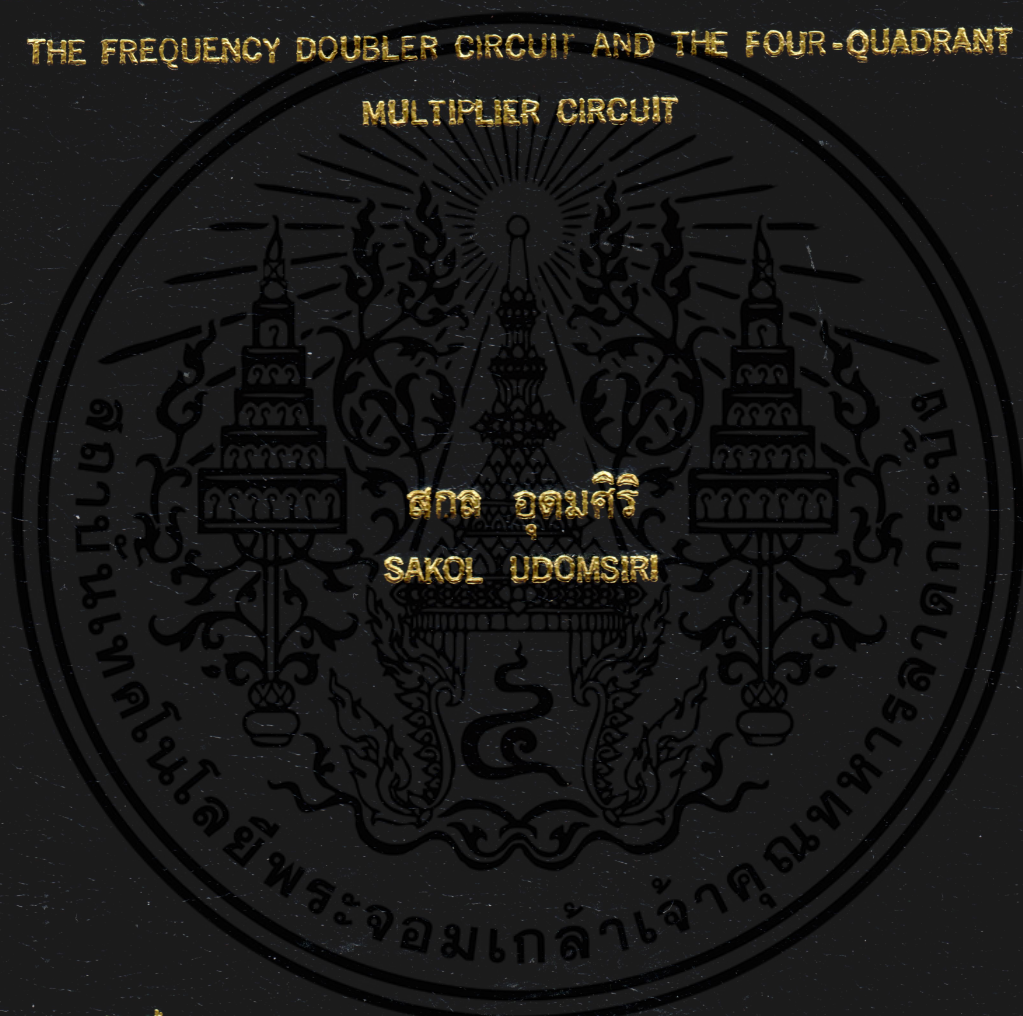


การประยุกต์ใช้งานขาเบาท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่า
และวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์

AN APPLICATION OF THE MOSFET'S BULK TERMINAL IN DESIGNING
THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT AND THE FOUR-QUADRANT
MULTIPLIER CIRCUIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-402-8

การประยุกต์ใช้งานขาเบ้าท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่า
และวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์

AN APPLICATION OF THE MOSFET's BULK TERMINAL IN DESIGNING
THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT AND THE FOUR-QUADRANT
MULTIPLIER CIRCUIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-402-8

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 40620
วัน, เดือน, ปี..... 18 ต.ค. 2544

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**AN APPLICATION OF THE MOSFET'S BULK TERMINAL IN DESIGNING
THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT AND THE FOUR-QUADRANT
MULTIPLIER CIRCUIT**



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

2001

ISBN 974-648-402-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

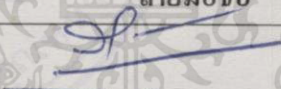
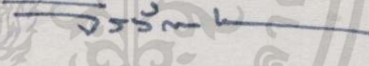
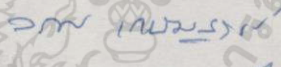
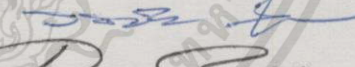

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประยุกต์ใช้งานขาเบรท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรทวีความถี่
 สองเท่าและวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์
 AN APPLICATION OF THE MOSFET's BULK TERMINAL IN
 DESIGNING THE FREQUENCY DOUBLER CIRCUIT AND
 THE FOUR-QUADRANT MULTIPLIER CIRCUIT

ชื่อนักศึกษา นายสกล อุดมศิริ
รหัสประจำตัว 41061038
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.พลผดุง ผดุงกุล

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.วัลลภ	สุระกำพลธร	
ผศ.จิรวัดน์	ปานกลาง	
ผศ.ดร.วรากร	เกษมสุวรรณ	
รศ.ดร.วันชัย	วีร์รุจา	
ผศ.พลผดุง	ผดุงกุล	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 25 กรกฎาคม 2544 เวลา 10.00-12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-402)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

 (รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัครฐ)
 คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่... 5 ...เดือน... กันยายน... พ.ศ. 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประยุกต์ใช้งานขาบาทซ์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจร ทวีความถี่สองเท่าและวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอด แดรนต์
นักศึกษา	นายสกล อุดมศิริ
รหัสประจำตัว	41061038
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. พลผดุง ผดุงกุล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ และวงจรทวีความถี่สองเท่าโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส ซึ่งอาศัยหลักการใหม่โดยการป้อนสัญญาณขาเข้าที่บริเวณฐานรองของมอสเฟต การออกแบบเป็นการประยุกต์ใช้ฐานรองของมอสเฟตมาใช้งานให้เกิดประโยชน์มากขึ้น อีกทั้งวงจรที่นำเสนอนี้ยังสามารถทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดันต่ำและใช้กำลังงานน้อย โดยการออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกและวงจรทวีความถี่สองเท่านี้ใช้วิธีการประมาณค่าจากอนุกรมเทเลอร์จากรากที่สองในส่วนของแรงดันซิดเริ่มแล้วนำมาตัดฮาร์โมนิกส่วนที่ไม่ต้องการออกด้วยวิธีการบวกและลบสัญญาณเพื่อให้ประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้น

Thesis Title	An application of the MOSFET's bulk terminal in designing the frequency doubler circuit and the four-quadrant multiplier circuit.
Student	Mr. Sakol Udomsiri
Student ID.	41061038
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Asst.Prof. Polphadung Phadungkul

ABSTRACT

This thesis presents the design of the CMOS four-quadrant analog multiplier circuit and the CMOS frequency doubler circuit that use a new concept by driving the input signal at the bulk terminal of MOSFETs. This design uses the bulk terminal of MOSFETs more usefully and presents the circuits that can operate at low supply voltage and have low power consumption. In the design of analog multiplier and frequency doubler circuit use the approximation method from the Taylor's series for threshold voltage's square-root and eradicate the undesired series's harmonics by signal summation and signal subtraction to increase the electrical characteristic of the circuits.

กิตติกรรมประกาศ

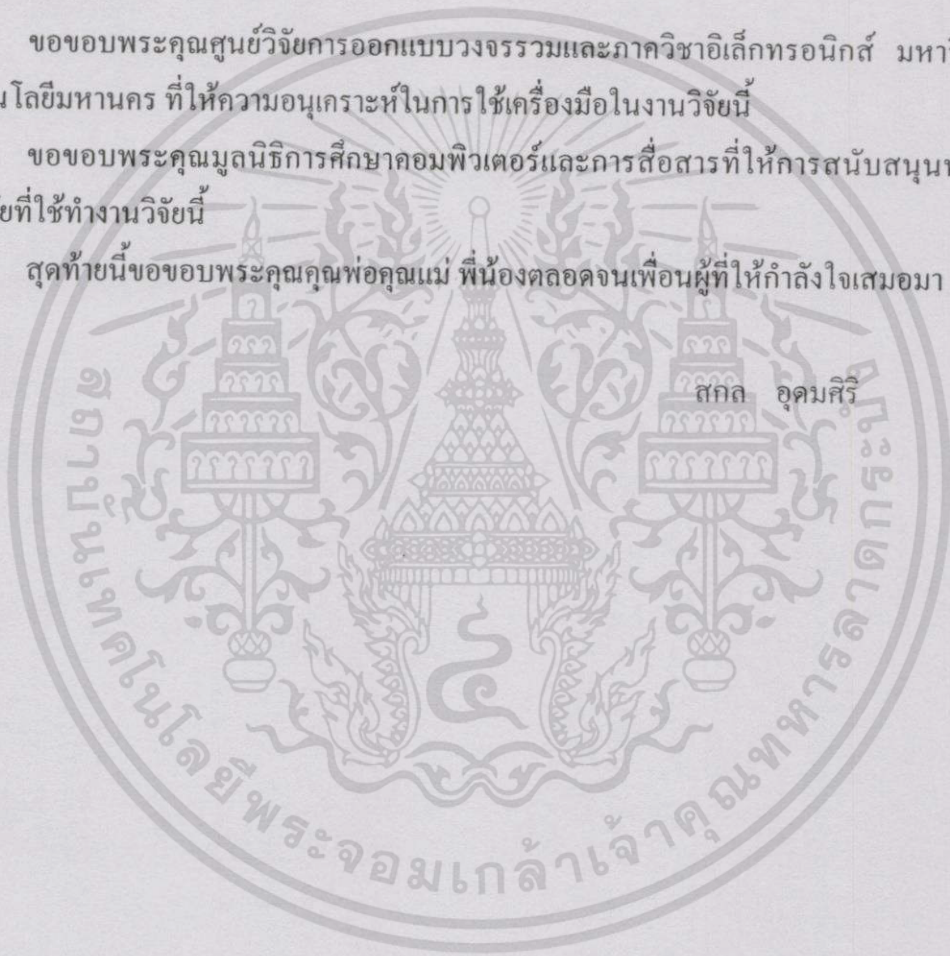
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดีด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ.พลผดุง ผดุง กุด ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม และชี้แนวทางในการทำ วิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อ.บุญชัย บุญชู ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี มหานคร ที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งมีส่วนให้ผู้วิจัยทราบถึงแนวทาง ในการทำงานวิจัย

ขอขอบพระคุณศูนย์วิจัยการออกแบบวงจรรวมและภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีมหานคร ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการใช้เครื่องมือในงานวิจัยนี้

ขอขอบพระคุณมูลนิธิการศึกษาคอมพิวเตอร์และการสื่อสารที่ให้การสนับสนุนทางด้าน ทุนวิจัยที่ใช้ทำงานวิจัยนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณคุณพ่อคุณแม่ ที่น้อมตลอดจนเพื่อนผู้ที่ทำให้กำลังใจเสมอมา



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 โครงสร้างของมอสเฟต.....	4
2.3 สัญลักษณ์ของมอสเฟต.....	9
2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต.....	10
2.4.1 คุณสมบัติการทำงานทั่วไปของมอสเฟต.....	10
2.4.2 คุณสมบัติการทำงานของขาเบ้าท์ของมอสเฟต.....	16
2.5 แบบจำลองของมอสเฟต.....	18
2.6 บทสรุป.....	20
บทที่ 3 การประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรยกกำลังสอง โดยนำมาใช้เป็นวงจรทวิความถี่สองเท่า.....	21
3.1 บทนำ.....	21
3.2 หลักการเบื้องต้น.....	21

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3 การทำงานของวงจรที่ความถี่สองเท่าโดยป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบ้าท์.....	22
3.3.1 หลักการออกแบบ.....	22
3.3.2 ความต้านทานอินพุต.....	25
3.3.3 ความต้านทานเอาต์พุต.....	27
3.3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่.....	27
3.3.5 ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต.....	31
3.3.6 การนำวงจรที่ความถี่สองเท่ามาต่อเป็นวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก.....	33
3.4 ผลจากการวิเคราะห์การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE.....	34
3.5 บทสรุป.....	39
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก	
แบบ 4 ควอดแดรนต์.....	40
4.1 บทนำ.....	40
4.2 หลักการเบื้องต้น.....	40
4.3 การทำงานของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ขาเบ้าท์ และขาเกตเป็นอินพุตของสัญญาณ.....	43
4.3.1 หลักการออกแบบ.....	43
4.3.2 ความต้านทานอินพุต.....	46
4.3.3 ความต้านทานเอาต์พุต.....	48
4.3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่.....	49
4.3.4.1 ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{in1}	50
4.3.4.2 ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2}	53
4.3.5 ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต.....	57
4.3.5.1 ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{in1}	58
4.3.5.2 ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{in2}	59
4.4 ผลจากการวิเคราะห์ การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE.....	61
4.5 บทสรุป.....	66

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร.....	67
5.1 บทนำ.....	67
5.2 วิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรที่ความถี่สองเท่าโดยป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบ้าท์.....	67
5.2.1 วิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต.....	68
5.2.2 วิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุต.....	70
5.2.3 วิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่.....	70
5.2.4 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต.....	72
5.2.5 วิเคราะห์ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม.....	74
5.2.6 การทดลองต่อวงจรจริงของวงจรที่ความถี่สองเท่า.....	78
5.3 วิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแรนท์ โดยใช้ขาเบ้าท์และขาเกตเป็นอินพุตของสัญญาณ.....	79
5.3.1 วิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต.....	81
5.3.2 วิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุต.....	83
5.3.3 วิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่.....	83
5.3.3.1 วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อน สัญญาณอินพุต v_{m1}	83
5.3.3.2 วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อน สัญญาณอินพุต v_{m2}	85
5.3.4 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต.....	87
5.3.4.1 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{m1}	87
5.3.4.2 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{m2}	88
5.3.5 วิเคราะห์ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม.....	89
5.4 บทสรุป.....	92
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	94

สารบัญ(ต่อ)

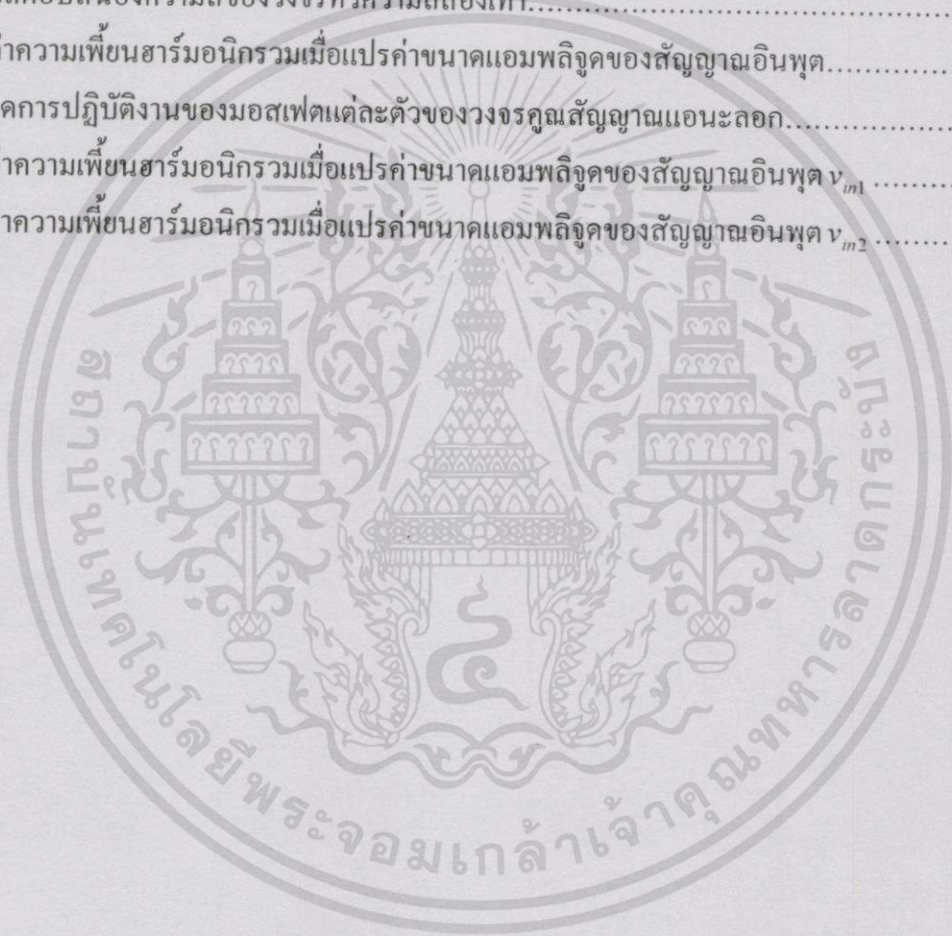
	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	95
ภาคผนวก.....	97
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	98
ประวัติผู้เขียน.....	108



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อ **VII** เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ.....	10
2.2 ชื่อเฉพาะของแบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้ใน HSPICE.....	18
4.1 แสดงขนาด $\frac{W}{L}$ ของมอสเฟตแต่ละตัว.....	61
5.1 จุดการปฏิบัติงานของมอสเฟตแต่ละตัวของวงจรถูความถี่สองเท่า.....	68
5.2 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรถูความถี่สองเท่า.....	70
5.3 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต.....	74
5.4 จุดการปฏิบัติงานของมอสเฟตแต่ละตัวของวงจรถูสัญญาณแอนะล็อก.....	79
5.5 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต v_{m1}	90
5.6 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต v_{m2}	90



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตทั่วไป.....	5
2.2 แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสเฟตทั้ง 4 แบบ.....	7
2.3 การสร้างช่องทางเดินกระแสให้กับมอสเฟตแบบเอ็นแชนแนล เอ็นฮาร์นเมนต์ที่โหนด.....	11
2.4 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้มอสเฟต เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และ V_{ds} คำน้อยๆ.....	12
2.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสครนกับแรงดันค่าน้อยๆที่ขาครนกับซอร์ส.....	12
2.6 การกำหนดจุดการทำงานให้มอสเฟต เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และปรับ V_{ds} เพิ่มขึ้นทีละระดับ.....	13
2.7 คุณสมบัติของมอสเฟตในแต่ละช่วงการทำงาน.....	14
2.8 การควบคุมการไหลของกระแสในช่องทางเดินกระแสโดยการปรับแรงดันระหว่างขาเบสท์และซอร์ส V_{bs}	16
2.9 แสดงกระแสครน (I_d) เมื่อแปรค่าแรงดันระหว่างขาเบสท์และซอร์ส (V_{bs}).....	17
3.1 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบสท์ของมอสเฟต.....	21
3.2 วงจรรวมกระแสที่ให้กระแสเอาต์พุตเป็นความถี่สองเท่าของอินพุต.....	23
3.3 วงจรสมมูลของวงจรทวีความถี่สองเท่า.....	25
3.4 วงจรทวีความถี่สองเท่าที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานอินพุตเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็ก.....	26
3.5 วงจรสมมูลของวงจรทวีความถี่สองเท่าที่ใช้หาความต้านทานอินพุต.....	26
3.6 วงจรสมมูลของวงจรทวีความถี่สองเท่าที่ใช้หาความต้านทานเอาต์พุต.....	27
3.7 (a) วงจรเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กของรูปที่ 3.4 เพียงด้านเดียว.....	28
(b) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง.....	28
3.8 วงจรสมมูลอย่างง่ายหลังการประมาณค่าตัวอุปกรณ์.....	29
3.9 วงจรสมมูลเมื่อใช้ทฤษฎีมิลเลอร์.....	29
3.10 วงจรสมมูลอย่างง่ายเมื่อรวมค่าตัวเก็บประจุเข้าด้วยกัน.....	30
3.11 การต่อวงจรทวีความถี่สองเท่าเป็นวงจรคุณสมบัติแอนะล็อก.....	33
3.12 สัญญาณแรงดันอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 30 mV ความถี่ 10 kHz.....	34
3.13 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 30 mV.....	35
3.14 สัญญาณแรงดันอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV ความถี่ 1 kHz.....	35

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.15 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงเวลา 2 kHz เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ ขนาด 30 mV ความถี่ 1 kHz	36
3.16 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ ขนาด 30 mV ความถี่ 1 kHz	36
3.17 สัญญาณแรงดันอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV ความถี่ 10 MHz	37
3.18 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงเวลา 20 MHz เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ ขนาด 30 mV ความถี่ 10 MHz	37
3.19 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ ขนาด 30 mV ความถี่ 10 MHz	38
3.20 การตอบสนองต่อแรงดันกระแสตรงของวงจรวีความถี่สองเท่า.....	38
4.1 สัญลักษณ์ของวงจรมูลสัญญาณแอนะล็อก.....	40
4.2 แสดงคุณสมบัติของวงจรมูลสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์.....	41
4.3 การป้อนสัญญาณอินพุตให้กับมอสเฟตสองทาง.....	42
4.4 วงจรมูลสัญญาณที่ยังไม่ได้ตัดผลของฮาร์มอนิกเลขคู่ออก.....	43
4.5 รูปสมบูรณของวงจรมูล.....	46
4.6 วงจรมูลสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานอินพุตเมื่อพิจารณาเฉพาะ สัญญาณขนาดเล็ก.....	47
4.7 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานอินพุตของวงจรมูล.....	47
4.8 วงจรมูลสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุตเมื่อพิจารณาเฉพาะ สัญญาณขนาดเล็ก.....	48
4.9 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมูล.....	49
4.10 วงจรเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กจากรูปที่ 4.5.....	49
4.11 วงจรย่อยอันดับแรกของวงจรมูลสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{in}	50
4.12 วงจรย่อยอันดับสองของวงจรมูลสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{in}	51

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 วงจรย่อยอันดับสามของวงจรคูณสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{m1}	51
4.14 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง.....	52
4.15 วงจรสมมูลเมื่อใช้ทฤษฎีมิลเลอร์.....	52
4.16 วงจรใช้สำหรับวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อน สัญญาณแรงดันอินพุต v_{m2} เพียงอินพุตเดียว.....	54
4.17 (a) วงจรย่อยอันดับแรกของวงจรคูณสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{m2}	54
(b) วงจรย่อยอันดับสองของวงจรคูณสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{m2}	54
4.18 วงจรสมมูลอย่างง่ายหลังการประมาณค่าตัวอุปกรณ์.....	55
4.19 วงจรสมมูลเมื่อใช้ทฤษฎีมิลเลอร์.....	55
4.20 วงจรสมมูลอย่างง่ายเมื่อรวมค่าตัวเก็บประจุเข้าด้วยกัน.....	56
4.21 วงจรย่อยของวงจรคูณที่ใช้สำหรับวิเคราะห์หาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต.....	57
4.22 ผลตอบสนองต่อแรงดันไฟตรง.....	62
4.23 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงเวลาเมื่อ v_{m1} และ v_{m2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV ความถี่ 1 kHz และ 20 kHz ตามลำดับ.....	62
4.24 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อ v_{m1} และ v_{m2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV ความถี่ 1 kHz และ 20 kHz ตามลำดับ.....	63
4.25 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงเวลาเมื่อ v_{m1} และ v_{m2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV ความถี่ 10 MHz และ 400 MHz ตามลำดับ.....	63
4.26 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อ v_{m1} และ v_{m2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV ความถี่ 10 MHz และ 400 MHz ตามลำดับ.....	64
4.27 ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนอินพุต 50 mV ที่ v_{m1} ได้ความถี่ตัด 19.8 MHz	64
4.28 ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนอินพุต 50 mV ที่ v_{m2} ได้ความถี่ตัด 1.42 GHz	65
4.29 คุณสมบัติกำลังสองของวงจรคูณ.....	65

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_{in} เมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต V_{in}	69
5.2 กราฟผลตอบแทนของความถี่ของวงจรทวีความถี่สองเท่าเมื่อป้อนอินพุตขนาด 30 mV	71
5.3 วงจรสมมูลสำหรับการประมาณค่าหาผลตอบแทนของความถี่.....	71
5.4 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต.....	75
5.5 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต และเปรียบเทียบผลกระทบของกระแสไบแอส.....	76
5.6 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอสเฟต.....	77
5.7 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าความถี่ของสัญญาณอินพุต.....	77
5.8 สัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณไซน์เปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นความถี่สองเท่า....	78
5.9 สัญญาณอินพุตที่เป็นรูปสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต.....	79
5.10 ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_{in1} เมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต V_{in1}	82
5.11 ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_{in2} เมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต V_{in2}	82
5.12 วงจรสมมูลสำหรับการประมาณค่าหาผลตอบแทนของความถี่ของวงจรคูณ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in1}	84
5.13 วงจรสมมูลสำหรับการประมาณค่าหาผลตอบแทนของความถี่ของวงจรคูณ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2}	86
5.14 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุตทั้งสองค่า.....	91
5.15 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตทั้งสองค่า.....	92

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเรายังมีความจำเป็นที่จะต้องใช้งานประมวลผลสัญญาณแบบแอนะล็อกควบคู่กับดิจิทัลถึงแม้ว่าการออกแบบวงจรแบบแอนะล็อกจะมีความยุ่งยากกว่าการออกแบบวงจรแบบดิจิทัลก็ตาม แต่เป็นเพราะเนื่องจากเหตุผลที่ว่าโดยทั่วไปสัญญาณตามธรรมชาติจะเป็นสัญญาณแบบแอนะล็อก ดังนั้นในการออกแบบวงจรโดยใช้วิธีประมวลผลแบบดิจิทัลจึงจำเป็นที่จะต้องมีส่วนของวงจรแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลและดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ซึ่งเหตุผลนี้ก็เป็นข้อเสียอีกข้อหนึ่งในการออกแบบวงจรแบบดิจิทัล จึงจำเป็นต้องทำการค้นคว้าและพัฒนาการออกแบบวงจรรวมที่เป็นแบบแอนะล็อกให้มีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น โดยในที่นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรรวมที่เป็นวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกและวงจรทวีความถี่สองเท่าแบบแอนะล็อกโดยใช้เทคโนโลยีซิมอสในรูปแบบใหม่ เนื่องจากวงจรคุณสัญญาณและวงจรทวีความถี่สองเท่าสามารถที่จะนำมาประมวลผลสัญญาณในระบบหรือเป็นส่วนหนึ่งของวงจรที่ใช้ประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกโดยรวม อาทิเช่น วงจรกรองแบบอะแดปทีฟ(Adaptive Filters), มอดูเลเตอร์(Modulators), ในเครื่องมือวัด(เช่น วัดตรีเมตร, โพลีเมเตอร์) และวงจรอื่นๆ อีกมากมาย ซึ่งวงจรทั้งสองวงจรที่จะนำเสนอในการวิจัยนี้ได้มีผู้ที่ทำการพัฒนาและวิจัยต่อเนื่องกันมา โดยแต่ละวงจรมีลักษณะเด่นที่แตกต่างกันไปแล้วแต่ความเหมาะสมที่จะนำไปใช้งาน อาทิเช่น วงจรที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ[1-7]หรือวงจรที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับความถี่ในย่านวิทยุเป็นต้น ซึ่งในการนำเสนอในงานวิจัยนี้เป็นการออกแบบวงจรโดยการประยุกต์ใช้งานมอสเฟตในรูปแบบใหม่โดยใช้ขาเบรทหรือฐานรองของมอสเฟตเป็นอินพุตของสัญญาณ ซึ่งจะได้ศึกษาผลดีและผลเสียของการนำขาเบรทมาใช้งานต่อไป

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วว่าเรายังมีความจำเป็นที่จะต้องใช้งานประมวลผลสัญญาณแบบแอนะล็อก ดังนั้นจึงต้องมีการวิจัยและพัฒนาการออกแบบวงจรในรูปแบบใหม่ๆเพื่อให้ได้ในเรื่องที่ดีกว่าเก่า โดยในที่นี้จะอ้างอิงจากโครงสร้างภายในของมอสเฟตในส่วนของฐานรองหรือขาเบรท ซึ่งโดยปกติจะเป็นส่วนที่กำหนดค่าแรงดันขีดเริ่ม(Threshold voltage)ของตัวมอสเฟต เมื่อควบคุมขาเบรทโดยการไบแอสกลับจะทำให้ช่องทางเดินกระแสจะถูกกำหนดโดยพื้นที่ปลดปล่อย(Depletion region) ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการทำงานของมอสเฟตโดยใช้ขาเบรทจะมีพฤติกรรมการทำงานเหมือนเจฟต จึงได้เกิดแนวคิดว่าจะนำขาเบรทนี้มาใช้ประโยชน์ได้มากขึ้นกว่าเดิมโดยการนำมาใช้เป็นอินพุตของสัญญาณได้ จากตัวอย่างการออกแบบวงจรออปแอมป์ที่มีคุณสมบัติเด่นคือใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำเพียง 1 โวลต์ [8] ซึ่งใช้กำลังงานไฟฟ้าต่ำก็ใช้วิธีการป้อนอินพุตที่บริเวณขาเบรทเช่นกัน จากที่ได้มีผู้ออกแบบวงจรที่ใช้ขาเบรทของมอสเฟตมาข้างต้นแล้วนั้น ดังนั้นในที่นี้

ก็เช่นเดียวกันจะเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกและทวีความถี่สองเท่าที่ใช้ขาเบ้าท์ของมอสเฟตเป็นอินพุตของสัญญาณและจะแสดงให้เห็นว่าสามารถป้อนสัญญาณอินพุตได้ทั้งบริเวณขาเกตและขาเบ้าท์ของมอสเฟตได้ในเวลาเดียวกัน

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การประยุกต์ใช้งานขาเบ้าท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่าและวงจรถคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ (An application of the MOSFET's bulk terminal in designing the frequency doubler circuit and the four-quadrant multiplier circuit)” ได้กำหนดวัตถุประสงค์ไว้ดังนี้

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยการนำขาเบ้าท์ของมอสเฟตมาประยุกต์ใช้งานให้เกิดประโยชน์มากขึ้น
2. เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยโดยใช้หลักการใหม่ในการออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่า
3. เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยโดยใช้หลักการใหม่ในการออกแบบวงจรถคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์
4. วิเคราะห์และพิสูจน์ข้อดีของการนำขาเบ้าท์ของมอสเฟตมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่าและวงจรถคูณสัญญาณแอนะล็อก 4 ควอดแดรนต์
5. สามารถนำวงจรที่ออกแบบดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานได้ โดยที่วงจรมีประสิทธิภาพสูง
6. สามารถนำวงจรที่ออกแบบดังกล่าวนำไปประโยชน์โดยสร้างเป็นวงจรรวมได้

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

จากการค้นคว้าและวิจัยการออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่าและวงจรถคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการใหม่ไว้ดังนี้

1. วงจรที่ออกแบบใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทมอสเฟตที่ประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์เป็นทางเดินของสัญญาณ โดยใช้หลักการทำงานเช่นเดียวกับแบบดีพลีชันโหมด(Depletion Mode)ของเจเฟต
2. การออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่าโดยใช้หลักการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางขาเบ้าท์ของมอสเฟต
3. การออกแบบวงจรถคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้หลักการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางขาเบ้าท์และขาเกตของมอสเฟตร่วมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. การออกแบบวงจรทั้งสองใช้หลักการประมาณค่าจากอนุกรมเทเลอร์จากรากที่สองใน ส่วนของแรงดันขีดเริ่มแล้วนำมาตัดผลของฮาร์มอนิกในส่วนที่ไม่ต้องการออกเพื่อให้ประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้น

1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวนำความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ส่วนในบทอื่นๆ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของมอสเฟตพอสังเขป

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรที่ความถี่สองเท่า โดยการประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์ของมอสเฟตเป็นอินพุตของสัญญาณและวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ซึ่งยืนยันผลในทางทฤษฎี โดยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรคุณสมบัติสัญญาณแอมพลิจูดแบบ 4 กวอดแดรนต์ และการประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์และขาเกตของมอสเฟตเป็นขาอินพุตของสัญญาณร่วมกัน และวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ซึ่งยืนยันผลในทางทฤษฎีโดยการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

บทที่ 5 จะเป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรที่ได้ออกแบบมาทั้ง 2 วงจร

บทที่ 6 จะเป็นการสรุปผลของการวิจัยที่ได้นำเสนอมาทั้งหมดและข้อเสนอแนะเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

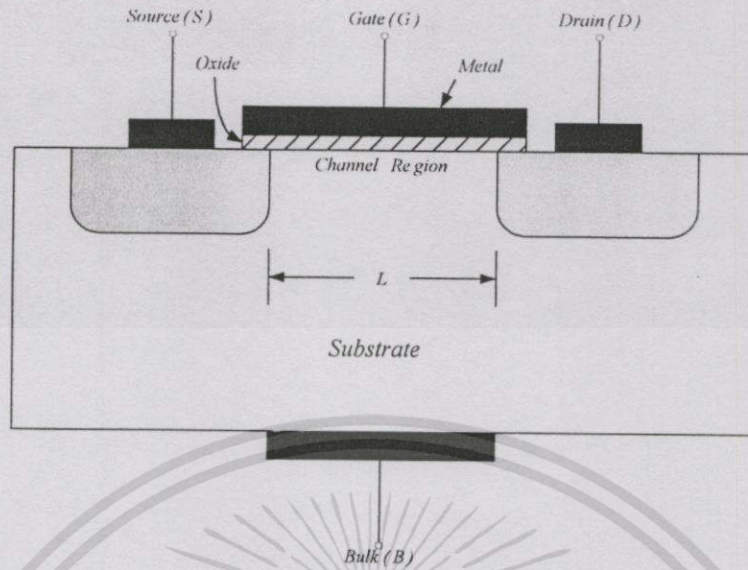
2.1 บทนำ

มอสเฟต (MOSFET) เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยใช้ศักย์ไฟฟ้าเป็นตัวกำหนดของช่องทางเดินของกระแส ซึ่งมอสเฟตสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือมอสเฟตแบบเอ็นฮาร์นเมนท์ (Enhancement MOSFET) และมอสเฟตแบบดีพลีชัน (Depletion MOSFET) โดยทั้งสองแบบจะใช้สนามไฟฟ้า (Electrical Field) ที่เกิดจากการป้อนแรงดันบริเวณขาเกตเป็นตัวกำหนดช่องทางเดินกระแสระหว่างขาเดรนและซอร์ส และโดยปกติเราจะใช้งานขาของมอสเฟตที่ใช้เป็นทางเดินของสัญญาณอยู่ด้วยกัน 3 ขา คือ ขาเดรน ขาเกต และขาซอร์ส ส่วนขาเบ้าหรือบริเวณฐานรอนนั้นจะถูกใช้ในการกำหนดค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) ที่เป็นค่าคงที่ โดยปกติแล้วจะต่อขาเบ้าเข้ากับขาซอร์สเพื่อให้ผลของแรงดันขีดเริ่มมีค่าที่ต่ำที่สุดเท่ากับ V_{T0} แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการนำขาเบ้าของมอสเฟตมาใช้งานให้เกิดประโยชน์มากขึ้น โดยการนำมาประยุกต์ใช้เป็นอินพุตของสัญญาณ ในการออกแบบวงจรรวมในปัจจุบันจะเห็นว่าเทคโนโลยีซีมอสมีบทบาทมากขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากเหตุผลที่ว่าสามารถสร้างได้ง่ายใช้เนื้อที่บนชิปน้อย ใช้กำลังงานไฟฟ้าต่ำและคุณสมบัติที่ดีอื่นๆหลายประการ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาและวิจัยการออกแบบวงจรโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสกันเรื่อยมา

2.2 โครงสร้างของมอสเฟต

จากที่กล่าวมาแล้วว่ามอสเฟตเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งในตระกูลของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทที่ควบคุมด้วยสนามไฟฟ้า (Field Effect Devices) ซึ่งมีลักษณะเด่นคือมีความต้องการกำลังไฟฟ้าต่ำและให้ประสิทธิภาพในการทำงานสูงเมื่อเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทอื่นที่มีลักษณะการใช้งานแบบเดียวกัน จึงทำให้มอสเฟตเป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรทั่วไป โดยเฉพาะในวงจรที่ต้องการใช้กำลังงานต่ำๆหรือในประเภทของวงจรรวม (Integrated Circuit) ที่มีจำนวนตัวอุปกรณ์ (Component) มากๆ และเมื่อศึกษาโครงสร้างการทำงานของมอสเฟตสามารถที่จะพิจารณาได้จากรูปที่ 2.1

จากรูปที่ 2.1 เป็นภาพตัดขวางแสดงโครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นฮาร์นเมนท์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน คือ ส่วนเดรน (Drain Region), ส่วนเกต (Gate Region), ส่วนซอร์ส (Source Region) และส่วนเบ้าหรือฐานรอน (Bulk Region) โดยแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานและคุณสมบัติที่แตกต่างกันดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตทั่วไป

-ส่วนเดรน(Drain Region)เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรองหรือส่วนของเบาท์ แต่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันกับซอร์ส ซึ่งทำหน้าที่เป็นทางออกไปสู่วงจรภายนอกของประจุพาหะที่มาจากส่วนซอร์ส

-ส่วนซอร์ส(Source Region)เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรองหรือส่วนของเบาท์ ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะที่ทำให้เกิดกระแสไหลระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส (I_{DS})

-ส่วนเกต(Gate Region)เป็นบริเวณที่เชื่อมอยู่ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอร์ส มีโครงสร้างทั่วไปประกอบด้วยชั้นบนสุดเป็นโลหะตัวนำ ชั้นรองลงมาเป็นฉนวนได้แก่ออกไซด์ของสารกึ่งตัวนำที่ถูกใช้ในการสร้าง และชั้นล่างสุดเป็นสารกึ่งตัวนำซึ่งใช้เป็นฐานรอง ส่วนเกตนี้จะทำหน้าที่เป็นส่วนควบคุมปริมาณประจุพาหะที่เคลื่อนที่จากส่วนซอร์สไปยังส่วนเดรนตามต้องการ

-ส่วนเบาท์หรือฐานรอง (Bulk Region or Substrate) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่ใช้เป็นฐานรองของช่องทางเดินกระแส โดยใช้กำหนดช่องทางเดินของกระแสในรูปของแรงดันขีดเริ่ม(Threshold Voltage; V_{th}) ลักษณะการทำงานเหมือนกับเกตของเจฟตคือใช้หลักการของบริเวณปลอดประจุ (Depletion Region) ในการกำหนดช่องทางเดินกระแส ซึ่งโดยปกติแล้วส่วนเบาท์หรือฐานรองนี้จะถูกต่อเข้ากับส่วนซอร์สเพื่อให้ผลของแรงดันขีดเริ่มมีค่าต่ำเท่ากับ V_{T0}

จากลักษณะโครงสร้างดังกล่าวจะเห็นว่ากระแสไหลผ่านส่วนเกตไปได้้น้อยมากๆ เนื่องจากมีชั้นของฉนวนป้องกันอยู่นั่นเอง ดังนั้นในขณะที่ใช้งานส่วนเกตจึงต้องการเพียงแหล่งจ่ายแรงดันเท่านั้น ซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายกระแสจึงทำให้มอสเฟตมีความต้องการกำลังงานในขณะที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้งานดำนันเอง สำหรับส่วนเดรนและซอร์สนั้น โดยปกติแล้วจะมีโครงสร้างเหมือนกันทุกประการ ซึ่งสามารถใช้แทนกันได้ อันเป็นคุณสมบัติพิเศษอีกประการหนึ่งของมอสเฟตซึ่งเรียกว่ามีความสมมาตร(Bilaterally Symmetric) แต่โดยทั่วไปสำหรับในโครงสร้างของมอสเฟตตัวเดียวนั้นเพื่อความสะดวกในการใช้งานจึงสร้างให้ส่วนซอร์สต่อเชื่อมกับส่วนของเบ้าหรือฐานรอง ดังนั้นบางทีสัญลักษณ์ของมอสเฟตจึงเขียนขาเบ้าหรือฐานรองเชื่อมต่อกับขาซอร์ส หรือละเว้นไม่เขียนขาเบ้าหรือฐานรองเลยโดยให้เข้าใจเองว่าส่วนของเบ้าถูกรับกับส่วนซอร์ส แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำส่วนของขาเบ้าหรือฐานรองมาใช้ประโยชน์ในรูปแบบการทำงานที่เหมือนกับขาเกตของเจเฟตจึงเขียนสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบที่มีส่วนของขาเบ้าด้วย

เมื่อให้ไบแอสที่เหมาะสมกับส่วนต่างๆของมอสเฟตแล้วประจุพาหะจากส่วนซอร์สจะเคลื่อนที่ผ่านช่องทางเดินกระแสในส่วนเกตไปยังส่วนเดรน ซึ่งทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส(I_{DS})ของมอสเฟตที่จะนำไปใช้งานต่อไป โดยช่องทางเดินกระแสนี้จะเกิดจากการเปลี่ยนชนิดของสารกึ่งตัวนำที่อยู่บริเวณพื้นผิวของฐานรองภายใต้แผ่นฉนวนของเกต(Inversion Layer) ไปเป็นสารชนิดเดียวกันกับส่วนของเดรนและซอร์ส และการเคลื่อนที่ของประจุพาหะที่ผ่านทางช่องทางเดินกระแสนั้นเกิดจากสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมตลอดจากส่วนซอร์สถึงส่วนเดรนและอันเนื่องมาจากความต่างศักย์ระหว่างส่วนทั้งสองนั้น โดยที่กระแสดังกล่าวจะถูกเรียกว่ากระแสเดริฟท์ ซึ่งขึ้นอยู่กับสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมบริเวณช่องทางเดินกระแส กระแสเดริฟท์ที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุพาหะส่วนมากที่มีอยู่ในสารกึ่งตัวนำชนิดนั้นเพียงชนิดเดียว ด้วยเหตุนี้มอสเฟตจึงถูกเรียกอีกแบบหนึ่งว่าทรานซิสเตอร์แบบยูนิโพลาร์(Unipolar Transistor) และเนื่องจากประจุพาหะส่วนมากในสารกึ่งตัวนำมีสองชนิดคืออิเล็กตรอนหรือประจุลบในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและโฮลหรือประจุบวกในสารกึ่งตัวนำชนิดพี ดังนั้นจึงสามารถแบ่งมอสเฟตตามชนิดของประจุพาหะที่ทำให้เกิดกระแส โดยพิจารณาที่ชนิดของประจุพาหะที่บริเวณช่องทางเดินกระแสในขณะที่เกิดกระแสเดริฟท์ได้เป็นสองชนิดคือ

-เอ็นแชนแนล มอสเฟต(N channel MOSFET; NMOS) ซึ่งหมายถึงมอสเฟตที่มีประจุลบหรืออิเล็กตรอนเป็นประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสเดริฟท์ ดังนั้นมอสเฟตชนิดนี้จึงมีส่วนของเดรนและส่วนซอร์สที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N type Semiconductor)

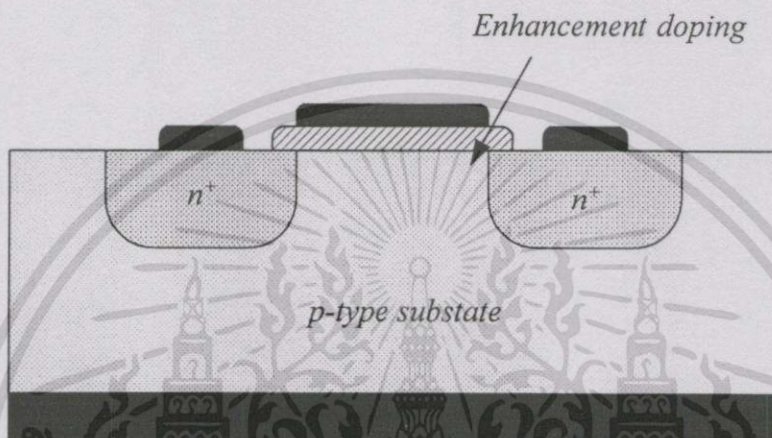
-พีแชนแนล มอสเฟต(P channel MOSFET; PMOS) ซึ่งหมายถึงมอสเฟตที่มีประจุบวกหรือโฮลเป็นประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแสเดริฟท์ ดังนั้นมอสเฟตชนิดนี้จึงมีส่วนเดรนและส่วนซอร์สที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P type Semiconductor)

อย่างไรก็ตามในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสของมอสเฟตต่างๆไป สารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสกับสารกึ่งตัวนำบริเวณส่วนเดรนและซอร์ส อาจเป็นสารชนิดเดียวกันหรือต่างกันได้ก็ได้ซึ่งแต่ละแบบจะมีผลต่อคุณสมบัติในขณะใช้งานต่างกัน ดังนั้นจึงมีนิยามคำศัพท์เพื่อบอกประเภทของสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสไว้ดังนี้

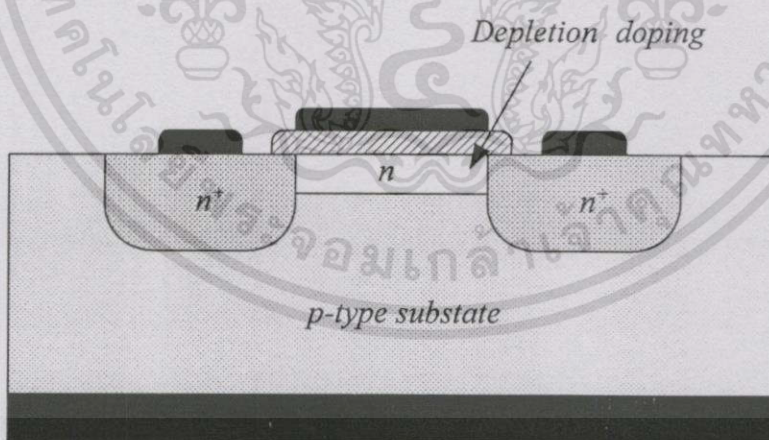
+ ดีพลีทชัน(Depletion) หมายถึงสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่มีคุณสมบัติเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกับสารกึ่งตัวนำส่วนซอร์สและเดรน

+ เอ็นฮาร์นเมนท์(Enhancement) หมายถึงสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสที่มีคุณสมบัติเป็นสารกึ่งตัวนำต่างชนิดกันกับสารกึ่งตัวนำส่วนซอร์สและเดรน

ดังนั้นจึงสามารถที่จะแบ่งมอสเฟตตามลักษณะการควบคุมปริมาณประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสได้เป็น 4 แบบ โดยแสดงโครงสร้างภายในของทั้ง 4 แบบ ดังรูปที่ 2.2



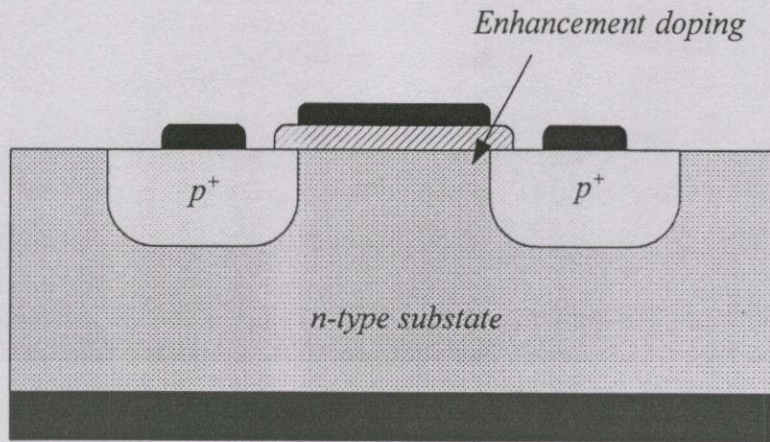
(a) เอ็นแชนแนล เอ็นฮาร์นเมนท์โหมด มอสเฟต(n channel enhancement mode MOSFET)



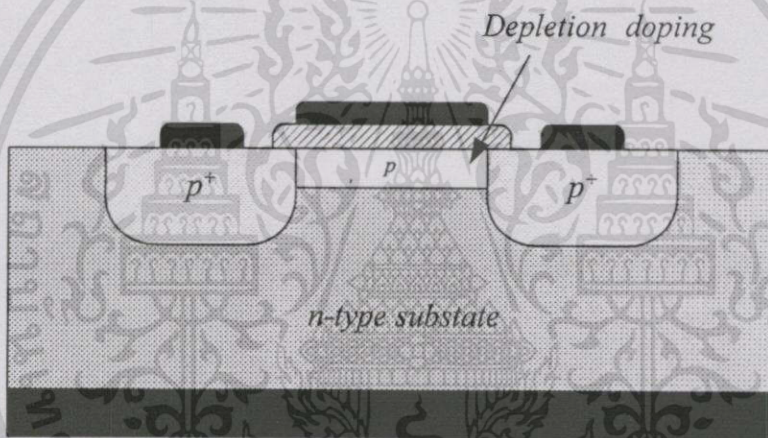
(b) เอ็นแชนแนล ดีพลีทชันโหมด มอสเฟต(n channel depletion mode MOSFET)

รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะ โครงสร้างของมอสเฟตทั้ง 4 แบบ

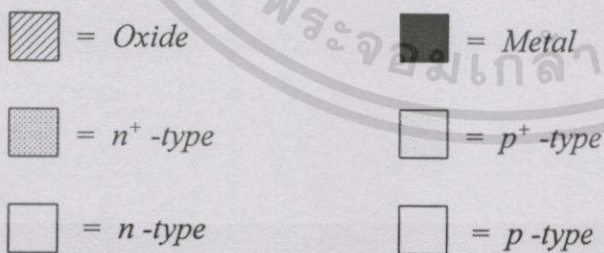
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) พีเชนแนล เอ็นฮาร์นเมนท์โหมด มอสเฟต(p channel enhancement mode MOSFET)



(d) พีเชนแนล ดีพลีทชัน โหมด มอสเฟต(p channel depletion mode MOSFET)



รูปที่ 2.2 (ต่อ)

1. จากรูปที่ 2.2(a) เอ็นเชนแนล เอ็นฮาร์นเมนท์โหมด มอสเฟต(N channel enhancement mode MOSFET)หมายถึง เอ็นเชนแนล มอสเฟตที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่ขาคดจะมีสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดพีที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นก่อน โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง

2. จากรูปที่ 2.2(b) เอ็นแชนแนล ดีพลีชันโหมด มอสเฟต(N channel depletion MOSFET) หมายถึง เอ็นแชนแนลมอสเฟตที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่เกตจะมีสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอร์สกับส่วนเดรน อันเป็นผลให้เกิดกระแสครีพท์ที่ขึ้นทันทีเมื่อมีความต่างศักย์ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอร์ส ในการควบคุมปริมาณกระแสครีพท์นี้ทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกิดเมื่อเทียบกับฐานรอง โดยเมื่อต้องการให้กระแสครีพท์เพิ่มขึ้นก็คือการควบคุมให้แรงดันที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรอง และเมื่อต้องการให้กระแสครีพท์ลดลงก็โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง

3. จากรูปที่ 2.2 (c) พีแชนแนล เอ็นฮาร์นเมนท์โหมด มอสเฟต(P channel enhancement mode MOSFET) หมายถึง พีแชนแนลมอสเฟตที่อยู่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่เกตจะมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีก่อน โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง

4. จากรูปที่ 2.2 (d) พีแชนแนล ดีพลีชันโหมด มอสเฟต(P- channel depletion mode MOSFET) หมายถึงพีแชนแนลมอสเฟต ที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบแอสที่เกตมีสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ดังนั้นทำนองเดียวกันกับเอ็นแชนแนล ดีพลีชันโหมด มอสเฟต คือทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอร์สกับส่วนเดรนอันเป็นผลให้เกิดกระแสครีพท์ที่ขึ้นทันทีเมื่อมีความต่างศักย์ระหว่างส่วนซอร์สกับส่วนเดรน โดยในการควบคุมปริมาณกระแสครีพท์ก็ทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกิดเมื่อเทียบกับฐานรอง โดยเมื่อต้องการให้กระแสครีพท์เพิ่มขึ้นก็คือการควบคุมให้แรงดันที่เกิดเป็นลบเมื่อเทียบกับฐานรอง และเมื่อต้องการให้กระแสครีพท์ลดลงก็โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดเป็นบวกเมื่อเทียบกับฐานรองนั่นเอง

2.3 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

ลักษณะทั่วไปของสัญลักษณ์ของมอสเฟตทั้ง 4 แบบดังตารางที่ 1 แถวที่ A ซึ่งจะเห็นว่าสัญลักษณ์แต่ละแบบจะบอกให้ทราบถึงลักษณะทางโครงสร้างของมอสเฟตในแต่ละแบบ โดยในลักษณะของดีพลีชันโหมด จะเห็นว่าส่วนเดรน,ฐานรองและซอร์สจะขีดเส้นต่อถึงกัน ซึ่งหมายถึงสารกึ่งตัวนำในทั้ง 3 ส่วนนั้นเป็นชนิดเดียวกันทั้งหมด และในลักษณะของเอ็นฮาร์นเมนท์โหมดจะเห็นว่า ส่วนเดรน,ฐานรองและซอร์ส ขีดเป็นเส้นปะไม่ต่อถึงกัน ซึ่งหมายถึงว่าในสภาวะปกติที่ไม่

ได้ไบแอสให้มอสเฟตทำงานทั้ง 3 ส่วน คือ เดรน, ฐานรอง และซอร์สไม่ต่อกันหรือแยกขาดจากกันทางไฟฟ้านั้นคือส่วนของฐานรองจะเป็นสารกึ่งตัวนำต่างชนิดกับส่วนซอร์สและส่วนเดรน

อย่างไรก็ตามดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่ามอสเฟตตัวเดียวๆโดยทั่วไป ส่วนของซอร์สจะถูกต่อกับฐานรอง ดังนั้นสัญลักษณ์ของมอสเฟตตัวเดียวๆทั่วไปจึงลากเส้นเชื่อมต่อกันและมีเพียง 3 ขา โดยตัดขาของฐานรองหรือขาเบ้าที่ออกดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 1 แถวที่ B โดยแยกมอสเฟตแบบเอ็นฮาร์มันท์โหมดกับดีพลีทชันโหมดออกจากกันคือ สัญลักษณ์ของดีพลีทชันโหมดมอสเฟตจะถูกลากเส้นระหว่างขาเดรนและซอร์สเป็นเส้นทึบ แต่สัญลักษณ์ของเอ็นฮาร์มันท์โหมดมอสเฟตจะถูกลากเส้นระหว่างขาเดรนและซอร์สเป็นเส้นปกติ

ตารางที่ 2.1 สัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ

แถวที่	N - Channel		P-Channel	
	มอสเฟตแบบเอ็นฮาร์มันท์	มอสเฟตแบบดีพลีทชัน	มอสเฟตแบบเอ็นฮาร์มันท์	มอสเฟตแบบดีพลีทชัน
A				
B				

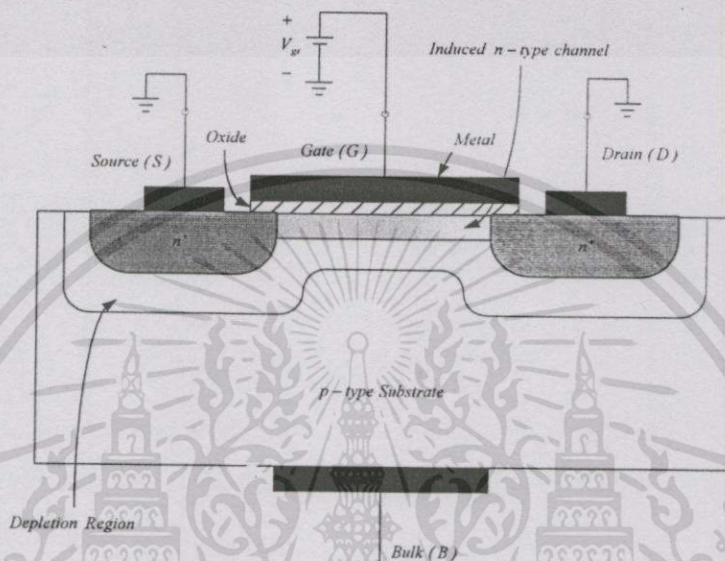
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำขาเบ้าที่มาประยุกต์ในการออกแบบวงจรด้วย จึงใช้สัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ 4 ขา มาใช้แสดงรูปวงจรที่ได้ออกแบบ

2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

2.4.1 คุณสมบัติการทำงานทั่วไปของมอสเฟต

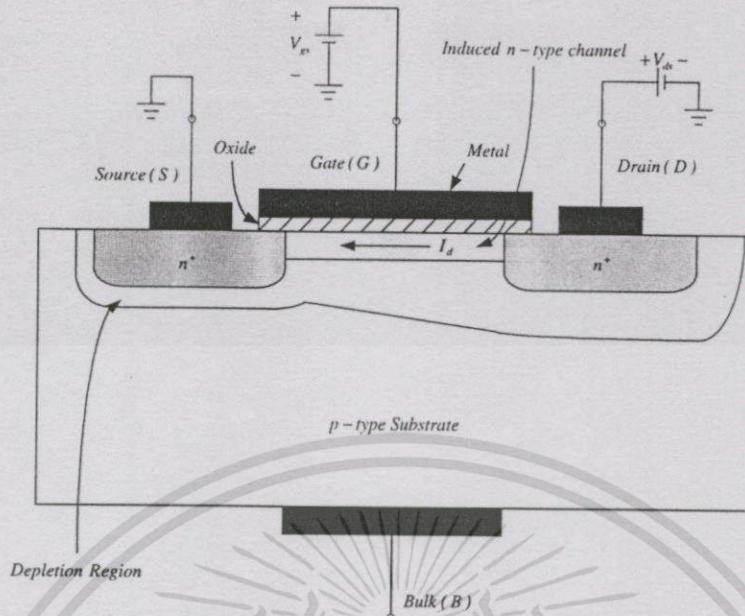
การนำมอสเฟตไปใช้งานนั้นต้องทำการกำหนดจุดการทำงานให้เหมาะสมซึ่งในที่นี้จะศึกษาคุณสมบัติการทำงานในแต่ละช่วงการทำงานของมอสเฟตดังนี้

โดยที่ทราบกันอยู่แล้วว่าในการควบคุมกระแสที่ไหลในช่องทางเดินกระแสของมอสเฟต นั้นจะทำได้โดยการป้อนแรงดันไฟฟ้าที่บริเวณเกตของมอสเฟต ในที่นี้จะยกตัวอย่างการกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นแชนแนล เอ็นฮาร์มันเมนท์โหมคดังในรูปที่ 2.3 เป็นการกำหนดจุดการทำงานให้กับมอสเฟต

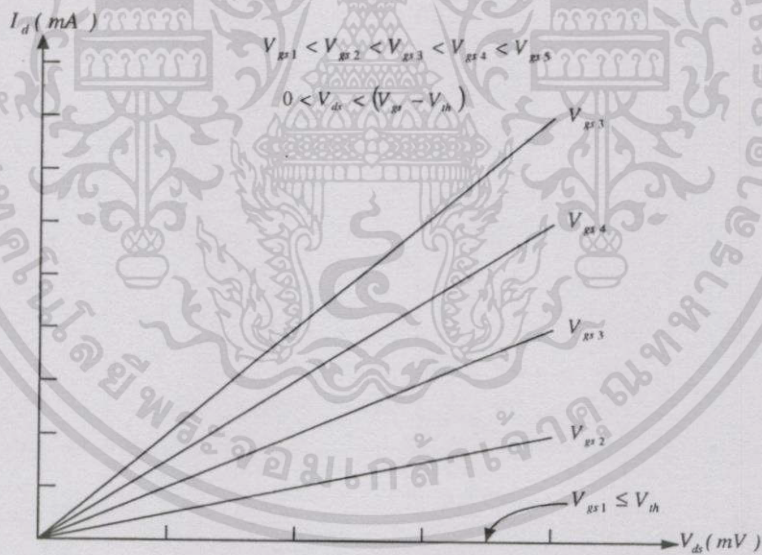


รูปที่ 2.3 การสร้างช่องทางเดินกระแสให้กับมอสเฟตแบบเอ็นแชนแนล เอ็นฮาร์มันเมนท์โหมค

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าเป็นการสร้างช่องทางเดินกระแสให้เกิดขึ้น โดยการป้อนแรงดันค่าบวกเข้าที่เกตเทียบกับซอร์สในที่นี้ยกตัวอย่างกรณีต่อซอร์สถูกเชื่อมต่อกับฐานรองทำให้เกิดการเรียงตัวของประจุลบที่บริเวณช่องทางเดินกระแส ดังนั้นทำให้เกิดการเชื่อมต่อกันระหว่างส่วนเดรนและซอร์สที่เป็นสารเอ็นที่มีพาหะข้างมากเป็นประจุลบหรืออิเล็กตรอน ซึ่งค่าของแรงดันที่เกตเทียบกับซอร์สที่เพียงพอที่จะทำให้เกิดช่องทางเดินของกระแสได้นั้นจะถูกเรียกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage ; V_{th}) โดยจากรูปที่ 2.3 นี้จะยังไม่มีการไหลผ่านช่องทางเดินกระแสเนื่องจากยังไม่มีค่าต่างศักย์ระหว่างขาเดรนและซอร์ส ในทำนองเดียวกันการเกิดของช่องทางเดินกระแสในมอสเฟตแบบพีแชนแนล เอ็นฮาร์มันเมนท์โหมคโดยการป้อนแรงดันค่าลบเข้าที่เกตเทียบกับซอร์สซึ่งยกตัวอย่างกรณีต่อซอร์สถูกเชื่อมต่อกับฐานรอง เพื่อให้เกิดการเรียงตัวกันของประจุบวกที่บริเวณช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นที่ทราบกันคืออยู่แล้วว่าพาหะข้างมากในสารชนิดพีคือประจุบวกหรือโฮลนั่นเอง



รูปที่ 2.4 แสดงการกำหนดจุดการทำงานให้มอสเฟต เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และ V_{ds} ค่าน้อยๆ

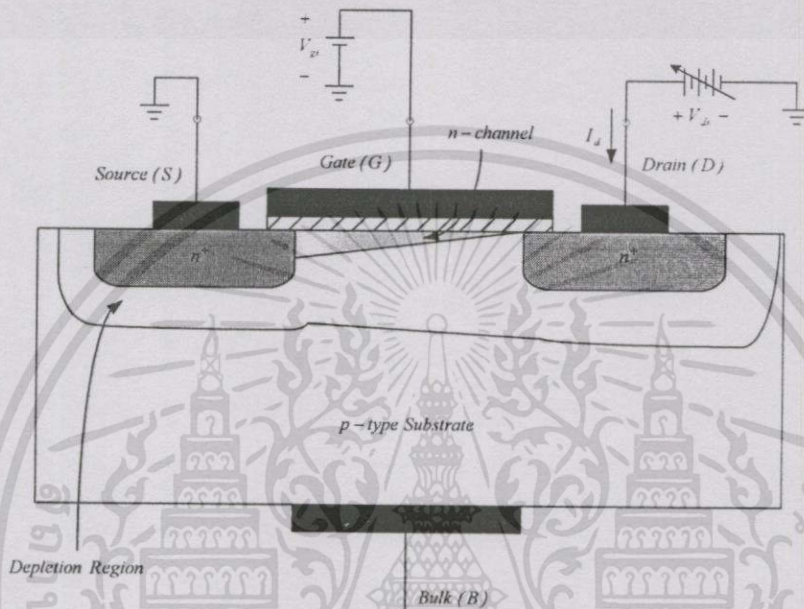


รูปที่ 2.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับแรงดันค่าน้อยๆที่ขาเดรนกับขอร์ส

จากรูปที่ 2.4 เมื่อกำหนดช่องทางเดินของกระแสโดยการป้อนแรงดันบวกเข้าที่บริเวณระหว่างขาเกตเทียบกับขารอร์ส และเมื่อป้อนแรงดันค่าน้อยๆ ($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$) เข้าที่ขาเดรนเทียบกับขารอร์สทำให้เกิดความต่างศักย์ขึ้นระหว่างขั้วทั้งสอง ซึ่งจะมีกระแสเดรนไหลผ่านช่องทางเดินกระแสจากขาเดรนไปยังขารอร์ส โดยคุณสมบัติของกระแสเดรน I_d เมื่อเทียบกับแรงดันค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

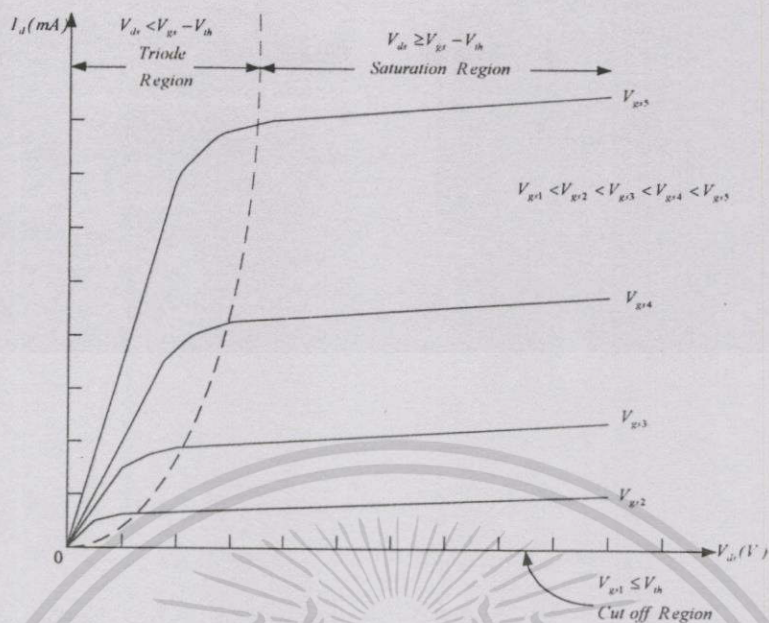
น้อยๆที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนและซอร์ส V_{ds} จะถูกแสดงดังรูปที่ 2.5 จะเห็นว่าความสัมพันธ์ของกระแสเดรนกับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนและซอร์ส V_{ds} จะเป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งลักษณะการทำงานของมอสเฟตช่วงนี้เป็นแบบความต้านทานเชิงเส้นที่ถูกควบคุมโดยแรงดันที่ขาเกตเทียบกับซอร์ส V_{gs}



รูปที่ 2.6 การกำหนดจุดการทำงานให้มอสเฟต เมื่อ $V_{gs} > V_{th}$ และปรับค่า V_{ds} เพิ่มขึ้นทีละระดับ

จากรูปที่ 2.6 เมื่อปรับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนและซอร์ส V_{ds} เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ และคงค่าแรงดันที่บริเวณขาเกตเทียบกับขาซอร์สให้มีความมากกว่าแรงดันขีดเริ่มไว้ $V_{gs} > V_{th}$ ค่าหนึ่งไว้ จะเห็นว่าลักษณะของช่องทางเดินกระแสจะเปลี่ยนไปโดยจะมีลักษณะที่ลาดเอียงไปทางส่วนของเดรน ซึ่งช่องทางเดินกระแสทางด้านขาเดรนจะแคบขึ้นเรื่อยๆจนถึงจุดที่เรียกว่าจุดพริ้นซ์ออฟ (Pinched Off) โดยที่จุดนี้จะมีค่า $V_{gs} - V_{ds} = V_{th}$ หรือ $V_{ds} = V_{gs} - V_{th}$

จากคุณสมบัติการทำงานเมื่อกำหนดจุดการทำงานค่าต่างๆให้มอสเฟตที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจะเห็นว่าเราสามารถที่จะกำหนดช่วงการทำงานของมอสเฟตโดยดูจากรูปที่ 2.7 ดังนี้



รูปที่ 2.7 คุณสมบัติของมอสเฟตในแต่ละช่วงการทำงาน

ช่วงที่ 1 ช่วงที่แรงดัน $V_{gs} < V_{th}$ ซึ่งช่วงการทำงานนี้มอสเฟตจะไม่ทำงาน (Cutoff Region) เป็นผลให้ค่ากระแสเดรนมีค่าเป็นศูนย์

$$I_d = 0, \quad V_{gs} < V_{th} \tag{2.1}$$

ช่วงที่ 2 ช่วงที่ $V_{gs} > V_{th}$ และ $0 < V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ ซึ่งมอสเฟตจะเริ่มนำกระแสโดยสมการกระแสเดรนจะเป็นดังนี้

$$I_d = \frac{k'W}{2L} \left[(V_{gs} - V_{th}) - \frac{V_{ds}}{2} \right] V_{ds} (1 + \lambda V_{ds}) \tag{2.2}$$

โดยเรียกกระแสเดรนในช่วงนี้ว่าช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้น (Linear Region หรือ Triode Region) ซึ่งการทำงานของมอสเฟตในช่วงการทำงานนี้อ้างอิงจากสมการที่ (2.2) จะเห็นว่าถ้าค่าแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{ds}) มีค่าน้อยๆ จะทำให้ค่าของกระแสเดรน (I_d) มีความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{ds}) ดังในรูปที่ 2.7 และเส้นกราฟจะโค้งงอขึ้นเรื่อยๆ ตามค่าของแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{ds}) ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นผลมาจากความต้านทานบริเวณช่องทางเดินของกระแสที่เพิ่มขึ้นในขณะที่เพิ่มแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{ds}) โดยการเปลี่ยนรูปร่างของช่องทางเดินกระแสที่เป็นลักษณะลาดเอียงและเล็กขึ้นในบริเวณใกล้กับส่วนเดรน

ช่วงที่ 3 $V_{gs} > V_{th}$ และ $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$ เรียกช่วงการทำงานนี้ว่าช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ซึ่งสมการกระแสเดรนจะเป็นดังนี้

$$I_d = \frac{k'W}{2L} (V_{gs} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{ds}) \quad (2.3)$$

โดยที่

$$k' = \mu_n C_{ox} \quad (2.4)$$

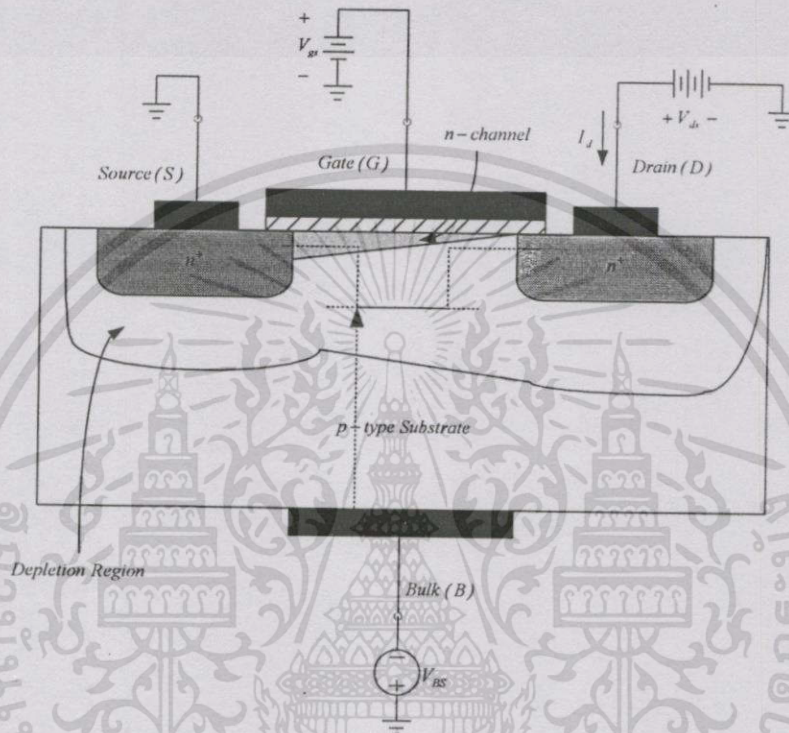
เมื่อ	I_d	: กระแสเดรน (Drain current)
	V_{gs}	: แรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ส (Gate – Source voltage)
	V_{ds}	: แรงดันไฟฟ้าระหว่างเดรนกับซอร์ส (Drain – Source voltage)
	k'	: ค่าสัมประสิทธิ์การนำ (transconductance parameter) มีค่าเท่ากับ $\mu_n C_{ox}$
	μ_n	: ค่าสภาพคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Electron mobility)
	C_{ox}	: ค่าความจุต่อหน่วยพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Oxide capacitance)
	W	: ความกว้างของแชนแนล (Channel width)
	L	: ความยาวของแชนแนล (Channel length)
	V_{th}	: แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage)
	λ	: แชนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน พารามิเตอร์ (Channel length modulation parameter)

จากรูปกราฟที่แสดงในรูปที่ 2.7 เมื่อทำการเพิ่มแรงดันระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{ds}) จากศูนย์จนถึงจุดพริ้นซ์ออฟ (Pinched Off) จะทำให้มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ดังสมการที่ (2.4) จะเห็นว่าถ้าละเลยผลของ แชนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน พารามิเตอร์ (Channel length modulation ; λ) ค่าของกระแสเดรน (I_d) จะไม่ขึ้นกับแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนและซอร์ส (V_{ds}) ซึ่งรูปกราฟในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ในรูปที่ 2.7 นั้นควรที่จะเป็นเส้นตรงที่มีความชันเป็นศูนย์ แต่เนื่องจากในความเป็นจริงแล้วในการทำงานของมอสเฟตจะเกิดผลของแชนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน พารามิเตอร์ ดังนั้นรูปกราฟการทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) จึงมีความชันบ้างเล็กน้อย และจากสมการที่ (2.4) นั้นจะเห็นว่ากระแสเดรน (I_d) จะมีคุณสมบัติที่เป็นกำลังสอง ซึ่งคุณสมบัตินี้มีความเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ในการออกแบบวงจรหลายประเภท อาทิเช่น วงจรทวีความถี่, วงจรคูณสัญญาณ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปในการวิเคราะห์วงจรด้วยมือ(Hand Analysis)จะประมาณให้ผลของแซนแนลเลนจ์ มอดูเลชัน พารามิเตอร์ มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์และการคำนวณในการออกแบบ

2.4.2 คุณสมบัติการทำงานของขาเบาท์ของมอสเฟต



รูปที่ 2.8 การควบคุมการไหลของกระแสในช่องทางเดินกระแส โดยการปรับแรงดันระหว่างขาเบาท์และซอร์ส V_{bs}

ในที่นี้จะยกตัวอย่างเป็นมอสเฟตแบบเอ็นแซนแนล เอ็นฮาร์ริเมนต์โหมด (n channel enhancement mode MOSFET) จากรูปที่ 2.8 เมื่อกำหนดจุดการทำงานให้มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) โดยคงค่าของแรงดันที่ขาเกตเทียบกับขาซอร์ส (V_{gs}) และที่ขาเดรนเทียบกับขาซอร์ส (V_{ds}) ไว้ แล้วทำการปรับค่าของแรงดันระหว่างขาเบาท์กับซอร์สจากตั้งแต่ค่าลบไปเป็นค่าบวก ซึ่งผลที่ได้จะเป็นดังรูปที่ 2.9 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อป้อนแรงดันแบบไบแอสกลับหรือแรงดันค่าลบระหว่างขาเบาท์กับซอร์ส (V_{bs}) ซึ่งจะทำให้เกิดพื้นที่ปลอดประจุ (Depletion region) ไปกำหนดช่องทางเดินของกระแส ซึ่งเปรียบเสมือนการทำงานแบบดีพลีชันโหมด (Depletion mode) ขณะที่ป้อนแรงดันไบแอสเข้าที่ขาเกตของเจเฟตนั่นเอง และจากรูปกราฟจะเห็นว่ายังสามารถที่จะป้อนแรงดันไบแอสระหว่างขาเบาท์กับซอร์ส (V_{bs}) ที่เป็นค่าศูนย์และบวกค่าน้อยๆ ด้วย แต่การไบแอสแรง

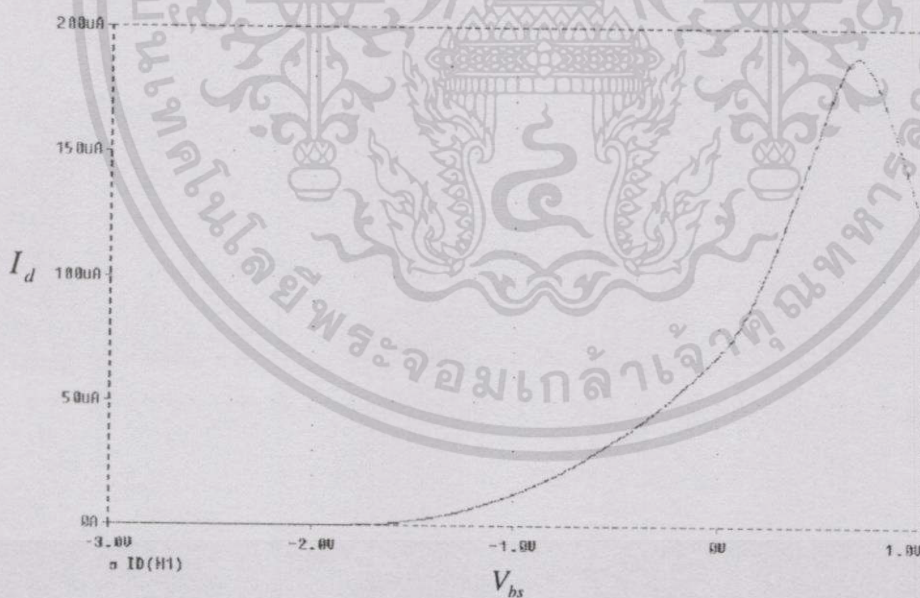
ค่านี้นั้นเป็นบวกเข้าที่ขาเบสที่มีข้อจำกัดที่ว่าแรงดันที่ให้นั้นจะต้องไม่เกินแรงดันขีดเริ่มที่จะนำไปสู่การไบแอสตรงบริเวณรอยต่อของสารพี-เอ็นทีบริเวณฐานรอง(Substate)และช่องทางเดินกระแส โดยพิจารณาได้จากรูปที่ 2.9 จะเห็นได้ว่าค่ากระแสตรงจะตกลงในขณะที่ไบแอสแรงดันบริเวณขาเบสกับซอร์ส (V_{bs}) มีค่าเป็นบวกมากเกินไป เพราะคุณสมบัติของช่องทางเดินกระแสที่เปลี่ยนไปอันเนื่องมาจากผลของการไบแอสตรงระหว่างบริเวณฐานรองซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีกับช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น

จากที่ทราบกันแล้วว่าค่าของแรงดันระหว่างขาเบสกับซอร์ส (V_{bs}) จะเป็นฟังก์ชันของแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage ; V_{th}) ดังสมการที่ (2.5)

$$V_{th} = V_{T0} + \gamma \sqrt{|2\phi_F| - V_{bs}} - \sqrt{|2\phi_F|} \tag{2.5}$$

ซึ่ง

- V_{bs} : แรงดันไฟฟ้าระหว่างเบสกับซอร์ส (Gate – Source voltage)
- V_{T0} : แรงดันขีดเริ่มในขณะที่ $V_{bs} = 0$
- γ : เบส เทอร์ส โสไลท์ พารามิเตอร์ (Bulk threshold parameter)
- ϕ_F : ค่าศักดาบริเวณพื้นผิวของสตรองอินเวอร์ชัน (Strong inversion surface potential)



รูปที่ 2.9 แสดงกระแสตรง (I_d) เมื่อแปรค่าแรงดันระหว่างขาเบสกับซอร์ส (V_{bs})

ดังนั้นค่าของกระแสตรง (I_d) ในช่วงการทำงานอิ่มตัว (Saturation Region) ก็จะอยู่ในรูปของสมการที่มีตัวแปรเป็นแรงดันระหว่างขาเบสกับซอร์ส (V_{bs}) ดังสมการที่ (2.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = \frac{k'W}{2L} \left\{ V_{gs} - \left(V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{2|\phi_F| - V_{bs}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right] \right) \right\}^2 (1 + \lambda V_{ds}) \quad (2.6)$$

ซึ่งจากสมการที่ (2.6) นี้จะถูกนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรที่มีความถี่สองเท่าและวงจรคูณสัญญาณในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต่อไป

2.5 แบบจำลองของมอสเฟต

แบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้ในการจำลองการทำงานของมอสเฟตด้วยโปรแกรม HSPICE มีอยู่หลายระดับซึ่งในแต่ละระดับมีชื่อเรียกเฉพาะดังในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ชื่อเฉพาะของแบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้ใน HSPICE

ระดับที่	ชื่อแบบจำลองมอสเฟต
1	Schichman-Hodges model
2	MOG2 Grove-Frohman model (SPICE 2G)
3	MOS3 empirical model (SPICE 2G)
4	Grove-Frohman: Level 2 model derived from SPICE 2E.3
5	AMI-ASPEC depletion and enhancement (Taylor-Huang)
6	Lattin-Jenkins-Grove (ASPEC style parasitics)
7	Lattin- Jenkins-Grove (SPICE style parasitics)
8	Advanced Level 2 model
9	AMD
10	AMD
11	Fluke-Mosaid model
12	CASMOS model (GTE style)
13	BSIM model
14	Siemens Level=4
15	User-defined model based on level 3
16	Not used
17	Cypress model
18	Sierra 1
19	Dallas Semiconductor model
20	GE_CRD FRANZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 (ต่อ)

21	STC-ITT
22	CASMOS (GEC style)
23	Siliconix
24	GE-Intersil advanced
25	CASMOS (Rutherford)
26	Sierra 2
27	SOSFET
28	BSIM derivative; Meta-software proprietary model
29	Not used
30	VTI
31	Motorola
32	AMD
33	National Semiconductor
34	(EPFL) not used
35	Siemens
36	Sharp
37	TI
38	IDS: Cypress depletion model
39	BSIM2
46	SGS-Thomson MOS Level 3
47	BSIM3 Version 2.0
49	BSIM3 Version 3
50	Philips MOS9

ในการเลือกชนิดของแบบจำลองสำหรับการใช้ในการวิเคราะห์หรือจำลองการทำงานของวงจรมัน โดยทั่วไปจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างเช่น แบบจำลองในระดับที่ 1 จะเหมาะสมในการจำลองการทำงานของวงจรถะเภทดิจิตอล ซึ่งจะถูกใช้งานบ่อยมากในการจำลองการทำงานของวงจรถิศจิตอลขนาดใหญ่ เพราะจากคุณสมบัติที่ไม่คำนึงถึงรายละเอียดทางด้านแอนะล็อกจึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นแบบจำลองของมอสเฟตในวงจรระดับสูงที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากความต้องการคุณสมบัติที่เที่ยงตรงขณะจำลองการทำงานของวงจรแบบแอนะล็อก จึงได้มีการพัฒนาแบบจำลองของมอสเฟตขึ้นมาเพื่อใช้สำหรับการจำลองการทำงานของวงจรแบบแอนะล็อกอาทิเช่น แบบจำลองในระดับที่ 6 (IDS model) หรือในแบบจำลองแบบ BSIM ซึ่งอยู่ในระดับที่ 13, 39 หรือ 49 อย่างใดอย่างหนึ่งที่สามารถเลือกใช้ได้ ซึ่งจะให้ความเที่ยงตรงในการจำลองการทำงานของวงจรประเภทแอนะล็อก

สำหรับการจำลองการทำงานของวงจรรวมที่ต้องการแบบจำลองที่ให้ความเที่ยงตรงสูงนั้น โดยแบบจำลองการทำงานแบบ BSIM จะมีบทบาทอย่างยิ่งที่จะนำมาใช้ในการจำลองการทำงานนี้ เนื่องจากคุณสมบัติที่ให้ความละเอียดและความเที่ยงตรงสูง โดยสามารถที่จะกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆได้อย่างละเอียด ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็จะใช้แบบจำลองแบบ BSIM 3 Version 3 โดยเลือกใช้แบบจำลองของบริษัทAMS (Austria Mikro Systeme Intl.) เทคโนโลยี 0.6 μm เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ส่วนรายละเอียดของพารามิเตอร์ต่างๆของแบบจำลองของมอสเฟตสามารถดูได้จากเอกสารอ้างอิง [9-10]

2.6 บทสรุป

จากทฤษฎีการทำงานของมอสเฟตที่กล่าวมาข้างต้นนั้นทำให้ทราบถึงโครงสร้างและรายละเอียดต่างๆในการนำมอสเฟตมาใช้งาน ซึ่งมอสเฟตจะทำงานโดยการใช้แรงดันไปควบคุมปริมาณกระแสและสามารถที่จะแบ่งช่วงการทำงานของมอสเฟตได้เป็น 3 ช่วงใหญ่ๆคือช่วงหยุดทำงาน(Cutoff region), ช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น(Linear region หรือ Triode region) และช่วงการทำงานแบบอิ่มตัว(Saturation region) ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะช่วงที่มอสเฟตทำงานคือช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น(Linear regionหรือTriode region) และช่วงการทำงานแบบอิ่มตัว(Saturation region) โดยที่ทั้งสองช่วงการทำงานนี้จะมีฟังก์ชันของกระแสที่ต่างกันดังนั้นในการออกแบบวงจรมีโครงสร้างเป็นมอสเฟต จึงต้องกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟตให้ตรงกันกับฟังก์ชันของกระแสที่ทำกรออกแบบ

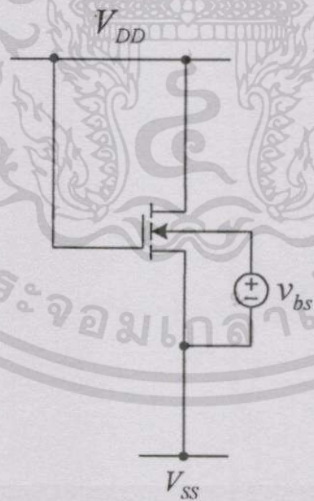
บทที่ 3

การประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรยกกำลัง สองโดยนำมาใช้เป็นวงจรทวิความถี่สองเท่า

3.1 บทนำ

วงจรทวิความถี่สองเท่าได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางและยังเป็นส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญมากในการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกทั้งในระบบโทรคมนาคม ระบบเครื่องมือวัด และระบบที่มีการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอื่นๆอีกมากมาย โดยในบทนี้จะนำเสนอวงจรทวิความถี่สองเท่าอีกแบบหนึ่งซึ่งออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่ใช้คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตในช่วงการทำงานอิ่มตัว (Saturation Region) โดยใช้ฟังก์ชันการทำงานของขาเบ้าท์ของมอสเฟตเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติกำลังสองของวงจรรอกมาและวงจรทวิความถี่ที่นำเสนอนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้หลักการของสมการควอเทอร์สแควร์

3.2 หลักการเบื้องต้น



รูปที่ 3.1 แสดงการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบ้าท์ของมอสเฟต

จากรูปที่ 3.1 เมื่อกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟตให้ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ดังนั้นจะได้สมการกระแสเดรนของมอสเฟตในช่วงการทำงานแบบอิ่มตัวเมื่อละเลยผลของแชนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน พารามิเตอร์ ดังสมการที่ (3.1)

$$I_d = \frac{k'W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (3.1)$$

ซึ่ง

$$V_{th} = V_{TO} + \gamma(\sqrt{2\phi_F - v_{bs}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (3.2)$$

จากสมการที่(3.1)และ(3.2)พิจารณาในเทอมของแรงดันขีดเริ่ม(Threshold voltage)ใน ส่วนของ $(\sqrt{2\phi_F - v_{bs}})$ นำมาทออนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series) จะได้ดังต่อไปนี้

$$\sqrt{2\phi_F - v_{bs}} = \sqrt{2\phi_F} - \frac{v_{bs}}{2\sqrt{2\phi_F}} - \frac{v_{bs}^2}{4 \cdot 2! \sqrt{(2\phi_F)^3}} - \frac{3v_{bs}^3}{8 \cdot 3! \sqrt{(2\phi_F)^5}} - \frac{15v_{bs}^4}{16 \cdot 4! \sqrt{(2\phi_F)^7}} - \dots \quad (3.3)$$

นำสมการ (3.3) แทนในสมการ(3.2) จะได้สมการแรงดันขีดเริ่มในรูปของสมการอนุกรม

$$V_{th} = V_{TO} - \gamma \left(\frac{v_{bs}}{2\sqrt{2\phi_F}} + \frac{v_{bs}^2}{4 \cdot 2! \sqrt{(2\phi_F)^3}} + \frac{3v_{bs}^3}{8 \cdot 3! \sqrt{(2\phi_F)^5}} + \frac{15v_{bs}^4}{16 \cdot 4! \sqrt{(2\phi_F)^7}} + \dots \right) \quad (3.4)$$

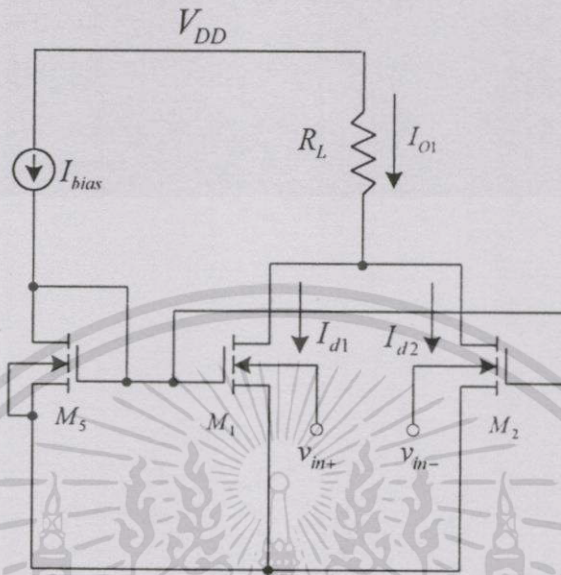
จากรูปของสมการที่(3.4)จะเห็นได้ว่าเราสามารถนำผลของเทอมที่เป็นกำลังสองมาใช้ได้ โดยการตัดหรือลดผลของฮาร์มอนิกลำดับอื่นๆที่ไม่ใช่ลำดับสองของสมการอนุกรมลง ซึ่งวิธีลดผลของฮาร์มอนิกลำดับอื่นๆจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป

3.3 การทำงานของวงจรทวีความถี่สองเท่าโดยป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบ้าท์

3.3.1 หลักการออกแบบ

จากที่กล่าวมาข้างต้นในการออกแบบวงจรทวีความถี่สองเท่าจากสมการที่ (3.4) จะเห็นว่า ต้องทำการตัดหรือลดผลของเทอมฮาร์มอนิกที่ไม่ใช่ลำดับสองลง โดยวิธีที่จะนำเสนอนี้จะอาศัยหลักการง่ายๆคือการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่ไม่มีส่วนของแรงดันไฟตรงปะปนอยู่และมีลักษณะที่ต่างเฟสกัน 180 องศาเข้าที่บริเวณขาเบ้าท์ของมอสเฟต 2 ตัวดังในรูปวงจรที่ 3.2 ซึ่งกำหนดให้จุดการทำงานของมอสเฟตทุกตัวอยู่ในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) และให้มอสเฟตทุก

ตัวมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน โดยที่ M_5 จะเป็นตัวสะท้อนกระแสไบแอสให้กับ M_1 และ M_2 ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) แล้วนำผลของกระแสเดรนของ M_1 และ M_2 มารวมกัน



รูปที่ 3.2 วงจรรวมกระแสที่ให้กระแสเอาต์พุตเป็นความถี่สองเท่าของอินพุต

จากรูปที่ 3.2 จะได้สมการของกระแสเดรน I_{d1} และ I_{d2} ออกมาดังนี้

$$I_{d1} = \frac{k'W}{2L} (V_{GS} - V_{th1})^2 ; V_{th1} = V_{T0} + \gamma (\sqrt{2\phi_F - v_{in}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (3.5)$$

$$I_{d2} = \frac{k'W}{2L} (V_{GS} - V_{th2})^2 ; V_{th2} = V_{T0} + \gamma (\sqrt{2\phi_F + v_{in}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (3.6)$$

กำหนดให้กระแส I_{O1} เป็นผลรวมของกระแสเดรนดังนี้

$$I_{O1} = I_{d1} + I_{d2} \quad (3.7)$$

เมื่อแทนค่าของกระแสเดรนทั้งสองจากสมการที่ (3.5) และ (3.6) ลงในสมการที่ (3.7) จะได้ผลรวมของกระแสดังนี้

$$I_{O1} = \frac{k'W}{2L} \left\{ 2V_{GS}^2 - 4V_{GS}V_{T0} - (2V_{GS}\gamma - 2\gamma V_{T0}) \left(\sqrt{2\phi_F - v_{in}} + \sqrt{2\phi_F + v_{in}} - 2\sqrt{2\phi_F} \right) \right. \\ \left. + 2V_{T0}^2 + \gamma^2 \left(8\phi_F - 2\sqrt{2\phi_F} \left(\sqrt{2\phi_F - v_{in}} + \sqrt{2\phi_F + v_{in}} \right) \right) \right\} \quad (3.8)$$

จากสมการอนุกรม

$$f(-x) = \sqrt{C-x} = \sqrt{C} - \frac{x}{2\sqrt{C}} - \frac{x^2}{4 \cdot 2! \sqrt{C^3}} - \frac{3x^3}{8 \cdot 3! \sqrt{C^3}} - \frac{15x^4}{16 \cdot 4! \sqrt{C^7}} - \dots \quad (3.9)$$

$$f(x) = \sqrt{C+x} = \sqrt{C} + \frac{x}{2\sqrt{C}} - \frac{x^2}{4 \cdot 2! \sqrt{C^3}} + \frac{3x^3}{8 \cdot 3! \sqrt{C^3}} - \frac{15x^4}{16 \cdot 4! \sqrt{C^7}} + \dots \quad (3.10)$$

จากนั้นหาผลรวมของทั้งสองสมการจะได้

$$f(-x) + f(x) = \sqrt{C-x} + \sqrt{C+x} = 2\sqrt{C} - \frac{x^2}{2 \cdot 2! \sqrt{C^3}} - \frac{15x^4}{8 \cdot 4! \sqrt{C^7}} - \dots \quad (3.11)$$

ซึ่งจะเห็นว่าให้ $x \ll 1$ จะประมาณได้ว่า

$$f(-x) + f(x) = \sqrt{C-x} + \sqrt{C+x} = 2\sqrt{C} - \frac{x^2}{2 \cdot 2! \sqrt{C^3}} \quad (3.12)$$

โดย C เป็นค่าคงที่ และดังนั้นนำเทอม $(\sqrt{2\phi_F - v_{in}} + \sqrt{2\phi_F + v_{in}})$ ของสมการที่ (3.8) มาอ้างอิงกับสมการอนุกรม (3.12) ซึ่งจะได้ผลรวมของกระแสตรงสมการที่ (3.13)

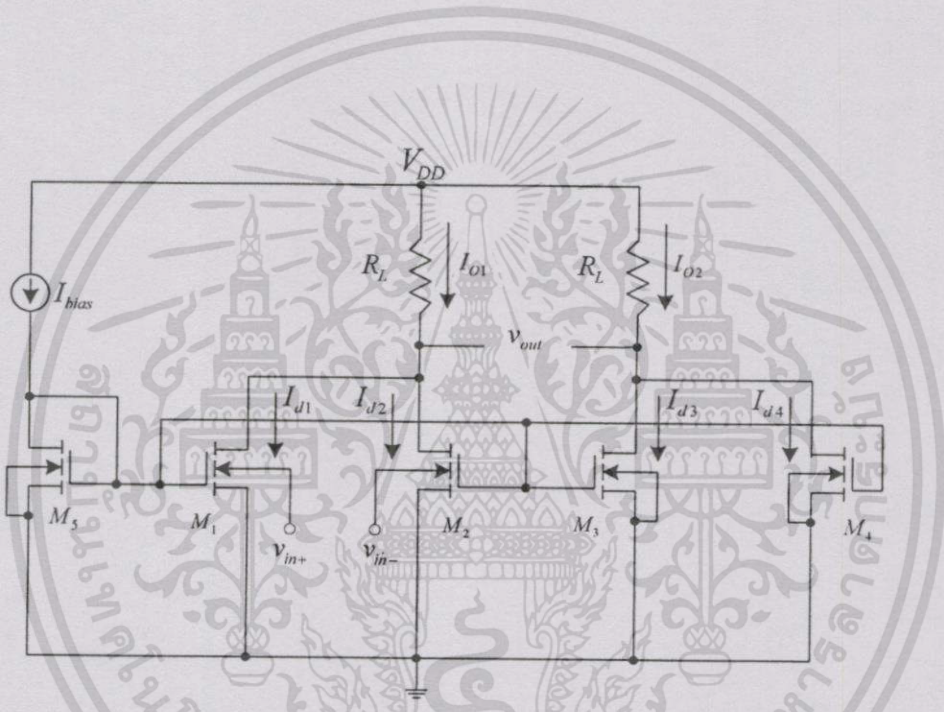
$$I_{O1} = \frac{k'W}{2L} \left\{ \left(2V_{GS}^2 - 4V_{GS}V_{T0} + 2V_{T0}^2 \right) + v_{in}^2 \left(\frac{\gamma^2 \sqrt{2\phi_F} + \gamma(V_{GS} - V_{T0})}{4\phi_F \sqrt{2\phi_F}} \right) \right\} \quad (3.13)$$

ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ยังมีส่วนของกระแสตรงรวมอยู่ด้วยดังนั้นจากรูปวงจรที่ 3.3 เป็นการตัดผลของกระแสไฟตรงออกจากส่วนของ I_{O1} โดยกำหนดให้ I_{O2} เป็นผลรวมของกระแส I_{d3} และ I_{d4} เมื่อจัดรูปแล้วจะได้ตั้งสมการที่ (3.14)

$$I_{O2} = \frac{k'W}{2L} (2V_{GS}^2 - 4V_{GS}V_{T0} + 2V_{T0}^2) \tag{3.14}$$

ดังนั้นจะได้สัญญาณแรงดันผลต่างทางเอาต์พุตเมื่อตัดผลของกระแสตรงออกคังสมการที่ (3.15)

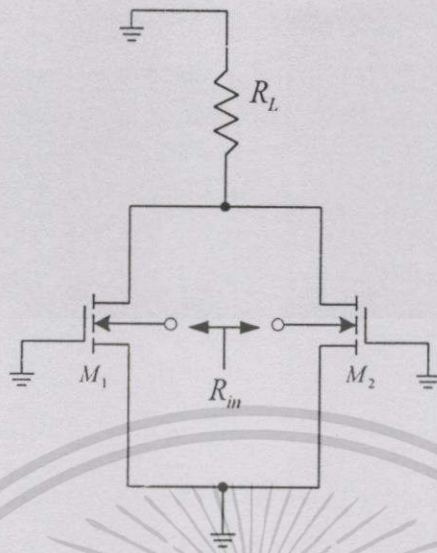
$$v_{out} = v_{in}^2 R_L \frac{k'W}{2L} \left(\frac{\gamma^2 \sqrt{2\phi_F} + \gamma(V_{GS} - V_{T0})}{4\phi_F \sqrt{2\phi_F}} \right) \tag{3.15}$$



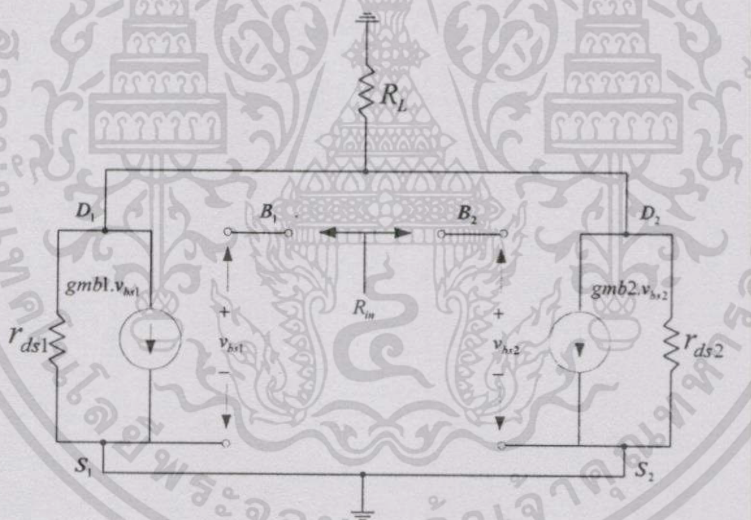
รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของวงจรที่มีความถี่สองเท่า

3.3.2 ความต้านทานอินพุต

การวิเคราะห์ความต้านทานอินพุตของวงจรที่มีความถี่สองเท่าโดยป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบ้าท์ของมอสเฟตดังวงจรในรูปที่ 3.3 เมื่อพิจารณาวงจรที่สนใจเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กซึ่งจุดที่เป็นแรงดันกระแสตรงจะเสมือนเป็นกราวด์ของแรงดันไฟสลับ(AC GND) ดังนั้นสามารถที่จะเขียนวงจรที่พิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 3.4 และสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 วงจรทวิความถี่สองเท่าที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานอินพุตเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็ก



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลของวงจรทวิความถี่สองเท่าที่ใช้หาความต้านทานอินพุต

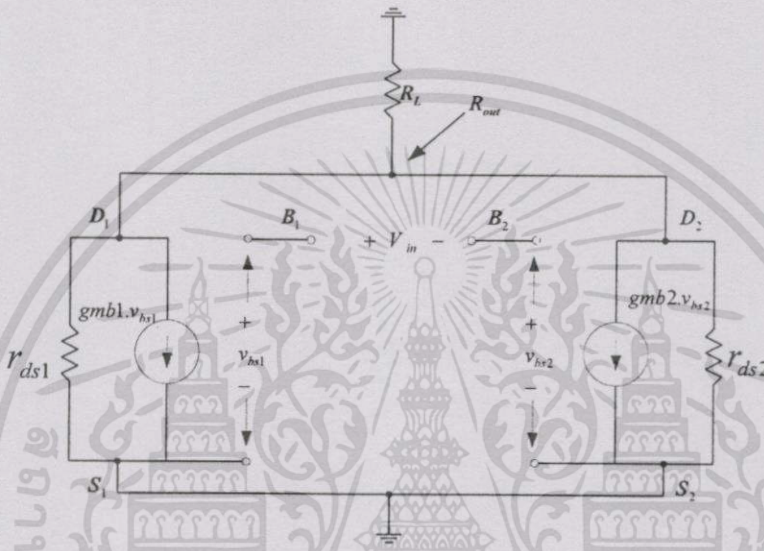
จะเห็นว่าจากรูปวงจรสมมูลของวงจรทวิความถี่สองเท่าที่ป้อนสัญญาณอินพุตขนาดเล็กเข้าที่บริเวณขาเบรทซ์ของมอสเฟตนั้นจะเสมือนกับการป้อนสัญญาณอินพุตให้กับเกตของเจเฟต เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างของมอสเฟตจะเห็นว่าในขณะที่มอสเฟตทำงานมีกระแสไหลผ่านช่องทางเดินกระแสอยู่นั้นจะมีพื้นที่ปลอดประจุ(Depletion region)กั้นระหว่างส่วนสารเอ็น(เดรน,ซอร์ส)และบริเวณช่องทางเดินกระแสกับส่วนของสารพี(ฐานรอง)ซึ่งเป็นบริเวณที่ปลอดประจุพาหะ ดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นจะเห็นว่ากระแสจะไหลผ่านรอยต่อจากบริเวณฐานรองและส่วนของช่องทางเดินกระแสมีค่าน้อยมาก ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุต R_{in} จึงมีค่าที่สูงมากเหมือนกับเปิดวงจร

3.3.3 ความต้านทานเอาต์พุต

จากวงจรรูปที่ 3.3 เมื่อนำมาพิจารณาความต้านทานเอาต์พุตของวงจรที่ความถี่สองเท่า โดยพิจารณาเป็นสัญญาณขนาดเล็กจะสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลของวงจรที่ความถี่สองเท่าที่ใช้หาความต้านทานเอาต์พุต

จากรูปที่ 3.6 เมื่อให้ $V_{in} = 0 V$ และพิจารณาค่าความต้านทานจากจุดเอาต์พุตจะได้ดังสมการที่ (3.16)

$$R_{out} = \frac{r_{ds}}{2} \parallel R_L \quad (3.16)$$

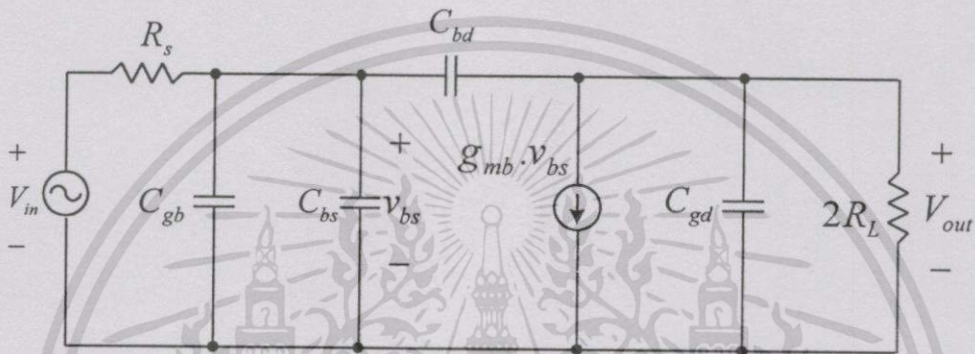
3.3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่

การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ของวงจรหรือการหาช่วงการทำงานของวงจรปกติถึงจุดความถี่ที่ให้อัตราขยายของวงจรมีค่าต่ำลง -3 เดซิเบล โดยพิจารณารูปวงจรที่ 3.4 จะเห็นว่าเป็นวงจรที่มีลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้าน ดังนั้นสามารถที่จะวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่จากเพียงด้านเดียวของวงจрдังรูปที่ 3.7(a) และแทนวงจรด้วยวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูงจะได้วงจรดังรูปที่ 3.7(b) ซึ่งมีอุปกรณ์เพิ่มขึ้นมาจากวงจรสมมูลที่ความถี่ต่ำคือตัวเก็บประจุเสมือนที่อยู่ภายในตัวของมอสเฟตและความต้านทานที่เกิดจากการรั่วไหลของกระแสอินพุต

นั่นเมื่อนำมาต่อขนานกับ $2R_L$ ที่มีค่าความต้านทานต่ำกว่ามาก จึงประมาณได้ว่า $2R_L // r_{ds} \approx 2R_L$ ดังนั้นสามารถที่จะจัดรูปวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 3.8

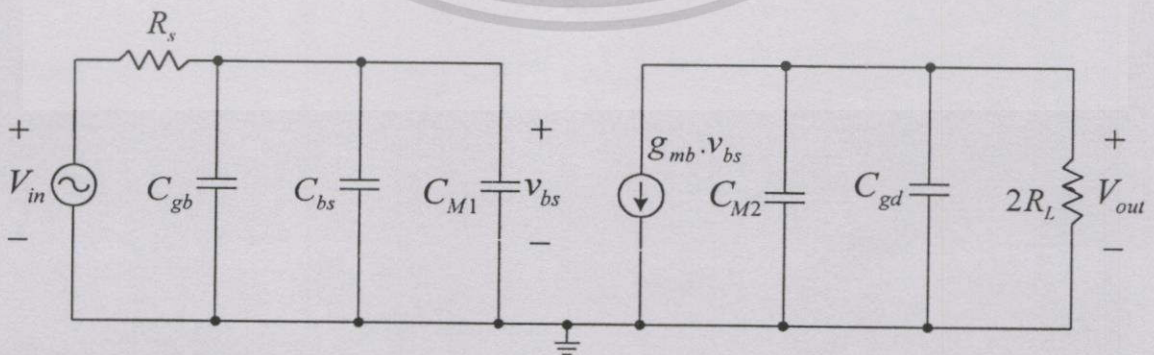
$$g_{hd} = \frac{\partial I_{hd}}{\partial V_{hd}} \approx 0 \tag{3.18}$$

$$g_{bs} = \frac{\partial I_{bs}}{\partial V_{bs}} \approx 0 \tag{3.19}$$



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลอย่างง่ายหลังการประมาณค่าตัวอุปกรณ์

จากทฤษฎีค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร(Open-circuit time constants)[11]ที่ใช้สำหรับการประมาณค่าหาความถี่ตัดที่ความถี่สูงพิจารณาจากรูปวงจรที่ 3.8 ค่าความต่างศักย์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{bd} ในสภาวะจุดสงบจะเห็นว่าที่ด้านหนึ่งของตัวเก็บประจุ C_{bd} มีค่าเท่ากับ v_{bs} และอีกด้านหนึ่งเป็น $-g_{mb} \cdot v_{bs} \cdot 2R_L$ ซึ่งศักดาทั้งสองด้านมีค่าต่างกันเท่ากับอัตราขยายค่าคงที่ค่าหนึ่ง ดังนั้นสามารถที่จะใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์เพื่อเปลี่ยนรูปแบบของการต่อของตัวเก็บประจุ C_{bd} ดังรูปวงจรที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลเมื่อใช้ทฤษฎีมิลเลอร์

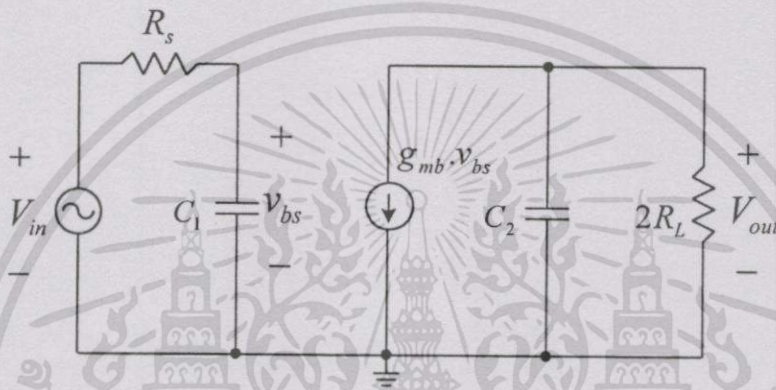
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$C_{M1} = (1 + 2g_{mb} \cdot R_L) C_{bd} \quad (3.20)$$

$$C_{M2} = \left(1 + \frac{1}{2g_{mb} \cdot R_L}\right) C_{hd} \quad (3.21)$$

ดังนั้นจากรูปวงจรที่ 3.9 สามารถที่จะจัดรูปวงจรใหม่เป็นวงจรอย่างง่ายโดยการรวมค่าตัวเก็บประจุที่ขนานกัน โดยกำหนดให้เป็น C_1 และ C_2 ดังในรูปวงจรที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลอย่างง่ายเมื่อรวมค่าตัวเก็บประจุเข้าด้วยกัน

โดยที่

$$C_1 = C_{gb} + C_{bs} + C_{M1} \quad (3.22)$$

$$C_2 = C_{gd} + C_{M2} \quad (3.23)$$

จากวงจรที่ 3.10 สามารถใช้การประมาณค่าหาค่าความถี่ตัดโดยใช้วิธีค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร(Open-circuit time constants) ซึ่งค่าของโพล(Pole)ต่างๆจะขึ้นกับค่าคงตัวเวลาหรือผลคูณของค่าตัวเก็บประจุและค่าความต้านทาน โดยค่าของโพลหลัก(Dominant pole)จะขึ้นกับค่าคงตัวเวลาที่มีค่าสูงที่สุดนั่นก็คือผลคูณของตัวเก็บประจุและค่าความต้านทานที่มากที่สุดนั่นเอง ดังนั้นจากหลักการของค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร(Open-circuit time constants)ซึ่งสนใจตัวเก็บประจุทีละตัวแล้วหาค่าความต้านทานที่มองจากสองขั้วของตัวเก็บประจุนั้นๆ โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุนั้นๆ ถูกเปิดวงจรและลัดวงจรที่แหล่งจ่ายสัญญาณ ดังนั้นจากรูปวงจรที่ 3.10 สามารถที่จะประมาณค่าของโพลต่างๆได้จากค่าคงตัวเวลาดังสมการที่ (3.24)และ(3.25)

$$\omega_1 \approx \frac{1}{C_1 R_s} \quad (3.24)$$

$$\omega_2 \approx \frac{1}{2C_2 R_L} \quad (3.25)$$

จากทฤษฎีที่ใช้การประมาณค่าหาความถี่ตัดโดยใช้วิธีค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร (Open-circuit time constants) ซึ่งหาได้จากการประมาณค่าดังสมการที่ (3.26) และ (3.27)

$$\omega_c \approx \frac{1}{\left[\sum_i C_i R_{io} \right]} \quad (3.26)$$

หรือ

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi \left[\sum_i C_i R_{io} \right]} \quad (3.27)$$

ดังนั้นสามารถประมาณหาความถี่ตัดของวงจร ได้ดังสมการที่ (3.28)

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi [C_1 R_s + 2C_2 R_L]} \quad (3.28)$$

3.3.5 ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต

การวิเคราะห์หาช่วงการปฏิบัติงานของวงจรที่มีความถี่สองเท่า นั้น โดยการพิจารณาจากการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่บริเวณขาเบสท์ของมอสเฟตดังรูปที่ 3.2 จากคุณสมบัติของวงจรที่รับอินพุตในลักษณะที่เป็นแรงดันผลต่างและ โครงสร้างของวงจรที่สมมาตรกันทั้งสองด้านนั้น ดังนั้นสามารถพิจารณาที่บริเวณอินพุตเพียงด้านเดียว โดยจากสมการที่ (3.5) เป็นค่ากระแสเดรนเมื่อกำหนดให้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมิตัว โดยกำหนดให้แรงดันที่บริเวณเกตเทียบกับซอร์ส (V_{GS}) และแรงดันที่บริเวณเดรนกับซอร์ส (V_{DS}) มีค่าคงที่ แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าไปที่บริเวณขาเบสท์ เมื่อพิจารณาเฉพาะในส่วนของสมการแรงดันขีดเริ่มดังสมการต่อไปนี้

$$V_{in1} = V_{T0} + \left(\sqrt{2\phi_F - V_m} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) สามารถหาค่าช่วงการทำงานสูงสุดของสัญญาณอินพุต $V_m(max)$ ได้จากการพิจารณาในเทอม $\sqrt{2\phi_F - V_m}$ ซึ่งจะเห็นว่าสมการจะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ $V_m \leq 2\phi_F$ ซึ่งก็

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือค่าของสัญญาณอินพุตด้านบวกที่สูงสุดที่ยังไม่ทำให้เกิดการไบแอสตรง(Forward bias)ที่บริเวณฐานรองและช่องทางเดินกระแส ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของ $V_m(max)$ ดังสมการที่ (3.30)

$$V_m(max) = 2\phi_F \quad (3.30)$$

จากที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นแล้วว่าการทำงานของขาเบานั้นก็คือการใช้บริเวณปลอดประจุ (Depletion region) ไปควบคุมช่องทางเดินของกระแสตรง โดยการป้อนแรงดันไบแอสย้อนกลับ (Reverse bias) เข้าที่บริเวณขาเบที่เทียบกับซอร์ส ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะมอสเฟตชนิดเอ็น แชนแนลที่ใช้ในการออกแบบวงจร ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อป้อนแรงดันไบแอสที่เป็นค่าลบเข้าไปที่บริเวณขาเบที่เทียบกับซอร์สเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จะทำให้แรงดันขีดเริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกันจนถึงค่าหนึ่งที่ทำให้กระแสตรงหยุดไหลหรือมอสเฟตเข้าสู่ช่วงสภาวะหยุดทำงาน(Cut off region) เนื่องจากแรงดันไบแอสบริเวณขาเบที่เทียบกับซอร์ส (V_{GS}) มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่มที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง ดังนั้นจึงสามารถที่จะหาช่วงการทำงานต่ำสุดของสัญญาณอินพุตที่อยู่ทางด้านลบ $V_m(min)$ ได้จากสมการกระแสตรงดังสมการที่ (3.5) เช่นกัน โดยที่ค่าของ $V_m(min)$ คือค่าที่ทำให้ค่ากระแสตรงมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของสมการออกมาดังสมการที่ (3.31)

$$V_{GS1} - V_{T0} - \gamma(\sqrt{2\phi_F - V_m(min)} - \sqrt{2\phi_F}) = 0 \quad (3.31)$$

ดังนั้น

$$V_m(min) = 2\phi_F - \left(\frac{V_{GS1} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2 \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.30) และ (3.32) สรุปได้ว่าช่วงการปฏิบัติงานของสัญญาณอินพุตคือ

$$2\phi_F - \left(\frac{V_{GS1} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2 < V_m \leq 2\phi_F \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.33) เมื่อกำหนดให้ค่าของ $2\phi_F = 0.3424 \text{ V.}$, $V_{GS1} = 0.8889 \text{ V.}$, $V_{T0} = 0.8481 \text{ V.}$ และ $\gamma = 1.2784 \text{ V}^{\frac{1}{2}}$. เนื่องจากลักษณะของวงจรวีความถี่สองเท่าที่รับอินพุตแบบแรงดันผลต่าง ดังนั้นในการหาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตของวงจรมีการพิจารณาจากขนาดของช่วงการปฏิบัติงานที่ต่ำที่สุดระหว่างช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตสูงสุดและช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตต่ำสุด ซึ่งในที่นี้จะได้ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตคือ

$$-38.368 \text{ mV} \leq V_{in} \leq 38.368 \text{ mV}$$

ซึ่งสามารถดูรายละเอียดของการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆและการคำนวณช่วงการปฏิบัติงานของอินพุตได้จากบทที่ 5 ในหัวข้อที่ 5.2.4

3.3.6 การนำวงจรทวิความถี่สองเท่ามาต่อเป็นวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก

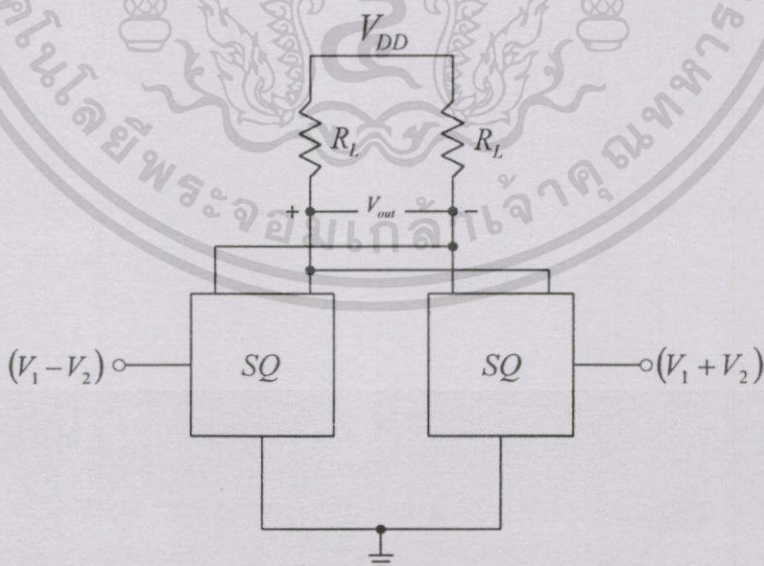
จากหลักการของสมการควอเตอร์สแควร์ดังสมการที่ (3.34) สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกได้ โดยการนำวงจรทวิความถี่สองเท่าที่ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบรท์ของมอสเฟต 2 ส่วนมาต่อกันเป็นวงจรดังรูปที่ 3.11

$$(a+b)^2 - (a-b)^2 = 4ab \tag{3.34}$$

จากรูปวงจรจะเห็นได้ว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรทวิความถี่ตัวที่หนึ่งเป็น $(V_1 + V_2)$ และอีกวงจรหนึ่งให้อินพุตเป็น $(V_1 - V_2)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นผลคูณของสัญญาณ V_1 และ V_2 ดังสมการที่ (3.35)

$$V_{out} = 4KR_L V_1 V_2 \tag{3.35}$$

โดยที่ K เป็นค่าคงที่

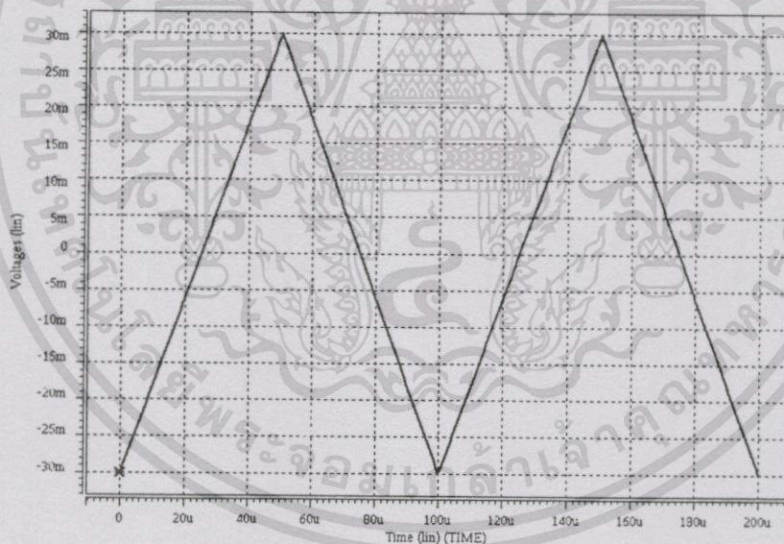


รูปที่ 3.11 การต่อวงจรทวิความถี่สองเท่าเป็นวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก

3.4 ผลการวิเคราะห์การเลียนแบบการทำงานของวงจรมอสเฟตด้วยโปรแกรม HSPICE

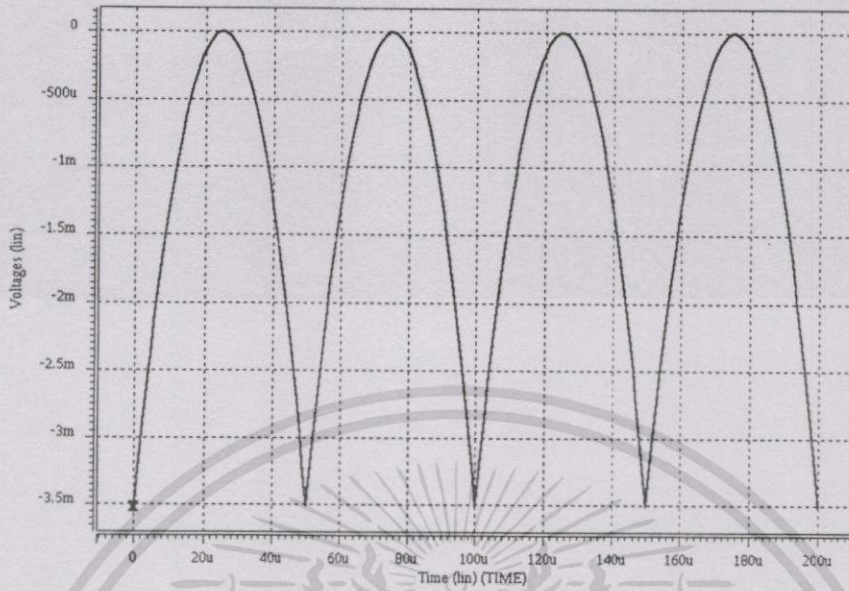
เมื่อนำวงจรมอสเฟตในรูปที่ 3.3 มาทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม HSPICE ซึ่งใช้แบบจำลองของมอสเฟตเป็นแบบ BSIM3 Version3 โดยเลือกใช้แบบจำลองของบริษัทAMS (Austria Mikro Systeme Intl.) เทคโนโลยี $0.6 \mu\text{m}$ เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต และกำหนดค่าให้ขนาด $\frac{W}{L} = \frac{100\mu}{3\mu}$ ของมอสเฟตทุกตัว ซึ่งในการจำลองการทำงานของวงจรมอสเฟตนี้จะเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรมอสเฟตที่เหมาะสม โดยจะเห็นว่าลักษณะโครงสร้างของวงจรมอสเฟตสามารถใช้แหล่งจ่ายแรงดันและแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าต่ำ ดังนั้นจึงเลือกใช้แหล่งจ่ายแรงดันแบบด้านเดียว $+1.2\text{V}$ กระแสไบแอส $10 \mu\text{A}$ และ $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ซึ่งวงจรมอสเฟตยังสามารถทำงานได้ตามปกติคือยังคงให้คุณสมบัติที่เป็นกำลังสองทางด้านเอาต์พุต นั่นคือมอสเฟตยังคงสามารถทำงานได้ในช่วงการทำงานที่ถูกกำหนดไว้ในขั้นตอนการออกแบบ ซึ่งก็คือกำหนดให้มอสเฟตทุกตัวทำงานในช่วงการทำงานแบบอิมิตัว

ดังนั้นจากการจำลองการทำงานของวงจรมอสเฟตที่ความถี่สองเท่าด้วยโปรแกรม HSPICE จะได้ผลออกมาดังรูปต่อไปนี้



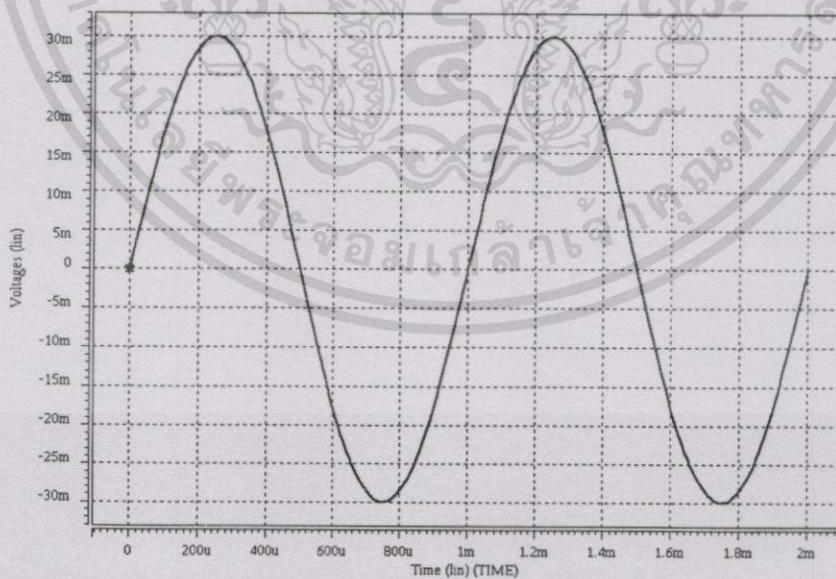
รูปที่ 3.12 สัญญาณแรงดันอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 10 kHz

โดยในส่วนแรกเป็นการทดสอบคุณสมบัติความเป็นกำลังสองของวงจรมอสเฟต โดยการป้อนสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมดังรูปที่ 3.12 ขนาด 30 mV_{peak} ซึ่งจากส่วนของเส้นเส้นตรงของรูปสามเหลี่ยมเมื่อผ่านวงจรมอสเฟตกำลังสองจะได้ผลออกมาเป็นรูปกราฟพาราโบลา ดังรูปที่ 3.13



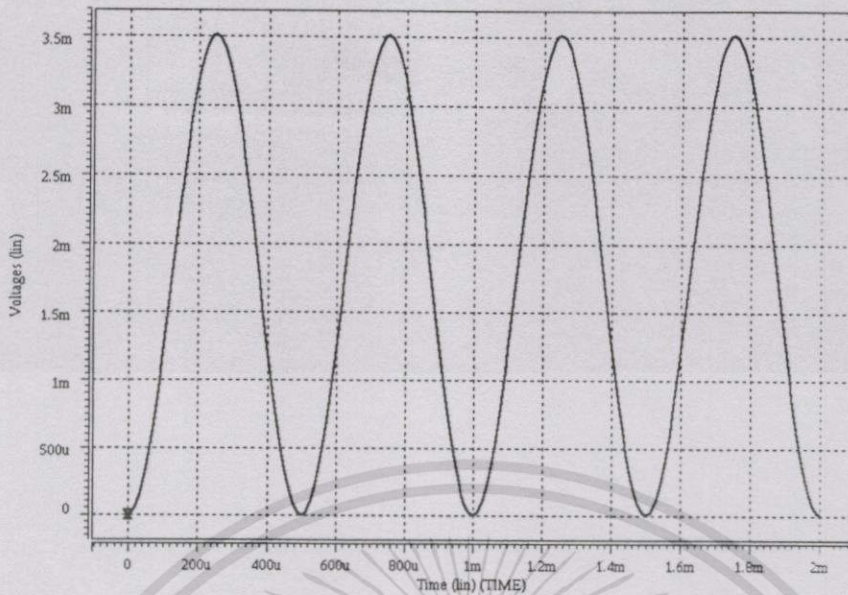
รูปที่ 3.13 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 30 mV_{peak}

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 1 kHz ดังรูปที่ 3.14 จะได้สัญญาณเอาต์พุตในเชิงเวลาเป็นความถี่สองเท่าดังรูปที่ 3.15 และสัญญาณเอาต์พุตในเชิงความถี่ดังรูปที่ 3.16

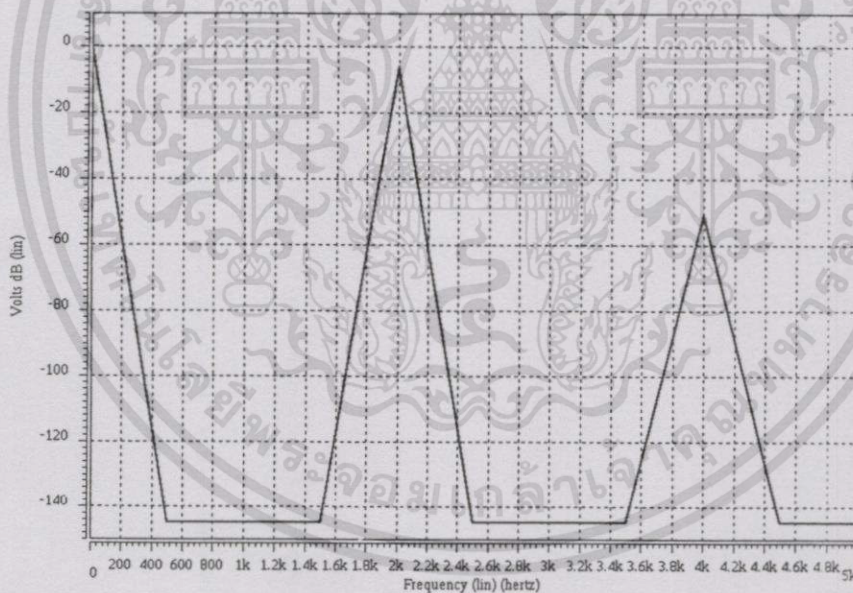


รูปที่ 3.14 สัญญาณแรงดันอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงเวลา 2 kHz เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 1 kHz

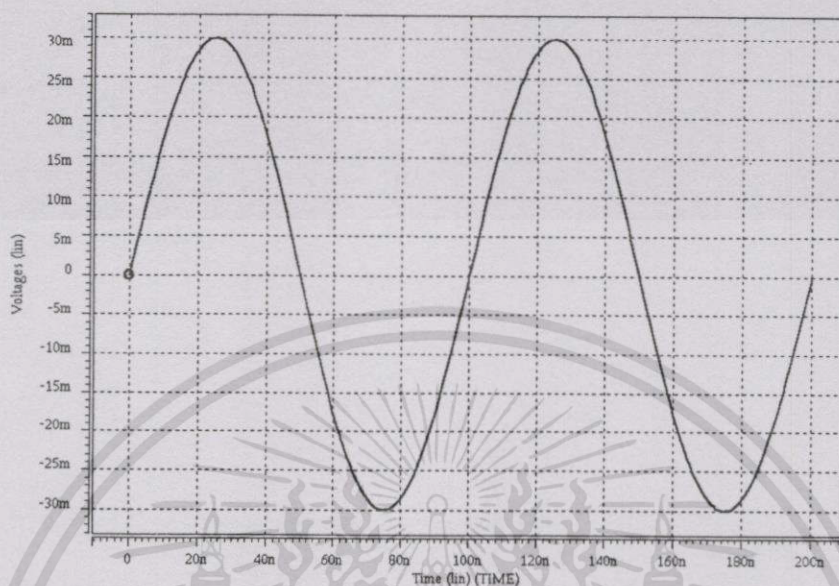


รูปที่ 3.16 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 1 kHz

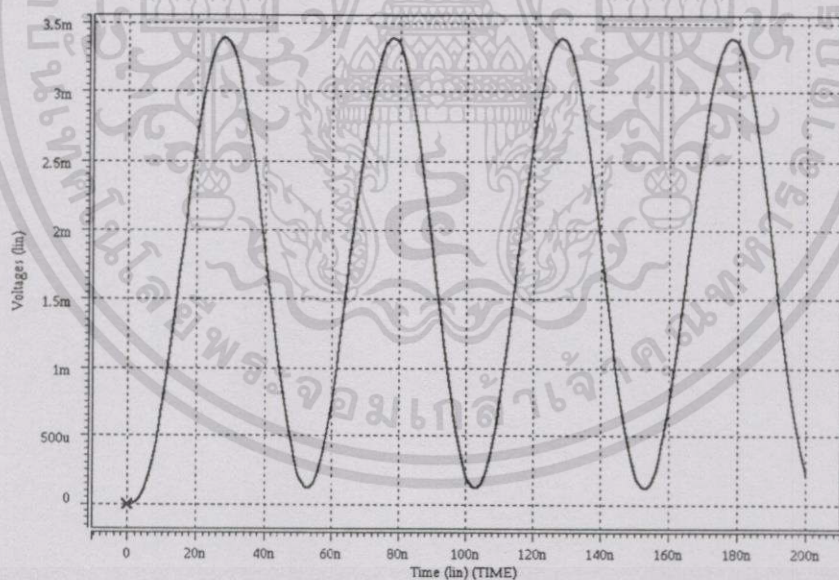
โดยจากรูปที่ 3.16 จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตจะยังมีฮาร์มอนิกเลขคู่ที่ไม่ต้องการปะปนมากับสัญญาณที่เป็นกำลังสองซึ่งทำให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณขึ้นและเป็นสิ่งที่ไม่ปรารถนาให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดขึ้น ดังนั้นในการนำไปใช้งานจริงจึงต้องศึกษาเกี่ยวกับค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม ซึ่งแสดงไว้
บทที่ 5 หัวข้อที่ 5.2.5 ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

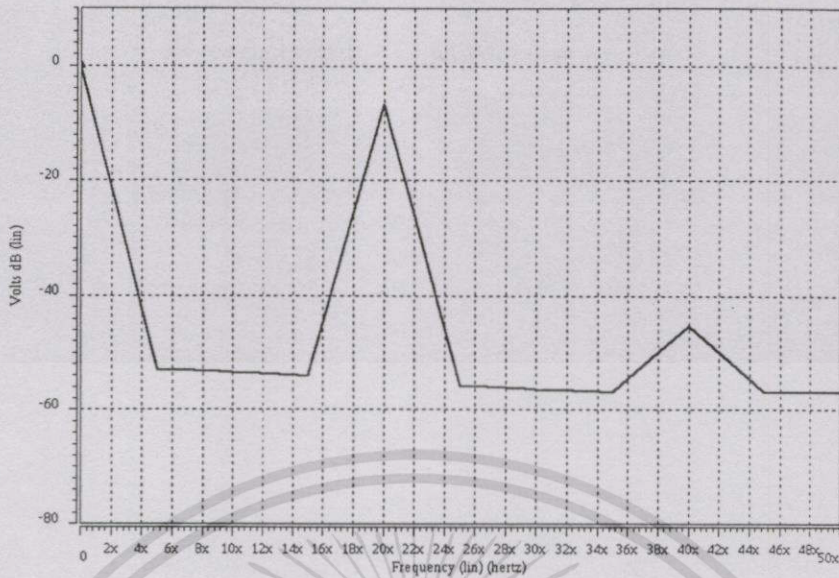


รูปที่ 3.17 สัญญาณแรงดันอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 10 MHz



รูปที่ 3.18 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงเวลา 20 MHz เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 10 MHz

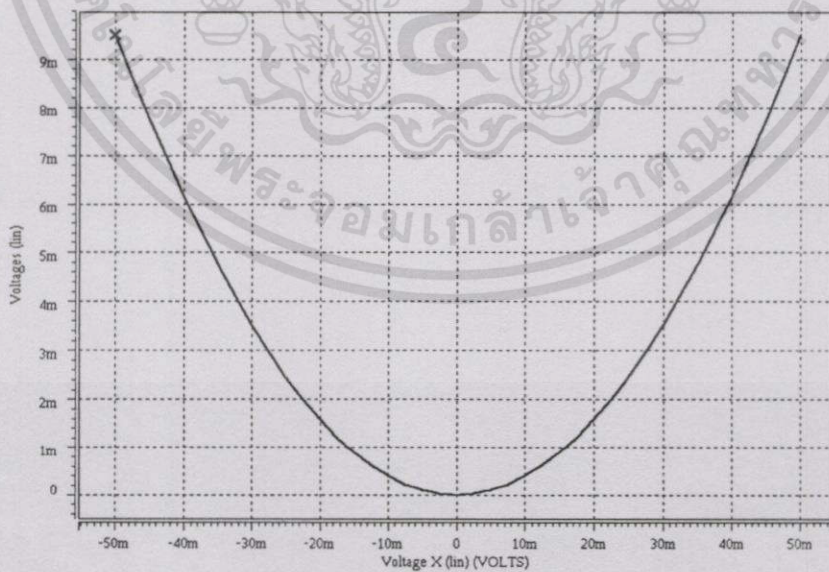
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อแรงดันสัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด

30 mV_{peak} ความถี่ 10 MHz

จากสัญญาณอินพุตรูปที่ 3.17 ขนาด 30 mV_{peak} ความถี่ 10 MHz เมื่อทำการป้อนเข้าสู่ วงจรจะได้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิงของเวลาดังรูปที่ 3.18 และสัญญาณแรงดันเอาต์พุตในเชิง ของความถี่ในรูปที่ 3.19 ซึ่งจะเห็นว่าค่าความถี่ที่ได้ทางเอาต์พุตจะเป็นสองเท่าของอินพุตคือมีค่า เป็น 20 MHz



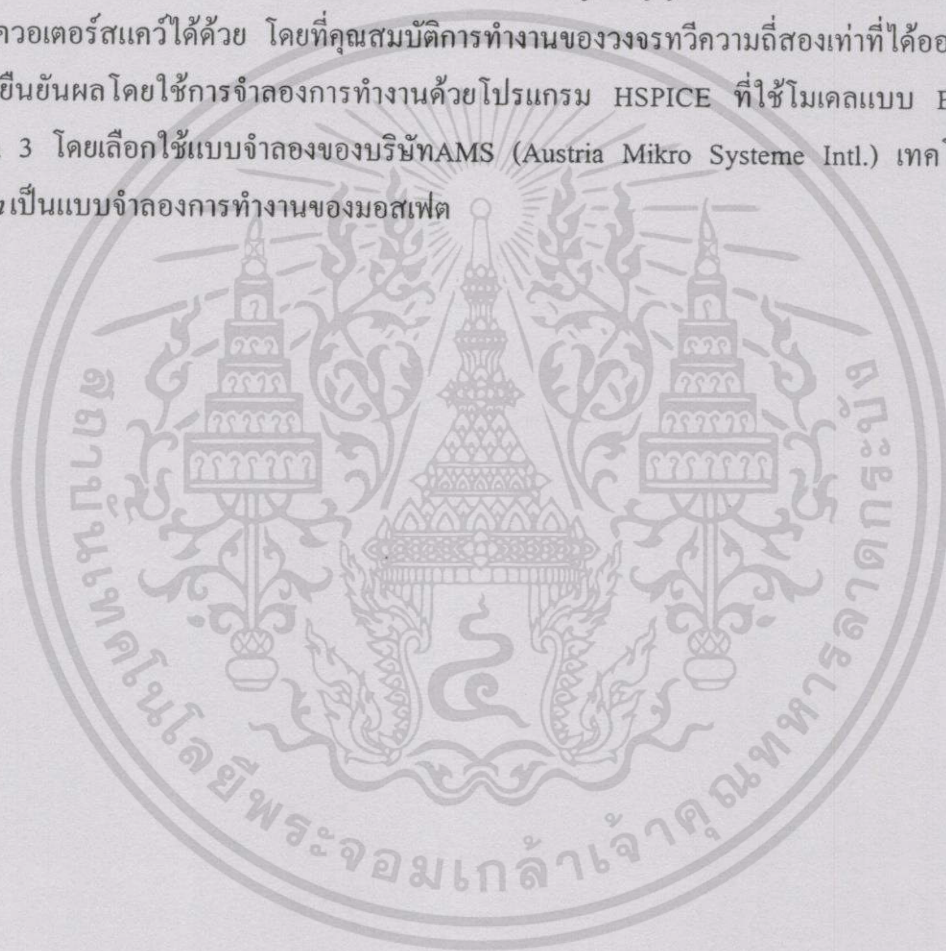
รูปที่ 3.20 การตอบสนองต่อแรงดันกระแสตรงของวงจรทวีความถี่สองเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.20 จะเป็นผลตอบสนองต่อไฟตรงของวงจรมื่อแปรค่าสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงจาก -50 mV ถึง 50 mV ซึ่งจะเห็นว่าเอาต์พุตจะให้คุณสมบัติที่เป็นกำลังสอง

3.5 บทสรุป

วงจรวีความถี่สองเท่าที่นำเสนอมานี้ได้ออกแบบโดยอาศัยฟังก์ชันการทำงานของขาเบ้าท์ของมอสเฟตในขณะที่มอสเฟตทำงานในช่วงการทำงานแบบอิมิตัว ซึ่งวงจรถูกทำงานในโหมดของแรงดันจึงง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน อีกทั้งคุณสมบัติที่ดีของวงจรถูกใช้กำลังงานต่ำ, ใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยและยังสามารถนำไปใช้ในการออกแบบวงจรคุณสมบัติสัญญาณแอนะล็อกด้วยหลักการของสมการควอเตอร์สแคว์ได้ด้วย โดยที่คุณสมบัติการทำงานของวงจรวีความถี่สองเท่าที่ได้ออกแบบมานี้ถูกยืนยันผลโดยใช้การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE ที่ใช้โมเดลแบบ BSIM3 Version 3 โดยเลือกใช้แบบจำลองของบริษัทAMS (Austria Mikro Systeme Intl.) เทคโนโลยี $0.6\ \mu\text{m}$ เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต



บทที่ 4

การประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์ของมอสเฟตในการออกแบบวงจรคูณ สัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์

4.1 บทนำ

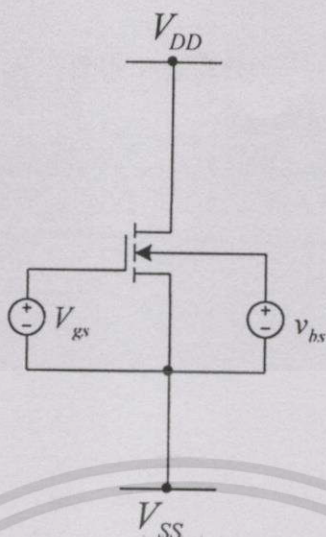
วงจรมคูณสัญญาณแอนะล็อกเป็นส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญมากในการประมวลสัญญาณแอนะล็อก เช่น ในระบบโทรคมนาคมใช้วงจรมคูณสำหรับการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ การนำวงจรมคูณไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมคูณอัตราขยายอัตโนมัติเป็นต้น

โดยระบบที่ใช้การประมวลผลสัญญาณที่อาศัยวงจรมคูณสัญญาณแอนะล็อกนั้น สามารถเลือกใช้วงจรมคูณแบบ 2 หรือ 4 ควอดแดรนต์ก็ได้แต่ความจำเป็น วงจรมคูณสัญญาณแบบ 2 ควอดแดรนต์นั้นจะรับสัญญาณอินพุตแต่ละค่าเป็นบวกหรือลบเพียงอย่างเดียวจึงไม่ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานกว้างขวางมากนัก ในขณะที่วงจรมคูณสัญญาณแบบ 4 ควอดแดรนต์จะสามารถรับสัญญาณอินพุตได้ทั้งบวกและลบทำให้ความสะดวกในการใช้งานมากกว่า ซึ่งวงจรมคูณสัญญาณทางด้านอิเล็กทรอนิกส์นั้นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตสามารถที่จะเป็นได้ทั้งค่าแรงดันหรือกระแสก็ได้ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการทำงานของวงจรมคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ในรูปแบบของการคูณกันของสัญญาณแรงดัน 2 อินพุต และให้เอาต์พุตออกมาเป็นแรงดันเช่นกัน ซึ่งใช้หลักการออกแบบด้วยเทคโนโลยีซีมอสใช้คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตในช่วงการทำงานอิ่มตัว (Saturation Region) และประยุกต์ใช้งานขาเบ้าท์และขาเกตในการเป็นอินพุตของสัญญาณของวงจรมคูณร่วมกัน

4.2 หลักการเบื้องต้น



รูปที่ 4.1 สัญลักษณ์ของวงจรมคูณสัญญาณแอนะล็อก



รูปที่ 4.3 การป้อนสัญญาณอินพุตให้กับมอสเฟตสองทาง

จากคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่บริเวณขาเกตและขาเบ้าท์พร้อมกันดังรูปที่ 4.3 กำหนดช่วงการทำงานของมอสเฟตให้อยู่ในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) โดยละเลยผลของเซนแนล เลนจ์ มอดูเลชัน พารามิเตอร์ (Channel length modulation parameter ; λ) จะได้ค่ากระแสเดรนในการทำงานช่วงอิ่มตัวออกมาดังสมการที่ (4.2)

$$I_d = \frac{k'W}{2L} (V_{gs} - V_{th})^2 \quad (4.2)$$

โดยที่

$$V_{gs} = V_{GS} + v_{gs} \quad (4.3)$$

ดังนั้น

$$V_{th} = V_{T0} + \gamma (\sqrt{2\phi_F - v_{bs}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (4.4)$$

$$I_d = \frac{k'W}{2L} \{ [V_{GS} + v_{gs}] - [V_{T0} + \gamma (\sqrt{2\phi_F - v_{bs}} - \sqrt{2\phi_F})] \}^2 \quad (4.5)$$

จะเห็นว่าค่ากระแสเดรน (I_d) ถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปที่ขาเกตและซอร์ส (v_{gs}) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนที่ขาเบ้าท์และซอร์ส (v_{bs}) จากสมการของกระแสเดรน (I_d) ที่ได้จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรคุณสมบัติของสัญญาณแอนะล็อกโดยการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตเข้าที่บริเวณขาเกตและซอร์ส (v_{gs}) กับอีกอินพุตหนึ่งถูกป้อนเข้าที่ขาเบ้าท์และซอร์ส (v_{bs})

$$I_{d4} = \frac{k'W}{2L} (V_{gs2} - V_{TO})^2 \quad ; V_{gs2} = V_{GS4} - v_{in1} \quad (4.9)$$

ซึ่ง $V_{GS1} = V_{GS3} = V_{GS6} - V_{GS7}$ และ $V_{GS2} = V_{GS4} = V_{GS5} - V_{GS8}$ และกำหนดให้ I_{01} เป็นผลรวมของกระแสเดรน I_{d1} และ I_{d4} เป็นดังนี้

$$I_{01} = I_{d1} + I_{d4} \quad (4.10)$$

และกำหนดให้ I_{02} เป็นผลรวมของกระแสเดรน I_{d2} และ I_{d3} เป็นดังนี้

$$I_{02} = I_{d2} + I_{d3} \quad (4.11)$$

ดังนั้น

$$I_{01} - I_{02} = (I_{d1} - I_{d2}) - (I_{d3} - I_{d4}) \quad (4.12)$$

โดยที่

$$I_{d1} - I_{d2} = 2v_{in1} \frac{k'W}{L} \left\{ V_{GS} - V_{TO} - \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - v_{in2}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right\} \quad (4.13)$$

และ

$$I_{d3} - I_{d4} = 2v_{in1} \frac{k'W}{L} (V_{GS} - V_{TO}) \quad (4.14)$$

ดังนั้นจะได้

$$I_{01} - I_{02} = -2v_{in1} \frac{k'W}{L} \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - v_{in2}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad (4.15)$$

และ

$$v_{01} = -2R_L v_{in1} \frac{k'W}{L} \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - v_{in2}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad (4.16)$$

โดยที่ v_{01} เป็นสัญญาณแรงดันเอาต์พุตในขณะที่ยังไม่ได้ตัดผลของฮาร์มอนิกเลขคู่ ออก ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นที่ไม่ดีนักและค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่าสูงมาก ดังนั้นจากสมการตอนต้นนี้เมื่อทำการป้อนสัญญาณที่บริเวณขาเบ้าท์ (v_{in2}) ให้กลับเฟสจากเดิม 180 องศา ซึ่งจะได้สมการสัญญาณแรงดันเอาต์พุตในขณะที่ยังไม่ได้ตัดผลของฮาร์มอนิกเลขคู่ ออกอีกค่าหนึ่ง โดยกำหนดให้เป็น v'_{01} ดังนี้

$$v'_{01} = -2R_L v_{in1} \frac{k'W}{L} \gamma \left(\sqrt{2\phi_F + v_{in2}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (4.16) และ (4.17) มาลบกันโดยกำหนดให้เป็น v_{out} ดังสมการที่ (4.18)

$$v_{out} = -2R_L v_{in1} \frac{k'W}{L} \gamma (\sqrt{2\phi_F - v_{in2}} - \sqrt{2\phi_F + v_{in2}}) \quad (4.18)$$

นำสมการที่(4.18)มาจัดรูปใหม่ ซึ่งนำมาอ้างอิงกับสมการอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series) ดังสมการที่ (4.19) ถึง (4.22) โดยกำหนดให้ $f(-x)$ และ $f(x)$ เป็นฟังก์ชันของสมการอนุกรมดังนี้

$$f(-x) = \sqrt{C-x} = \sqrt{C} - \frac{x}{2\sqrt{C}} - \frac{x^2}{4 \cdot 2! \sqrt{C}^3} - \frac{3x^3}{8 \cdot 3! \sqrt{C}^5} - \frac{15x^4}{16 \cdot 4! \sqrt{C}^7} - \dots \quad (4.19)$$

$$f(x) = \sqrt{C+x} = \sqrt{C} + \frac{x}{2\sqrt{C}} - \frac{x^2}{4 \cdot 2! \sqrt{C}^3} + \frac{3x^3}{8 \cdot 3! \sqrt{C}^5} - \frac{15x^4}{16 \cdot 4! \sqrt{C}^7} + \dots \quad (4.20)$$

จากนั้นหาผลต่างของทั้งสองสมการจะได้

$$f(-x) - f(x) = \sqrt{C-x} - \sqrt{C+x} = -\frac{x}{\sqrt{C}} - \frac{6x^3}{8 \cdot 3! \sqrt{C}^5} - \dots \quad (4.21)$$

ซึ่งจะเห็นว่าให้ $x \ll 1$ จะประมาณได้ว่า

$$f(-x) - f(x) = \sqrt{C-x} - \sqrt{C+x} \approx \frac{x}{\sqrt{C}} \quad (4.22)$$

โดย C เป็นค่าคงที่

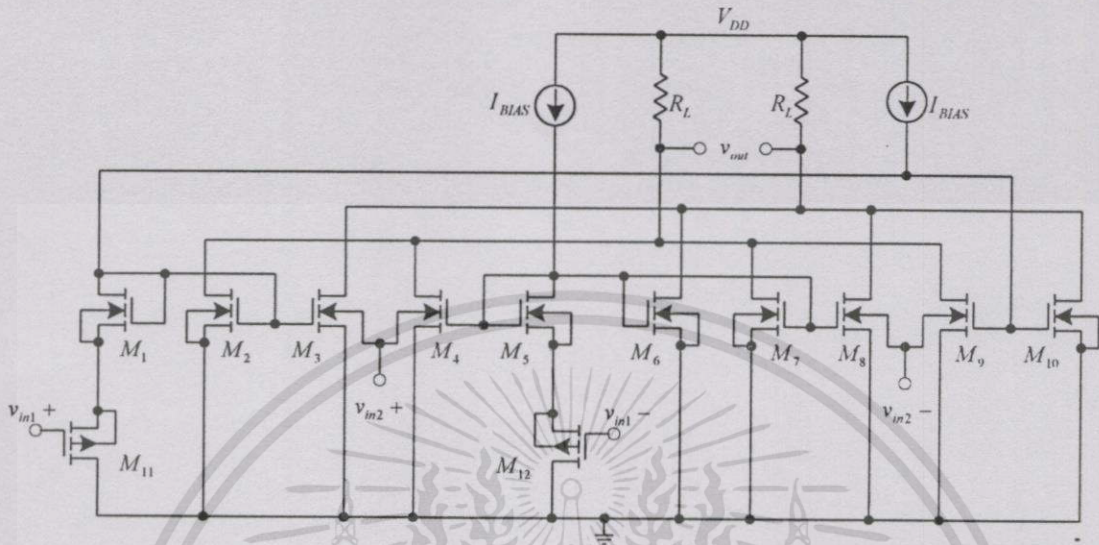
ดังนั้นจากสมการที่ (4.18) จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังนี้

$$v_{out} = \frac{2\gamma k'WR_L}{L\sqrt{2\phi_F}} v_{in1} v_{in2} \quad (4.23)$$

จากสมการที่ (4.23) จะเห็นได้ว่าค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณที่ได้จะมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าจริงมากถึงแม้ว่าจะเป็นค่าที่ได้จากการประมาณ เนื่องจากการลดผลของฮาร์มอนิกที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

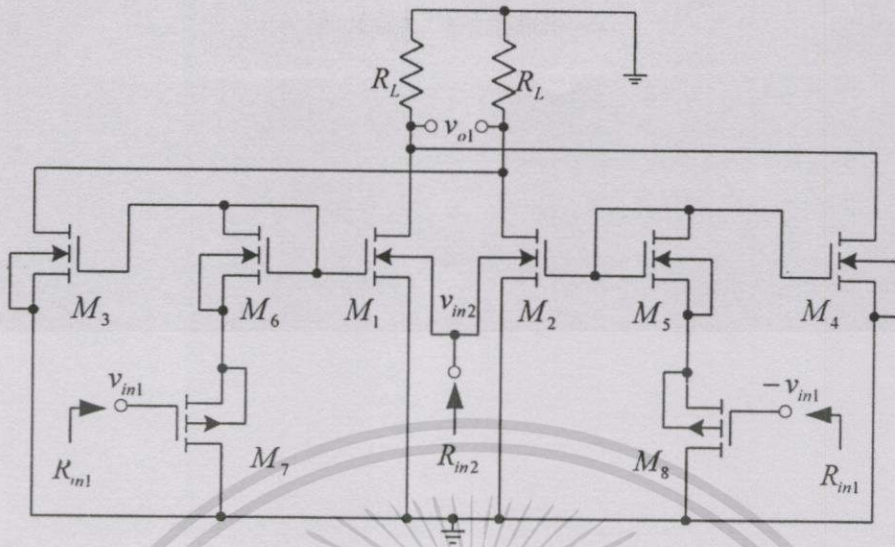
ไม่ต้องการออก ซึ่งจะทำให้วงจรมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้นและความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมต่ำลง โดยจะได้วงจรสมบรูณ์ดังรูปที่ 4.5



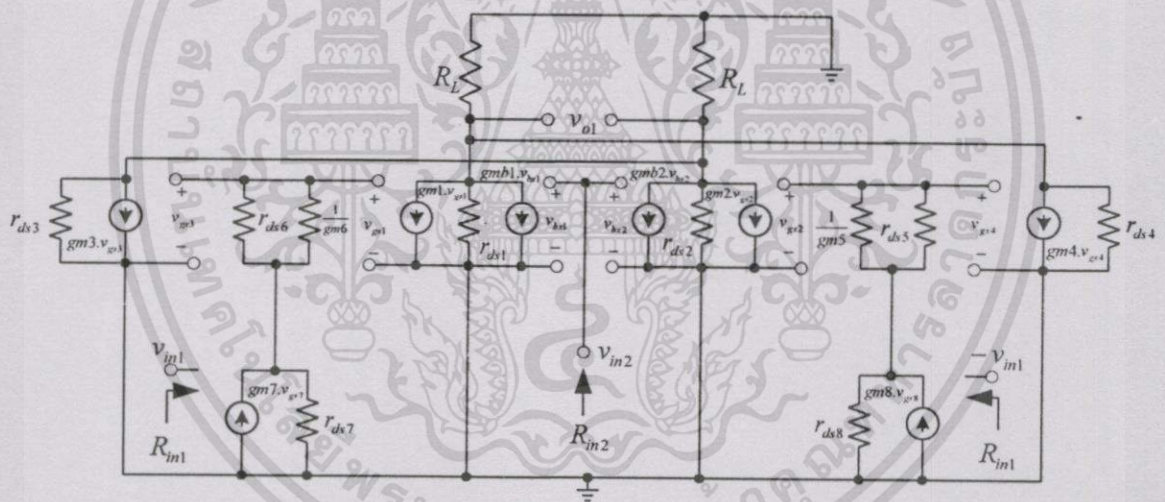
รูปที่ 4.5 รูปสมบรูณ์ของวงจรคูณ

4.3.2 ความต้านทานอินพุต

ความต้านทานอินพุตของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแรนที่ที่ประยุกต์ใช้ ขาเบ้าท์และขาเกตของมอสเฟตเป็นอินพุตร่วมกันนี้ จะเห็นว่าสัญญาณที่ถูกป้อนเข้าไปบริเวณอินพุตของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแรนที่จะถูกแบ่งออกเป็นสองสัญญาณอินพุตที่ใช้ในการคูณกัน ซึ่งในที่นี้กำหนดให้เป็นบริเวณอินพุต v_{m1} และบริเวณอินพุต v_{m2} โดยที่สัญญาณแรงดัน v_{m1} ถูกป้อนเข้าทางขาเกตและสัญญาณแรงดัน v_{m2} ถูกป้อนเข้าทางขาเบ้าท์ของมอสเฟต ซึ่งสามารถที่จะพิจารณาความต้านทานอินพุตได้จากรูปวงจรที่ 4.4 ที่เป็นวงจรคูณสัญญาณที่ยังไม่ได้ตัดผลของฮาร์มอนิกเลขคู่ออกเพราะว่าลักษณะการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแบบเดียวกับวงจรสมบรูณ์ของวงจรคูณ ดังนั้นจึงพิจารณาค่าความต้านทานอินพุตได้จากสองจุดโดยพิจารณาจากวงจรคูณสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานอินพุตเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 4.6 และในรูปวงจรที่ 4.7 เป็นวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคูณที่ใช้ในการวิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต



รูปที่ 4.6 วงจรคุณสมบัติสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานอินพุตเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็ก



รูปที่ 4.7 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานอินพุตของวงจร

โดยกำหนดให้ R_{in1} เป็นค่าความต้านทานอินพุตของจุดที่รับสัญญาณแรงดัน v_{in1} และให้ R_{in2} เป็นค่าความต้านทานอินพุตของจุดที่รับสัญญาณแรงดัน v_{in2}

จากคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตโดยปกติที่ทำงานโดยใช้ศักย์คาไฟฟ้าไปควบคุมปริมาณกระแสโดยการป้อนศักย์คาไฟฟ้าที่บริเวณขาเกต ซึ่งจะเห็นว่าระหว่างส่วนของขาเกตกับช่องทางเดินกระแสจะถูกรกั้นด้วยฉนวนที่เป็นออกไซด์ของสารกึ่งตัวนำ ดังนั้นในทางทฤษฎีจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

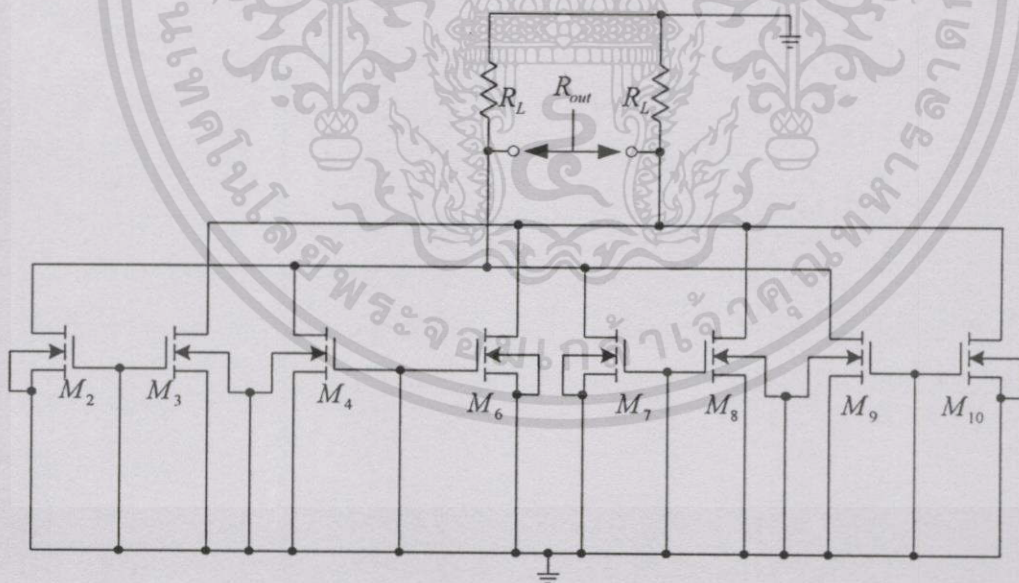
เห็นว่ากระแสไฟฟ้าไม่สามารถที่จะไหลผ่านได้ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานอินพุต R_{in} นี้มีค่าที่สูงมากเสมือนเปิดวงจร

เมื่อพิจารณาในส่วนของอินพุตที่จุดรับสัญญาณแรงดัน v_{in2} ซึ่งเป็นบริเวณขาเบ้าท์ของมอสเฟต โดยจากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าการนำส่วนของฐานรองหรือส่วนของขาเบ้าท์มาใช้เป็นอินพุตของสัญญาณนี้จะอาศัยคุณสมบัติการทำงานที่เป็นแบบเดียวกันกับขาเกตของเจเฟตที่ใช้พื้นที่ปลอดประจุ(Depletion region)เป็นตัวควบคุมช่องทางเดินของกระแส ดังนั้นจะเห็นว่าจะมีกระแสที่ไหลผ่านระหว่างส่วนของขาเบ้าท์กับช่องทางเดินกระแสน้อยมากเพราะมีพื้นที่ปลอดประจุ(Depletion region)กั้นอยู่ ดังนั้นในทางทฤษฎีค่าความต้านทานอินพุตที่บริเวณขาเบ้าท์ก็จะมีค่าที่สูงมากเสมือนกับเปิดวงจรเช่นเดียวกัน

จากคุณสมบัติของวงจรคูณสัญญาณที่ทำงานในรูปแบบของแรงดัน จะเห็นว่าจากค่าความต้านทานอินพุตของวงจรคูณที่ได้นั้นมีค่าสูงมากซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของวงจรที่จะทำให้กำลังงานสูญเสียทางด้านอินพุตมีค่าต่ำ

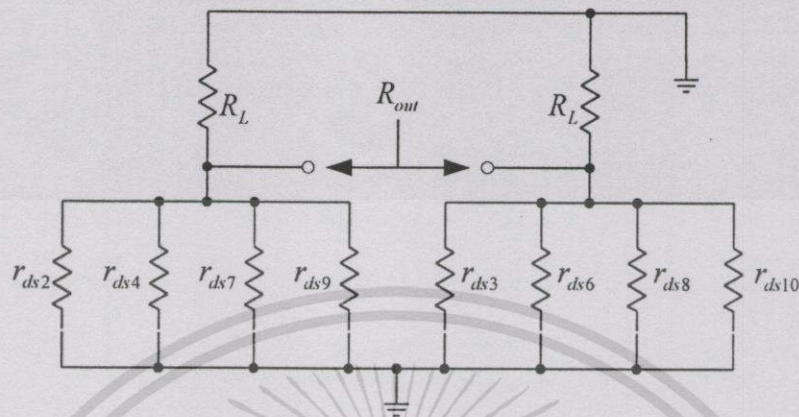
4.3.3 ความต้านทานเอาต์พุต

จากรูปวงจรสมมูลของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกดังรูปที่ 4.5 เมื่อนำมาใช้วิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุตของวงจรจะสามารถเขียนเป็นวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 4.8 ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้สำหรับวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กและให้สัญญาณอินพุตทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 4.8 วงจรคูณสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุตเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็ก

จากวงจรรูปที่ 4.8 เมื่อนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่ต่ำ และทำการจัดรูปอุปกรณ์แล้วจะได้ดังรูปที่ 4.9

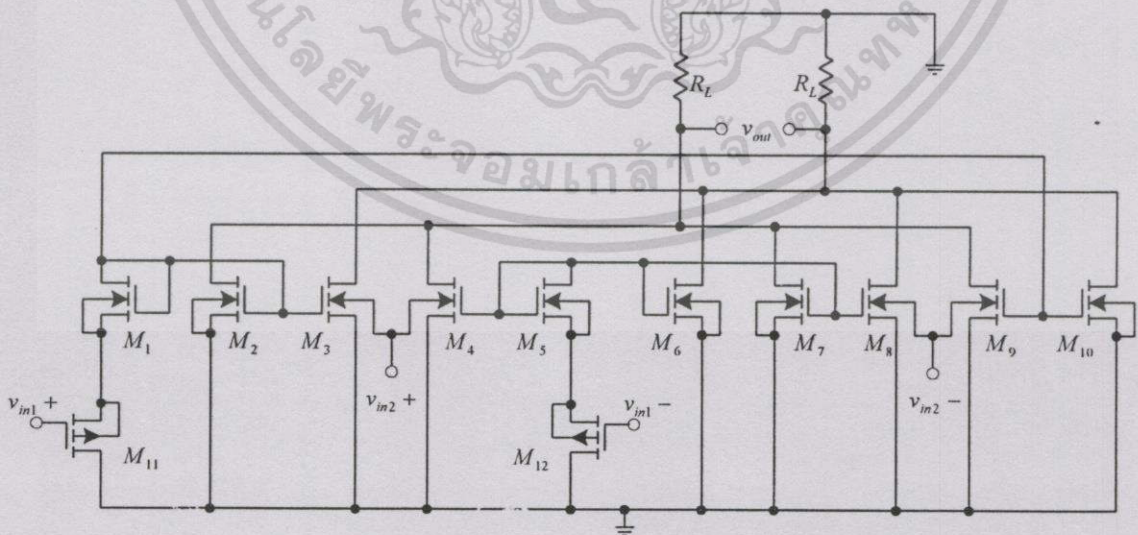


รูปที่ 4.9 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้วิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุตของวงจร

จากรูปที่ 4.9 ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรจะเป็นดังสมการที่ (4.24)

$$R_{out} = 2 \left(\frac{r_{ds}}{4} // R_L \right) \tag{4.24}$$

4.3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่



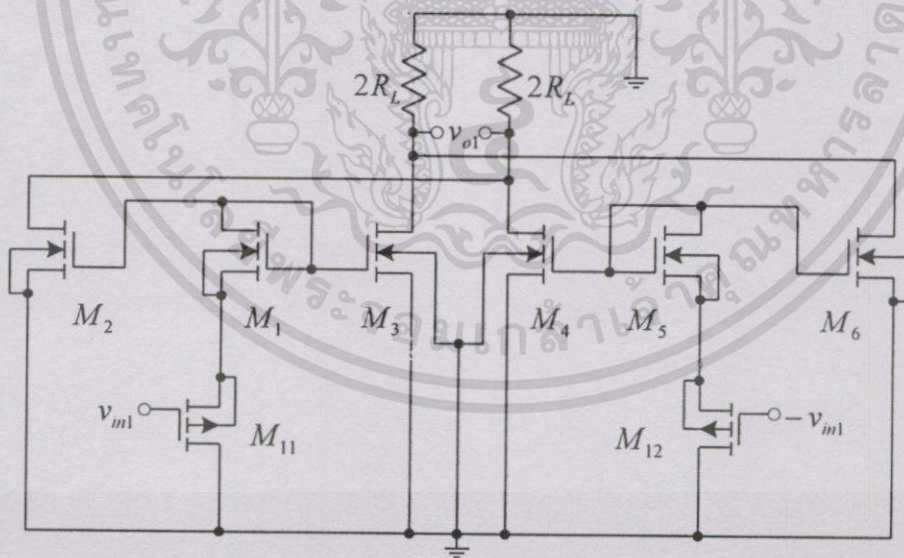
รูปที่ 4.10 วงจรเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กจากรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

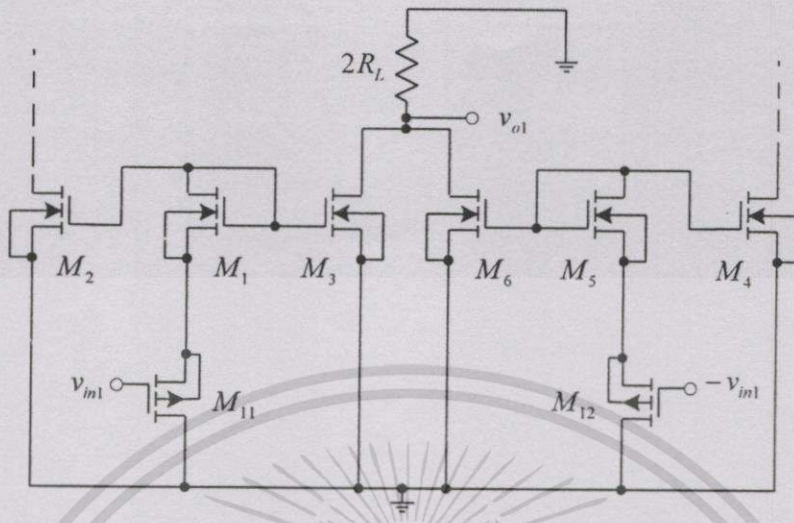
การวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรมอดูเลชันแอมพลิจูดจากรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นวงจรมอดูเลชันของวงจรมอดูเลชัน โดยนำมาจัดรูปแบบใช้ในการวิเคราะห์เฉพาะสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 4.10 ซึ่งในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรมอดูเลชันที่ออกแบบนี้จะพิจารณาจากอินพุตสองจุด ดังนั้นผลตอบสนองความถี่ที่ได้จะมีสองค่าคือผลตอบสนองต่อความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{m1} และผลตอบสนองต่อความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{m2} ซึ่งจะแยกการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วน ดังนี้

4.3.4.1 ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{m1}

จากที่กล่าวมาข้างต้นในขั้นตอนการออกแบบวงจรมอดูเลชันแอมพลิจูดนั้นจะเป็นการนำวงจรมอดูเลชันที่ยังไม่ได้ตัดผลของฮาร์โมนิกเลขคู่ออกในรูปที่ 4.4 สองวงจรมอดูเลชันประกอบกันเป็นวงจรมอดูเลชันเพื่อให้ความเป็นเชิงเส้นดีขึ้น ดังนั้นจากคุณสมบัติการสมมาตรของวงจรมอดูเลชันทั้งสองส่วนจึงสามารถที่จะวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ได้จากส่วนเดียวดังรูปที่ 4.11 ซึ่งเป็นวงจรมอดูเลชันเฉพาะสัญญาณขนาดเล็ก และเมื่อพิจารณาที่จุดเอาต์พุตเพียงด้านเดียวดังรูปที่ 4.12 จะเห็นว่าที่จุดอินพุตจะประกอบด้วยสัญญาณสองสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกันแต่ต่างเฟสกัน 180 องศา ซึ่งจากความสมมาตรของวงจรมอดูเลชันทั้งสองด้านจึงสามารถที่จะวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ได้จากด้านเดียวอีกดังรูปวงจรมอดูเลชันที่ 4.13 ซึ่งจะพิจารณาผลตอบสนองความถี่จากการเดินทางของสัญญาณจากจุดอินพุตไปยังจุดเอาต์พุตเท่านั้น

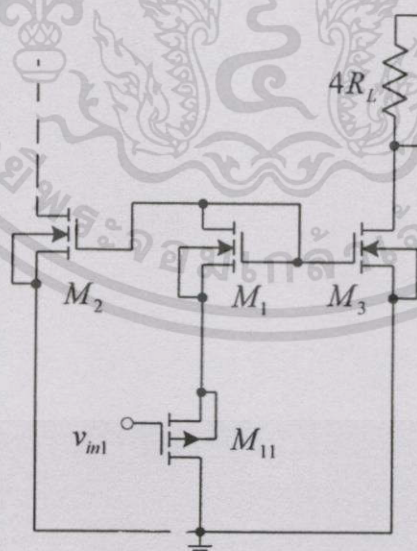


รูปที่ 4.11 วงจรมอดูเลชันอันดับแรกของวงจรมอดูเลชันที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{m1}



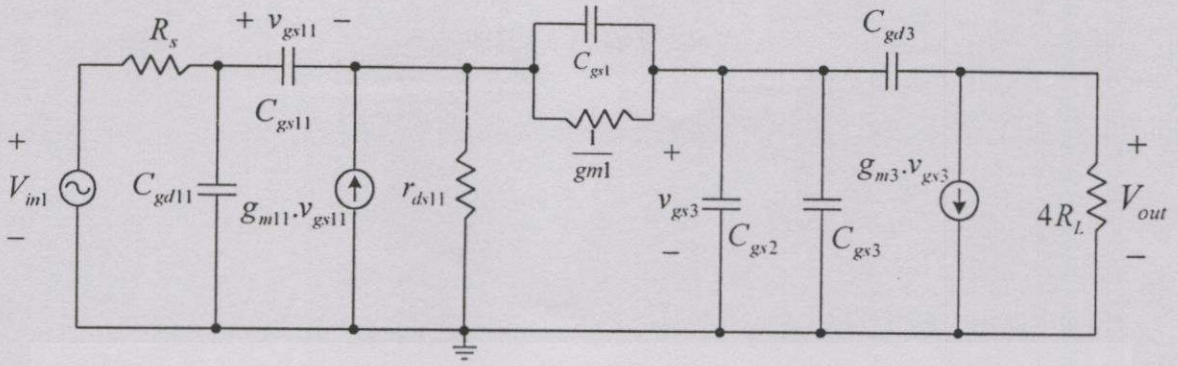
รูปที่ 4.12 วงจรย่อยอันดับสองของคูณสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{in1}

จากรูปวงจรที่ 4.12 จะเห็นว่าวงจรทั้งสองด้านมีความสมมาตรกัน ดังนั้นสามารถที่จะพิจารณาผลตอบสนองความถี่จากด้านเดียวของวงจรดังรูปวงจรที่ 4.13



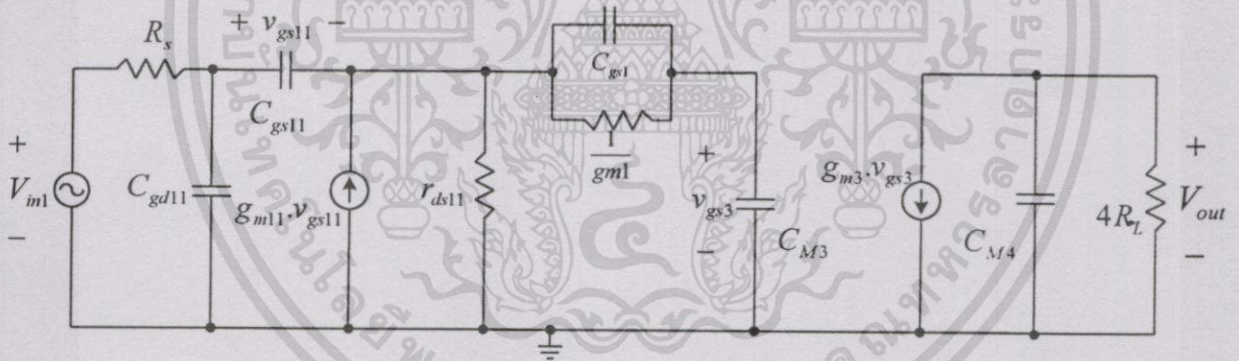
รูปที่ 4.13 วงจรย่อยอันดับสามของคูณสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{in1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูง

นำวงจรในรูปที่ 4.13 มาเขียนเป็นวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ความถี่สูงดังรูปวงจรที่ 4.14 ซึ่ง $r_{ds1} \gg \frac{1}{gm1}$ ดังนั้น $r_{ds1} // \frac{1}{gm1} \approx \frac{1}{gm1}$ และ $r_{ds3} \gg 4R_L$ ดังนั้น $r_{ds3} // 4R_L \approx 4R_L$ และจากรูปวงจรที่ 4.14 นี้ยังสามารถที่จะจัดรูปวงจรให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ขึ้นอีกโดยใช้ทฤษฎีมิลเลอร์จัดรูปของตัวเก็บประจุ C_{gd3} ใหม่ดังรูปวงจรที่ 4.15



รูปที่ 4.15 วงจรสมมูลเมื่อใช้ทฤษฎีมิลเลอร์

ซึ่ง
$$C_{M3} = (1 + 4g_{m3} \cdot R_L) C_{gd3} + C_{gs2} + C_{gs3} \tag{4.25}$$

$$C_{M4} = \left(1 + \frac{1}{4g_{m3} \cdot R_L} \right) C_{gd3} \tag{4.26}$$

ดังนั้นสามารถที่จะประมาณหาผลตอบสนองความถี่ได้โดยใช้วิธีค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร (Open-circuit time constants) [11] ซึ่งจากหลักการของค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร (Open-circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

time constants)[11]คือการหาค่าคงตัวเวลาจากตัวเก็บประจุในวงจรที่ละตัวแล้วหาค่าความต้านทานที่มองจากสองขั้วของตัวเก็บประจุนั้นๆ โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุตัวอื่นถูกเปิดวงจรและลัดวงจรที่แหล่งจ่ายสัญญาณ ซึ่งจากรูปวงจรที่ 4.15 จะได้ค่าคงตัวเวลาออกมาแต่ละค่าดังต่อไปนี้

$$\tau_1 = C_{gs1} \left(\frac{R_S + r_{ds11}}{1 + gm_{11}r_{ds11}} \right) \quad (4.27)$$

$$\tau_2 = C_{gd11} R_S \quad (4.28)$$

$$\tau_3 = C_{gs1} \left(\frac{1}{gm_1} \right) \quad (4.29)$$

$$\tau_4 = C_{M3} \left(\frac{1}{gm_1} + \frac{1}{gm_{11}} \right) \quad (4.30)$$

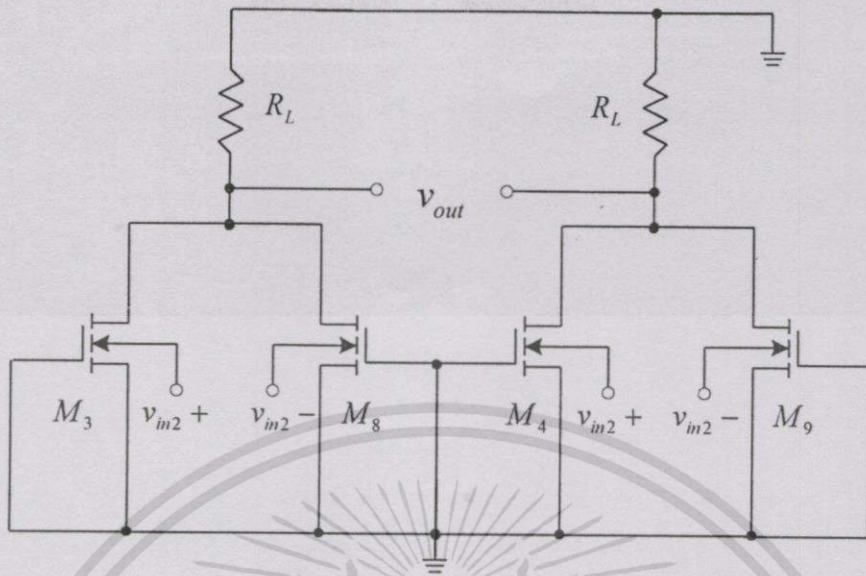
$$\tau_5 = 4C_{M4} R_L \quad (4.31)$$

จากสมการที่(4.27)ถึง(4.31)สามารถประมาณหาความถี่ตัดได้จากทฤษฎีค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร(Open-circuit time constants)[11]ได้ดังสมการที่ (4.32)

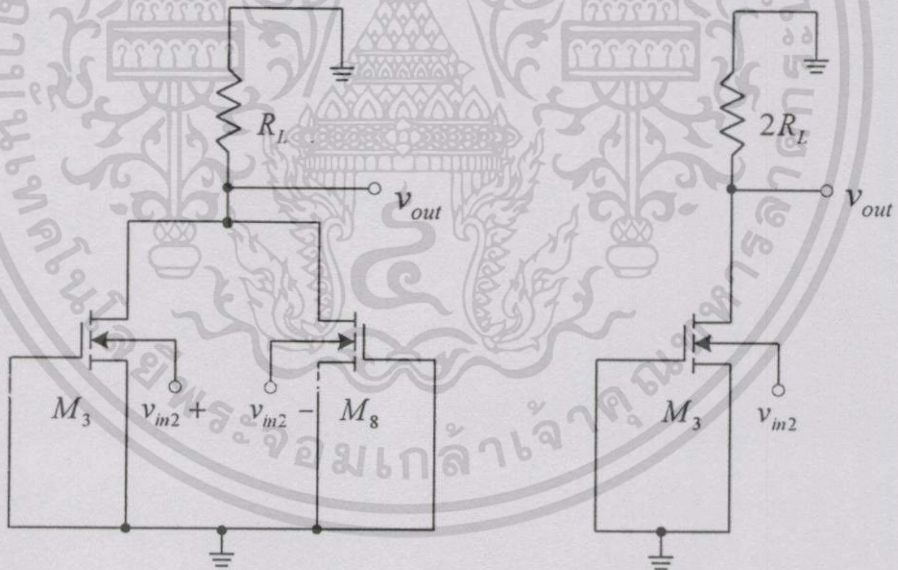
$$f_c \approx \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4 + \tau_5)} \quad (4.32)$$

4.3.4.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2}

จากรูปที่ 4.10 เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันอินพุต v_{in2} เพียงด้านเดียวดังนั้นสามารถที่จะเขียนเป็นวงจรที่พิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กได้ใหม่ดังรูปที่ 4.16 ซึ่งจะเห็นว่าลักษณะของวงจรจะเหมือนกับวงจรทวิความถี่สองเท่าที่ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบ้าทั้งสองวงจรต่อเรียงกันซึ่งทั้งสองด้านมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการ ดังนั้นจึงสามารถที่จะนำมาวิเคราะห์ได้จากด้านเดียวดังรูปที่ 4.17(a) และจากคุณสมบัติของวงจรทวิความถี่ที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังนั้นจึงต้องหาผลตอบสนองความถี่จากด้านเดียวของวงจรทวิความถี่อีกครั้งหนึ่งดังรูปที่ 4.17(b)



รูปที่ 4.16 วงจรใช้สำหรับวิเคราะห์ผลตอบสนองสองความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณแรงดันอินพุต v_{in2} เพียงอินพุตเดียว



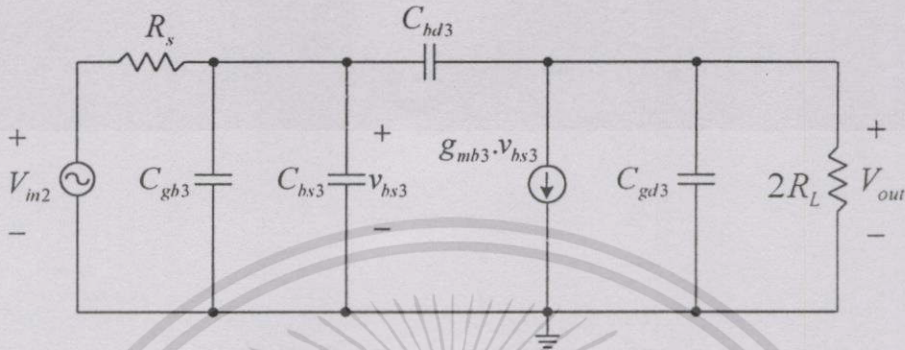
(a)

(b)

รูปที่ 4.17 (a) วงจรย่อยอันดับแรกของคุณสมบัติสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{in2}
 (b) วงจรย่อยอันดับสองของคุณสมบัติสัญญาณที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่เมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณขนาดเล็กเมื่อป้อนอินพุต v_{in2}

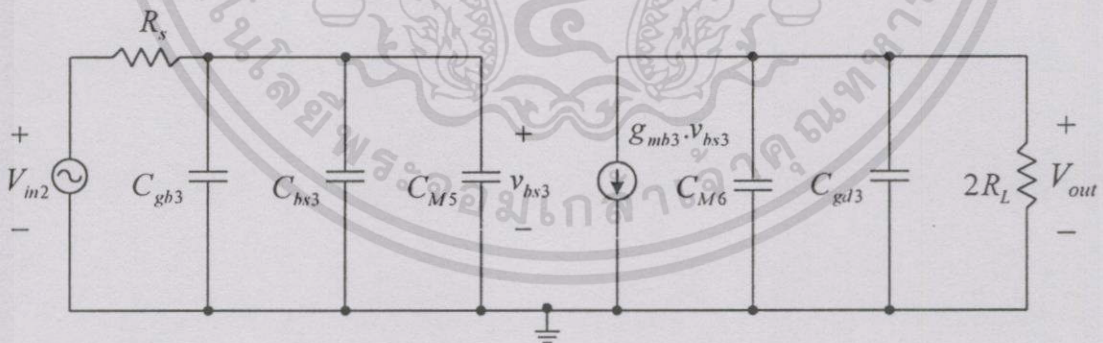
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรคุณในขณะที่ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบสที่นั่นจึงเป็นทำนองเดียวกันกับการหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ความถี่สองเท่าที่ป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบสที่ จึงนำวงจรที่ทำการประมาณค่าตัวอุปกรณ์จากวงจรสมมูลของมอสเฟตมาแสดงในรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 วงจรสมมูลอย่างง่ายหลังการประมาณค่าตัวอุปกรณ์

ดังนั้นสามารถใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์เพื่อเปลี่ยนรูปแบบของการต่อตัวเก็บประจุ C_{hd3} ดังรูปวงจรที่ 4.19 เมื่อพิจารณาจากวงจรจะเห็นว่าค่าความต่างศักย์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{hd3} ในสถานะจุดสงบที่ด้านหนึ่งของตัวเก็บประจุ C_{hd3} มีค่าเท่ากับ v_{hs3} และอีกด้านหนึ่งเป็น $-2g_{mb3}v_{hs3}R_L$ ซึ่งศักดาทั้งสองด้านมีค่าต่างกันเท่ากับอัตราขยายค่าคงที่เท่ากับ $-2g_{mb3}R_L$ โดยในวงจรที่ออกแบบนี้มีค่าอัตราขยายที่ต่ำกว่าหนึ่ง ดังนั้นผลกระทบของมิลเลอร์ทำให้ C_{M6} มีค่ามากกว่า C_{M5}



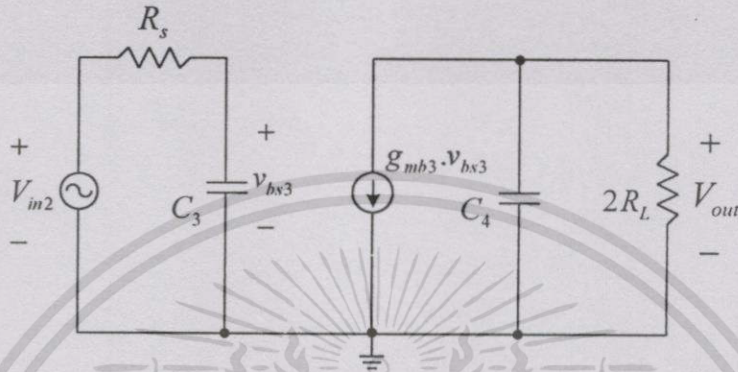
รูปที่ 4.19 วงจรสมมูลเมื่อใช้ทฤษฎีมิลเลอร์

ดังนั้น

$$C_{M5} = (1 + 2g_{mb3} \cdot R_L) C_{hd3} \tag{4.33}$$

$$C_{M6} = \left(1 + \frac{1}{2g_{mb3} \cdot R_L}\right) C_{bd3} \quad (4.34)$$

จากรูปวงจรที่ 4.19 สามารถที่จะจัดรูปวงจรใหม่เป็นวงจอย่างง่ายโดยการรวมค่าตัวเก็บประจุที่ขนานกัน โดยกำหนดให้เป็น C_3 และ C_4 ดังในรูปวงจรที่ 4.20



รูปที่ 4.20 วงจรสมมูลอย่างง่ายเมื่อรวมค่าตัวเก็บประจุเข้าด้วยกัน

โดยที่

$$C_3 = C_{gh3} + C_{bs3} + C_{M5} \quad (4.35)$$

$$C_4 = C_{gd3} + C_{M6} \quad (4.36)$$

ดังนั้นสามารถที่จะประมาณหาผลตอบสองความถี่ได้โดยใช้วิธีค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร (Open-circuit time constants) [11] ซึ่งค่าของโพล (Pole) ต่างๆ จะขึ้นกับค่าคงตัวเวลาหรือผลคูณของค่าตัวเก็บประจุและค่าความต้านทาน โดยค่าของโพลหลัก (Dominant pole) จะขึ้นกับค่าคงตัวเวลาที่มีค่าสูงที่สุดนั้นก็คือผลคูณของตัวเก็บประจุและค่าความต้านทานที่มากที่สุดนั่นเอง ดังนั้นจากหลักการของค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร (Open-circuit time constants) [11] ซึ่งจะพิจารณาจากตัวเก็บประจุทีละตัวแล้วหาค่าความต้านทานที่มองจากสองขั้วของตัวเก็บประจุนั้นๆ โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุตัวอื่นถูกเปิดวงจรและลัดวงจรที่แหล่งจ่ายสัญญาณ ดังนั้นจากรูปวงจรที่ 4.20 สามารถที่จะประมาณค่าของโพลต่างๆ ได้จากค่าคงตัวเวลาดังสมการที่ (4.37) และ (4.38)

$$\omega_1 \approx \frac{1}{C_3 R_s} \quad (4.37)$$

$$\omega_2 \approx \frac{1}{2C_4 R_L} \quad (4.38)$$

4.3.5.1 ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{in1}

การวิเคราะห์หาช่วงการปฏิบัติงานของวงจรถูกสัญญาณแอนะล็อก โดยการพิจารณาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{in1} จากวงจรรูปที่ 4.21 เมื่อพิจารณาทางด้านเอาต์พุตที่เป็นแบบหรงคั่นผลต่างทั้งสองด้านจะเห็นว่าลักษณะของวงจรถูกจะเป็นลักษณะที่สมมาตรกัน ดังนั้นจากคุณสมบัติความสมมาตรนี้จึงสามารถวิเคราะห์ห้วงจรได้จากวงจรเพียงด้านเดียว โดยพิจารณาจากการใช้ KVL ที่รูป 1 2 0 ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{DD} = V_{RL} + V_{DS3} \quad (4.40)$$

เนื่องจากมอสเฟต M_3 ต้องทำงานในสภาวะอิ่มตัว ดังนั้น

$$V_{DS3} \geq V_{GS3} - V_{TH3} \quad (4.41)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.41) ในสภาวะที่มอสเฟต M_3 ยังคงทำงานในสภาวะอิ่มตัวในช่วงต่ำสุดคือ $V_{DS3} = V_{GS3} - V_{TH3}$ เมื่อนำไปแทนลงในสมการที่ (4.40) จะได้ความสัมพันธ์ของ V_{GS3} ออกมาดังสมการที่ (4.42)

$$V_{GS3} = V_{DD} - V_{RL} + V_{TH3} \quad (4.42)$$

พิจารณาโดยใช้ KVL ที่รูป 9 6 4 0 จะได้สมการออกมามีดังนี้

$$V_{in1} = V_{GS11} - V_{GS1} + V_{GS3} \quad (4.43)$$

ซึ่ง $V_{GS11} = \sqrt{\frac{2L_{11}I_{BIAS}}{k'_{11}W_{11}}} + V_{TH11}$, $V_{GS1} = \sqrt{\frac{2L_1I_{BIAS}}{k'_1W_1}} + V_{TH1}$ และ V_{GS3} เป็นดังสมการที่ (4.42)

นำค่าทั้งหมดแทนลงในสมการที่ (4.43) ซึ่งจะได้ช่วงปฏิบัติงานทางด้านอินพุตสูงสุดดังนี้

$$V_{in1}(max) = V_{DD} + \sqrt{\frac{2L_{11}I_{BIAS}}{k'_{11}W_{11}}} - \sqrt{\frac{2L_1I_{BIAS}}{k'_1W_1}} + V_{TH11} - V_{TH1} + V_{TH3} - V_{RL} \quad (4.44)$$

พิจารณาช่วงสัญญาณแรงคั่นอินพุตในช่วงต่ำสุด โดยใช้ KVL ที่รูป 9 6 0 ได้สมการดังนี้

$$V_{m1} = V_{GS11} - V_{DS11} \quad (4.45)$$

ขณะที่ M_{11} ยังคงทำงานในช่วงสภาวะอิ่มตัวในช่วงที่ขนาด V_{DS11} ต่ำสุดคือ $V_{DS11} = V_{GS11} - V_{TH11}$ นำไปแทนลงในสมการที่ (4.45) จะได้ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตต่ำสุด $V_{m1}(min)$ ดังนี้

$$V_{m1}(min) = V_{TH11} \quad (4.46)$$

จากสมการที่ (4.44) และ(4.46) สามารถหาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{m1} คือ

$$V_{TH11} \leq V_{m1} \leq V_{DD} + \sqrt{\frac{2L_{11}I_{BLAS}}{k'_{11}W_{11}}} - \sqrt{\frac{2L_1I_{BLAS}}{k'_1W_1}} + V_{TH11} - V_{TH1} + V_{TH3} - V_{RL} \quad (4.47)$$

จากสมการที่ (4.47) เมื่อกำหนดให้ค่า $V_{DD} = 2.5 V$, $I_{BLAS} = 10 \mu A$

$$V_{GS11} = \sqrt{\frac{2L_{11}I_{BLAS}}{k'_{11}W_{11}}} + V_{TH11} = -0.8289 V.$$

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2L_1I_{BLAS}}{k'_1W_1}} + V_{TH1} = 0.8488 V.$$

$$V_{TH3} = 0.8516 V, \quad V_{TH11} = -0.8289 mV, \quad \text{และ} \quad V_{RL} = 1.1896 V.$$

เนื่องจากลักษณะของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่รับอินพุตแบบแรงดันผลต่าง ดังนั้น จะได้ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตของวงจร โดยการพิจารณาจากขนาดของช่วงการรับสัญญาณแรงดันที่ต่ำที่สุดระหว่างช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตสูงสุดและช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตต่ำสุด ดังนั้นจะได้ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต V_{m1} คือ

$$-0.4842 V. \leq V_{m1} \leq 0.4842 V.$$

ซึ่งสามารถดูรายละเอียดของการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆและการคำนวณช่วงการปฏิบัติงานของอินพุตได้จากบทที่ 5 ในหัวข้อที่ 5.3.4.1

4.3.5.2 ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{m2}

การวิเคราะห์หาช่วงการปฏิบัติงานของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกโดยการพิจารณาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{m2} จากวงจรในรูปที่ 4.21 ซึ่งจะพิจารณาวจรเพียงด้านเดียวคือเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบ้าท์ของมอสเฟต M_3 จะเห็นว่าในการวิเคราะห์หาช่วงการปฏิบัติงาน

ด้านอินพุต v_{m2} ของวงจรถูกสัญญาณนี้จะเหมือนกับวิธีการวิเคราะห์หาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตของวงจรถูกความถี่สองเท่าที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 ซึ่งสามารถหาช่วงการปฏิบัติงานได้จากสมการแรงดันขีดเริ่มของ M_3 ดังต่อไปนี้

$$V_{m3} = V_{T0} + \gamma(\sqrt{2\phi_F - V_{m2}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (4.48)$$

จากสมการของแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟต M_3 ดังสมการที่ (4.48) สามารถหาค่าช่วงการทำงานสูงสุดของสัญญาณอินพุต $V_{m2}(max)$ ได้จากการพิจารณาในเทอม $\sqrt{2\phi_F - V_{m2}}$ ซึ่งจะเห็นว่าสมการจะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ $V_{m2} \leq 2\phi_F$ ซึ่งก็คือค่าของสัญญาณแรงดันอินพุตด้านบวกที่สูงสุดที่ยังไม่ทำให้เกิดการไบแอสตรง(Forward bias)ที่บริเวณฐานรองและช่องทางเดินกระแส ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของ $V_{m2}(max)$ ดังสมการที่ (4.49)

$$V_{m2}(max) = 2\phi_F \quad (4.49)$$

จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ว่าแรงดันขีดเริ่มจะแปรค่าตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าที่บริเวณขาเบสท์ เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่อยู่ในช่วงลบจะทำให้แรงดันขีดเริ่มมีค่าที่เพิ่มขึ้นจนถึงค่าๆหนึ่งที่ทำให้กระแสเดรนหยุดไหล ดังนั้นสามารถที่จะหาช่วงการทำงานต่ำสุดของสัญญาณอินพุตที่อยู่ทางด้านลบ $V_{m2}(min)$ ได้จากสมการกระแสเดรนของ M_3 โดยที่ค่าของ $V_{m2}(min)$ คือค่าที่ทำให้ค่ากระแสเดรนมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของสมการดังสมการที่ (4.50)

$$V_{GS3} - V_{T0} - \gamma(\sqrt{2\phi_F - V_{m2}(min)} - \sqrt{2\phi_F}) = 0 \quad (4.50)$$

ดังนั้น

$$V_{m2}(min) = 2\phi_F - \left(\frac{V_{GS3} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2 \quad (4.51)$$

จากสมการที่ (4.49) และ (4.51) สรุปได้ว่าช่วงการปฏิบัติงานของสัญญาณอินพุต V_{m2} คือ

$$2\phi_F - \left(\frac{V_{GS3} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2 < V_{m2} \leq 2\phi_F \quad (4.52)$$

จากสมการที่ (4.52) เมื่อกำหนดให้ค่าของ $2\phi_F = 0.3424 \text{ V}$, $V_{GS3} = 1.6778 \text{ V}$,
 $V_{T0} = 0.8481 \text{ V}$ และ $\gamma = 1.2784 \text{ V}^{1/2}$. เนื่องจากลักษณะของวงจรรวมสัญญาณแอนะล็อกที่
 รับอินพุตแบบแรงดันผลต่างดังนั้นจะได้ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตของวงจร โดยการ
 พิจารณาจากขนาดของช่วงการรับสัญญาณแรงดันที่ต่ำที่สุดระหว่างช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอิน
 พุตสูงสุดและช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตต่ำสุด ดังนั้นจะได้ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอิน
 พุต V_{in2} คือ

$$-0.3424 \text{ mV} \leq V_{in2} \leq 0.3424 \text{ mV}.$$

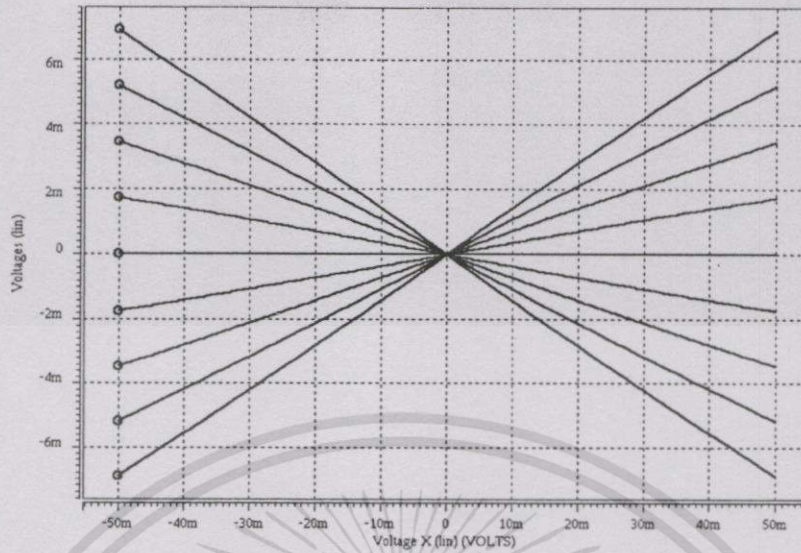
ซึ่งสามารถดูรายละเอียดของการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆและการคำนวณช่วงการปฏิบัติงานของอิน
 พุตได้จากบทที่ 5 ในหัวข้อที่ 5.3.4.2

4.4 ผลจากการวิเคราะห์การเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมด้วยโปรแกรม HSPICE

การจำลองการทำงานของวงจรรวมสัญญาณแอนะล็อกในรูปที่ 4.5 ด้วยโปรแกรม
 HSPICE โดยใช้โมเดลของมอสเฟตแบบ BSIM3 Version3 โดยเลือกใช้แบบจำลองของบริษัทAMS
 (Austria Mikro Systeme Intl.) เทคโนโลยี $0.6 \mu\text{m}$ เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ใช้แหล่ง
 จ่ายแรงดัน $V_{DD} = +2.5 \text{ V}$, แหล่งจ่ายกระแส $I_{BIAS} = 10 \mu\text{A}$, ค่า $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, ค่าความต้านทาน
 เอาต์พุตของแหล่งกำเนิดสัญญาณ 50Ω และกำหนดให้ $\frac{W}{L}$ ของมอสเฟตแต่ละตัวดังตารางที่ 4.1

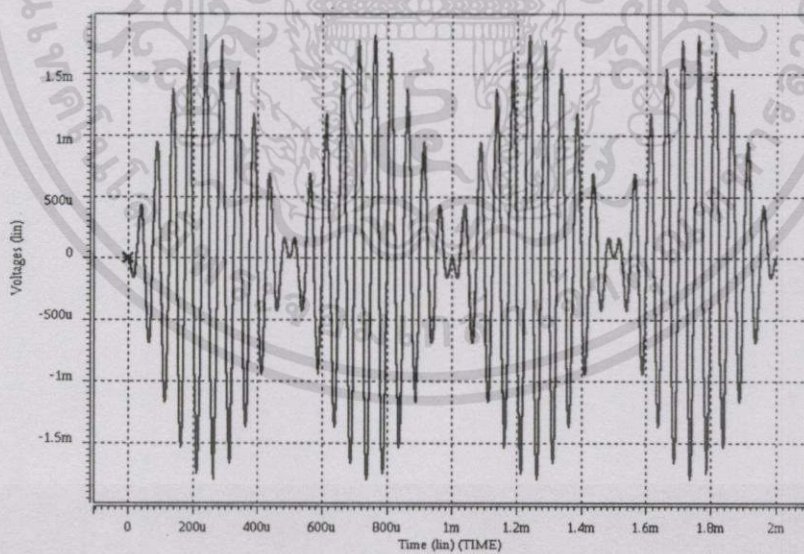
ตารางที่ 4.1 แสดงขนาด $\frac{W}{L}$ ของมอสเฟตแต่ละตัว

มอสทรานซิสเตอร์	M_1, M_5	$M_2 - M_4$ และ $M_6 - M_{10}$	M_1, M_{12}
$\frac{W}{L} (\mu\text{m})$	$\frac{125}{2}$	$\frac{20}{2}$	$\frac{400}{2}$



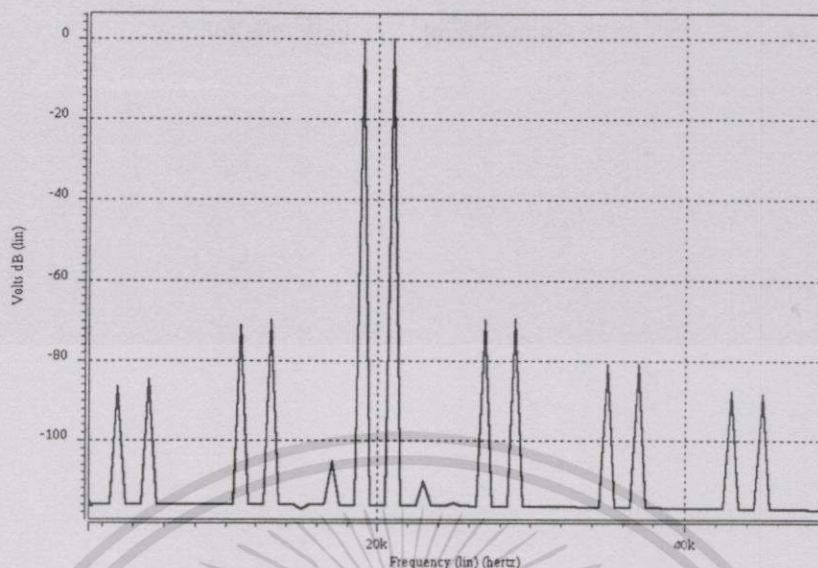
รูปที่ 4.22 ผลตอบสนองต่อแรงดันไฟตรง

คุณสมบัติการตอบสนองไฟตรงของวงจรดังรูปที่ 4.22 โดยจากการป้อนแรงดันไฟตรงที่ v_{in2} แล้วแปรค่าจาก -50 mV ถึง 50 mV และปรับค่า v_{in1} จาก -200 mV ถึง 200 mV ครั้งละ 50 mV ซึ่งผลที่ได้ออกมาจะมีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นดี



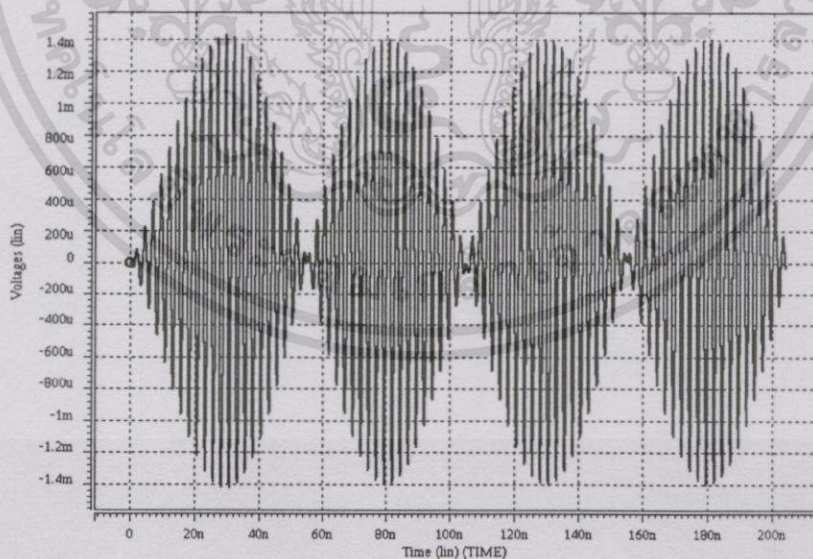
รูปที่ 4.23 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงเวลาเมื่อ v_{in1} และ v_{in2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV_{peak} ความถี่ 1 kHz และ 20 kHz ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



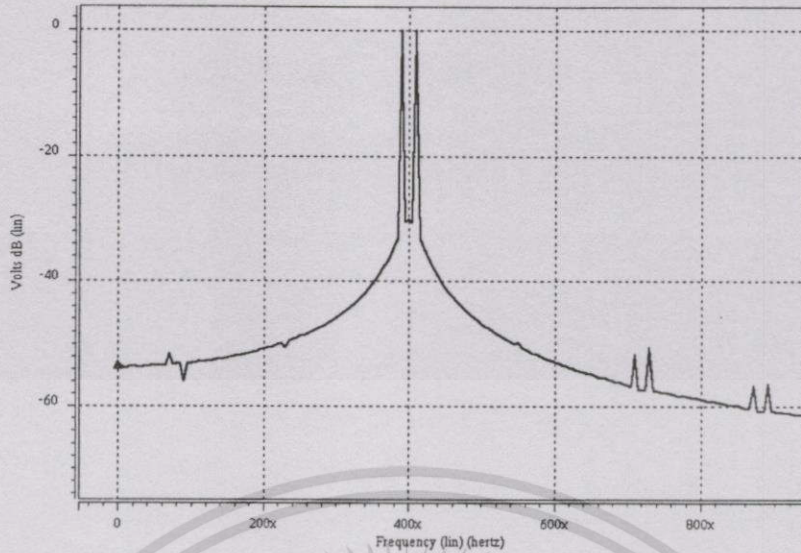
รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อ v_{m1} และ v_{m2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV_{peak} ความถี่ 1 kHz และ 20 kHz ตามลำดับ

ในรูปที่ 4.23 และ 4.24 เป็นการคูณกันระหว่างสองสัญญาณที่ความถี่ต่ำ เมื่อพิจารณาในเชิงความถี่ในรูปที่ 4.24 จะเห็นว่าผลของฮาร์มอนิกที่ข้างเคียงจะถูกลดทอนลงต่ำถึงประมาณ -70 dB



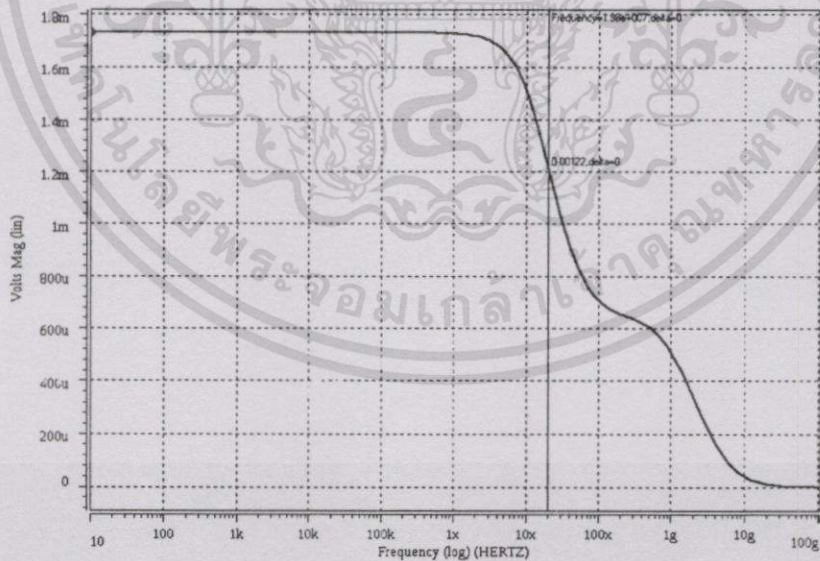
รูปที่ 4.25 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงเวลาเมื่อ v_{m1} และ v_{m2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV_{peak} ความถี่ 10 MHz และ 400 MHz ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



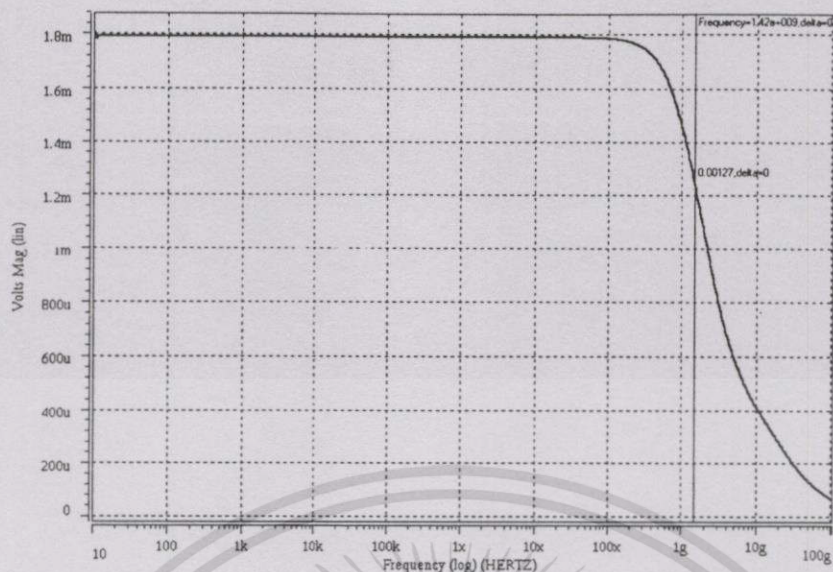
รูปที่ 4.26 สัญญาณเอาต์พุตในเชิงความถี่เมื่อ v_{in1} และ v_{in2} เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV_{peak} ความถี่ 10 MHz และ 400 MHz ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.25 และ 4.26 เป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคูณที่เป็นการคูณกันระหว่างสองสัญญาณที่มีความถี่สูง ดังนั้นจะเห็นว่าวงจรยังคงสามารถทำงานได้เมื่อป้อนอินพุตที่มีความถี่สูงจึงเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานกับสัญญาณในย่านความถี่วิทยุ



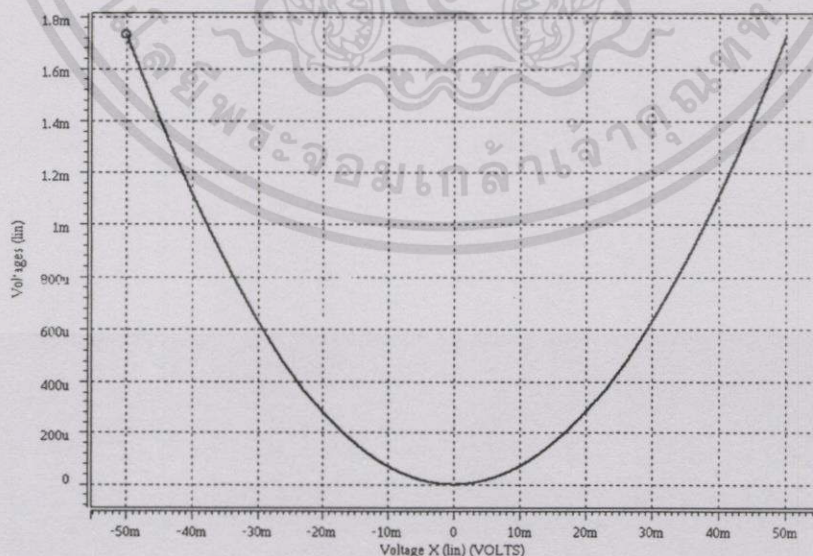
รูปที่ 4.27 ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนอินพุตขนาด 50 mV_{peak} ที่ v_{in1} ได้ความถี่ตัด 19.8 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.28 ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนอินพุตขนาด 50 mV_{peak} ที่ v_{in2} ได้ความถี่ตัด 1.42 GHz

จากรูปที่ 4.27 เป็นผลตอบสนองความถี่ทางด้านเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in1} ขนาด 50 mV แล้วปรับความถี่ และป้อน v_{in2} เป็นแรงดันไฟตรงซึ่งมีขนาดเท่ากับ v_{in1} ซึ่งได้ค่าความถี่ตัดประมาณ 19.8 MHz และในรูปที่ 4.28 เป็นผลตอบสนองความถี่ทางด้านเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2} ขนาด 50 mV แล้วปรับความถี่ ในขณะที่ให้ v_{in1} เป็นแรงดันไฟตรงซึ่งมีขนาดเท่ากับ v_{in2} ซึ่งได้ความถี่ตัดประมาณ 1.42 GHz



รูปที่ 4.29 คุณสมบัติกำลังสองของวงจรถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์หาคคุณสมบัติที่เป็นกำลังสองของวงจรถูก โดยการป้อนสัญญาณที่เหมือนกัน ทั้งสองอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงแล้วแปรค่าจากขนาด -50 mV ถึง 50 mV ซึ่งจะได้ผลความเป็นกำลังสองดังรูปที่ 4.29

4.5 บทสรุป

วงจรถูกสัญญาณแอนะล็อกที่นำเสนอออกแบบโดยใช้ฟังก์ชันการทำงานของขาเบาที่ร่วมกับขาเกตของมอสเฟตในขณะที่มอสเฟตทำงานในช่วงทำงานแบบอิมิตัว วงจรทำงานในโหมดของแรงดันจึงง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยคุณสมบัติเด่นของวงจรถูกที่ได้ทำการยืนยันผลทางทฤษฎีด้วยโปรแกรม HSIPCE ใช้แบบจำลองแบบ BSIM3 Version 3 โดยเลือกใช้แบบจำลองของบริษัทAMS (Austria Mikro Systeme Intl.) เทคโนโลยี $0.6\ \mu\text{m}$ เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ได้ผลที่สามารถสรุปได้ว่าวงจรถูกสามารถรับสัญญาณที่มีความถี่สูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อป้อนสัญญาณแรงดันทางอินพุตขาเบาหรือทางค่าน v_{in2} ได้ผลตอบสนองความถี่ถึงประมาณ 1.42 GHz ส่วนเมื่อป้อนสัญญาณแรงดันที่ขาเกตหรือ v_{in1} ได้ผลตอบสนองความถี่ถึงประมาณ 19.8 MHz ซึ่งจากคุณสมบัติที่สามารถรับสัญญาณอินพุตที่มีความถี่สูงได้นั้นจึงเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่วิทยุ อีกทั้งยังสามารถใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ำเพียง $+2.5\text{ V}$ ซึ่งเหมาะสมที่จะนำไปใช้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้แบตเตอรี่เป็นตัวจ่ายแรงดันที่มีค่าต่ำ

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจร

5.1 บทนำ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและยืนยันผล โดยการจำลองการทำงานของวงจรมุ่งที่แสดงไว้ในบทที่ 3 และ 4 แล้วนั้น ดังนั้นในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรที่ได้ทำการออกแบบว่ามีคุณสมบัติตรงตามทฤษฎีหรือไม่ โดยการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองการทำงานกับการวิเคราะห์ในทางทฤษฎีและวิเคราะห์หาจุดการทำงานของวงจรที่เหมาะสมเพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด

5.2 วิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรที่ความถี่สองเท่าโดยป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบรค

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นสิ่งที่จะต้องพิจารณาในการออกแบบหรือพัฒนางานวิจัยเพื่อให้สอดคล้องกับความต้องการของตลาดหรือกับการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งปัจจุบันมีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หลายแบบที่ใช้งานแบบพกพาหรือติดตามตัว ซึ่งอาศัยแบตเตอรี่ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เหล่านั้น ซึ่งแบตเตอรี่ที่ใช้เพื่อความสะดวกในการพกพาหรือติดตามตัวจำเป็นต้องมีขนาดเล็กนั้นก็หมายถึงจะมีค่ากำลังงานที่ต่ำ ดังนั้นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบเพื่อให้สอดคล้องกับความต้องการของตลาดคืออุปกรณ์ที่สามารถใช้กำลังงานที่ต่ำโดยวงจรที่ความถี่สองเท่าที่ออกแบบนี้จะใช้หลักการใหม่โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางขาเบรคของมอสเฟตที่จุดการทำงานในช่วงอิมิตัว ใช้แหล่งจ่ายแรงดันแบบเดียวซึ่งมีค่าต่ำเพียง 1.2 V และกระแสไบแอสให้กับมอสเฟตแต่ละตัวเพียง $10\ \mu\text{A}$ ซึ่งจะเห็นว่าวงจรที่ได้ออกแบบนี้สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการกำลังงานที่ต่ำได้และจากวงจรรูปที่ 3.2 วงจรที่ความถี่สองเท่าที่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีแรงดันกระแสตรงปะปนอยู่ด้วย ซึ่งถ้าไม่คำนึงถึงระดับแรงดันกระแสตรงทางด้านเอาต์พุตจะเห็นว่าสัญญาณความถี่สองเท่าสามารถถูกสร้างได้โดยใช้มอสเฟตเพียงสามตัวเท่านั้นเอง ถ้านำไปประยุกต์ใช้งานก็จะเป็นการลดต้นทุนและความซับซ้อนของวงจรได้สักทางหนึ่ง

ในการจำลองการทำงานของวงจรที่ความถี่สองเท่าในรูปที่ 3.3 ด้วยโปรแกรม HSPICE ใช้แบบจำลองแบบ BSIM 3 Version 3 โดยเลือกใช้แบบจำลองของบริษัท AMS (Austria Mikro Systeme Intl.) เทคโนโลยี $0.6\ \mu\text{m}$ เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งได้ผลของจุดการปฏิบัติงานและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอสเฟตแต่ละตัวดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 จุดการปฏิบัติงานของมอสเฟตแต่ละตัวของวงจรวัดความถี่สองเท่า

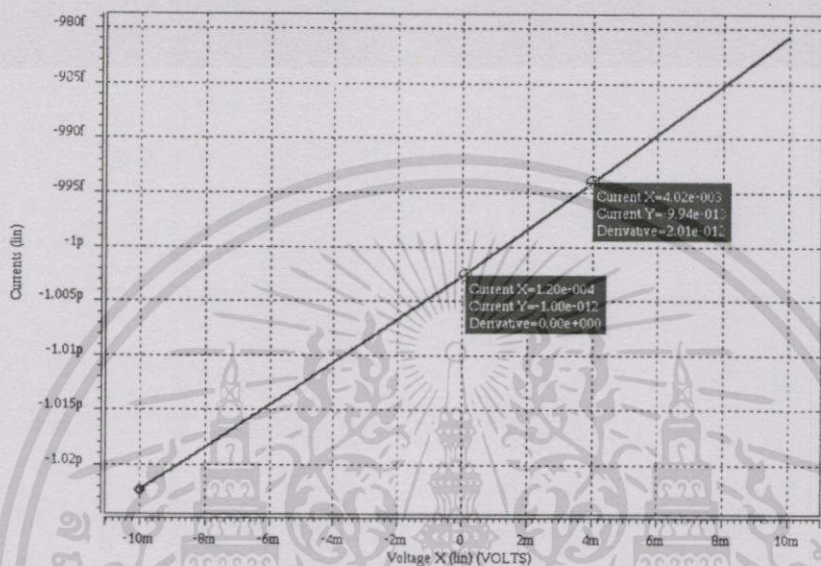
Element	0:m1	0:m2	0:m3	0:m4	0:m5
Model	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2
Id	10.0243u	10.0243u	10.0243u	10.0243u	10.0000u
Ibs	-7.699e-21	-7.699e-21	-7.699e-21	-7.699e-21	-7.680e-21
Ibd	-3.1984f	-3.1984f	-3.1984f	-3.1984f	-2.8446f
Vgs	888.9310m	888.9310m	888.9310m	888.9310m	888.9310m
Vds	999.5133m	999.5133m	999.5133m	999.5133m	888.9310m
Vbs	50.1356p	50.1356p	0.	0.	0.
Vth	848.7901m	848.7901m	848.7901m	848.7901m	848.7901m
Vdsat	75.5362m	75.5362m	75.5362m	75.5362m	75.5362m
Beta	4.1470m	4.1470m	4.1470m	4.1470m	4.1470m
gam eff	1.2784	1.2784	1.2784	1.2784	1.2784
Gm	167.9775u	167.9775u	167.9775u	167.9775u	167.6452u
Gds	214.2905n	214.2905n	214.2905n	214.2905n	226.4879n
Gmb	75.9147u	75.9147u	75.9147u	75.9147u	75.7626u
Cdtot	150.0036f	150.0036f	150.0036f	150.0036f	152.2847f
Cgtot	573.3637f	573.3637f	573.3637f	573.3637f	573.3932f
Cstot	735.6944f	735.6944f	735.6944f	735.6944f	735.6608f
Cbtot	605.8516f	605.8516f	605.8516f	605.8516f	608.1277f
Cgs	373.3243f	373.3243f	373.3243f	373.3243f	373.3616f
Cgd	34.0191f	34.0191f	34.0191f	34.0191f	34.0246f
Cgb	166.02f	166.02f	166.02f	166.02f	166.02f
Cbs	362.37f	362.37f	362.37f	362.37f	362.37f
Cbd	115.98f	115.98f	115.98f	115.98f	115.98f

5.2.1 วิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต

จากโครงสร้างการทำงานของมอสเฟตเมื่อนำขาเบ้ามาใช้งาน จะเห็นว่าลักษณะการทำงานเหมือนกันกับขาเกตของเจเฟต โดยจะใช้พื้นที่ปลอดประจุ(Depletion region) เป็นตัวกำหนดช่องทางเดินกระแสซึ่งขณะที่ป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบ้าของมอสเฟตจะเห็นว่าจากโครงสร้างของมอสเฟตจะมีพื้นที่ปลอดประจุ(Depletion region) กั้นอยู่ระหว่างบริเวณขาเบ้าหรือฐานรองกับส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของช่องทางเดินกระแส ดังนั้นจึงมีกระแสรั่วไหลน้อยมากจึงประมาณให้ความต้านทาน R_{in} มีค่าที่สูงมากเสมือนกับเปิดวงจร โดยสามารถยืนยันผลได้โดยการจำลองการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE เพื่อที่จะหาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรที่ความถี่สองเท่า โดยการแปรค่าแรงดันบริเวณอินพุตที่ขาเบ้าท์ของมอสเฟตในวงจรรูปที่ 3.3 ซึ่งได้ผลการจำลองการทำงานของวงจรดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_m เมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต V_m

โดยผลในรูปที่ 5.1 เป็นค่าความเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุตเมื่อทำการแปรค่าแรงดันอินพุตจาก -10mV ถึง 10mV ดังนั้นจึงสามารถที่จะหาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรได้จากอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต (ΔV_m) เทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต (ΔI_m) ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 R_{in} &= \frac{\Delta V_m}{\Delta I_m} = \frac{(4.02 \times 10^{-3}) - (0.12 \times 10^{-3})}{(-9.94 \times 10^{-13}) - (-10.03 \times 10^{-13})} \\
 &= \frac{3.9 \times 10^{-3}}{9 \times 10^{-15}} \\
 &= 433.33 \times 10^9 \Omega
 \end{aligned}$$

เมื่อทำการแทนค่าของอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต ΔV_m และค่าของอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต ΔI_m ที่หาได้จากรูปกราฟที่ 5.1 ลงในสมการของความต้านทานอินพุต R_{in} จะเห็นว่าค่าความต้านทานอินพุตที่ได้จะมีค่าที่สูงมาก

5.2.2 วิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุต

การหาค่าความต้านทานเอาต์พุตโดยอ้างอิงจากสมการที่ (3.16) โดยใช้ค่า $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ และนำค่าของตัวแปรจากตารางที่ 5.1 แทนลงในสมการจะได้ค่าออกมาดังนี้

$$R_{out} = \frac{r_{ds}}{2} // R_L = \frac{1}{2g_{ds}} // R_L = \left(\frac{1}{2 \times 214.291 \times 10^{-9}} \right) // (10 \times 10^3) = 9.957 \times 10^3 \Omega$$

จะเห็นว่าค่าความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าใกล้เคียงกับ R_L ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของวงจรคือสัญญาณเอาต์พุตจะถูกส่งผ่านไปยังโหลดได้มาก

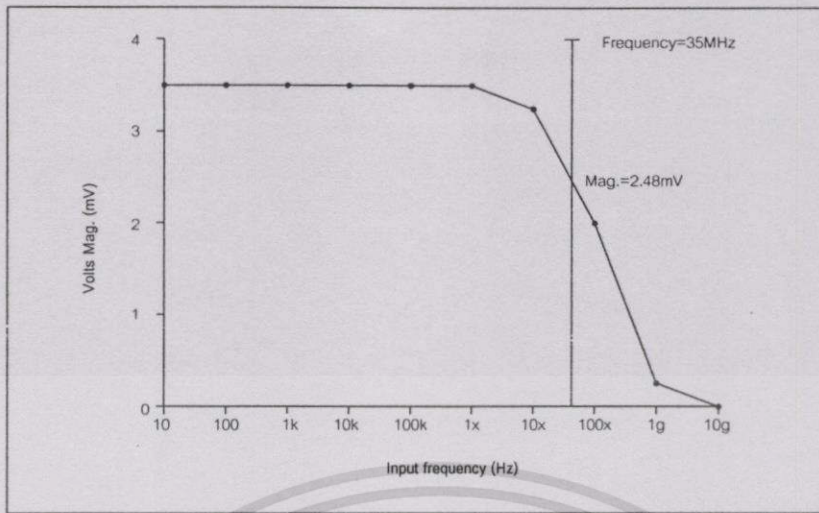
5.2.3 วิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่

การวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ความถี่สองเท่านั้นไม่สามารถที่จะหาได้โดยตรงจากโปรแกรมจำลองการทำงานในโหมดของ AC Sweep เนื่องจากในการวิเคราะห์ในโหมดของ AC Sweep นั้นจะใช้วงจรเทียบเคียงที่เป็นเชิงเส้นในการจำลองการทำงาน แต่จากคุณสมบัติการทำงานของวงจรที่ความถี่ที่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งในที่นี้ก็คือวงจรที่ให้ค่าความถี่ทางด้านเอาต์พุตไม่เท่ากับอินพุต ดังนั้นในการจำลองการทำงานของวงจรที่ความถี่สองเท่าเพื่อที่จะหาค่าความถี่ตัดนี้ จึงต้องอาศัยการวิเคราะห์ในโหมดของTransient แทน โดยการแปรค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตทีละค่าเพื่อหาขนาดของสัญญาณที่ลดต่ำลงมาจากอัตราขยายปกติ -3 เดซิเบล ซึ่งความถี่ที่จุดนี้คือความถี่ตัด โดยผลการจำลองการทำงานแสดงในตารางที่ 5.2 และในรูปที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ความถี่สองเท่า

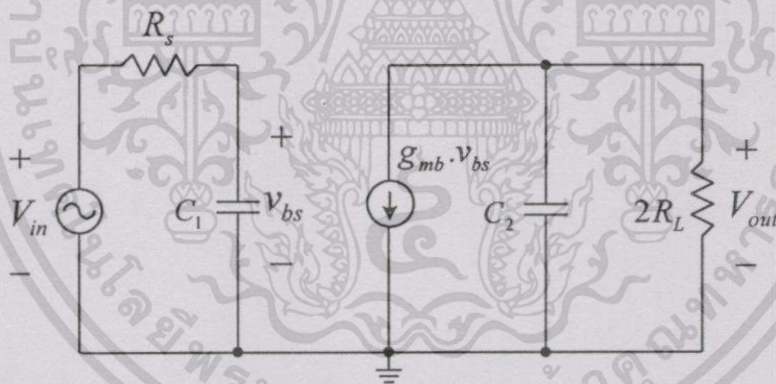
ความถี่อินพุต	ขนาดแรงดันเอาต์พุต
10 Hz	3.51 mV
100 Hz	3.51 mV
1 kHz	3.51 mV
10 kHz	3.51 mV
100 kHz	3.51 mV
1 MHz	3.51 mV
10 MHz	3.39 mV
100 MHz	2.04 mV
1 GHz	0.8 mV
10 GHz	0.01 mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 กราฟผลตอบสนองความถี่ของวงจรทวีความถี่สองเท่าเมื่อป้อนอินพุตขนาด 30 mV

จากรูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรมีค่าความถี่ตัดประมาณ 35 MHz และเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรณีกำหนดด้วยสมการ โดยการนำค่าจากตารางที่ 5.1 ในคอลัมน์ที่ 0:m1 แทนลงในสมการการหาผลตอบสนองความถี่ในหัวข้อที่ 3.3.4 ตั้งแต่สมการที่ (3.20) ถึง (3.28) ซึ่งจะได้ค่าความถี่ตัดออกมาดังนี้



รูปที่ 5.3 วงจรสมมูลสำหรับการประมาณค่าหาผลตอบสนองความถี่

$$\begin{aligned}
 C_1 &= C_{gb1} + C_{bs1} + C_{M1} \\
 &= (166.02 \times 10^{-15}) + (362.37 \times 10^{-15}) + \left\{ 1 + (2 \times 75.9147 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3) \right\} \times (115.98 \times 10^{-15}) \\
 &= 820.462 \times 10^{-15} \text{ F}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_2 &= C_{gd1} + C_{M2} \\
 &= (34.019 \times 10^{-15}) + \left\{ 1 + \left(\frac{1}{2 \times 75.9147 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3} \right) \right\} \times (115.98 \times 10^{-15}) \\
 &= 226.387 \times 10^{-15} \text{ F}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากรูปวงจรที่ 5.3 เลือกใช้ค่า $R_s = 50 \Omega$ และ $R_L = 10 k\Omega$ ดังนั้นแทนลงในสมการหาค่าความถี่ตัดได้ดังนี้

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi[C_1 R_s + 2C_2 R_L]}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi[(820.462 \times 10^{-15} \times 50) + (2 \times 226.387 \times 10^{-15} \times 10 \times 10^3)]}$$

$$\approx 34.83 \text{ MHz}$$

ดังนั้นจากการคำนวณด้วยสมการสามารถที่จะประมาณค่าความถี่ตัดของวงจรที่ความถี่สองเท่าได้ประมาณ 34.83 MHz เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานดังรูปกราฟที่ 5.2 จะเห็นว่าค่าที่ได้มีค่าที่ใกล้เคียงกัน ซึ่งช่วงความถี่ที่ได้นี้ก็จัดว่าเป็นค่าที่สูงพอสมควร

5.2.4 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางด้านอินพุตจากสมการที่(3.33)ในบทที่ 3 ดังสมการต่อไปนี้

โดยที่

$$2\phi_F - \left(\frac{V_{GS1} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2 < V_m \leq 2\phi_F$$

$$V_m(\max) = 2\phi_F$$

จากสมการที่ใช้นิยามค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในโครงสร้างของมอสเฟต[9-10]ที่ได้กำหนดรูปแบบและค่าพารามิเตอร์ต่างๆในขั้นตอนการสร้างมอสเฟต โดยจากสมการของ $2\phi_F$ สามารถที่จะหาค่าของ $V_m(\max)$ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_m(\max) = 2\phi_F = 2 \frac{k_B T}{q} \log \left(\frac{n_{sub}}{n_i} \right)$$

ซึ่ง

ϕ_F : ค่าศักย์คาบบริเวณพื้นผิวของสตรองอินเวอร์ชัน (Strong inversion surface potential; volts)

q : ขนาดของประจุอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ 1.60212×10^{-19} คูลอมบ์

k_B : ค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ $1.3806226 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$

T : ค่าของอุณหภูมิ ($^{\circ}K$)

n_{sub} : ความหนาแน่นของเนื้อสารบริเวณฐานรอง(Substrate doping concentration; cm^{-3})

n_i : ความหนาแน่นของประจุพาหะอินทรินสิค(Intrinsic carrier concentration; cm^{-3})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการของค่าพลังงานของซิลิกอนแบนด์แกป ($E_g(T)$)จะเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$E_g(T) = 1.16 - \frac{7.02 \times 10^{-4} T^2}{T + 1108}$$

ในการจำลองการทำงานนี้อยู่ที่อุณหภูมิ (T) 27°C หรือมีค่าเท่ากับ 300°K ดังนั้นจะได้

$$E_g(T) = 1.1151 \text{ J.}$$

และจากสมการของความหนาแน่นของประจุพาหะอินทรินสิค (n_i)

$$n_i = 1.45 \times 10^{10} \left(\frac{T}{300.15} \right)^{1.5} \exp \left(21.5565981 - \frac{qE_g(T)}{2k_B T} \right)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆแทนลงในสมการของ n_i จะได้ $n_i = 1.4344 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

ในแบบจำลองของมอสเฟตใช้ค่าความหนาแน่นของเนื้อสารบริเวณฐานรอง $n_{sub} = 6 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$

จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่หาได้แล้วนำไปแทนลงในสมการของ $V_m(max)$ ดังนั้นจะได้ค่า

$$V_m(max) = 0.3424 \text{ V.}$$

และจากสมการของ $V_m(min)$ จะเป็นดังนี้

$$V_m(min) = 2\phi_F - \left(\frac{V_{GS1} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2$$

โดยที่ $2\phi_F = 0.3424 \text{ V.}$

และจากการจำลองการทำงานจะได้ค่า

$$V_{GS1} = 0.8889 \text{ V.}$$

$$V_{T0} = 0.8481 \text{ V.}$$

$$\gamma = 1.2784 \text{ V}^{\frac{1}{2}}.$$

เมื่อนำค่าต่างๆข้างต้นแทนลงในสมการของ $V_m(min)$ ดังนั้นจะได้ $V_m(min) = -38.368 \text{ mV.}$

ดังนั้นจะทำให้ได้ช่วงการทำงานของสัญญาณอินพุตของวงจรที่มีความถี่สองเท่าคือ

$$-38.368 \text{ mV} \leq V_{in} \leq 38.368 \text{ mV}.$$

5.2.5 วิเคราะห์ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม

การวิเคราะห์หาค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมหรือการหาค่าความผิดเพี้ยนไปของสัญญาณเอาต์พุต โดยอาศัยสมการทางคณิตศาสตร์จะแสดงได้ว่าสัญญาณรูปไซน์ที่มีการผิดเพี้ยนทางด้านขนาดแอมพลิจูดจะประกอบด้วยสัญญาณรูปไซน์ที่เป็นความถี่หลักมรวมอยู่กับสัญญาณความถี่ฮาร์มอนิกต่างๆของมัน ซึ่งสามารถที่จะหาความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมได้จากสมการต่อไปนี้

$$THD = \frac{\sqrt{\sum (\text{harmonics})^2}}{\text{fundamental}} \times 100(\%) = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2}}{E_1} \times 100(\%)$$

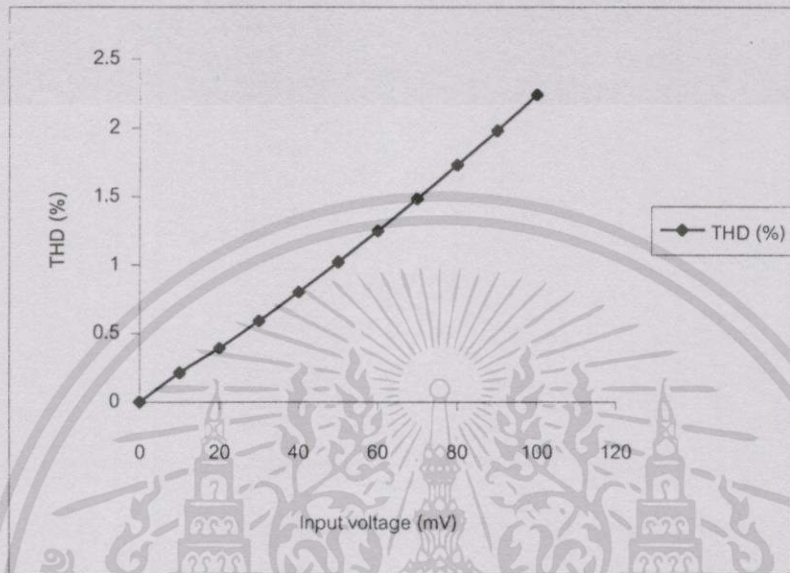
โดยที่ THD คือค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม
 E_1 คือขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่หลักม
 E_2, E_3, \dots, E_n คือขนาดแอมพลิจูดของแต่ละฮาร์มอนิก

ตารางที่ 5.3 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

ขนาดอินพุต	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	THD (%)
10mV	200.32u	423.09n	70.257n	29.905n	26.061n	16.671n	14.257n	0.215
20mV	790.44u	3.085u	380.3n	119.1n	84.4n	42.2n	33.21n	0.393
30mV	1.754m	10.321u	1.183u	342.93n	209.29n	98.29n	70.877n	0.592
40mV	3.076m	24.526u	2.733u	771.04n	429.01n	199.39n	137.04n	0.802
50mV	4.739m	48.122u	5.283u	1.466u	765.10n	354.08n	234.24n	1.022
60mV	6.726m	83.542u	9.101u	2.498u	1.242u	574.09n	368.31n	1.250
70mV	9.022m	133.19u	14.466u	3.933u	1.887u	871.22n	545.16n	1.485
80mV	11.60m	199.47u	21.684u	5.855u	2.736u	1.270u	783.05n	1.729
90mV	14.47m	284.63u	31.041u	8.316u	3.794u	1.760u	1.066u	1.979
0.1V	17.59m	390.92u	42.870u	11.397u	5.098u	2.364u	1.411u	2.236

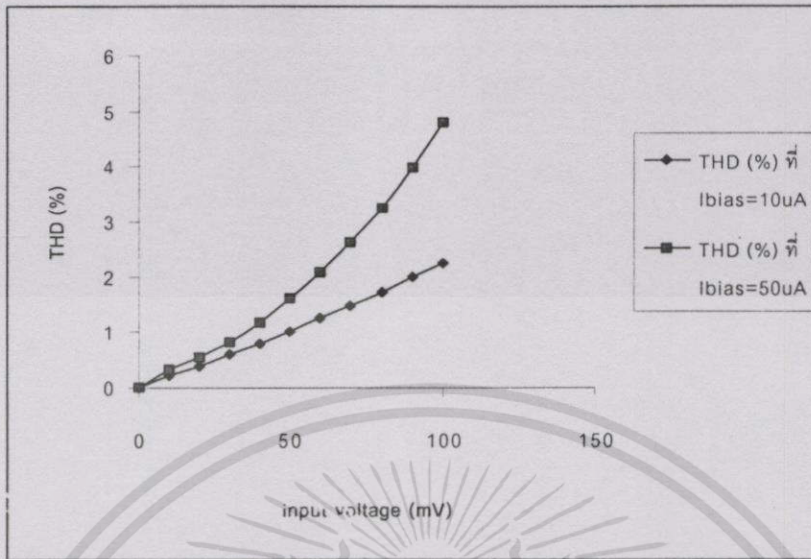
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 5.3 เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตมีความถี่ 10 kHz แล้วทำการแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุตเพื่อที่จะหาค่าของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม แล้วนำค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ได้มาเขียนเป็นกราฟเมื่อทำการแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุตจะได้รูปกราฟออกมาดังรูปที่ 5.4



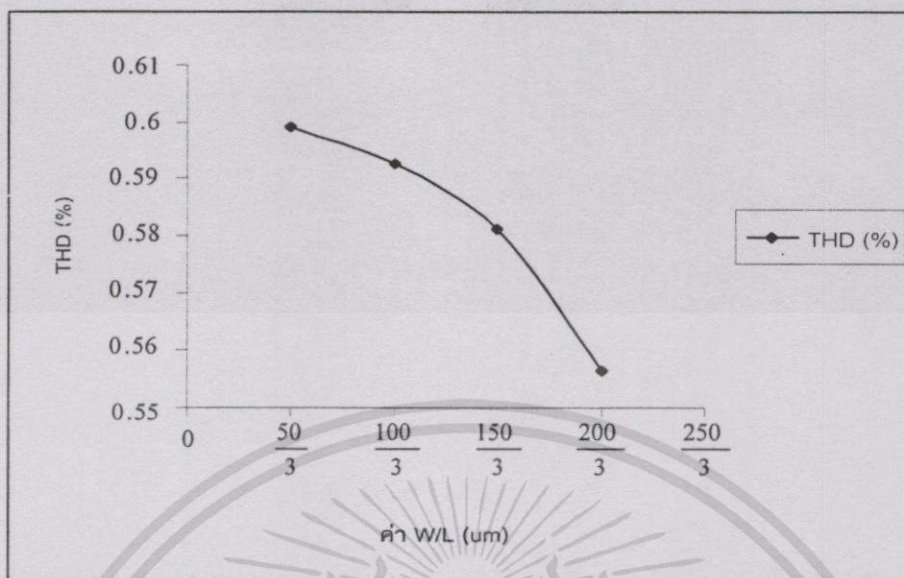
รูปที่ 5.4 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต

จากตารางที่ 5.3 และรูปกราฟที่ 5.4 จะเห็นว่าค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมจะมีค่าที่เพิ่มขึ้นตามขนาดของสัญญาณอินพุตที่เพิ่มขึ้นแบบต่อเนื่อง ซึ่งสามารถที่จะอ้างอิงได้จากสมการที่ (3.8) ถึง (3.13) คือสัญญาณอินพุตจะถูกจัดรูปให้อยู่ในรูปกำลังสองได้โดยการประมาณค่าจากสมการที่ (3.11) โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตมีค่าน้อยกว่าหนึ่งมากๆ ซึ่งทำให้เทอมของฮาร์มอนิกเลขคู่ตั้งแต่อันดับสี่ขึ้นไปจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นจึงจะสามารถประมาณสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ว่ามีองค์ประกอบของกำลังสองเพียงอย่างเดียว แต่ในความเป็นจริงแล้วจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ นั้นยังมีส่วนของฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการปะปนมาด้วยทำให้สัญญาณเกิดความเพี้ยนขึ้น ดังนั้นเพื่อที่จะให้ได้ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณหรือค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมมีค่าต่ำจึงจำเป็นต้องป้อนสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็ก โดยในที่นี้จะเห็นว่าถ้าต้องการสัญญาณเอาต์พุตที่มีความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ต่ำกว่า 1% จะต้องป้อนสัญญาณอินพุตที่มีขนาดต่ำกว่า 50 mV

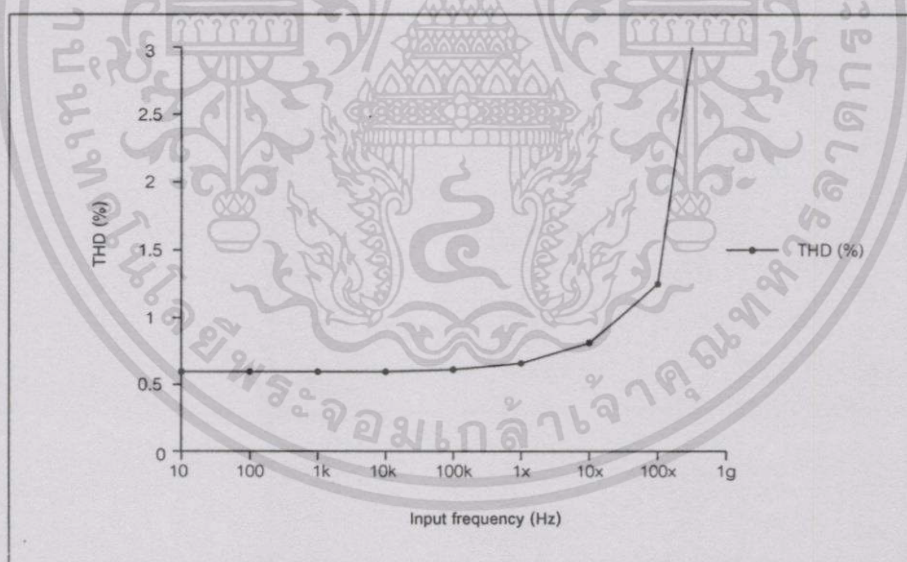


รูปที่ 5.5 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุตและเปรียบเทียบผลกระทบของกระแสไบแอส

จากรูปที่ 5.5 เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตมีความถี่ 10 kHz แล้วแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุตเปรียบเทียบกันระหว่างที่กระแสไบแอส $10 \mu A$ และที่กระแสไบแอส $50 \mu A$ จะเห็นว่าค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากกระแสไบแอส $50 \mu A$ จะให้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่สูงกว่าการจ่ายกระแสไบแอส $10 \mu A$ ดังนั้นในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงจะต้องคำนึงถึงค่ากระแสไบแอสที่เหมาะสมด้วยนั่นก็คือการกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟตที่เหมาะสมนั่นเอง โดยจากวงจรเมื่อกำหนดค่าแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ไว้ $+1.2V$ จะเห็นว่าถ้าปรับค่าแหล่งจ่ายกระแสไบแอสเพิ่มขึ้นไปเรื่อยๆจะทำให้การทำงานของมอสเฟตเข้าสู่ช่วงการทำงานแบบเชิงเส้นและทำให้เกิดความเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่าสูงขึ้นด้วย แต่ถ้าทำการลดค่ากระแสไบแอสมากเกินไปจะทำให้อัตราขยายของวงจรต่ำเกินไปซึ่งจะนำไปประยุกต์ใช้งานจริงไม่ได้ ดังนั้นในการปรับค่าอัตราขยายของวงจรจะใช้วิธีการปรับจากขนาดอัตราส่วนของ $\frac{W}{L}$ ซึ่งจะพิจารณาจากรูปที่ 5.6 จะเห็นว่าเมื่อปรับขนาดอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ เพิ่มขึ้นแล้วนอกจากจะได้อัตราขยายที่เพิ่มขึ้นแล้วผลที่ได้ยังทำให้ความเพี้ยนฮาร์มอนิกลดลงด้วย แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอยู่คือถ้าทำการปรับค่า $\frac{W}{L}$ เพิ่มมากขึ้นจะทำให้แรงดันที่เกตและซอร์ส V_{GS} มีค่าลดลงซึ่งจะทำให้การทำงานของมอสเฟตเข้าสู่ช่วงที่หยุดทำงาน (Cutoff region) ได้



รูปที่ 5.6 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอสเฟต



รูปที่ 5.7 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าความถี่ของสัญญาณอินพุต

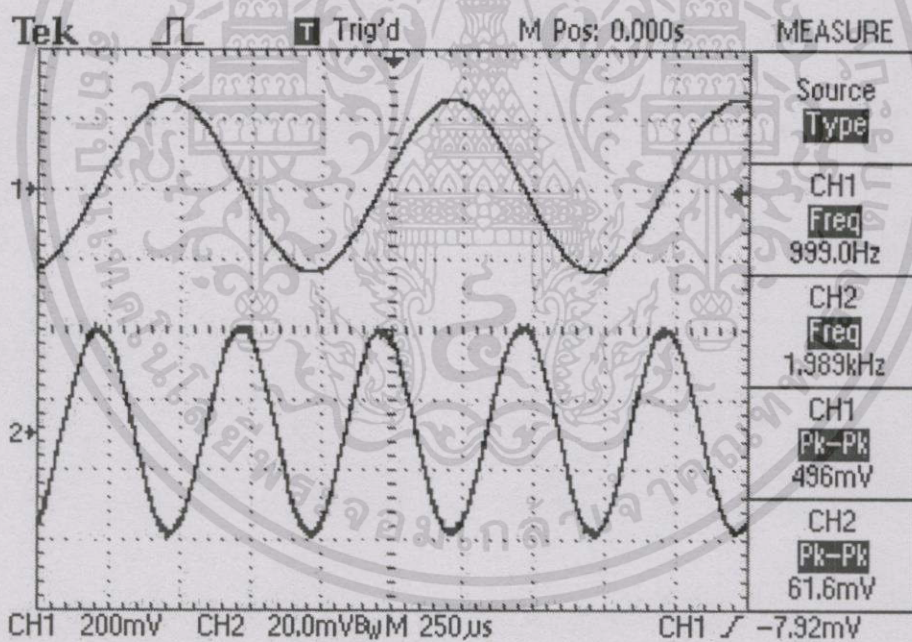
จากรูปที่ 5.7 เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตมีขนาด 30 mV แล้วทำการแปรค่าความถี่จะพบว่าที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตต่ำกว่าประมาณ 30 MHz จะมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

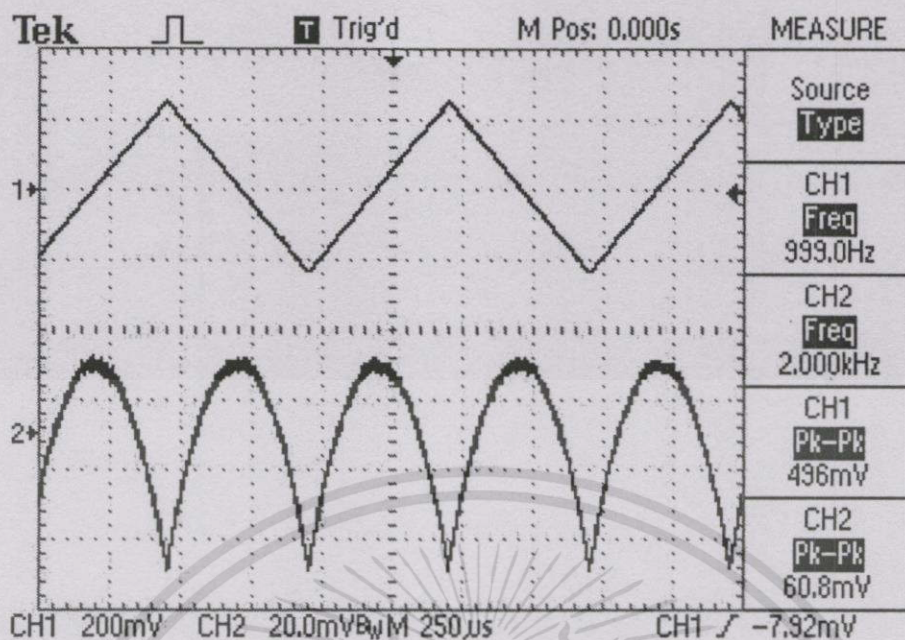
กว่า 1% ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตจะมีความถี่เพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่เข้าใกล้ความถี่ตัด

5.2.6 การทดลองต่อวงจรจริงของวงจรที่มีความถี่สองเท่า

การทดลองต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CD4007UB ซึ่งเป็นไอซีประเภทDual Complementary Pair Plus Inverter ที่มีโครงสร้างภายในเหมือนกันกับเบอร์ MC14007UB โดยจะประยุกต์ใช้มอสเฟตตัวที่มีส่วนขาเบรทที่ต่อออกมาภายนอกด้วย ซึ่งจากการนำมอสเฟตจากไอซีเหล่านี้มาใช้จะทำให้การต่อวงจรจริงจะต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าอุปกรณ์, แหล่งจ่ายกระแสและแหล่งจ่ายแรงดันที่เหมาะสมเพื่อที่จะให้มอสเฟตสามารถทำงานได้ เนื่องจากในการต่อวงจรจริงนี้ใช้มอสเฟตที่เป็นเทคโนโลยีที่แตกต่างกับในแบบจำลองการทำงานที่ใช้โปรแกรมในคอมพิวเตอร์ ดังนั้นจากวงจรในรูปที่ 3.3 เมื่อนำมาต่อวงจรจริงจะใช้ค่า $R_L = 1\text{ k}\Omega$, แหล่งจ่ายกระแสไบแอส $300\ \mu\text{A}$ และแหล่งจ่ายแรงดัน $+5\text{ V}$ ซึ่งได้ผลการทดลองออกมามีรูปที่ 5.8 และรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.8 สัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณไซน์เปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นความถี่สองเท่า



รูปที่ 5.9 สัญญาณอินพุตที่เป็นรูปสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต

จากผลการทดลองรูปที่ 5.8 รูปบนเป็นสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ป้อนเข้าสู่วงจรที่มีความถี่สองเท่า มีขนาด 500 mV และความถี่ 1 kHz ซึ่งจะได้สัญญาณเอาต์พุตคั้งรูปล่างที่มีขนาดประมาณ 60 mV ที่ความถี่ 2 kHz

จากรูปที่ 5.9 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปสามเหลี่ยมดังรูปบน จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นรูปพาราโบลาคั้งรูปล่าง

5.3 วิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ขาเบ้าท์และขาเกตเป็นอินพุตของสัญญาณ

ในการจำลองการทำงานของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ขาเบ้าท์และขาเกตเป็นอินพุตของสัญญาณร่วมกันในรูปที่ 4.5 ด้วยโปรแกรม HSPICE ซึ่งได้ผลของจุดการปฏิบัติงานของมอสเฟตแต่ละตัวดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 จุดการปฏิบัติงานของมอสเฟตแต่ละตัวของวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก

Element	0:m1	0:m2	0:m3	0:m4	0:m5	0:m6
Model	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2
Id	10.0000u	297.4040u	297.4040u	297.4040u	10.0000u	297.4040u
Ibs	-7.680e-21	-2.284e-19	-2.284e-19	-2.284e-19	-7.680e-21	-2.284e-19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 (ต่อ)

Element	0:m1	0:m2	0:m3	0:m4	0:m5	0:m6
Model	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2
Ibd	-3.3953f	-6.402e-16	-6.402e-16	-6.402e-16	-3.3953f	-6.402e-16
Vgs	848.8268m	1.6778	1.6778	1.6778	848.8268m	1.6778
Vds	848.8268m	1.3104	1.3104	1.3104	848.8268m	1.3104
Vbs	0.	0.	131.1024p	131.1024p	0.	0.
Vth	848.6494m	851.6233m	851.6233m	851.6233m	848.6494m	851.6233m
Vdsat	60.8098m	570.8276m	570.8276m	570.8276m	60.8098m	570.8276m
Beta	8.2217m	1.2722m	1.2722m	1.2722m	8.2217m	1.2722m
Gam eff	1.2784	1.2784	1.2784	1.2784	1.2784	1.2784
Gm	190.3963u	650.3696u	650.3696u	650.3696u	190.3963u	650.3696u
Gds	352.2373n	5.5788u	5.5788u	5.5788u	352.2373n	5.5788u
Gmb	86.5070u	251.7722u	251.7722u	251.7722u	86.5070u	251.7722u
Cdtot	191.1148f	29.9033f	29.9033f	29.9033f	191.1148f	29.9033f
Cgtot	420.1056f	86.0487f	86.0487f	86.0487f	420.1056f	86.0487f
Cstot	513.5940f	132.8329f	132.8329f	132.8329f	513.5940f	132.8329f
Cbtot	587.0741f	95.3294f	95.3294f	95.3294f	587.0741f	95.3294f
Cgs	215.2551f	66.4623f	66.4623f	66.4623f	215.2551f	66.4623f
Cgd	42.5124f	6.8605f	6.8605f	6.8605f	42.5124f	6.8605f
Cgb	162.3381f	12.7259f	12.7259f	12.7259f	162.3381f	12.7259f
Cbs	298.3389f	66.3706f	66.3706f	66.3706f	298.3389f	66.3706f
Cbd	148.6024f	23.0428f	23.0428f	23.0428f	148.6024f	23.0428f
Element	0:m7	0:m8	0:m9	0:m10	0:m11	0:m12
Model	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:pes2	0:pes2
Id	297.4040u	297.4040u	297.4040u	297.4040u	-10.0000u	-10.0000u
Ibs	-2.284e-19	-2.284e-19	-2.284e-19	-2.284e-19	1.536e-20	1.536e-20
Ibd	-6.402e-16	-6.402e-16	-6.402e-16	-6.402e-16	10.6105f	10.6105f
Vgs	1.6778	1.6778	1.6778	1.6778	-828.944m	-828.944m
Vds	1.3104	1.3104	1.3104	1.3104	-828.944m	-828.944m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 (ต่อ)

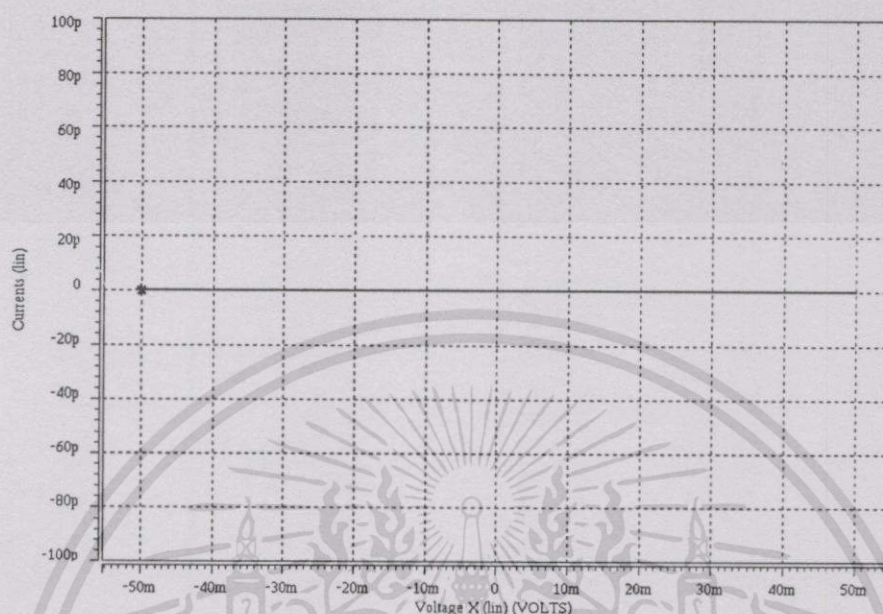
Element	0:m7	0:m8	0:m9	0:m10	0:m11	0:m12
Model	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:mes2	0:pes2	0:pes2
Vbs	0.	131.1024p	131.1024p	0.	0.	0.
Vth	851.6233m	851.6233m	851.6233m	851.6233m	-821.752m	-821.752m
Vdsat	570.8276m	570.8276m	570.8276m	570.8276m	-75.6647m	-75.6647m
Beta	1.2722m	1.2722m	1.2722m	1.2722m	6.5520m	6.5520m
Gam eff	1.2784	1.2784	1.2784	1.2784	592.0652m	592.0652m
Gm	650.3696u	650.3696u	650.3696u	650.3696u	199.8074u	199.8074u
Gds	5.5788u	5.5788u	5.5788u	5.5788u	466.4083n	466.4083n
Gmb	251.7722u	251.7722u	251.7722u	251.7722u	58.9185u	58.9185u
Cdtot	29.9033f	29.9033f	29.9033f	29.9033f	647.6621f	647.6621f
Cgtot	86.0487f	86.0487f	86.0487f	86.0487f	1.2784p	1.2784p
Cstot	132.8329f	132.8329f	132.8329f	132.8329f	1.7347p	1.7347p
Cbtot	95.3294f	95.3294f	95.3294f	95.3294f	1.7019p	1.7019p
Cgs	66.4623f	66.4623f	66.4623f	66.4623f	820.2802f	820.2802f
Cgd	6.8605f	6.8605f	6.8605f	6.8605f	135.9124f	135.9124f
Cgb	12.7259f	12.7259f	12.7259f	12.7259f	322.2074f	322.2074f
Cbs	66.3706f	66.3706f	66.3706f	66.3706f	914.4198f	914.4198f
Cbd	23.0428f	23.0428f	23.0428f	23.0428f	511.7497f	511.7497f

5.3.1 วิเคราะห์หาความต้านทานอินพุต

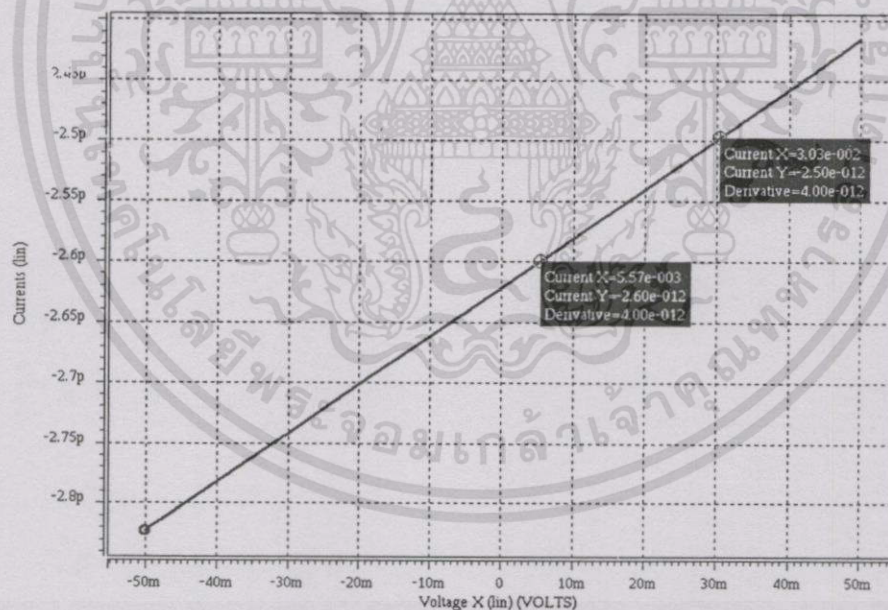
จากโครงสร้างของวงจรคุณลักษณะแอมป์ที่ออกแบบจะประกอบด้วยอินพุตสองสัญญาณ ดังนั้นในการพิจารณาค่าความต้านทานอินพุตจะพิจารณาสองจุดด้วยกันคือ จุดแรกคือเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเกตซึ่งกำหนดให้เป็น R_{m1} ส่วนจุดที่สองคือเมื่อป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบสซึ่งกำหนดให้เป็น R_{m2}

โดยทั่วไปแล้วในขณะที่ป้อนอินพุตเข้าที่บริเวณขาเกตของมอสเฟตจะเห็นว่าค่าความต้านทานอินพุตมีค่าสูงมากหรือจะมีกระแสรั่วไหลที่บริเวณขาเกตมีค่าน้อยมากจึงประมาณให้เป็นศูนย์ ดังนั้นความต้านทานอินพุตที่ขาเกตจึงมีค่าที่สูงมากเสมือนเปิดวงจร โดยยืนยันผลจากการจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.5 ด้วยโปรแกรม HSPICE ซึ่งได้ผลออกมาดังรูปที่ 5.10 เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแสอินพุต I_{m1} เมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต V_{m1} จะเห็นว่าค่ากระแสอินพุต

I_{m1} จะมีค่าเป็นศูนย์ถึงแม้ว่าสัญญาณอินพุตจะมีค่าที่เปลี่ยนไป จึงสามารถที่จะสรุปได้ว่าความต้านทานอินพุต R_{m1} มีค่าที่สูงมากเสมือนเปิดวงจร



รูปที่ 5.10 ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_{m1} เมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต V_{m1}



รูปที่ 5.11 ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_{m2} เมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต V_{m2}

จากรูปที่ 5.11 เป็นค่าความเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต I_{m2} เมื่อทำการแปรค่าแรงดันอินพุต V_{m2} จาก $-50mV$ ถึง $50mV$ ดังนั้นสามารถที่จะหาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต (ΔV_{in2}) เทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต (ΔI_{in2}) ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} R_{in2} &= \frac{\Delta V_{in2}}{\Delta I_{in2}} = \frac{(30.3 \times 10^{-3}) - (5.57 \times 10^{-3})}{(-2.5 \times 10^{-12}) - (-2.6 \times 10^{-12})} \\ &= \frac{24.73 \times 10^{-3}}{100 \times 10^{-15}} \\ &= 247.3 \times 10^9 \Omega \end{aligned}$$

เมื่อทำการแทนค่าของอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต ΔV_{in2} และค่าของอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต ΔI_{in2} ที่ได้จากรูปกราฟที่ 5.11 ลงในสมการของความต้านทานอินพุต R_{in2} จะเห็นว่าค่าความต้านทานอินพุตที่ได้จะมีค่าที่สูงมากเช่นกัน

5.3.2 วิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุต

การหาค่าความต้านทานเอาต์พุตโดยแทนค่าตัวเลขจากตารางที่ 5.4 ลงในสมการที่ (4.24) ซึ่งจากวงจรใช้ค่า $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่าความต้านทานเอาต์พุตออกมาดังนี้

$$R_{out} = 2 \left(\frac{r_{ds}}{4} \parallel R_L \right) = 2 \left(\frac{1}{4g_{ds}} \parallel R_L \right) = 2 \left(\frac{1}{4 \times 5.5788 \times 10^{-6}} \parallel (1 \times 10^3) \right) = 1.956 \times 10^3 \Omega$$

จะเห็นว่าค่าความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าใกล้เคียงกับ $2R_L$ หรือมีค่าใกล้เคียงกับความต้านทานอินพุตของระบบถัดไป ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของวงจรคือสัญญาณเอาต์พุตจะถูกส่งผ่านไปยังระบบถัดไปได้มาก โดยที่การลดทอนค่า

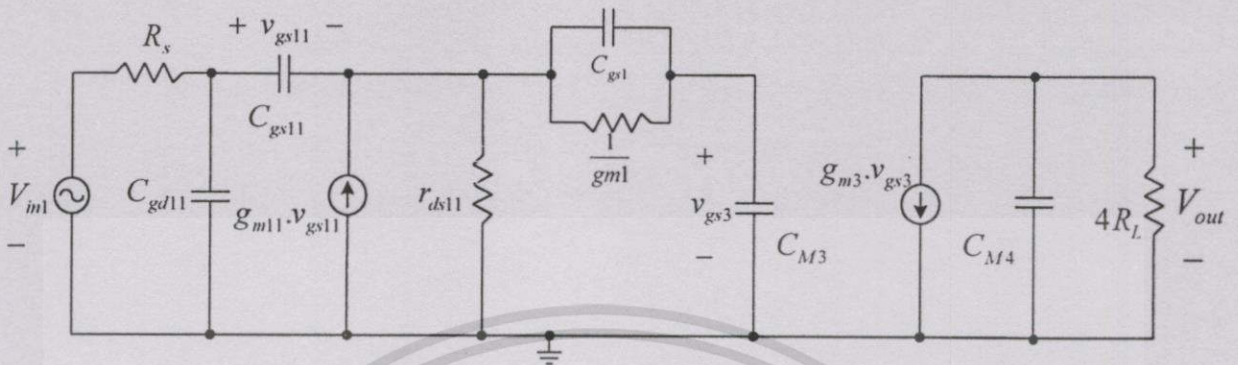
5.3.3 วิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 4 ในส่วนการหาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ดังนั้นในหัวข้อนี้ก็จะแยกการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วนเช่นเดียวกัน

5.3.3.1 วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{in1}

การวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบจากการวิเคราะห์ด้วยสมการและการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมจำลองการทำงาน โดยจากการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE ในบทที่ 4 ซึ่งได้ผลตอบสนองความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in1} ดังรูปที่ 4.27 โดยจะเห็นว่าค่าความถี่ตัดมีค่าประมาณ 19.8 MHz และเมื่อนำค่าตัวเลขจากตารางที่ 5.4 ในคอลัมน์ที่ 0:m1, 0:m3 และ 0:m11 แทนลงในสมการที่ได้จากการคำนวณผลตอบสนองความถี่ด้วย

สมการของหัวข้อที่ 4.3.4.1 ในบทที่ 4 จากสมการที่ (4.25) ถึง (4.32) จะได้ค่าความถี่ตัด เมื่อป้อน สัญญาณอินพุต v_{in1} ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.12 วงจรสมมูลสำหรับการประมาณค่าหาผลคูณสองความถี่ของวงจรคูณเมื่อป้อน สัญญาณอินพุต v_{in1}

$$\begin{aligned} C_{M3} &= (1 + 4g_{m3} \cdot R_L)C_{gd3} + C_{gv3} + C_{gv2} \\ &= \left[1 + (4 \times 650.3696 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^3) \right] \times 6.8605 \times 10^{-15} + (66.4623 \times 10^{-15}) + (66.4623 \times 10^{-15}) \\ &= 157.6325 \times 10^{-15} \text{ F.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{M4} &= \left(1 + \frac{1}{4g_{m3} \cdot R_L} \right) C_{gd3} \\ &= \left[1 + \frac{1}{(4 \times 650.3696 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^3)} \right] \times 6.8605 \times 10^{-15} \\ &= 9.4977 \times 10^{-15} \text{ F.} \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \tau_1 &= C_{gv11} \left(\frac{R_s + r_{ds11}}{1 + g_{m11} r_{ds11}} \right) \\ &= 820.2802 \times 10^{-15} \times \left[\frac{50 + 2.144 \times 10^6}{1 + (199.8074 \times 10^{-6} \times 2.144 \times 10^6)} \right] \\ &= 4.0959 \times 10^{-9} \text{ Sec.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau_2 &= C_{gd11} R_s \\ &= 135.9124 \times 10^{-15} \times 50 \\ &= 6.7956 \times 10^{-12} \text{ Sec.} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\tau_3 &= C_{gs1} \left(\frac{1}{gm_1} \right) \\ &= 215.2551 \times 10^{-15} \times \left(\frac{1}{190.3963 \times 10^{-6}} \right) \\ &= 1.1306 \times 10^{-9} \text{ Sec.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tau_4 &= C_{M3} \left(\frac{1}{gm_1} + \frac{1}{gm_{11}} \right) \\ &= 157.6325 \times 10^{-15} \times \left(\frac{1}{190.3963 \times 10^{-6}} + \frac{1}{199.8074 \times 10^{-6}} \right) \\ &= 1.6168 \times 10^{-9} \text{ Sec.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tau_5 &= 4C_{M4}R_L \\ &= 4 \times 9.4977 \times 10^{-15} \times 1 \times 10^3 \\ &= 37.9908 \times 10^{-12} \text{ Sec.}\end{aligned}$$

ดังนั้นจากค่าคงตัวเวลาขณะเปิดวงจร (Open-circuit time constants) ที่หาได้นำมาแทนค่าเพื่อประมาณค่าหาความถี่ตัดได้ดังต่อไปนี้

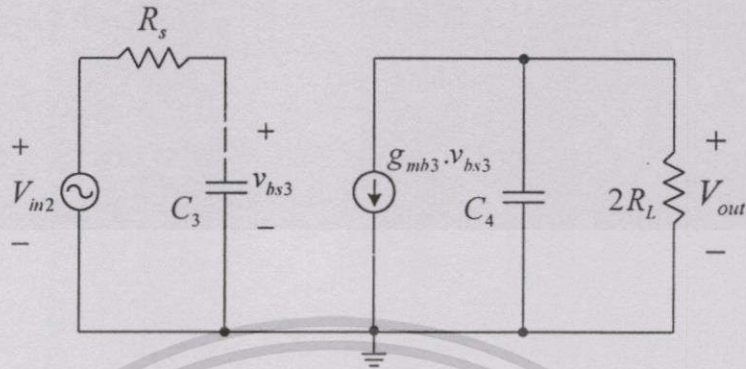
$$\begin{aligned}f_c &\approx \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4 + \tau_5)} \\ &\approx 23.11 \text{ MHz}\end{aligned}$$

5.3.3.2 วิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2}

จากการทดลองจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE ในบทที่ 4 ซึ่งได้ผลตอบสนองความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2} ดังรูปที่ 4.28 โดยจะเห็นว่า มีผลตอบสนองความถี่ที่สูงมากโดยค่าความถี่ตัดประมาณ 1.42 GHz เหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานกับการประมวลผลสัญญาณในแถบความถี่วิทยุ (Radio frequency) ซึ่งในการวิเคราะห์ผลตอบสนองความถี่ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบจากการวิเคราะห์ด้วยสมการและการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมจำลองการทำงานเช่นเดียวกัน

โดยจากหัวข้อที่ 4.3.4.2 ได้ทำการวิเคราะห์หาผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2} ด้วยสมการแล้วนำค่าตัวเลขที่ได้จากตารางที่ 4 ในคอลัมน์ที่ 0:m3 แทนลงตั้ง

แต่ในสมการที่ (4.33) ถึง (4.39) เพื่อที่จะหาค่าความถี่ตัดของวงจรเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ v_{in2} ดังนี้



รูปที่ 5.13 วงจรสมมูลสำหรับการประมาณค่าหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรคูณเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2}

ดังนั้น

$$\begin{aligned} C_3 &= C_{gb3} + C_{bs3} + C_{M5} \\ &= (12.7259 \times 10^{-15}) + (66.3706 \times 10^{-15}) + \left\{ 1 + (2 \times 251.7722 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^3) \right\} \times (23.0428 \times 10^{-15}) \\ &= 113.7424 \times 10^{-15} \text{ F.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_4 &= C_{gd3} + C_{M6} \\ &= (6.8605 \times 10^{-15}) + \left\{ 1 + \left(\frac{1}{2 \times 251.7722 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^3} \right) \right\} \times (23.0428 \times 10^{-15}) \\ &= 75.6645 \times 10^{-15} \text{ F.} \end{aligned}$$

ซึ่งจากรูปวงจรที่ 5.13 เลือกใช้ค่า $R_s = 50 \Omega$ และ $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นแทนลงในสมการหาค่าความถี่ตัดได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f_c &\approx \frac{1}{2\pi [C_3 R_s + 2C_4 R_L]} \\ &\approx \frac{1}{2\pi [(113.7424 \times 10^{-15} \times 50) + (2 \times 75.6645 \times 10^{-15} \times 1 \times 10^3)]} \\ &\approx 1.014 \text{ GHz} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากการคำนวณด้วยสมการสามารที่จะประมาณค่าความถี่ตัดของวงจรถูก สัญญาณแอนะล็อกเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2} ได้ประมาณ 1.014 GHz เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE ดังรูปกราฟที่ 4.28 จะเห็นว่าค่าความถี่ตัดที่ได้มีค่าแตกต่างกันบ้างไม่มากนักเนื่องจากค่าผลลัพธ์ที่ได้เป็นค่าที่ได้จากการประมาณ

5.3.4 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต

5.3.4.1 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{in1}

การวิเคราะห์หาช่วงการปฏิบัติงานของวงจรถูกสัญญาณแอนะล็อก โดยการพิจารณาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{in1} จากสมการที่ (4.47) เป็นช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{in1} คือ

$$V_{TH11} \leq V_{in1} \leq V_{DD} + \sqrt{\frac{2L_{11}I_{BIAS}}{k'_{11}W_{11}}} - \sqrt{\frac{2L_1I_{BIAS}}{k'_1W_1}} + V_{TH11} - V_{TH1} + V_{TH3} - V_{RL}$$

ซึ่งจะได้ช่วงปฏิบัติงานทางด้านอินพุตสูงสุดจากสมการที่(4.44)คือ

$$V_{in1}(max) = V_{DD} + \sqrt{\frac{2L_{11}I_{BIAS}}{k'_{11}W_{11}}} - \sqrt{\frac{2L_1I_{BIAS}}{k'_1W_1}} + V_{TH11} - V_{TH1} + V_{TH3} - V_{RL}$$

จากการจำลองการทำงานของวงจรถูกใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสมการ $V_{in1}(max)$ ดังต่อไปนี้

$$V_{DD} = 2.5 \text{ V}, \quad I_{BIAS} = 10 \mu\text{A}$$

$$V_{GS11} = \sqrt{\frac{2L_{11}I_{BIAS}}{k'_{11}W_{11}}} + V_{TH11} = -0.8289 \text{ V}.$$

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2L_1I_{BIAS}}{k'_1W_1}} + V_{TH1} = 0.8488 \text{ V}.$$

$$V_{TH3} = 0.8516 \text{ V}, \text{ และ } V_{RL} = 1.1896 \text{ V}.$$

เมื่อทำการแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงในสมการ $V_{in1}(max)$ ดังนั้นจะได้ช่วงการปฏิบัติงานสูงสุดของอินพุต v_{in1} คือ $V_{in1}(max) = 0.4842 \text{ V}$.

พิจารณาช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุตต่ำสุด $V_{in1}(min)$ จากสมการที่ (4.46) ดังนี้

$$V_{in1}(min) = V_{TH11}$$

ซึ่ง $V_{TH11} = -0.8289 \text{ mV}$. ดังนั้น $V_{in1}(min) = -0.8289 \text{ mV}$. เช่นกัน

ดังนั้นทำให้ได้ช่วงการปฏิบัติงานของสัญญาณอินพุต v_{in1} ของวงจรถูกสัญญาณแอนะล็อกคือ

$$-0.4842 V. \leq V_{m1} \leq 0.4842 V.$$

5.3.4.2 วิเคราะห์ช่วงการปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{m2}

จากการวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานทางด้านอินพุต v_{m2} ด้วยสมการที่ได้หาไว้ในบทที่ 4 จากสมการที่ (4.52) ดังสมการต่อไปนี้

$$2\phi_F - \left(\frac{V_{GS3} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2 < V_{m2} \leq 2\phi_F$$

ซึ่ง

$$V_{m2}(max) = 2\phi_F$$

จากสมการที่ใช้นิยามค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในโครงสร้างของมอสเฟต [9-10] ที่ได้กำหนดรูปแบบและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในขั้นตอนการสร้างมอสเฟต โดยจากสมการของ $2\phi_F$ สามารถที่จะหาค่าของ $V_{m2}(max)$ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{m2}(max) = 2\phi_F = 2 \frac{k_B T}{q} \log \left(\frac{n_{sub}}{n_i} \right)$$

ในการจำลองการทำงานนี้อยู่ที่อุณหภูมิ (T) $27^\circ C$ หรือมีค่าเท่ากับ $300^\circ K$ ดังนั้นสามารถที่จะหาค่าพลังงานของซิลิกอนแบนด์แกป ($E_g(T)$) ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} E_g(T) &= 1.16 - \frac{7.02 \times 10^{-4} T^2}{T + 1108} \\ &= 1.16 - \frac{7.02 \times 10^{-4} \times 300^2}{300 + 1108} \\ &= 1.1151 \text{ J.} \end{aligned}$$

และจากสมการของความหนาแน่นของประจุพาหะอินทรินสิค (n_i)

$$n_i = 1.45 \times 10^{10} \left(\frac{T}{300.15} \right)^{1.5} \exp \left(21.5565981 - \frac{qE_g(T)}{2k_B T} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แทนลงในสมการของ n , จะได้ $n_i = 1.4344 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
 ในแบบจำลองของมอสเฟตใช้ค่าความหนาแน่นของเนื้อสารบริเวณฐานรอง $n_{sub} = 6 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$
 จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่หาได้แล้วนำไปแทนลงในสมการของ $V_{m2}(max)$ ซึ่งได้ค่า
 $V_{m2}(max) = 0.3424 \text{ V}$. และจากสมการของ $V_{m2}(min)$ จะเป็นดังนี้

$$V_{m2}(min) = 2\phi_F - \left(\frac{V_{GS1} - V_{T0}}{\gamma} + \sqrt{2\phi_F} \right)^2$$

ซึ่ง $2\phi_F = 0.3424 \text{ V}$.

และจากการจำลองการทำงานของวงจรซึ่งได้ค่า

$$V_{GS3} = 1.6778 \text{ V}$$

$$V_{T0} = 0.8481 \text{ V}$$

$$\gamma = 1.2784 \text{ V}^{\frac{1}{2}}$$

เมื่อนำค่าต่างๆข้างต้นแทนลงในสมการของ $V_{m2}(min)$ ซึ่งจะได้ $V_{m2}(min) = -1.1808 \text{ V}$.
 ดังนั้นจะได้ช่วงการปฏิบัติงานของสัญญาณอินพุต v_{m2} ของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกคือ

$$-0.3424 \text{ V} \leq V_{m2} \leq 0.3424 \text{ V}$$

5.3.5 วิเคราะห์ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม

การวิเคราะห์หาค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกหรือการหาค่าความผิดเพี้ยนไปของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแรนท์ที่ประยุกต์ใช้ขาเบ้าท์และขาเกตของมอสเฟตเป็นอินพุตของสัญญาณร่วมกัน ซึ่งในการวิเคราะห์ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกจะแบ่งเป็นสองส่วนคือผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกที่เกิดจากสัญญาณอินพุต v_{m1} และผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกที่เกิดจากสัญญาณอินพุต v_{m2} โดยอ้างอิงจากสมการการหาค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกดังนี้

$$THD = \frac{\sqrt{\sum (\text{harmonics})^2}}{\text{fundamental}} \times 100(\%) = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_n^2}}{H_1} \times 100(\%)$$

โดยที่ให้ THD คือค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม

H_1 คือขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่หลักมูล

H_2, H_3, \dots, H_n คือขนาดแอมพลิจูดของแต่ละฮาร์มอนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.5 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต v_{in1}

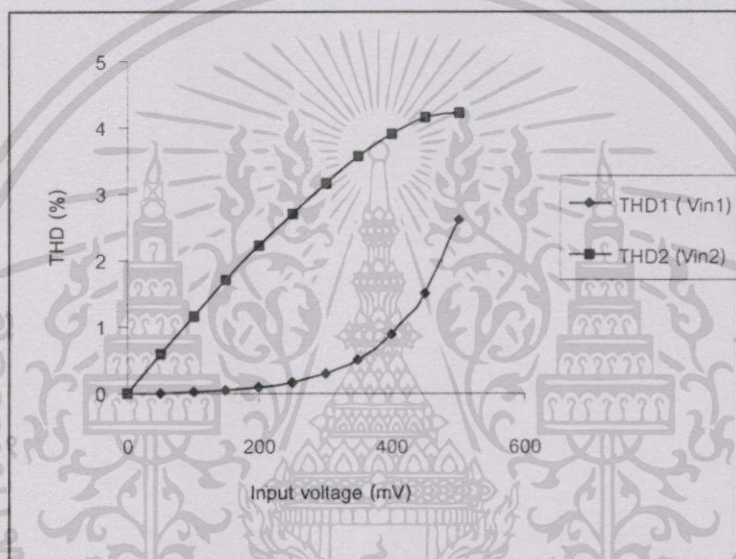
ขนาด v_{in1}	H1	H2	H3	H4	H5	H6	H7	THD (%)
50mV	1.732m	34.691n	69.161n	17.156n	15.345n	22.647n	13.022n	0.005
100mV	6.693m	152.69n	1.107u	77.131n	93.670n	107.68n	69.571n	0.017
150mV	14.56m	332.10n	5.989u	168.33n	456.32n	233.91n	150.43n	0.041
200mV	25.06m	570.79n	21.309u	291.30n	2.143u	400.95n	252.64n	0.085
250mV	37.92m	861.68n	61.002u	445.61n	8.1086u	602.01n	424.03n	0.162
300mV	52.87m	1.196u	153.04u	634.13n	25.461u	827.18n	1.3189u	0.293
350mV	69.65m	1.564u	351.49u	866.39n	69.92u	1.06u	5.033u	0.514
400mV	87.92m	1.944u	759.13u	1.166u	175.23u	1.269u	17.205u	0.886
450mV	107.2m	2.304u	1.574m	1.591u	414.47u	1.395u	53.594u	1.518
500mV	126.8m	2.584u	3.187m	2.268u	947.12u	1.327u	153.68u	2.625

ตารางที่ 5.6 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต v_{in2}

ขนาด v_{in2}	H1	H2	H3	H4	H5	H6	H7	THD (%)
50mV	1.741m	22.211n	10.338u	15.325n	1.5408u	8.0974n	510.44n	0.601
100mV	6.761m	82.939n	78.434u	58.611n	12.315u	27.234n	4.1019u	1.176
150mV	14.78m	174.23n	250.86u	126.11n	41.242u	50.666n	13.804u	1.723
200mV	25.53m	289.11n	563.01u	214.45n	96.598u	72.837n	32.529u	2.242
250mV	38.74m	421.45n	1.039m	320.46n	185.65u	89.348n	62.966u	2.730
300mV	54.14m	565.70n	1.690m	441.07n	314.11u	97.280n	107.41u	3.182
350mV	71.37m	716.83n	2.508m	573.07n	485.06u	96.351n	167.43u	3.589
400mV	89.89m	870.14n	3.453m	712.93n	696.84u	91.851n	243.23u	3.931
450mV	108.9m	1.028u	4.431m	852.84n	937.95u	103.23n	332.25u	4.173
500mV	126.9m	1.171u	5.259m	991.37n	1.174m	125.37n	426.33u	4.263

โดยในส่วนแรกนี้จะเป็นการวิเคราะห์ผลความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่เกิดจากการแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุตทั้งสองคือ ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่เกิดจากการแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต v_{in1} และผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่เกิดจากการแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต v_{in2} ดังตารางที่ 5.5 และ 5.6 ตามลำดับ

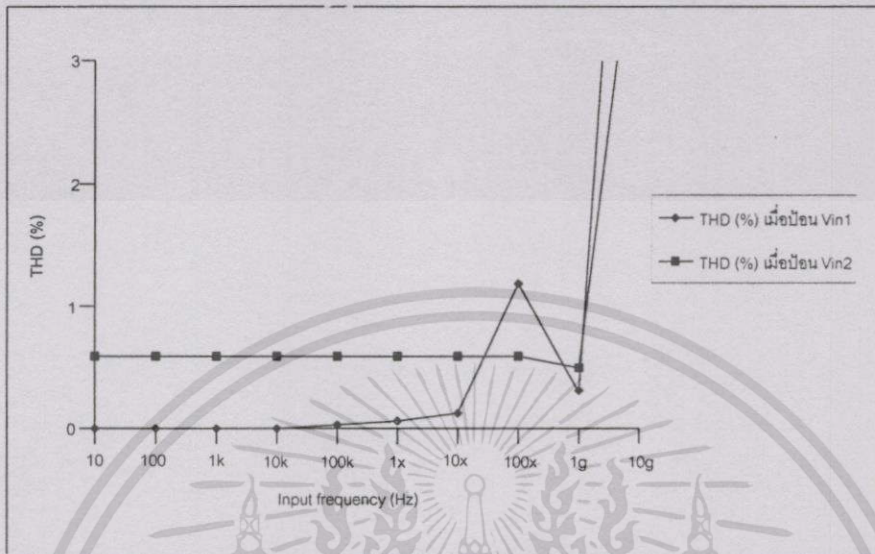
จากตารางที่ 5.5 และ 5.6 แสดงขนาดแอมพลิจูดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกต่างๆ ($H_2 - H_7$) เทียบกับขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่หลักมูล (H_1) ที่ใช้สำหรับคำนวณหาค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (THD) ในแต่ละค่าของขนาดสัญญาณอินพุต เมื่อนำค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของทั้งสองอินพุตมาเขียนเป็นรูปกราฟเปรียบเทียบกันจะเป็นดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุตทั้งสองค่า

จากรูปที่ 5.14 ทำให้ทราบว่าในการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่บริเวณขาเบรท์ (v_{in2}) จะทำให้เกิดความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมมีค่าสูงกว่าการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเกต (v_{in1}) ซึ่งสามารถที่จะอธิบายได้โดยอ้างอิงจากสมการที่ใช้ในการออกแบบวงจรตั้งแต่สมการที่ (4.18) ถึง (4.23) จะเห็นว่าในเทอมของสัญญาณอินพุต v_{in2} ได้มาจากการประมาณค่าจากสมการที่ (4.21) โดยกำหนดให้ v_{in2} มีค่าน้อยกว่าหนึ่งหลายๆ เพื่อให้ได้ค่าที่เป็นเชิงเส้นก่อนที่จะนำมาคูณกับสัญญาณอินพุต v_{in1} ดังนั้นเพื่อให้ได้ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณหรือค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2} มีค่าต่ำ จึงจำเป็นต้องป้อนสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็ก โดยในที่นี้จะเห็นว่าถ้าต้องการสัญญาณเอาต์พุตที่มีความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่เกิดจากป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2} ที่ต่ำกว่า 1% จะต้องป้อนสัญญาณอินพุต v_{in2} ที่มีขนาดต่ำกว่า 90 mV และถ้าต้องการสัญญาณเอาต์พุตที่มี

ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่เกิดจากป้อนสัญญาณอินพุต v_{m1} ที่ต่ำกว่า 1 % จะต้องป้อนสัญญาณอินพุต v_{m1} ที่มีขนาดต่ำกว่า 420 mV



รูปที่ 5.15 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตทั้งสองค่า

จากรูปที่ 5.15 แสดงการเปรียบเทียบค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมระหว่างสองสัญญาณอินพุตในขณะที่ทำการแปรค่าความถี่โดยการป้อนสัญญาณที่มีขนาดแรงดัน 50 mV ตลอดทั้งช่วงความถี่ ดังนั้นจากรูปกราฟจะเห็นว่าในช่วงความถี่ต่ำกว่าประมาณ 20 MHz จะให้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของสัญญาณ v_{m1} ต่ำกว่าสัญญาณ v_{m2} มาก แต่หลังจากช่วงความถี่ประมาณ 20 MHz ไปแล้วค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของ v_{m1} จะไม่คงที่เนื่องจากเกินช่วงความถี่ปฏิบัติการของมัน ดังนั้นช่วงความถี่ของ v_{m1} ที่ยอมรับได้คือ ไม่เกินความถี่ตัวมันเอง

ส่วนสัญญาณ v_{m2} ซึ่งจะเห็นว่าจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมมากกว่า อันเป็นผลเนื่องมาจากฮาร์มอนิกลำดับคี่ที่ยังปะปนอยู่จากการประมาณค่า แต่ช่วงความถี่ปฏิบัติการที่ยังคงค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่สามารถยอมรับได้จะมีช่วงกว้างกว่าของสัญญาณ v_{m1} เนื่องจากค่าความถี่ตัดของวงจรมีค่าสูงถึงระดับจิกกะเฮิร์ต ซึ่งจะเห็นว่าค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมจะมีค่ามากขึ้นเมื่ออยู่ในช่วงใกล้กับค่าความถี่ตัดเช่นกัน

5.4 บทสรุป

วงจรทวีความถี่สองเท่าและวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนท์ที่ออกแบบโดยใช้หลักการประยุกต์ใช้งานขาเบ้าท์ของมอสเฟตสามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดันค่าต่ำ

ลักษณะการทำงานของวงจรเป็นโหมคแรงดันจึงง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยจากโครงสร้างของวงจรจะเป็นลักษณะการต่อเรียงกันแบบคาสเคด(Cascade connection) ทั้งสองวงจร ทำให้วงจรสามารถใช้กับแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ำอีกทั้งยังให้ผลตอบสนองที่ความถี่สูง โดยในวงจรที่ความถี่สองเท่านี้จะมีโครงสร้างของวงจรที่ไม่ซับซ้อนมากนัก ซึ่งถ้าไม่สนใจระดับแรงดันไฟกระแสตรงทางเอาต์พุตจะเห็นว่าวงจรจะใช้มอสเฟตเพียง 3 ตัว ก็สามารถที่จะสร้างสัญญาณกำลังสองออกมาได้ และลักษณะเด่นของวงจรคุณสัญญาณที่ได้ทำการออกแบบคือเมื่อป้อนสัญญาณเข้าทางขาเบสท์ของมอสเฟตจะให้ผลตอบสนองความถี่ที่สูงมากถึงระดับจิกกะเฮิร์ต แต่สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงเป็นอย่างยิ่งในการนำไปประยุกต์ใช้งานคือ การกำหนดจุดทำงานที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพอย่างเต็มที่ อีกทั้งสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรจะต้องเป็นสัญญาณที่อยู่ในช่วงที่ขอมรับได้โดยไม่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางด้านเอาต์พุตมากเกินไป



บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากที่ได้นำเสนอรายละเอียดของงานวิจัยและออกแบบวงจรที่มีความถี่สองเท่าและวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ ที่ได้ประยุกต์ใช้ขาเบรท์ของมอสเฟตในการออกแบบ จะเห็นว่าจากโครงสร้างของวงจรที่ต่อเรียงกันแบบคาสเคด(Cascade connection) ทำให้วงจรสามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ โดยจากการนำเสนอวงจรที่มีความถี่สองเท่าจะเห็นว่าวงจรมีคุณสมบัติที่เด่นคือสามารถใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ มีความสิ้นเปลืองกำลังงานไฟฟ้าต่ำมาก และใช้อุปกรณ์มอสเฟตเพียง 5 ตัว ซึ่งถ้าไม่คำนึงถึงระดับแรงดันกระแสตรงทางด้านเอาต์พุต จะสามารถใช้มอสเฟตเพียง 3 ตัวในการสร้างสัญญาณที่มีความถี่สองเท่าได้ ส่วนในวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์ที่นำเสนอมานั้นมีโครงสร้างของวงจรที่เป็นแบบคาสเคด(Cascade connection)เช่นกัน ดังนั้นจึงทำให้วงจรสามารถทำงานได้ที่ระดับแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ และยังมีคุณสมบัติที่คืออย่างอื่นอีกคือ วงจรสามารถรับสัญญาณอินพุตที่มีความถี่สูงได้ โดยเฉพาะการป้อนสัญญาณอินพุตที่ขาเบรท์จะสามารถรับสัญญาณอินพุตที่มีความถี่สูงถึงประมาณ 1.42 GHz และที่อินพุตทางขาเกตสามารถรับสัญญาณอินพุตที่มีความถี่สูงประมาณ 19.8 MHz ซึ่งจากคุณสมบัตินี้เป็นสิ่งที่คืออย่างยิ่งในการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานในประเภทการประมวลผลสัญญาณที่ระดับความถี่สูงๆ อาทิเช่น ในย่านความถี่วิทยุ(Radio frequency)

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าทั้งสองวงจรมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ แต่นั่นไม่ได้หมายความว่าการทำงานของขาเบรท์จะมีคุณสมบัติที่ดีกว่าขาเกต เนื่องจากการนำขาเบรท์มาใช้นั้นจะมีผลเกี่ยวกับความเป็นเชิงเส้นของวงจรมาก เพราะสัญญาณที่ป้อนเข้าทางขาเบรท์นั้นจะอยู่ในรูปของแรงดันขีดเริ่ม(Threshold voltage)ที่เป็นเทอมของรากที่สอง ดังนั้นในการออกแบบใช้งานจะต้องอาศัยการประมาณค่าจากเทอมรากที่สอง โดยการแตกเป็นสมการอนุกรม ซึ่งจะเห็นว่าเป็นการยากมากที่จะตัดส่วนของฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการออกให้เหลือเพียงส่วนที่จะนำมาใช้งาน จึงมีข้อเสนอแนะว่าในการออกแบบวงจรที่นำขาเบรท์ของมอสเฟตมาประยุกต์ใช้งานนั้น ถ้าสามารถตัดส่วนของฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการในสมการอนุกรมออกได้หมดจะได้วงจรที่มีคุณสมบัติที่ดีมากในด้านความเป็นเชิงเส้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Shen - Iuan Liu, Chen - Chieh Chang. "Low-voltage CMOS four-quadrant multiplier." *Electronics Letters*, vol. 33, no.3, January 1997. pp. 207-208.
- [2] Debono, F. Maloberti, J. Micallef. "Low voltage CMOS four-quadrant analogue multiplier for RF applications." *Electronics Letters*, vol. 34, no.24, November 1998. pp. 2285-2286.
- [3] I. Grech, J. Micallef, T. Vladimirova. " $\pm 0.9V$ switched-capacitor CMOS multiplier with rail-to-rail input." *Electronics Letters*, vol. 35, no.20, September 1999. pp. 1688-21689.
- [4] G. Giustolisi, G. Palmisano, G. Palumbo. "1.5V power supply CMOS voltage squarer." *Electronics Letters*, vol. 33, no.13, June 1997. pp. 1134-1135.
- [5] Abdulkarim L. Coban, Phillip E. Allen. "A 1.5V four-quadrant Analog multiplier." *IEEE*, 1995. pp. 117-120.
- [6] Y.K. Seng, S.S. Rofail. "Design and analysis of a $\pm 1V$ CMOS four-quadrant analogue multiplier." *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, vol. 145, no.3, June 1998. pp. 148-154.
- [7] Cheong F. Chan, Hok-sun Ling, Oliver Choy. "A one volt four-quadrant analog current mode multiplier cell." *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 9, September 1995. pp. 1018-1020.
- [8] Benjamin J. Blalock, Phillip E. Allen. "Designing I-V op amps using standard digital CMOS technology." *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 45, no. 7, July 1998. pp. 769-780.
- [9] META - Software. **HSPICE User's Manual: Simulation and Analysis Volume I-III.** Campbell: META-Software, Inc. 1996.
- [10] Yuhua Cheng, Mansun Chan, and et.al. **BSIM3v3 Manual: Final Version.** University of California, Berkeley, Inc 1995, 1996.
- [11] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith. **Microelectronic Circuits.** Third Edition. New York Oxford: Oxford University Press, Inc.1991.
- [12] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg. **CMOS Analog Circuit Design.** New York Oxford: Oxford University Press, Inc.1987.
- [13] Edwin W. Greeneich. **Analog Integrated Circuits.** New York : Chapman & Hall, Inc. 1997.
- [14] Sidney Soclof. **Applications of Analog Integrated Circuits.** Englewood Cliffs : Prentice-Hall, Inc. 1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] Roubik Gregorian, Gabor C. Temes. **Analog MOS Integrated Circuits For Signal Processing**. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1986.
- [16] Paolo Antonetti, Giuseppe Massobrio. **Semiconductor Device Modeling with SPICE**. New York: McGraw-Hill, Inc. 1988.
- [17] Mohammed Ismail, Terri Fiez. **Analog VLSI Signal and Information Processing**. New York: McGraw-Hill, Inc. 1994.
- [18] S.I. Liu and D.-J. Wei. "Analogue squarer and multiplier based on MOS square-law characteristic." *Electronics Letters*, vol. 32, no.6, March 1996. pp. 541-542.
- [19] O. Oliaei, P. Loumeau. "Four-quadrant class AB CMOS current multiplier" *Electronics Letters*, vol. 32, no.25, December 1996. pp. 2327-2328.
- [20] Weixin Gai, Hongyi Chen, E. Seevinck. "Quadrant-translinear CMOS multiplier divider circuit." *Electronics Letters*, vol. 33, no.10, May 1997. pp. 860-861.
- [21] Y.H. Kim, S.B. Park. "Four-quadrant CMOS analogue multiplier." *Electronics Letters*, vol. 28, no.7, March 1992. pp. 649-650.
- [22] Shen-Iuan Liu, Yuh-shyan Hwang. "CMOS squarer and four-quadrant multiplier." *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 42, no. 2, February 1995. pp. 119-122.
- [23] Navin Saxena, Jame J. Clark. "A four-quadrant CMOS analog multiplier for analog neural networks." *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 6, June 1994. pp. 746-749.
- [24] Ho-Jun Song, Choong-Ki Kim. "An MOS four-quadrant analog multiplier using simple two-input squaring circuits with source followers." *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 3, June 1990. pp. 841-847.
- [25] Gunhee Han, Edgar Sanchez-Sinencio. "CMOS Transconductance Multipliers: A Tutorial." *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 45, no. 12, December 1998. pp. 1550-1562.
- [26] G. Giustolisi, G. Palminaso, G. Palumbo. "A novel CMOS voltage squarer" *IEEE*, 1997. pp. 253-256.
- [27] Shen-Iuan Liu, Cheng-Chieh Chang. "CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pool circuits." *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 9, September 1995. pp. 1025-1029.
- [28] สกต อุคมนตรี และคณะ. "วงจรวีความถี่สองเท่าใช้แรงดันต่ำโดยป้อนอินพุตเข้าที่ขาเบรค." *การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์*, ปีที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543. หน้า 287-295



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38
The 38th Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์ และ
สาขาอุตสาหกรรมเกษตร

1-4 กุมภาพันธ์ 2543

1-4 February 2000

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ร่วมกับ

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

ทบวงมหาวิทยาลัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรีความถี่สองเท่าใช้แรงดันต่ำโดยป้อนอินพุตเข้าที่ขาเกาท์

Low Voltage Bulk Driven Frequency Doubler Circuit

สกล อุดมศิริ^{1,2} บุญชัย บุญชู^{1,2} และ พลผดุง ผดุงกุล^{1,2}

Sakol Udomsiri, Boonchal Boonchu and Polphadung Phadungkul

¹ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

² ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

Faculty of Engineering, Mahanakorn University

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้จะเป็นการนำเสนอหลักการของวงจรรีความถี่สองเท่าโดยป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่บริเวณขาเกาท์ของมอสเฟต เพื่อลดผลกระทบของแรงดันเทรตโฮลด์ที่มีต่อสัญญาณอินพุต โดยการทำให้แรงดันเทรตโฮลด์เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรในด้านการสวิงของสัญญาณดีขึ้น ในวงจรรีความถี่สองเท่าที่ออกแบบนี้ใช้มอสเฟตเพียง 5 ตัว แหล่งจ่ายแรงดันต่ำเพียง 1.2 โวลต์ โดยในการออกแบบวงจรรีความถี่สองเท่านี้จะใช้หลักการการประมาณค่าจากอนุกรมเทเลอร์จากรากที่สองในส่วนหนึ่งของแรงดันเทรตโฮลด์ แล้วนำมาลดผลของฮาร์มอนิกในส่วนที่เราไม่ต้องการโดยนำสองสัญญาณที่ป้อนสัญญาณอินพุตต่างเฟสกันมารวมกัน เพื่อตัดผลของฮาร์มอนิกส์เลขคี่ออกจะได้อัตราที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น และเนื่องจากหลักการของสมการควอดเรตส์สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับการออกแบบวงจรอินพุตแบบแอนะล็อกโดยใช้วงจรรีความถี่สองเท่าได้ โดยผลการทดลองทั้งหมดยืนยันผลการทดลองโดยใช้โปรแกรม Pspice

ABSTRACT

This paper presents the design method of the frequency doubler circuit by driving the input signal at the bulk terminal of MOSFETs. This design decreases the effects of the threshold voltage that constrains the signal swing by taking the threshold voltage as a function of the input signal and consequently increasing the efficiency of the circuit on signal swing. This frequency doubler circuit has only 5 MOSFETs and a supply voltage of only 1.2 volts. This frequency doubler circuit designing uses the Taylor's series approximation for the threshold voltage's square-root and eradicates the undesired harmonics by signal summation of the drain current to increase the efficiency of the circuit. And due to quarter-square equation, it can be applied to use with an analog multiplier circuit designing by using frequency doubler circuit. The results are confirmed by using Pspice simulation.

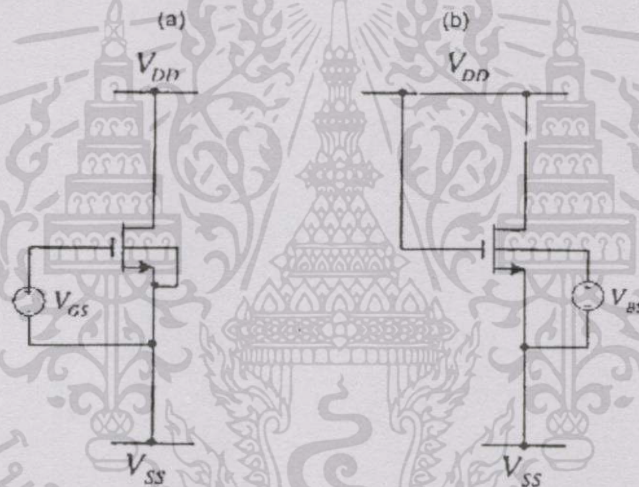
การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

คำนำ

ในปัจจุบันในการออกแบบวงจรรวมที่ใช้เทคโนโลยีซีมอส โดยทั่วไปจะใช้งานขาของมอสเฟตเป็นทางเดินของสัญญาณอยู่ 3 ขา คือขาเดรน, เกท, และซอร์ท ซึ่งจะไม่ค่อยคำนึงถึงขาเบรท์ โดยส่วนมากจะใช้ขาเบรท์เป็นตัวกำหนดค่าแรงดันเทรสโวลท์ให้ได้ค่าตามที่ต้องการในการออกแบบวงจร เช่นการต่อขาเบรท์เข้ากับขาซอร์ทเพื่อให้ผลของแรงดันเทรสโวลท์มีค่าเท่ากับ V_{DD} แต่ในบทความนี้ได้นำเสนอผลของการไบอัสเข้าที่ขาเบรท์และนำเสนอการป้อนสัญญาณขนาดเล็กเข้าที่ขาเบรท์อีกทางหนึ่ง เพื่อนำไปประมวลผลสัญญาณในเชิงคณิตศาสตร์ให้ได้สัญญาณเอาท์พุทตามที่เรากำลังต้องการ โดยบทความนี้ได้แนะนำเสนอการออกแบบวงจรที่ความถี่สองเท่า โดยนำอินพุตเข้าที่ขาเบรท์ของมอสเฟตและวิธีการนำวงจรที่ความถี่ที่ได้นำมาใช้งานเป็นวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก

หลักการเบื้องต้น

ข้อเปรียบเทียบระหว่างการป้อนสัญญาณและไบอัสแรงดันที่ขาเกตกับการป้อนสัญญาณและไบอัสแรงดันที่ขาเบรท์ของมอสเฟต



รูปที่ 1 (a) แสดงการกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟตโดยป้อนโวลต์เดจไบอัสเข้าที่ขาเกต
(b) แสดงการกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟตโดยป้อนโวลต์เดจไบอัสเข้าที่ขาเบรท์

จากรูปที่ 1(a) แสดงการไบอัสให้มอสเฟตทำงานโดยป้อนโวลต์เดจไบอัสเข้าที่ขาเกตกับซอร์ท จะเห็นว่าถ้าต้องการให้มอสเฟตทำงานในโหมดอิ่มตัว (Saturation Region) ได้นั้นจะต้องมีเงื่อนไข ดังนี้ โดยอ้างอิงจากทฤษฎีเบื้องต้น (Benjamin J. Blalock และคณะ, 1998)

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DS} + |V_T| \quad (1)$$

และขณะที่เราป้อนอินพุตที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กเข้าที่บริเวณขาเกตจะได้เงื่อนไขการทำงานดังนี้

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DS} + |V_T| + V_{signal} \quad (2)$$

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

จากสมการที่(2) จะเห็นได้ว่า $|V_T|$ จะส่งผลกับการสวิงของสัญญาณ (Signal swing) และไดนามิกเรนจ์ (Dynamic Range) ลำดับต่อไปอ้างอิงจากทฤษฎีเบื้องต้น (Benjamin J. Blalock และคณะ, 1998) เมื่อบีโตนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเกตจะให้ความสัมพันธ์ของกระแสตรงดังนี้

$$i_D = K' \frac{W}{L} \left(v_{GS} - V_T - \frac{n}{2} v_{DS} \right) v_{DS} \quad , \quad v_{DS} \leq V_{DSsat} \quad (3)$$

และ

$$i_D = \frac{K'W}{2nL} (v_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad , \quad v_{DS} \geq V_{DSsat} \quad (4)$$

ซึ่ง

$$\begin{aligned} n &= 1 + \frac{C_{BC}}{C_{OX}} + \frac{qNFS}{C_{OX}} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_j - V_{BS}}} \\ &= 1 + \eta = 1 + \frac{g_{mb}}{g_m} \end{aligned} \quad (5)$$

และ

$$V_{DSsat} = \frac{v_{GS} - V_T}{n} \quad (6)$$

จากรูปที่1(b) จะเห็นว่าถ้าหากเราบีโตนโวลท์เดจไบอัสเข้าที่ขาเบรทและซอร์ทและนำขาเกตต่อเข้ากับขาเดรน และบีโตนแรงดัน ไบอัสและสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบรทคิงจากเงื่อนไขการทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturate Region) ดังสมการที่(1) จะเห็นว่าแทนค่าสัญญาณอินพุตเข้าไปที่ $|V_T|$ จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DS} + |V_{TD} + \gamma(\sqrt{2\phi_F - V_{BSat}} - \sqrt{2\phi_F})| \quad (7)$$

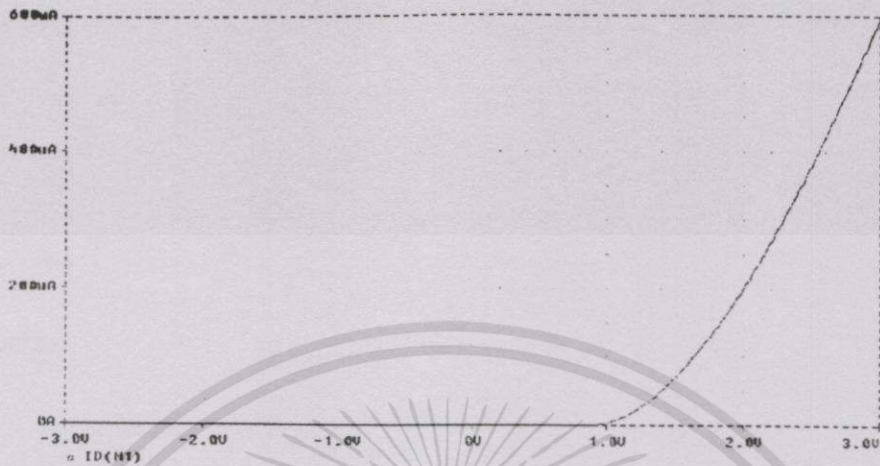
จากสมการที่(7)จะเห็นได้ว่าค่าของ $|V_T|$ จะขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัสและสัญญาณที่บีโตนเข้าที่ขาเบรทและอ้างอิงจากทฤษฎีเบื้องต้น (Benjamin J. Blalock และคณะ, 1998) เช่นกัน เมื่อบีโตนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขาเบรทจะให้ความสัมพันธ์ของกระแสตรงดังนี้

$$i_D = K' \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_{TD} - \gamma\sqrt{2\phi_F - v_{BS}} + \gamma\sqrt{2\phi_F} - \frac{n}{2} v_{DS} \right) v_{DS} \quad , \quad v_{DS} \leq V_{DSsat} \quad (8)$$

และ

$$i_D = \frac{K'W}{2nL} \left(V_{GS} - V_{TD} - \gamma\sqrt{2\phi_F - v_{BS}} + \gamma\sqrt{2\phi_F} \right)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \quad , \quad v_{DS} \geq V_{DSsat} \quad (9)$$

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38



รูปที่ 3 แสดงค่ากระแสตรงเทียบกับแรงดันไบอัสที่ขาเกต



รูปที่ 4 แสดงค่ากระแสตรงเทียบกับแรงดันไบอัสที่ขาเบส

เพื่อให้เข้าใจการไบอัสเข้าที่ขาเบสให้ดีกว่าเดิม โดยพิจารณาผลการทดลองการทำงานของมอสเฟตที่ป้อนไบอัสเข้าที่ขาเบสเปรียบเทียบกับการทำงานของไบอัสเข้าที่ขาเกต โดยผลการทดลองอยู่ในรูปกราฟที่ 3 และ 4 จากรูปกราฟจะเห็นว่าในส่วนของการไบอัสให้มอสเฟตทำงานได้นั้น การไบอัสเข้าที่ขาเบสจะช่วยลดผลของแรงดันทรานส์โวลต์ลงไปได้ เปรียบเสมือนว่ามอสเฟตตัวนี้มีพฤติกรรมการทำงานในช่วงดีพลีชัน(Depletion Mode)ของเจเฟต คือสามารถไบอัสที่ขาเบสได้ทั้งค่าที่เป็นบวก,ลบ,และศูนย์ แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

การไบอัสแรงดันที่เป็นบวกเข้าที่ขาเบรทที่มีข้อจำกัดที่ว่าแรงดันที่โหม่นั้นจะต้องไม่เกินแรงดันขีดเริ่มที่จะนำไปสู่ฟอร์เวิร์ดไบ- อัสบริเวณรอยต่อของสารเอ็น-พี-เอ็นที่บริเวณขาเดรน(Drain),ฐานรอง(Substrate)และบริเวณขาซอร์ท(Source)หรือที่เรียกว่าเกิดการแลทช์อัพ(Latch-Up)ในกรณีที่มีมอสเฟตเป็นแบบชนิดเอ็น(N-Channel)ทำให้กระแสปริมาณมากไหลข้ามรอยต่อ จุดการทำงานของ มอสเฟตก็จะไม่เป็นไปตามที่เราต้องการ

จากทฤษฎีในเอกสารอ้างอิง (Benjamin J. Blalock และคณะ, 1998) การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของค่าทรานคอนดักแตนซ์ของกรไบอัสที่ขาเบรทและซอร์ท(g_m) กับการไบอัสที่ขาเบรทและซอร์ท(g_{mb}) ดังสมการที่ (10)

$$g_{mb} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} = \frac{I_{D0}}{2\sqrt{2\phi_F - V_{BS}}} \tag{10}$$

จากสมการที่(10) ในทางทฤษฎีนั้นเราจะเห็นได้ว่าเราสามารถที่จะทำให้ g_{mb} มีค่ามากกว่า g_m ได้โดยให้

$$\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F - V_{BS}}} \geq 1 \tag{11}$$

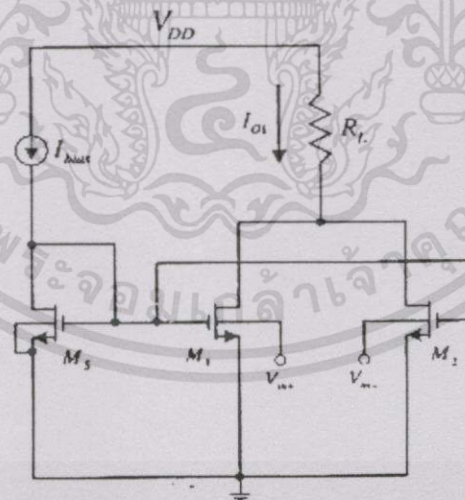
ดังนั้นจะได้โวลต์เดจไบอัสดังนี้

$$V_{BS} \geq 2\phi_F - 0.25\gamma^2 \tag{12}$$

แต่ในทางปฏิบัติค่าแรงดันสกร่องขาเบรทและซอร์ทต้องมีค่าไม่มากกว่าค่าที่ทำให้เกิดการฟอร์เวิร์ดไบอัสที่บริเวณรอยต่อของสารพี-เอ็น

การออกแบบวงจรที่ความถี่สองเท่าโดยมีอินพุตที่ขาเบรท

วงจรที่ความถี่นี้อาศัยหลักการบวกกระแสและการประมาณค่าจากอนุกรม ซึ่งวงจรนี้แสดงให้เห็นว่าเราสามารถใช้งานในส่วนของขาเบรทเป็นอินพุตของสัญญาณได้



รูปที่ 5 แสดงวงจรร่วมกระแสที่ให้กระแสเอาร์พุตเป็นความถี่สองเท่าของอินพุต

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

โดยจากสมการกระแสแตรเมื่อป้อนอินพุตเข้าที่ขาเข้าจะเป็นดังนี้
จาก

$$i_{D1} = \frac{k'W}{2L} (V_{GS} - V_{th1})^2 : V_{th1} = V_{th} + \gamma(\sqrt{2\phi_F - v_{in}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (13)$$

$$i_{D2} = \frac{k'W}{2L} (V_{GS} - V_{th2})^2 : V_{th2} = V_{th} + \gamma(\sqrt{2\phi_F + v_{in}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (14)$$

จากรูปที่ 5 จะได้ผลรวมของกระแสแตรดังนี้

$$i_{D1} = i_{D1} + i_{D2} \quad (15)$$

จากสมการอนุกรม

$$f(-x) = \sqrt{C-x} = \sqrt{C} - \frac{x}{2\sqrt{C}} + \frac{x^2}{4 \cdot 2!\sqrt{C}^3} - \frac{3x^3}{8 \cdot 3!\sqrt{C}^5} + \frac{15x^4}{16 \cdot 4!\sqrt{C}^7} - \dots \quad (16)$$

$$f(x) = \sqrt{C+x} = \sqrt{C} + \frac{x}{2\sqrt{C}} + \frac{x^2}{4 \cdot 2!\sqrt{C}^3} + \frac{3x^3}{8 \cdot 3!\sqrt{C}^5} + \frac{15x^4}{16 \cdot 4!\sqrt{C}^7} + \dots \quad (17)$$

จากนั้นหาผลรวมของทั้งสองสมการจะได้

$$f(-x) + f(x) = \sqrt{C-x} + \sqrt{C+x} = 2\sqrt{C} - \frac{x^3}{2 \cdot 2!\sqrt{C}^3} + \frac{15x^4}{8 \cdot 4!\sqrt{C}^7} - \dots \quad (18)$$

ซึ่งจะเห็นว่าให้ $x \ll C$ จะประมาณได้ว่า

$$f(-x) + f(x) = \sqrt{C-x} + \sqrt{C+x} = 2\sqrt{C} - \frac{x^3}{2 \cdot 2!\sqrt{C}^3} \quad (19)$$

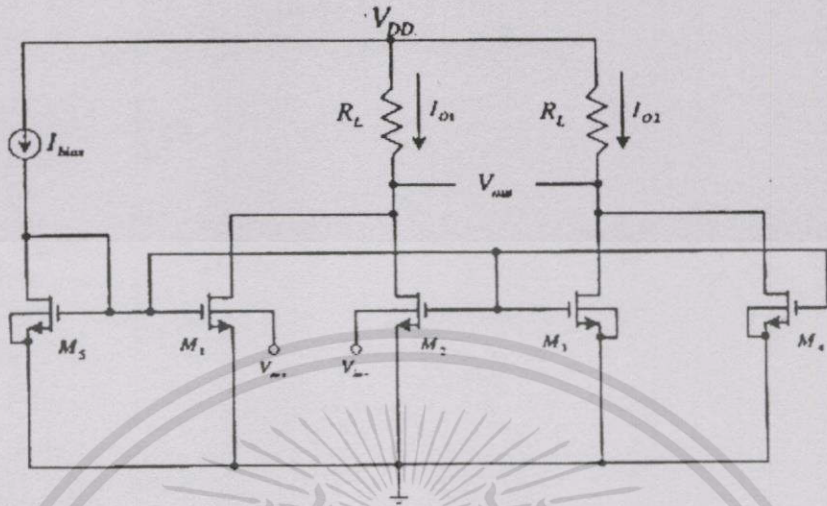
โดย C เป็นค่าคงที่

ฉะนั้นเราจะได้

$$i_{D1} = \left\{ (2V_{GS}^2 - 4V_{GS}V_{th} + 2V_{th}^2) + v_{in}^2 \left(\frac{\gamma^2 \sqrt{2\phi_F} + \gamma(V_{GS} - V_{th})}{4\phi_F \sqrt{2\phi_F}} \right) \right\} \quad (20)$$

จากการตัดผลของกระแสไฟตรงออกจาก i_{D1} จะได้กระแสเอาต์พุตจากในรูปที่ 6 ดังนี้

$$i_{D2} = v_{in}^2 \left(\frac{\gamma^2 \sqrt{2\phi_F} + \gamma(V_{GS} - V_{th})}{4\phi_F \sqrt{2\phi_F}} \right) \quad (21)$$



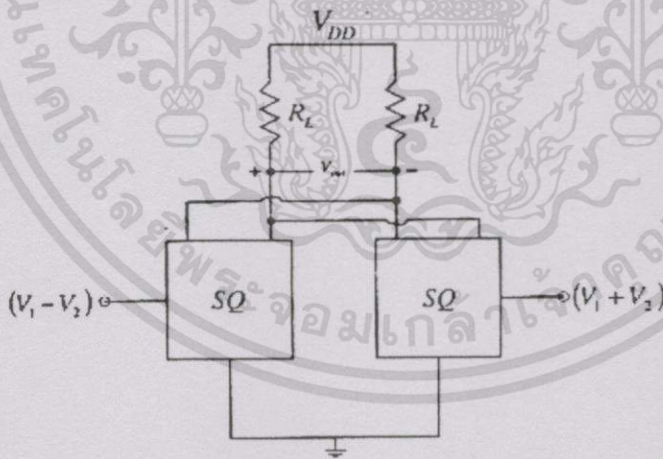
รูปที่ 6 แสดงวงจรสมมูลของวงจรทวีความถี่สองเท่า

การนำวงจรทวีความถี่สองเท่ามาต่อเป็นวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก

อ้างอิงถึงสมการคอชเชอร์สแควร์ $(a+b)^2 - (a-b)^2 = 4ab$ จะเห็นได้ว่าเมื่อนำวงจรทวีความถี่ตัวที่หนึ่งป้อนอินพุตเป็น $(V_1 + V_2)$ และอีกวงจรหนึ่งให้อินพุตเป็น $(V_1 - V_2)$ จากรูปที่ 7 จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นผลคูณของสัญญาณ V_1 และ V_2 ดังนี้

$$V_{out} = 4KR_L V_1 V_2 \tag{22}$$

เมื่อ K เป็นค่าคงที่



รูปที่ 7 แสดงการต่อวงจรทวีความถี่สองเท่าเป็นวงจรคูณแอนะล็อก

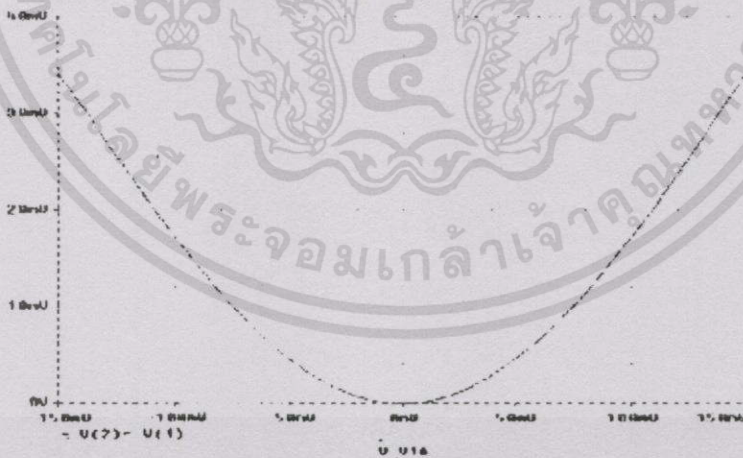
การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์ด้วย PSPICE

เมื่อนำวงจรในรูปที่ 6 มาทำการเขียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ข้อกำหนดของทรานซิสเตอร์ NMOS มีค่า $K_p = 80 \frac{\mu A}{V^2}$, $V_{th} = 0.917V$ และ NMOS ทุกตัวมีค่า $\frac{W}{L} = \frac{100\mu}{3\mu}$ ส่วนแหล่งจ่ายแรงดันใช้ +1.2 Volts กระแสไบอัส $10 \mu A$ และ $R_L = 1 k\Omega$ จากรูปที่ 8 เป็นสัญญาณแรงดันที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานของวงจรมอเตอร์ที่ความถี่สองเท่าโดยในรูปบนเป็นสัญญาณอินพุต ส่วนรูปล่างเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอเตอร์ที่ความถี่สองเท่าส่วนรูปที่ 9 แสดงสัญญาณการตอบสนองเอาต์พุตเมื่ออินพุตเป็นแรงดันกระแสตรง



รูปที่ 8 แสดงสัญญาณแรงดันอินพุตเทียบกับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 9 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อแรงดันอินพุตเป็นกระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

บทสรุป

ในการวิจัยการประยุกต์ใช้งานที่ขาเบรทเป็นทางเดินของสัญญาณนั้น ในที่นี้เป็นเพียงส่วนหนึ่งของงานวิจัยที่ใช้ขาเบรทเป็นทางเดินของสัญญาณ เพราะจะเห็นได้ว่าการนำขา เบรทมาใช้งานนั้น น่าจะมีแนวทางที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานได้อีกมากมายขึ้นอยู่กับการออกแบบ ซึ่งจะเห็นได้ว่าในการประยุกต์ใช้งานที่ขาเบรทนั้นจะทำให้วงจรมีประสิทธิภาพดีเพิ่มขึ้นหรือลดลงขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งานหรือคุณสมบัติของวงจรที่ต้องการในการออกแบบ ในวงจรที่ความถี่สองเท่าที่ออกแบบมานี้จะเห็นว่าจะมีคุณสมบัติที่ดีตรงที่ใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ ใช้จำนวนมอสเฟตน้อยและสามารถนำไปใช้ออกแบบวงจรคูณแอมป์ออกได้โดยอ้างอิงจากสมการควอเตอร์สแควร์

เอกสารอ้างอิง

- Benjamin J. Stalock, Phillip E. Allen. 1998, "Designing 1-V Op Amps Using Standard Digital CMOS Technology", IEEE Transactions On Circuits And Systems, Vol. 45, No. 7, pp. 769-780.
- Joseph N. Babanezhad. 1985, "A 20-V Four-quadrant CMOS Analog Multiplier", IEEE Journal Of Solid-State Circuits, vol. SC-20, pp.1158-82.
- Klaas Bult and Hans Wallinga. 1987, "A Class Of Analog CMOS Circuits Based On The Square-Law Characteristic Of An MOS Transistor In Saturation", IEEE Journal Of Solid-State Circuits, vol. SC-22, pp.357-365.
- Phillip E. Allen, Douglas R. Hoiberg. 1987, "CMOS Analog Circuit Design"

ประวัติผู้เขียน

นายสกล อุดมศิริ เกิดเมื่อวันที่ 22 สิงหาคม พ.ศ. 2517 ที่จังหวัดกาญจนบุรี สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ (เกียรตินิยมอันดับ 1) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปีการศึกษา 2540

พ.ศ. 2542 ทำงานในแผนกวิศวกรรมฝ่ายผลิต บริษัทไทยคลินิโพร (ประเทศไทย) จำกัด

พ.ศ. 2543-2544 ทำงานในตำแหน่งวิศวกรฝ่ายผลิตและวิศวกรฝ่ายตรวจสอบและควบคุมคุณภาพ บริษัทเคลด้าอิเล็กทรอนิกส์ (ประเทศไทย) จำกัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้