารถเลือกประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง

เอกสารอ้างอิง

- [1] วิมลภ สุระกำพลธร , โรจนกร กันทะพงศ์ , “วงจรทวีความถี่โดยใช้คุณสมบัติของ MOSFET” , การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13 , 8 - 9 พฤศจิกายน 2533
- [2] พิพัฒน์ พรหมมี , กอบชัย เดชหาญ “วงจรกำลังสองโดยใช้ MOSFET.” การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 17 , 8 - 9 พฤศจิกายน 2537.
- [3] P.R. Gray and R.G. Meyer , “Analog Integrated circuit ,” 2nd edition , John Wiley & Sons , Inc. 1984.
- [4] A. B. Grebene, “ Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design,” John Wiley & Sons, 1983.

วงจรความต้านทานแบบลอยตัว และวงจรมคูณโดยใช้ซีมอส

A CMOS FLOATING RESISTANCE AND MULTIPLIER CIRCUIT

อิทธิพงศ์ ชัยสาวัฒน์ กอบชัย เดชหาญ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้เสนอวงจรความต้านทานทั้งแบบบวกและลบชนิดใหม่ โดยอาศัยคุณสมบัติของมอส ในด้านความสัมพันธ์ระหว่างเกรน-เกต กับซอร์ส-เกต ซึ่งได้ออกแบบให้ซีมอสทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว มาเป็นหัวใจของวงจร ส่วนที่สองได้เสนอวงจรมคูณซึ่งมีหลักการทำงานพื้นฐานเหมือนกับวงจรความต้านทาน วงจรมคูณที่เสนอนี้มีคุณสมบัติเด่นคือ มีช่วงปฏิบัติงานกว้างและมีความเป็นเชิงเส้นสูง ซึ่งผลการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE สามารถรับอินพุตได้ถึง $\pm 4\text{Vp-p}$ ภายได้ แรงดันไฟเลี้ยง $\pm 5\text{V}$

ABSTRACT

In this paper, a design of positive and negative resistance circuits using the symmetrical characteristics between drain-gate and source-gate of MOS transistor are presented. The general techniques, all transistors are biased in triode region. The first circuit deals with floating resistance circuit design. The second circuit concerns multiplier circuit design. The proposed multiplier circuit has a wide dynamic range with good linearity. It operates for $\pm 4\text{Vp-p}$ input range and $\pm 5\text{V}$ supply voltage. The simulation results are demonstrated by Pspice simulation program.

1. บทนำ

วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าด้วยแรงดัน และวงจรมคูณสัญญาณ 4 ควอดแรนท์นั้นมีความจำเป็นมากในงานด้านประมวลผลสัญญาณ. โทรคมนาคมและเครื่องมือวัด

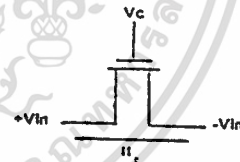
ซึ่งวงจรทั้ง 2 แบบได้มีการเสนอมาโดยตลอด เช่น [1] - [3] แต่วงจรที่เสนอนั้นยังมีช่วงปฏิบัติงานไม่กว้าง ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เสนอวงจรที่มีช่วงปฏิบัติงานกว้างกว่า และใช้หลักการ : ทำงานพื้นฐานเหมือนกันคือใช้ ซีมอสทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว มาเป็นหัวใจของการออกแบบ

2. หลักการและการทำงาน

เนื่องจากวงจรความต้านทานและ วงจรมคูณใช้วงจรพื้นฐานเหมือนกันจึงขอกล่าวถึงวงจรพื้นฐาน คือ

2.1 วงจรปรับค่าความนำด้วยแรงดัน

จากวงจรดังรูปที่ 1 กำหนดให้ V_{in} เป็นแรงดันผลต่าง และกำหนดให้มอสทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว ซึ่งจากรูปที่ 1 มอสสามารถนำกระแสได้ 2 ทิศทาง



รูปที่ 1 วงจรปรับค่าความนำด้วยแรงดัน
สมการกระแสเกรนของมอสที่ทำงานในช่วงไม้อิ่มตัว

$$I_D = K[(V_{GS} - V_T - (V_{DS}/2))] V_{DS} \quad \text{---(1)}$$

โดยที่ $K = \mu C_{ox} (W/L)$

ซึ่ง μ_c = ค่าสภาพความคล่องอิเล็กตรอนบริเวณ Channel

μ_n = ค่าสภาพความคล่องโฮลบริเวณ Channel

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

ϵ_{ox} = ค่า Dielectric Constant ของ SiO_2 มีค่าประมาณ

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

t_{ox} = ค่าความหนาของเกตออกไซด์ (Gate oxide)

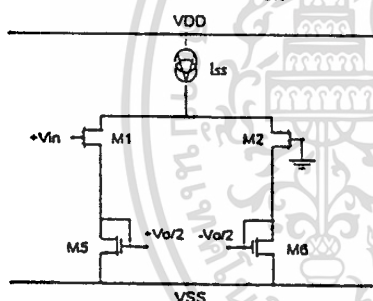
และจากรูปที่ 1 จะได้สมการคือ

$$I_D = K(V_C - V_T) V_{in} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) จะเห็นว่า V_{in} สามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบ แต่ V_C เป็นบวกเท่านั้น ทำให้วงจรนี้สามารถทำเป็นวงจรคูณ 2 ควอดแรนท์ได้ และเมื่อให้ V_{in} และ I_D เป็นอินพุต ก็จะได้ ความต้านทานที่ปรับค่าได้คือ $V_{in}/I_D = 1/[K(V_C - V_T)]$

2.2 วงจรปรับแรงดันให้เป็นแรงดันผลต่างแบบสมมาตร

จากวงจรดังรูปที่ 1 นั้นนำไปใช้งานได้น้อยเพราะถูกจำกัดทางค่านัยสัญญาณอินพุตที่ต้องเป็นแรงดันผลต่างแบบสมมาตรเท่านั้น ดังนั้นจึงต้องเพิ่มวงจรปรับสัญญาณอินพุตเพื่อทำหน้าที่ 2 อย่างคือ 1.ปรับผลต่างของแรงดันอินพุตให้เป็นแรงดันผลต่างแบบสมมาตร 2.ลดทอนสัญญาณอินพุตเพื่อให้ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตกว้างขึ้น ซึ่งวงจรแสดงดังรูปที่ 2 กำหนดให้มอสทุกตัวทำงานในช่วงอิมิต์ และ I_{ss} คือแหล่งจ่ายกระแสที่ $M1$ สมพงษ์กับ $M2$ และ $M5$ สมพงษ์กับ $M6$ กำหนดให้มอส ทุกตัวมีค่า C_{ox} เท่ากัน



รูปที่ 2 วงจรปรับแรงดัน

$$V_{in} = V_{GSM2} - V_{GSM1} \quad (3)$$

$$V_o = V_{GSM5} - V_{GSM6}$$

$$I_{DM1} = I_{DM5} = I_{DM2} = I_{DM6} \quad (4)$$

$$V_{in} = AV_o; A = -\sqrt{\frac{W_5 L_1 \mu_c}{L_2 W_1 \mu_h}} \quad (5)$$

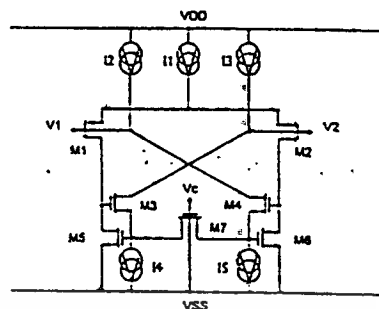
2.3 วงจรความต้านทานแบบลดตัวปรับค่าด้วยแรงดัน

จากรูปที่ 3 เกิดจากการรวมรูปที่ 1 และ 2 เข้าด้วยกัน จะได้สมการคือ

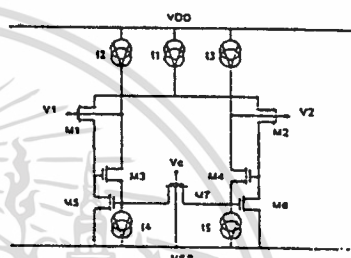
$$I_D = K(V_C - V_T)V_{in}/A$$

$$R = V_{in}/I_D = A/[K(V_C - V_T)] \quad (6)$$

จากสมการจะได้ V_C เป็นตัวปรับค่าความต้านทานของวงจร และ A เป็นตัวกำหนดช่วงปฏิบัติงานของอินพุต



รูปที่ 3 วงจรความต้านทานแบบบวก



รูปที่ 4 วงจรความต้านทานแบบลบ

2.4 วงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์

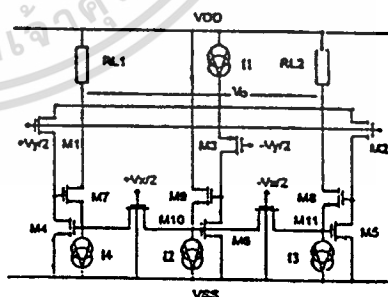
วงจรดังรูปที่ 5 คล้ายกับการนำวงจรดังรูปที่ 3 มาต่อกัน 2 รูป โดย V_C ที่ควบคุมถูกเปลี่ยนเป็น V_x

$$I_{DM10} = K(V_x/2 - V_T)V/A$$

$$I_{DM11} = K(-V_x/2 - V_T)V/A$$

$$\Delta I_D = I_{DM10} - I_{DM11}$$

$$\Delta I_D = KV_x V/A$$



รูปที่ 5 วงจรคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์

3. ผลการทดลอง

วงจรดังกล่าวนำมาเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งใช้โมเดลของ European - Silicon structure : ES2 ในแบบ Worst Case ใช้ level 2 ซึ่งมีค่าดังต่อไปนี้

วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าด้วยแรงดัน

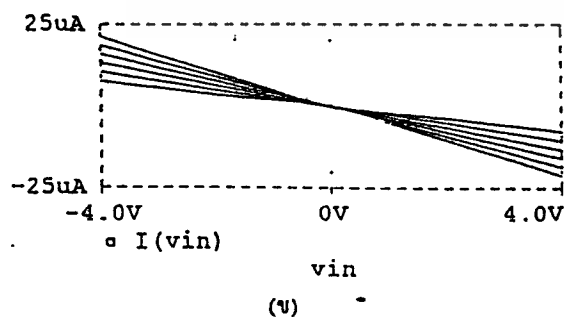
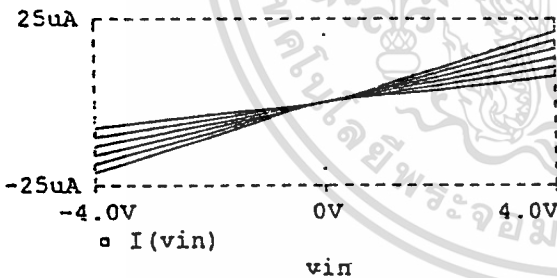
ทรานซิสเตอร์	M1 - M2	M3 - M6	M7
W/L (μm)	20/100	200/10	10/20

แหล่งจ่ายกระแส $I_1 = 20\mu\text{A}$, $I_2 - I_5$ เท่ากับ $200\mu\text{A}$

วงจรคุณสมบัติ 4 ควอดแรนท์

ทรานซิสเตอร์	M1 - M2	M3	M4 - M5
W/L (μm)	20/100	40/100	200/10
ทรานซิสเตอร์	M6	M7 - M9	M10 - M11
W/L (μm)	400/10	10/10	10/200

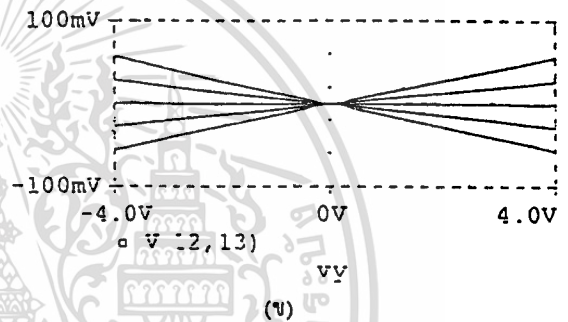
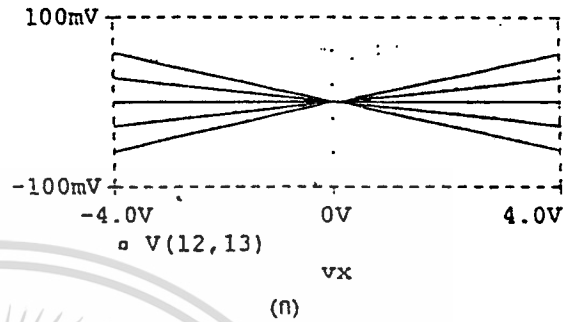
แหล่งจ่ายกระแส $I_1 = 40\mu\text{A}$, $I_2 = 100\mu\text{A}$, $I_3 = I_4 = 50\mu\text{A}$, $R_{L1} = R_{L2} = 50\text{ k}\Omega$ และทุกวงจรใช้ $V_{DD} = 5\text{V}$, $V_{SS} = -5\text{V}$ ซึ่งผลการทำงานของวงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าด้วยแรงดันแบบบวกและแบบลบ แสดงดังรูปที่ 6 และผลการทำงานของวงจรคุณสมบัติ 4 ควอดแรนท์แสดงดังรูปที่ 7



รูปที่ 6 แสดงกระแสและแรงดันอินพุตเมื่อ V_c แปรค่า 0 ถึง 5 V

(ก). วงจรความต้านทานแบบบวก

(ข). วงจรความต้านทานแบบลบ



รูปที่ 7 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อแปรค่าอินพุต

(ก). เมื่อแปรค่า $V_x \pm 4\text{V}$

(ข). เมื่อแปรค่า $V_y \pm 4\text{V}$

4. สรุป

วงจรความต้านทานแบบลอยตัวปรับค่าด้วยแรงดันในบทความนี้มีความเป็นเชิงเส้นสูงและช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตกว้างมาก เมื่อเทียบกับงานวิจัย [1] และแรงดันควบคุมสามารถปรับได้ช่วงกว้าง วงจรคุณสมบัติ 4 ควอดแรนท์ในบทความนี้มีผลลัพธ์ที่เป็นเชิงเส้นสูงและช่วงปฏิบัติงานของอินพุตกว้างเมื่อเทียบกับงานวิจัย [2]-[3]

เอกสารอ้างอิง

- [1] G.Wilson and P.K.Chen. "Floating CMOS resistance," *Electron. Lett.*, vol. 29 , no.3 , pp. 306-307,1993.

- [2] S.-I. Liu. "Low Voltage CMOS four-Quadrant multiplier." *Electron.Lett.*, vol.30 , no.25 : pp. 2125-2126. 1994.
- [3] J.-H. Tsay, S.-I. Liu, J.-J. Chen and Y.-P. Wu, "CMOS four-quadrant multiplier using triode transistors based on regulated cascode structure." *Electron.Lett.*, vol.31, no.12, pp. 962 - 963 .1995.
- [4] S.O. Lee, S.B. Park and K.R. Lee. "New CMOS Triode Transconductor." *Electron.Lett.*, vol.30, no.12, pp.946 -947. 1994.



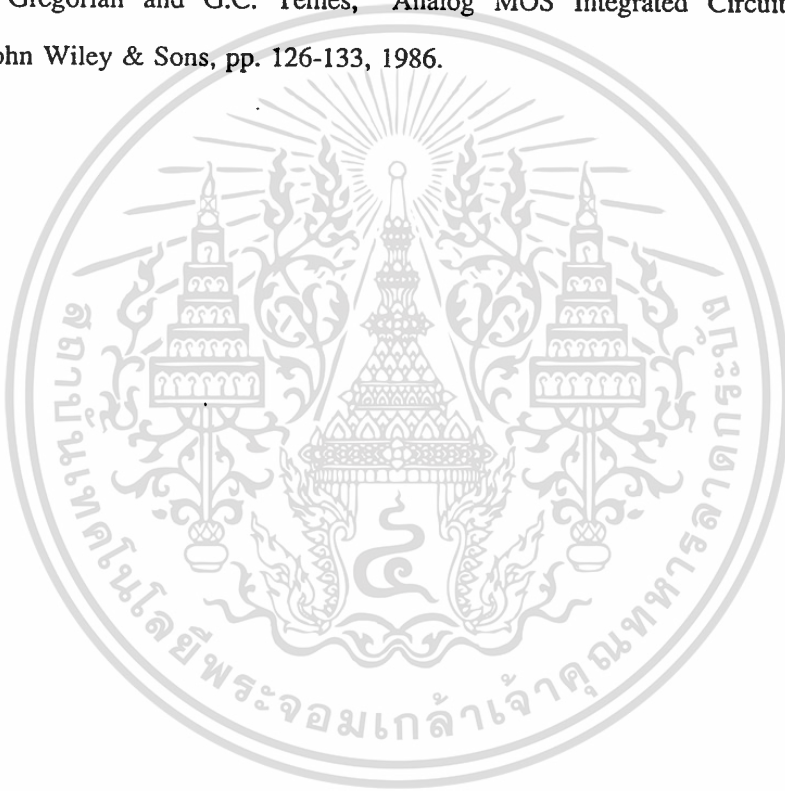
บรรณานุกรม

- [1] 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.
 - [2] S. C. Qin and R. L. Gieger, "A $\pm 5V$ CMOS analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 1143-1146, Dec. 1987.
 - [3] J. S. Pena-Finol and J. A. Connelly, "A MOS four-quadrant analog multiplier using the quarter-square technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 1064-1073, Dec. 1987.
 - [4] K. Bult and H. Wallingt, "A CMOS four-quadrant analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-21, pp. 430-435, June 1986.
 - [5] D. Brodarac et al., "Novel sampled-data MOS multiplier," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 229-230, 1982.
 - [6] B. Gilbert, "A precision four-quadrant multiplier with nanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-3, pp. 310-317, Dec. 1968.
 - [7] B. S. Song, "CMOS RF circuits for data communication application," *IEEE J. Solid-State circuits*, vol. SC-21, pp. 310-317, Apr. 1986.
 - [8] Z. Hong and H. Melchior, "Four-quadrant CMOS analog multiplier," *Electron. Lett.*, vol. 20, pp.1015-1016, Nov. 1984.
 - [9] Z. Wang, "A CMOS four-quadrant analog multiplier with single-ended voltage output and improved temperature performance," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-26, pp. 1293-1301, Sep. 1991.
 - [10] S. L. Wong, N. Kalayanasundaram and C. A. T. Salama, "Wide dynamic range four-quadrant CMOS analog multiplier using linearized transconductance stages," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-21, No. 6, pp. 1120-1122, Dec. 1986.
 - [11] J. Ramirez-Angulo, "Highly linear four-quadrant analogue BiCMOS multiplier for $\pm 1.5 V$ supply operation," *Electronics Letters*, vol. 28, No. 19, pp. 1783-1785, Sep. 1992.
 - [12] Y. H. Kim and S. B. Park, "Four - quadrant CMOS analogue multiplier," *Electronics Letters*, vol. 28, No. 7, pp. 649-650, Mar. 1992.
- นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] K. Bult and H. Wallinga, "A Class of Analog CMOS Circuits Based on the Square-Law Characteristic of an MOS Transistor in Saturation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22, No. 3, pp. 357-365, June 1987.
- [14] TH. L. Laopoulos et al., "Analogue divider / multiplier for low frequency applications," *INT. J. Electronics*, vol. 73, No. 6, pp. 1261-1266, 1992.
- [15] K. K. Chi and J. H. Nevin, "A fully integrated all-enhancement PMOS four-quadrant analogue multiplier," *INT. J. Electronics*, vol. 60, No. 3, pp. 403-407, 1996.
- [16] S.-I. Lin and C.-C. Chang, "CMOS four-quadrant multiplier using active attenuators," *INT. J. Electronics*, vol. 79, No. 3, pp. 323-328, 1995.
- [17] J.-H. Tsay et al., "CMOS four-quadrant multiplier using triode transistors based on regulated cascode structure," *Electronics Letters*, vol. 31, No. 12, pp. 962-963, June 1995.
- [18] S.O. Lee, S.B. Park and K.R. Lee, "New CMOS triode transconductor," *Electronics Letters*, vol. 30, No. 12, pp. 946-948, June 1994.
- [19] A.L. Coban and P. E. Allen, "Low-voltage, four-quadrant, analogue CMOS multiplier," *Electronics Letters*, vol. 30, No. 13, pp. 1044-1045, June 1994.
- [20] S.-I. Lin and C.-C. Chang, "CMOS Analog Divider and Four-Quadrant Multiplier Using Pool Circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, No. 30, pp. 1025-1029, Sep. 1995.
- [21] Z. Wang, "A Four-Transistor Four-Quadrant Analog Multiplier Using MOS Transistors Operating in the Saturation Region," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, No. 1, pp. 75-77, Feb. 1993.
- [22] S.-I. Liu and Y.-S. Hwang, "CMOS Squarer and Four-Quadrant Multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, No. 2, pp. 119-122, Feb. 1995.
- [23] I. M. Filanovsky and H. Baltes, "CMOS Two-Quadrant Multiplier Using Transistor Triode Regime," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, No. 5, pp. 831-833, May 1992.
- [24] J.N. Babanezhad and G. C. Temes, "A 20-V Four-Quadrant CMOS Analog Multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-20, No. 6, pp. 1158-1168, Dec. 1985.
- [25] H. Wasaki, Y. Horio and S. Nakamura, "Current Multiplier/Divider Circuit," *Electronics Letters*, vol. 27, No. 6, pp. 504-506, Mar. 1991.
- [26] Z. Hong and H. Melchior, "Analogue Four-Quadrant CMOS Multiplier with Resistors," *Electronics Letters*, vol. 21, No. 12, pp. 531-532, June 1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [27] K. Nagaraj, "New CMOS Floating Voltage-Controlled Resistor," *Electronics Letters*, vol. 22, No. 12, pp. 667-668, June 1986.
- [28] M. İsmail, "Four-Transistor Continuous-Time MOS Transconductor," *Electronics Letters*, vol. 23, No. 20, pp. 1099-1100, Sep. 1987.
- [29] PSPICE, Microsim Corp., Laguna Hills, CA 92653, U.S.A., May, 1980.
- [30] P.R. Gray and R.G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," Second Edition, John, Wiley & Sons, pp. 705-709, 1984
- [31] R. Gregorian and G.C. Temes, "Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing," John Wiley & Sons, pp. 126-133, 1986.



ประวัติผู้เขียน

นายอิทธิพงศ์ ชัยสาธิต เกิดเมื่อวันที่ 12 สิงหาคม 2514 ที่อยู่ปัจจุบัน 360 ม.1 ต.คลองด่าน อ.บางบ่อ จ.สมุทรปราการ สำเร็จ ปริญญาตรี(อ.ส.บ) จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาเทคโนโลยีการวิศวกรรมอุตสาหการ. ปี 2536 และปัจจุบันทำงานอยู่ที่ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ ตำแหน่งอาจารย์ประจำ สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

