

วงจรถ่ายค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยใช้
ขามอดของมอส

BODY-DRIVEN AS A LOW-VOLTAGE TRUE RMS FOR CMOS
TECHNOLOGY

เอกสิทธิ์ ดำสง
EAKKASIT DUMSONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-203-1

วงจรราค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ยทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยใช้
ขาบอดี้ของมอส

**BODY-DRIVEN AS A LOW-VOLTAGE TRUE RMS FOR CMOS
TECHNOLOGY**



เอกสิทธิ์ คำสง

EAKKASIT DUMSONG

เลขหม.....
เลขทะเบียน 45880 /
วัน, เดือน, ปี 19 ก.พ. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

ISBN 974-324-203-1

**BODY-DRIVEN AS A LOW-VOLTAGE TRUE
RMS FOR CMOS TECHNOLOGY**

EAKKASIT DUMSONG

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

2003

ISBN 974-324-203-1

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรถ่ายภาพที่สองของกำลังสองเฉลี่ยทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยใช้ขาบอดีของมอส
นักศึกษา	นายเอกสิทธิ์ คำสง
รหัสประจำตัว	43061314
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.พลผดุง ผดุงกุล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจรถ่ายภาพที่สองของกำลังสองเฉลี่ยทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยใช้เทคนิคของขาบอดี ซึ่งวงจรถ่ายภาพส่วนใหญ่จะใช้มอสเฟตเพียง 3 ขาเท่านั้น ได้แก่ ขาเกต ขาซอส และขาเดรน โดยมองข้ามโครงสร้างอีกส่วนหนึ่งไปนั่นคือขาบอดี ขอดีของขาบอดีคือสามารถนำไปใช้ในวงจรถ่ายภาพที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำได้ แม้ว่าแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟตจะสูงก็ตาม วงจรถ่ายภาพที่สองของกำลังสองเฉลี่ยประกอบด้วยการทำงานของวงจรถ่ายภาพ 3 ส่วน คือ วงจรถ่ายภาพกำลังสอง , วงจรถ่ายภาพความถี่ต่ำ และวงจรถ่ายภาพที่สอง โดยที่วงจรถ่ายภาพกำลังสองจะรับสัญญาณอินพุตเป็นกระแส แล้วส่งค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้ไปยังวงจรถ่ายภาพความถี่ต่ำ และวงจรถ่ายภาพที่สองตามลำดับ โดยที่วงจรถ่ายภาพกำลังสองใช้หลักการของขาบอดีที่ทำงานเป็นวงจรถ่ายภาพสลิเนียร์ การทำงานของวงจรถ่ายภาพสลิเนียร์จะใช้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมิตัว สำหรับการทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายภาพที่พัฒนาขึ้นจะใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจรถ่ายภาพ

Thesis Title Body-Driven as A Low-Voltage True RMS for CMOS Technology
Student Mr. Eakkasit Dumsong
Student ID. 43061314
Degree Master of Electronics Engineering
Program Electronics Engineering
Year 2003
Thesis Advisor Asst.Prof Polphadung Phadungkul

ABSTRACT

This thesis proposes body-driven circuit as a low-voltage true rms for CMOS technology. In typical analog circuits use three terminals of the MOSFET which are gate source , and drain terminal. For this work the body-driven CMOS results in one additional terminal. An advantage of the body-driven technique is low voltage operation with a large threshold voltage. The proposed circuit consists of three parts which are a square circuit , a low-pass filter circuit , and a square-root circuit. A sequence of operation starts from the square circuit , receiving input current. Then the current flows to the low-pass filter circuit. Finally , current flows to the square-root circuit. The square circuit is designed by translinear circuits that use body-driven MOSFET in the saturation mode. The implemented circuits that have been mentioned above are presented with their performances by PSPICE.

กิตติกรรมประกาศ

คุณความดีอันใดที่บังเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบแด่บิดา มารดา และชายของข้าพเจ้า ผู้ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษามาโดยตลอด

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้ดี เนื่องจากได้รับความกรุณาเป็นอย่างสูงจากท่าน ผศ.พลศดุง ผดุงกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ควบคุมที่ปรึกษา ได้ให้ความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหา ตลอดจนการฝึกฝนให้ข้าพเจ้ามีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณอาจารย์อัทธินุ มิ นุญพิลา ที่ช่วยให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางในการทำงานวิจัย และมุมมองในเชิงวิศวกรรมอื่นๆ ซึ่งช่วยให้ข้าพเจ้ามีวิสัยทัศน์ที่กว้างไกลขึ้นเป็นอันมาก

ขอขอบคุณพี่น้องตลอดจนเพื่อนผู้ให้กำลังใจเสมอมา

เอกสิทธิ์ คำสง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัยทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 โครงสร้างของมอสเฟต.....	5
2.3 สัญญลักษณ์ของมอสเฟต.....	8
2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต.....	8
2.4.1 คุณสมบัติการทำงานทั่วไปของมอสเฟต.....	8
2.4.2 คุณสมบัติการทำงานของขาบอดีของมอสเฟต.....	12
2.4.3 วงจรสมมูลย์และสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก.....	14
2.5 หลักการการประยุกต์ใช้ขาบอดีในการออกแบบวงจร.....	16
2.6 แบบจำลองของมอสเฟต.....	17
2.7 บทสรุป.....	18
บทที่ 3 วงจรทรานส์ลิเนียร์.....	19
3.1 บทนำ.....	19

3.2	หลักการของทรานส์ลิเนียร์สำหรับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....	19
3.3	หลักการของทรานส์ลิเนียร์สำหรับมอสเฟตที่ทำงานในช่วงอิมิตัว.....	21
3.4	บทสรุป.....	23
บทที่ 4	การวิเคราะห์และออกแบบวงจรทรานส์ลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี.....	24
4.1	บทนำ.....	24
4.2	วงจรสะท้อนกระแส.....	24
4.2.1	วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ขาเกต.....	24
4.2.2	วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ขาบอดี.....	25
4.3	หลักการเบื้องต้น.....	28
4.4	การทำงานของวงจรทรานส์ลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี.....	29
4.4.1	หลักการออกแบบวงจรทรานส์ลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี.....	29
4.4.2	ตัวอย่างของวงจรทรานส์ลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี.....	30
4.4.2.1	วงจรกำลังสองโดยใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์.....	31
4.5	บทสรุป.....	39
บทที่ 5	การวิเคราะห์และออกแบบวงจรถ้าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	41
5.1	บทนำ.....	41
5.2	นิยามของถ้าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	41
5.3	วงจรพื้นฐานของวงจรถ้าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	43
5.3.1	วงจรถ้าราคที่สองอาศัยหลักการของทรานส์ลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี.....	43
5.3.2	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง.....	43
5.3.3	วงจรถ้าราคที่สอง.....	45
5.3.4	วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ดีซีเทเลเวลชิปเตอร์.....	47
5.3.5	วงจรถ้าราคที่สอง.....	48
5.4	การออกแบบวงจรถ้าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	49
5.5	สมรรถนะของวงจรถ้าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	52
5.5.1	การวิเคราะห์ความต้านทานที่จุดเข้าและความต้านทานที่จุดออก.....	52
5.5.1.1	ค่าความต้านทานที่จุดเข้า.....	54
5.5.1.2	ค่าความต้านทานที่จุดออก.....	54
5.5.2	การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการ.....	55

5.5.3 การวิเคราะห์ผลตอบแทนทางความถี่ของวงจร.....	55
5.6 การเขียนแบบการทำงานของวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยโดยใช้ โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE.....	55
5.7 บทสรุป.....	62
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะการทำวิจัย.....	63
เอกสารอ้างอิง.....	65
ภาคผนวก.....	68
ภาคผนวก ก. สไปซ์โมเดลของมอสเฟต.....	69
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจรยกกำลัง สองโดยใช้ขาบอดี.....	72
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์ผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรยกกำลังสอง โดย ใช้ขาบอดี.....	75
ภาคผนวก ง. การวิเคราะห์หาความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจรหาค่าราก ที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	87
ภาคผนวก จ. การวิเคราะห์ผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรหาค่ารากที่สอง ของกำลังสองเฉลี่ย.....	92
ภาคผนวก ฉ. วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยสำหรับสัญญาณชานน์.....	115
ภาคผนวก ช. วงจรคูณ.....	119
ภาคผนวก ฉ. บทความวิจัยเกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์.....	127
ประวัติผู้เขียน.....	147

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	บล็อกแสดงการทำงานของวงจรถ่ายค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....1
2.1	แสดงโครงสร้างของมอสเฟททั่วไป.....5
2.2	แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสเฟททั้ง 4 แบบ.....6
2.3	การเกิดช่องทางเดินกระแสแบบช่องทางเดินกระแสสะสมในมอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด.....9
2.4	การสร้างช่องทางเดินกระแสให้กับมอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด เมื่อ V_{ds} มีค่าน้อยๆ.....10
2.5	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับแรงดันค่าน้อยๆ ระหว่างเดรนกับซอส.....10
2.6	มอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด เมื่อ $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$11
2.7	กราฟคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟทในแต่ละช่วงการทำงาน.....11
2.8	ภาพตัดขวางของมอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด.....13
2.9	ผลจำลองการทำงานของกระแสเดรนเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันระหว่างบอดีและซอส.....13
2.10	วงจรมุมูลย์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ของมอสเฟท.....14
3.1	รูปแบบพื้นฐานของวงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....20
3.2	รูปแบบพื้นฐานของวงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้มอสเฟท.....22
4.1	วงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้ขาเกต.....24
4.2	วงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้ขาบอดี.....25
4.3	ผลตอบสนองกระแสไฟตรงของวงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้ขาบอดี เมื่อมอสเฟท M2 ทำงานในช่วงอิ่มตัว.....26
4.4	ผลตอบสนองกระแสไฟตรงของวงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้ขาบอดี เมื่อมอสเฟท M2 ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว.....27
4.5	ตัวอย่างรูปของวงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้ขาบอดี.....30
4.6	วงจรถ่ายค่าราคาโดยใช้วงจรถ่ายค่าราคา.....31
4.7	วงจรมุมูลย์สำหรับการคำนวณหาความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออก.....33
4.8	คุณลักษณะการตอบสนองไฟตรงของวงจรถ่ายค่าราคา.....36
4.9	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดระหว่างผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE กับผลคำนวณจากสมการที่ (4.31).....36
4.10	สัญญาณเอาต์พุทเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทขนาด $3.5 \mu A$ ความถี่ 10 KHz.....37

รูปที่	หน้า
4.11 สัญญาณเอาต์พุตเชิงความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตขนาด $3.5 \mu A$ ความถี่ 10 KHz.....	37
4.12 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต.....	38
4.13 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกำลังสอง.....	39
5.1 วงจรกำลังสองเมื่อชดเชยผลของกระแสตรง.....	44
5.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่ง.....	45
5.3 วงจรถอครากที่สอง.....	46
5.4 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ดีซีเทเลเวลชิปเตอร์.....	47
5.5 วงจรดิฟเฟอเรนเชียล.....	48
5.6 วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	50
5.7 วงจรสมมูลย์สำหรับการคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจ หาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	53
5.8 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุต เป็นรูปไซน์ $I_{in} = 1 \mu A$ ความถี่ 10 KH.....	57
5.9 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุต เป็นรูปไซน์ $I_{in} = 2 \mu A$ ความถี่ 10 KHz.....	57
5.10 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณ อินพุตเป็นรูปไซน์ $I_{in} = 2 \mu A$ ความถี่ 50 KHz.....	58
5.11 สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด $2 \mu A$ ความถี่ 10 KHz.....	58
5.12 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุต เป็นรูปสามเหลี่ยม $I_{in} = 2 \mu A$ ความถี่ 10 KHz.....	59
5.13 สัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยมขนาด $2 \mu A$ ความถี่ 10 KHz.....	59
5.14 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุต เป็นรูปสี่เหลี่ยม $I_{in} = 2 \mu A$ ความถี่ 10 KHz.....	60
5.15 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	62
ข.1 วงจรสมมูลย์สำหรับการคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจ ยกกำลังสองโดยใช้ชาบอดี.....	72
ค.1 วงจรสมมูลย์สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....	76
ค.2 วงจรสมมูลย์สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อใช้ผลของมิลเตอร์.....	81
ง.1 วงจรสมมูลย์สำหรับการคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจ หาค่ารากที่สองของกำลังสอง.....	88
จ.1 วงจรสมมูลย์สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....	93

รูปที่	หน้า
จ.2 วงจรสมมูลย์สำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อใช้ผลของมิลเลอร์.....	96
จ.3 วงจรสมมูลย์สำหรับคำนวณหาค่ากำลังขยายของวงจรหาค่าราคาที่สองของกำลังสอง เฉลี่ยที่ใช้ผลของมิลเลอร์.....	99
ฉ.1 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ซีซีเทเวลชิปเตอร์.....	115
ฉ.2 วงจรสะท้อนกระแสเมื่อใช้ NMOS เป็นดีซีเทเวลชิปเตอร์.....	116
ฉ.3 วงจรสะท้อนกระแสทำงานเสมือนไดโอด.....	116
ฉ.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น.....	117
ฉ.5 วงจรหาค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	118
ช.1 วงจรคูณ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ BiCMOS.....	120
ช.2 วงจรคูณแบบ BiCMOS หลังจากรับการชดเชยแล้ว.....	122
ช.3 วงจรคูณ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้มอสเฟต.....	123
ช.4 วงจรคูณแบบมอสเฟตโดยใช้วงจรชดเชย.....	124

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ.....	8
2.2 แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสเฟตทั้ง 4 แบบ.....	6
4.1 แสดงขนาด W/L ของมอสเฟตแต่ละตัวในวงจรยกกำลังสอง.....	35
5.1 แสดงขนาด W/L ของมอสเฟตแต่ละตัวในวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย.....	56
5.2 ตารางคุณลักษณะการทำงานของวงจรในรูปที่ 5.6 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณ ไซน์ที่มีความถี่ 10 KHz.....	60
5.3 ตารางคุณลักษณะการทำงานของวงจรในรูปที่ 5.6 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็น สัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 10 KHz.....	60
5.4 ตารางคุณลักษณะการทำงานของวงจรในรูปที่ 5.6 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็น สัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 10 KHz.....	61

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันอุตสาหกรรมทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการพัฒนาให้เจริญก้าวหน้าเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งได้ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรประมวลผลต่างๆ มากมาย ในการออกแบบวงจรก็เช่นกันได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรโดยใช้หลักการใหม่ๆ ขึ้นมามากมาย เพื่อปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีคุณสมบัติและประสิทธิภาพในการทำงานที่ดียิ่งขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งมีความต้องการลดแหล่งจ่ายไฟของวงจรให้น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1.5V [1-2] ข้อจำกัดที่สำคัญในการทำให้แหล่งจ่ายไฟลดลงคือแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) โดยค่าต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ของแหล่งจ่ายไฟต้องมีค่าเท่ากับผลบวกของขนาดแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟต (MOSFET) ชนิดเอ็น (n-channel threshold voltage) และมอสเฟตชนิดพี (p-channel threshold voltage) แต่ในปัจจุบันนี้ไม่สามารถทำให้แรงดันขีดเริ่มมีค่าลดลงมากไปกว่านี้ได้ [3] จึงต้องหาวิธีใหม่ในการออกแบบวงจรเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงข้อจำกัดแรงดันขีดเริ่ม

วงจรส่วนมากจะใช้ขาของมอสเฟตเพียง 3 ขา คือ ขาเกต (gate terminal) , ขาซอร์ส (source terminal) และขาเดรน (drain terminal) แต่โดยโครงสร้างแล้วจะมีอีกขาหนึ่งนั่นก็คือ ขาบอดี (body terminal) เรียกว่าอีกชื่อว่า ขาแบคเกต (back-gate terminal) หรือ ขาเบ้าท์ (bulk terminal) จะใช้ในการกำหนดค่าแรงดันขีดเริ่มของตัวมอสเฟต ซึ่งได้มีงานวิจัยที่นำขาบอดีมาใช้งานทั้งในวงจรดิจิทัลและวงจรแอนาล็อก โดยให้ไบอัสแบบ forward ให้แก่ขาบอดีให้ทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำสำหรับวงจรดิจิทัล [4-5] และวงจรแอนาล็อก [6] อีกทั้งยังมีการนำขาบอดีมารับอินพุตเพื่อนำไปใช้งานในด้านต่างๆ ทั้งที่ใช้ MOSFET ทำงานในช่วง weak inversion [7] , ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (nonsaturation) [8] และทำงานในช่วงอิ่มตัว [8-9]

วงจรถ่ายค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย (Root Mean Square; RMS) เป็นวงจรที่มีประโยชน์และสำคัญมากวงจรหนึ่งที่มีใช้ในเครื่องมือวัดและระบบตรวจวัดสัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่ผ่านมาได้มีการคิดค้นและพัฒนาการออกแบบวงจรถ่ายค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยกันมาอย่างต่อเนื่อง [11-13] อย่างไรก็ตามวงจรดังกล่าวต้องใช้แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงอยู่ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการนำเสนองานวิจัยการออกแบบวงจรถ่ายค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยโดยใช้เทคโนโลยีแบบมอสเฟตและออกแบบวงจรถ่ายค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยโดยใช้ขาบอดีเป็นหลัก ซึ่งจะทำให้ได้วงจรถ่ายค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในการทำวิทยานิพนธ์ ได้กำหนดวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ไว้ดังนี้

1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติของมอสเฟตเมื่อมีผลของแรงดันที่ขาบอคือมาเกี่ยวข้องกับ
2. เพื่อศึกษาค้นคว้า วิจัยและพัฒนาวิธีการออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์ ที่สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟต่ำโดยใช้ขาบอคือ
3. เพื่อที่จะนำวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นดังกล่าว ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรถ่ายค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ย
4. สร้างวงจรถ่ายค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ยให้สามารถทำงานที่แหล่งจ่ายไฟอยู่ในช่วง 1-1.5 V
5. ในการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรที่ได้พัฒนาออกแบบ จะใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจร

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

มอสเฟตสามารถควบคุมปริมาณกระแสโดยใช้แรงดันที่ขาเกตควบคุม แต่ในโครงสร้างของมอสเฟตจะมีขาบอคือซึ่งสามารถควบคุมปริมาณกระแสได้เช่นกัน จึงได้นำหลักการดังกล่าวมาใช้ในการออกแบบวงจร

1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรถ่ายค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ย ประกอบด้วยส่วนประกอบ 3 ส่วน[11-13] ได้แก่ วงจรยกกำลังสอง , วงจรรองความถี่ต่ำ และวงจรถ่ายค่าราคาที่สอง แสดงเป็นบล็อกดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกแสดงการทำงานของวงจรถ่ายค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1. ออกแบบวงจรถ่ายค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ยที่สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยอยู่ในช่วง 1V-1.5V
2. จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE
3. หาค่าการตอบสนองทางความถี่ของวงจร

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาการทำงานของ MOSFET เมื่อมีแรงดันที่ขาบอดี้เข้ามาเกี่ยวข้อง
2. ออกแบบวงจรทรานสลิเนียร์โดยใช้เทคนิคของขาบอดี้
3. สร้างวงจรยกกำลังสองโดยใช้หลักการของวงจรทรานสลิเนียร์
4. วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

บทที่ 2

ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

2.1 บทนำ

มอสเฟต (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor; MOSFET) เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยผลของสนามไฟฟ้า เนื่องจากมอสเฟตมีโครงสร้างง่าย มีขนาดเล็ก จึงใช้พื้นที่บนชิปไอซีน้อย ประกอบกับมีขบวนการผลิตที่ง่ายกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนาและวิจัยการออกแบบวงจรโดยใช้เทคโนโลยีมอสกันเรื่อยมา โดยปกติจะใช้งานขามอสเฟตอยู่ 3 ขา คือ ขาเดรน ขาเกต และขาซอส ส่วนขาบอดี้จะถูกใช้ในการกำหนดค่าแรงดันขีดเริ่มที่เป็นค่าคงที่ ซึ่งโดยปกติแล้วจะต่อขาบอดี้เข้ากับขาซอสเพื่อให้ผลของแรงดันขีดเริ่มมีค่าที่ต่ำที่สุดเท่ากับ V_{T0} แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการนำขาบอดี้ของมอสเฟตมาใช้งานให้เกิดประโยชน์โดยการนำมาประยุกต์ใช้ในวงจรทรานสลิเนียร์

2.2 โครงสร้างของมอสเฟต [14-15]

จากรูปที่ 2.1 เป็นภาพตัดขวางแสดงโครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนซ์เมนต์โหมด ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ 5 ส่วน คือ ส่วนเดรน (Drain Region) , ส่วนเกต (Gate Region) , ส่วนซอส (Source Region) , ส่วนบอดี้ (Body Region) และส่วนฐานรอง (Substrate Region) โดยแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานและคุณสมบัติที่แตกต่างกันดังนี้

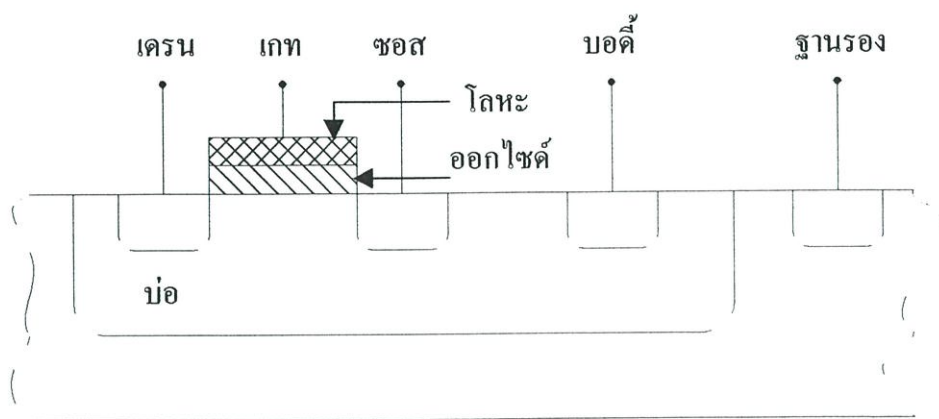
-ส่วนเดรน เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรอง แต่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกับซอส ทำหน้าที่เป็นทางออกไปสู่วงจรภายนอกของประจุพาหะที่มาจากซอส

-ส่วนซอส เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรอง แต่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกับซอส ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะที่ทำให้เกิดกระแสไหลระหว่างขาเดรนกับขาซอส

-ส่วนเกต เป็นบริเวณที่เชื่อมอยู่ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอส โครงสร้างต่างๆ ไปประกอบด้วยชั้นบนสุดเป็นโลหะตัวนำ ชั้นรองลงมาเป็นฉนวน และชั้นล่างสุดเป็นสารกึ่งตัวนำซึ่งใช้เป็นฐานรอง ส่วนเกตจะทำหน้าที่ควบคุมปริมาณประจุพาหะที่เคลื่อนที่จากส่วนซอสไปยังส่วนเดรน

-ส่วนบอดี้ ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่ใช้เป็นฐานรองของช่องทางเดินกระแส ใช้กำหนดช่องทางเดินของกระแสในรูปของแรงดันขีดเริ่ม

-ส่วนฐานรองเป็นสารกึ่งตัวนำที่ใช้ในการแยกบ่อ (well) แต่ละบ่อออกจากกัน



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตทั่วไป

มอสเฟตเป็นทรานซิสเตอร์ที่ทำงานโดยใช้สนามไฟฟ้าสามารถแบ่งเป็นประเภทต่างๆ ได้หลายแบบ ขึ้นอยู่กับเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่ง เช่น ถ้าแบ่งตามชนิดของประจุพาหะที่บริเวณช่องทางเดินกระแสในขณะที่เกิดกระแสสามารถแบ่งได้เป็นสองชนิดคือ มอสเฟตแบบช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น (N-channel MOSFET) ซึ่งเป็นมอสเฟตที่ใช้อิเล็กตรอน (electron) เป็นพาหะในการนำกระแส และ มอสเฟตแบบช่องทางเดินกระแสชนิดพี (P-channel MOSFET) เป็นมอสเฟตที่ใช้โฮล (hole) เป็นพาหะในการนำกระแส ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสของมอสเฟตทุกๆ ไป สารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสกับสารกึ่งตัวนำบริเวณส่วนเกรนและซอส อาจเป็นสารชนิดเดียวกับหรือต่างชนิดกันก็ได้ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็นสองลักษณะคือมอสเฟตแบบดีพลีชัน โหมด (Depletion-mode) และ มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ โหมด (Enhancement-mode) ดังนั้นจึงสามารถที่จะแบ่งมอสเฟตได้เป็น 4 แบบ โดยแสดงโครงสร้างภายในของทั้ง 4 แบบ ดังรูปที่ 2.2 ได้แก่

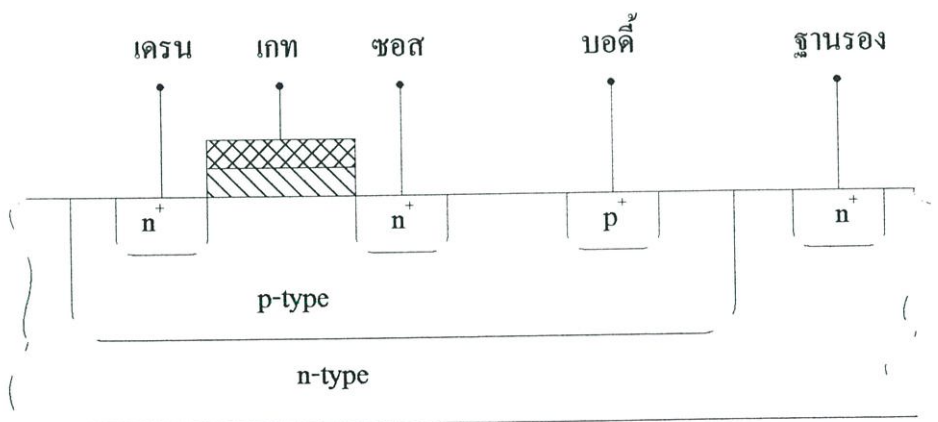
-จากรูป 2.2 (ก) มอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ โหมด (N-channel enhancement-mode MOSFET) เป็นมอสเฟตที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสที่ขั้วเกตมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดพีที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นก่อน โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับบอดี้

-จากรูป 2.2 (ข) มอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบดีพลีชัน โหมด (N-channel depletion-mode MOSFET) เป็นมอสเฟตที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสที่ขั้วเกตมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ทำให้เกิดการเชื่อมค่อนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอสกับส่วนเกรนอันเป็นผลให้เกิดกระแสขึ้นทันทีเมื่อมีความต่างศักย์ระหว่างส่วนเกรนกับส่วนซอส ในการควบคุมปริมาณกระแสทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกตเมื่อเทียบ

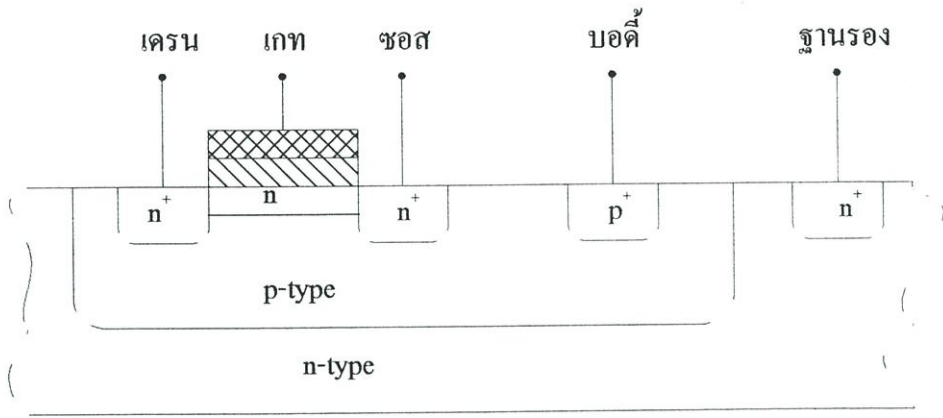
กับส่วนบอดี้ โดยเมื่อต้องการให้กระแสเพิ่มขึ้นก็คือการควบคุมให้แรงดันที่เกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับส่วนบอดี้ และเมื่อต้องการให้กระแสลดลงก็โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตเป็นลบเมื่อเทียบกับบอดี้

-จากรูป 2.2 (ค) มอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดพีแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (P-channel enhancement-mode MOSFET) เป็นมอสเฟตที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสที่ขาทมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็น ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องเหนี่ยวนำให้สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่บริเวณช่องทางเดินกระแสให้เปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีก่อนโดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตเป็นลบเมื่อเทียบกับบอดี้

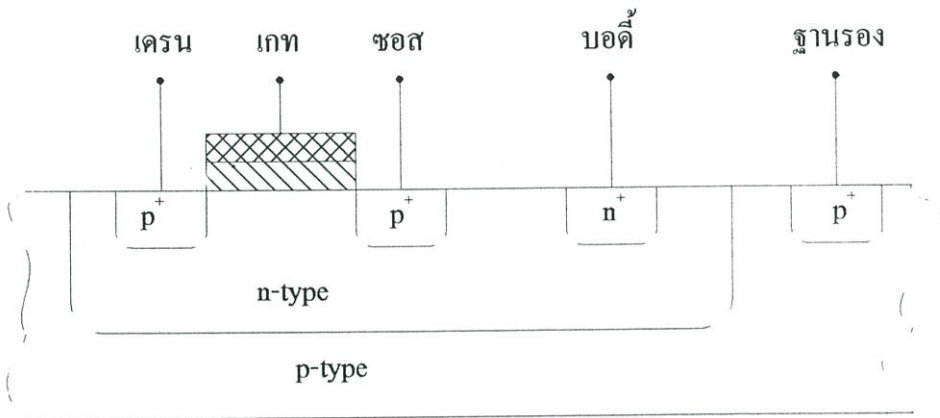
-จากรูป 2.2 (ง) มอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดพีแบบดีพลีชันโหมด (P-channel depletion-mode MOSFET) เป็นมอสเฟตที่ในสภาวะปกติก่อนให้ไบอัสที่ขาทมีสารกึ่งตัวนำในบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ทำให้เกิดการเชื่อมต่อเนื้อสารกึ่งตัวนำระหว่างส่วนซอสกับส่วนเดรนอันเป็นผลให้เกิดกระแสขึ้นทันทีเมื่อมีความต่างศักย์ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอส ในการควบคุมปริมาณกระแสทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เกตเมื่อเทียบกับส่วนบอดี้ โดยเมื่อต้องการให้กระแสเพิ่มขึ้นก็คือการควบคุมให้แรงดันที่เกตเป็นลบเมื่อเทียบกับบอดี้ และเมื่อต้องการให้กระแสลดลงก็โดยการให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับบอดี้



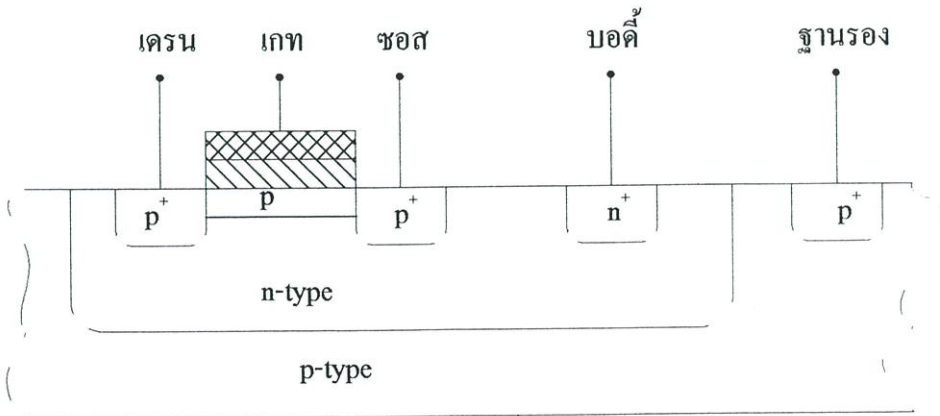
(ก) มอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด
รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะโครงสร้างของมอสเฟตทั้ง 4 แบบ



(ข) มอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบดีพลีชัน โหมด



(ค) มอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดพีแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ โหมด



(ง) มอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดพีแบบดีพลีชัน โหมด

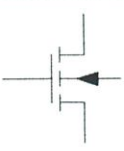
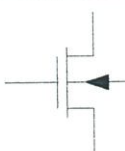

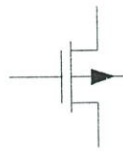
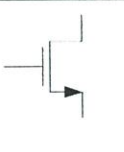



รูปที่ 2.2 (ต่อ)

2.3 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

สัญลักษณ์ของมอสเฟตแสดงดังตารางที่ 2.1 โดยในลักษณะของดีพลิตชันโหมด ส่วนเดรน , ฐานรอง และซอสจะเชื่อมต่อกัน และในลักษณะของเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดมีส่วนของเดรน , ฐานรอง และซอสจะเป็นเส้นปะไม่ต่อกัน

สำหรับในมอสเฟตตัวเดียวๆ ทั่วไปจะมีส่วนของซอสถูกต่อกับฐานรอง ลากเส้นเชื่อมต่อกันและมีเพียง 3 ขา โดยตัดขาบอดี้ ออก ซึ่งแยกมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดกับดีพลิตชันโหมดออกจากกัน ด้วยที่สัญลักษณ์ของดีพลิตชันโหมดมอสเฟตจะถูกลากเส้นระหว่างซอสกับเดรนเป็นเส้นทึบ และสัญลักษณ์ของดีพลิตชันโหมดมอสเฟตถูกลากเส้นระหว่างขาเดรนและซอสเป็นเส้นปกติ

ตารางที่ 2.1 สัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ

แถวที่	ช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น		ช่องทางเดินกระแสชนิดพี	
	มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด	มอสเฟตแบบดีพลิตชันโหมด	มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด	มอสเฟตแบบดีพลิตชันโหมด
1				
2				

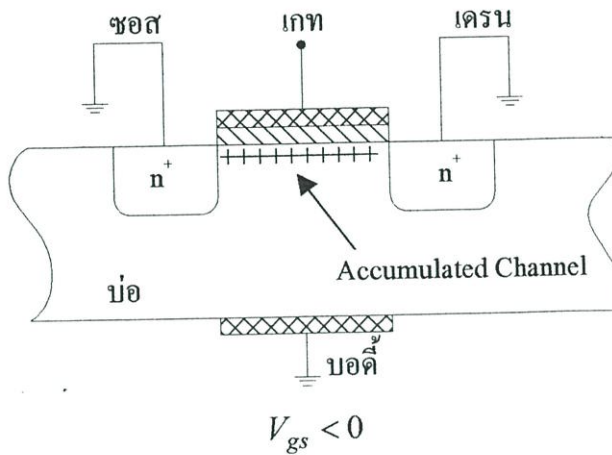
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ขาบอดี้ในการออกแบบวงจร จึงใช้สัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ 4 ขา มาใช้แสดงรูปวงจรที่ได้ออกแบบ

2.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

2.4.1 คุณสมบัติการทำงานทั่วไปของมอสเฟต

เนื่องจากมอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด เป็นแบบที่นิยมแพร่หลายมากกว่าแบบดีพลิตชันโหมด และเป็นแบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ดังนั้นจะกล่าวรายละเอียดซึ่งอธิบายทฤษฎีการทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด

ตามโครงสร้างในรูปที่ 2.3 เมื่อขอส เกต และฐานรองต่อลงกราวด์ ทำให้มีออสเฟททำตัวคล้ายกับตัวเก็บประจุ โดยที่ชั้นโลหะของเกตและผิวของซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบของตัวเก็บประจุ ถ้า V_{gs} มีค่าเป็นลบจะทำให้เกิดโฮลถูกดึงมาที่ช่องทางเดินกระแสและเรียกว่าช่องทางเดินกระแสสะสม (Accumulated Channel) ดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้ แรงดันที่ขอสและเกตจะต้องมีค่ามาก ๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่ากระแสรั่ว (Leakage Current)

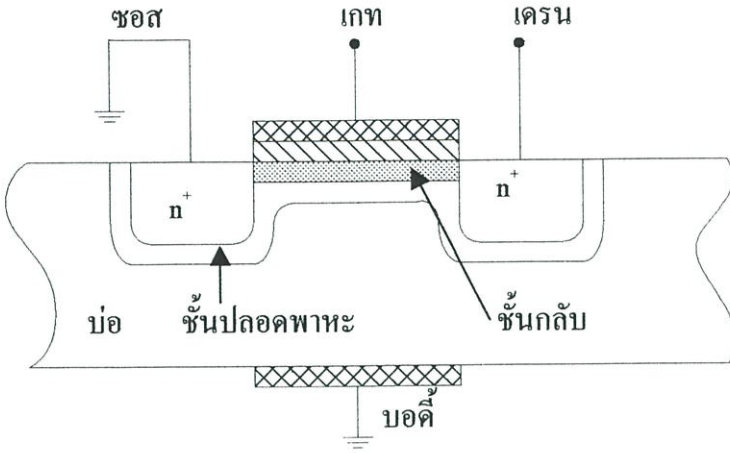


รูปที่ 2.3 การเกิดช่องทางเดินกระแสแบบช่องทางเดินกระแสสะสมในมอสเฟทช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โทมด

ในกรณีที่แรงดันเกตมีค่าเป็นบวกไม่มากจะทำให้โฮลถูกผลักออกไปจากช่องทางเดินกระแสทำให้ช่องทางเดินกระแสเปลี่ยนเป็น p^- เมื่อเพิ่มแรงดันเกตขึ้นไปอีกช่องทางเดินกระแสก็จะเปลี่ยนเป็นบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) และถ้าเพิ่มแรงดันเกตอีกช่องทางเดินกระแสจะเปลี่ยนเป็นชั้นกลับ (Inverted Channel) เพราะวาอิเล็กตรอนถูกดึงเข้ามาที่ช่องทางเดินกระแสแสดงในรูปที่ 2.4 สำหรับแรงดันที่เกตทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนที่ช่องทางเดินกระแสมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวณบ่อเรียกแรงดันนี้ว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage; V_{th}) เมื่อกำหนดให้บ่อนแรงดันระหว่างเป็นบวกระหว่างขาเกตเทียบกับขาขอส และเมื่อบ่อนแรงดันค่าบวกค่าน้อยๆ เข้าที่ขาเดรนเทียบกับขาขอส โดยที่ $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ จะมีกระแสเดรนไหลผ่านช่องทางเดินกระแสจากขาเดรนไปยังขาขอส จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาขอสเป็นแบบเชิงเส้น ลักษณะการทำงานของมอสเฟทในช่วงนี้เป็นแบบความต้านทานเชิงเส้นที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันที่เกตเทียบกับขอส ถูกแสดงดังรูปที่ 2.5

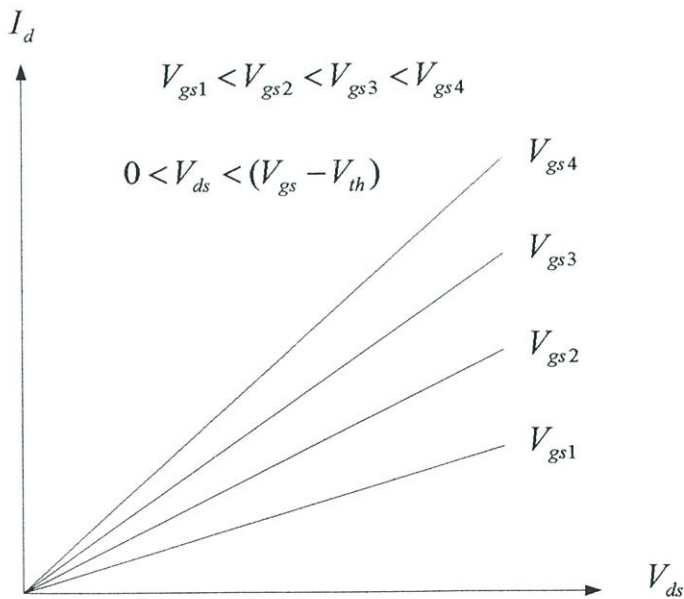
เมื่อแรงดันระหว่างเดรนกับขอสเพิ่มขึ้น ความหนาแน่นของประจุในช่องทางเดินกระแสจะลดลงจากขอสไปยังเดรน จนกระทั่ง V_{ds} มีค่าเป็น $V_{ds} = V_{gs} - V_{th}$ เรียกจุดนี้ว่าจุดพินช์ออฟ

(Pinch off) และเมื่อเพิ่ม V_{ds} อีกลง $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$ เป็นภาวะที่ช่องทางเดินกระแสขาดออกเรียกว่าภาวะช่วงนี้ว่าช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ซึ่งแสดงการทำงานของมอสเฟตดังในรูปที่ 2.6



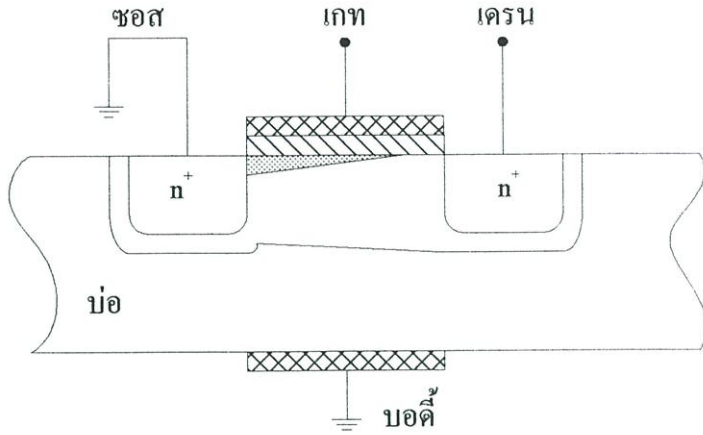
$$V_{gs} < 0, V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$$

รูปที่ 2.4 การสร้างช่องทางเดินกระแสให้กับมอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เม้นท์โหมด เมื่อ V_{ds} มีค่าน้อยๆ

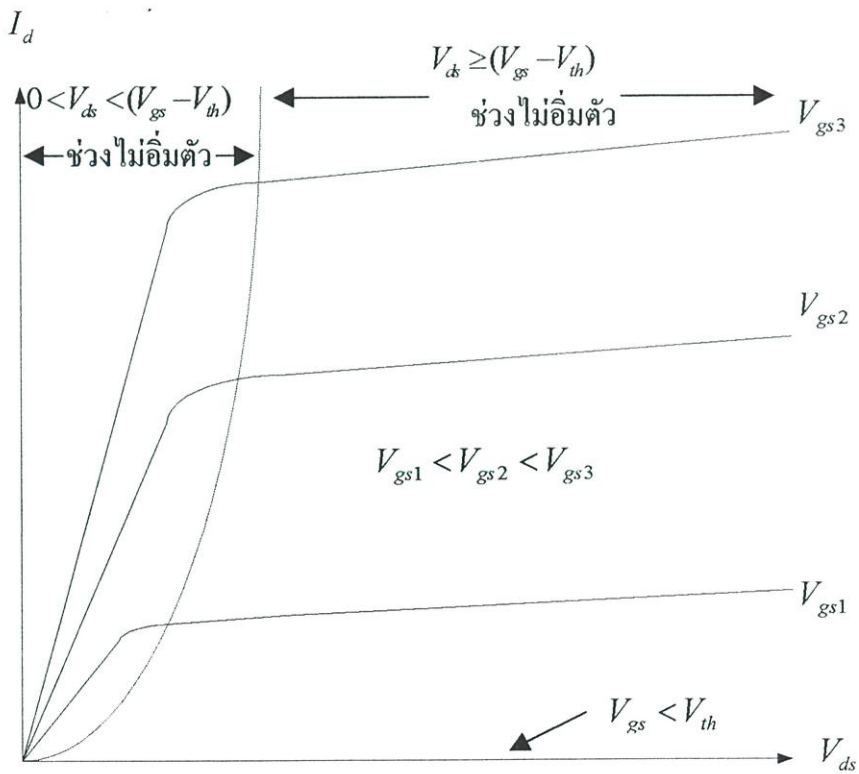


รูปที่ 2.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนกับแรงดันค่าน้อยๆ ระหว่างเดรนกับซอส

จากคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตที่กล่าวมาสามารถที่จะแบ่งการทำงานออกได้เป็น 3 ช่วง แสดงดังในรูปที่ 2.7 โดยพิจารณาจาก $V_{gs} - V_{th}$ และค่า V_{ds} สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.6 มอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด เมื่อ $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$



รูปที่ 2.7 กราฟคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตในแต่ละช่วงการทำงาน

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

$$I_d = 0 \tag{2.1}$$

ช่วงที่ 2 ช่วงที่แรงดัน $V_{gs} > V_{th}$ และ $0 < V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ เรียกช่วงนี้ว่าช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้น (Linear Region หรือ Triode Region) มีสมการกระแสเดรนเป็นดังนี้

$$I_d = \frac{u_n C_{ox} W}{L} \left[(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right] (1 + \lambda V_{ds}) \quad (2.2)$$

ช่วงที่ 3 ช่วงที่แรงดัน $V_{gs} > V_{th}$ และ $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$ เรียกช่วงนี้ว่าช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) มีสมการกระแสเดรนเป็นดังนี้

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

โดยที่ I_d คือ กระแสเดรน (Drain Current)

V_{gs} คือ ค่าแรงดันคกคร่อมระหว่างเกทกับซอส (Gate-Source Voltage)

V_{ds} คือ ค่าแรงดันคกคร่อมระหว่างเดรนกับซอส (drain-Source Voltage)

u_n คือ ค่าสภาพความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

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

W คือ ความกว้างของช่องทางเดินกระแส (Channel Width)

L คือ ความยาวของช่องทางเดินกระแส (Channel Length)

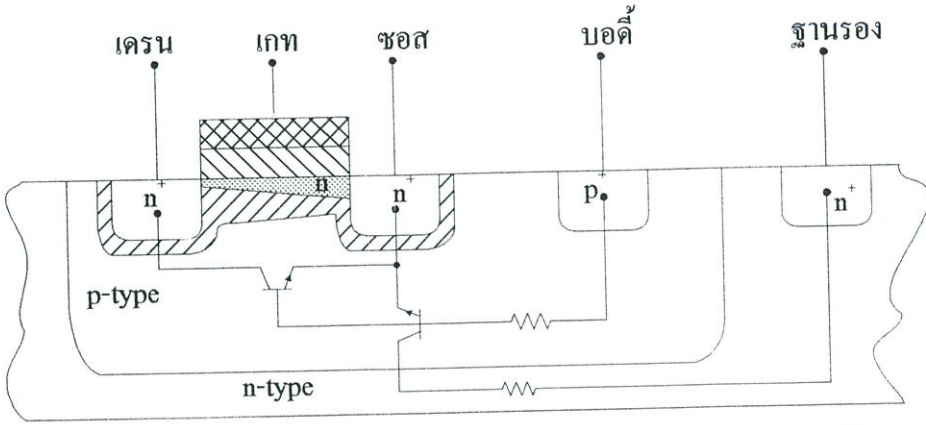
V_{th} คือ แรงดันขีดเริ่ม (Thershold Voltage)

λ คือ แชนแนลเลนจัมอดคลูชันพารามิเตอร์ (Channel Length Modulation Parameter)

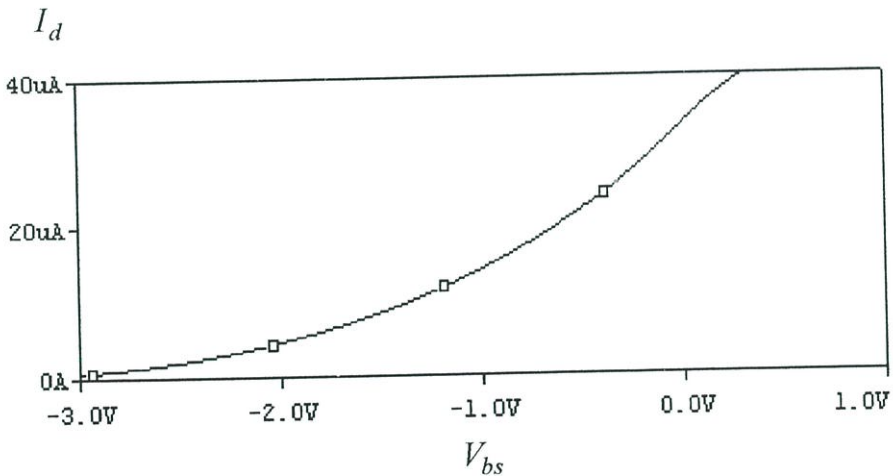
2.4.2 คุณสมบัติการทำงานของขาบอดี้ของมอสเฟต

จากรูปที่ 2.8 เป็นภาพตัดขวางของมอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด โดยกำหนดจุดการทำงานให้มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว [8-9] จ่ายแรงดันค่าคงที่ V_{gs} เป็นค่าคงที่จะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสขึ้น แล้วทำการปรับแรงดันระหว่างบอดี้กับซอส (V_{bs}) จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 2.9 จะพบว่า V_{bs} จะกำหนดช่องทางเดินกระแสโดยการเปลี่ยนแปลงบริเวณปลอดพาหะ ซึ่งเปรียบเสมือนการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบเจเฟต (JFET)

รูปที่ 2.9 แสดงผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยมี $W/L=100 \text{ um}/2\text{um}$ เมื่อใช้โมเดลมอสเฟตแสดงในภาคผนวก ก โดยกำหนดให้ป้อนแรงดันระหว่างเกตและซอส 1.5V , แรงดันระหว่างเกตและซอส 1.5V และป้อนแรงดันระหว่างบอดีและซอสตั้งแต่ -3V ถึง 0.3V โดยเปลี่ยนแปลงครั้งละ 0.01V



รูปที่ 2.8 ภาพตัดขวางของมอสเฟตช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด



รูปที่ 2.9 ผลจำลองการทำงานของกระแสเดรนเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันระหว่างบอดีและซอส

เนื่องจาก V_{bs} เป็นฟังก์ชันกับแรงดันขีดเริ่มมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$V_{th} = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{2|\phi_F| - V_{bs}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right) \quad (2.4)$$

โดยที่ V_{T0} คือ แรงดันขีดเริ่มเมื่อ $V_{bs}=0$

γ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ผลของบอดี้ (body effect coefficient)

ϕ_F คือ ค่าศักดาบริเวณพื้นผิวของสตรองอินเวอร์ชัน (Strong inversion surface potential)

ดังนั้นสมการของกระแสเดรนในช่วงการทำงานไม่อิ่มตัวมีความสัมพันธ์ดังสมการ

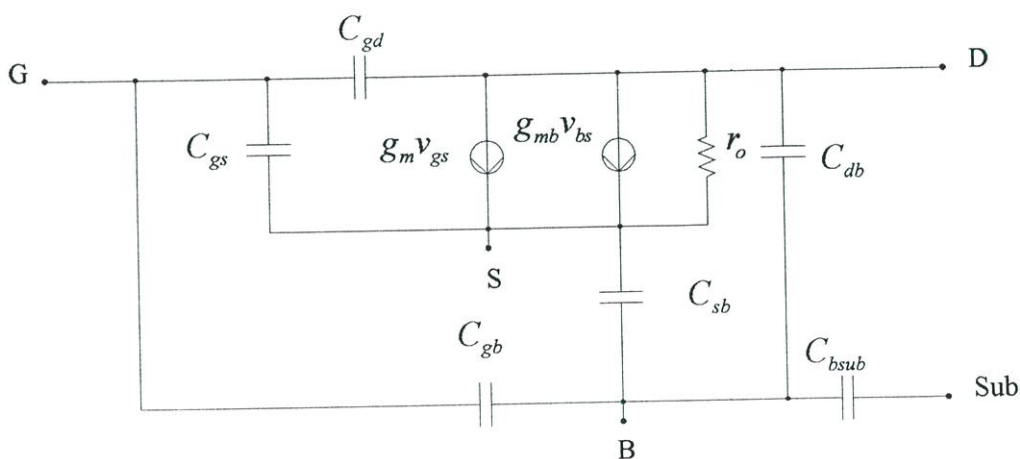
$$I_D = \frac{KW}{L} \left\{ V_{GS} - \frac{V_{DS}}{2} - V_{T0} - \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right\} V_{DS} \quad (2.5)$$

และสมการของกระแสเดรนในช่วงการทำงานอิ่มตัวมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$I_D = \frac{KW}{2L} \left\{ V_{GS} - V_{T0} - \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right\}^2 \quad (2.6)$$

ถ้า V_{bs} มีค่ามากกว่า 0.5V จะทำให้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์แฝงที่อยู่ในมอสเฟตทำงานทำให้กระแสเดรนที่ได้ประกอบด้วยกระแสของมอสเฟตและกระแสที่เกิดจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์แฝง ปัจจุบันได้มีโมเดลมาอธิบายการทำงาน[16] โดยใช้โมเดลของมอสเฟต การทำงานของมอสเฟตจากการใช้สมการมอสเฟตของเปาซา (Pao-Sah MOSFET equation) ซึ่งประกอบด้วยการทำงาน 2 ส่วน คือ เทอมมอสเฟตชาร์จชีท (MOSFET charge-sheet term) และเทอมของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

2.4.3 วงจรสมมูลและสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต[17]

ในรูปที่ 2.10 แสดงวงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กลงของมอสเฟตซึ่งทำงานในช่วงอิ่มตัวและไม่อิ่มตัว โดยมีค่าตัวเก็บประจุมีค่าดังนี้ [14]

$-C_{gs}$ คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่างเกตกับซอสต์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ มีค่าเป็น

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} \frac{1+2\alpha}{(1+\alpha)^2} \quad (2.7)$$

โดยที่

$$\alpha = 1 - \frac{V_{ds}}{V_{gs} - V_{th}} \quad , \quad V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH} \quad (2.8)$$

$$\alpha = 0 \quad , \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \quad (2.9)$$

$-C_{gd}$ คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่างเกตกับเดรนต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ มีค่าเป็น

$$C_{gd} = \frac{2}{3} C_{ox} \frac{\alpha^2 + 2\alpha}{(1+\alpha)^2} \quad (2.10)$$

$-C_{sb}$ คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่างซอสต์กับบอดีต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ มีค่าเป็น

$$C_{sb} = C_{gs} \frac{\gamma}{2\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}} \quad (2.11)$$

$-C_{db}$ คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่างเดรนกับบอดีต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ มีค่าเป็น

$$C_{db} = C_{gd} \frac{\gamma}{2\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}} \quad (2.12)$$

$-C_{gb}$ คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่างเกตกับบอดีต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ มีค่าเป็น

$$C_{gb} = \frac{\delta_1}{3(1+\delta_1)} C_{ox} \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2 \quad (2.13)$$

โดยที่

$$\delta_1 = \frac{\gamma}{2\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}} \quad (2.14)$$

$-C_{bsub}$ คือค่าความจุไฟฟ้ารวมระหว่างบอดี้กับฐานรองต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ มีค่าเป็น

$$C_{bsub} = \frac{C_{bsub0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{bsub}}{\psi_0}}} \quad (2.15)$$

ค่าความนำ (Transconductance) ของวงจรรูปที่ 2.10 มีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} \quad , \quad V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH} \quad (2.16)$$

$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \quad , \quad V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \quad (2.17)$$

$$g_{mb} = g_m \frac{\gamma}{2\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}} \quad (2.18)$$

2.5 หลักการการประยุกต์ใช้ขาบอดี้ในการออกแบบวงจร [9]

ข้อจำกัดของวงจรถ่ายสัญญาณที่ใช้มอสเฟตทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำคือแรงดันขีดเริ่ม การทำให้มอสเฟตทำงานในช่วงอิมิตัว เมื่อรับแรงดันอินพุทโดยใช้ขาเกต จะต้องใช้แหล่งจ่ายไฟมีค่าเป็น

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DSSat.} + |V_{TH}| + V_{signal} \quad (2.19)$$

โดยที่

V_{DD} เป็นแหล่งจ่ายไฟที่มีค่าเป็นบวก

V_{SS} เป็นแหล่งจ่ายไฟที่มีค่าเป็นลบ

V_{GS} เป็นแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอส

V_{TH} เป็นขนาดของแรงดันขีดเริ่มที่มีค่ามากที่สุดของ NMOS หรือ PMOS

V_{signal} เป็นแรงดันอินพุท

$$V_{DSSat.} = V_{GS} - |V_T| \quad (2.20)$$

แต่เมื่อรับแรงดันอินพุทโดยใช้ขาบอดี้ ใช้แหล่งจ่ายไฟมีค่าเป็น

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DSsat.} + |V_T| \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) แสดงให้เห็นว่าแรงดันอินพุตหายไป โดยไปรวมกับแรงดันขีดเริ่มทำให้ใช้แหล่งจ่ายไฟมีค่าต่ำลง

ข้อเสียคือ มีค่าตัวเก็บประจุซึ่งมีค่ามากทำให้มีผลต่อการตอบสนองทางความถี่โดยที่ การตอบสนองทางความถี่เมื่อรับอินพุตโดยใช้เกทเป็นคิงสมการ [9]

$$f_{T, gate-driven} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (2.22)$$

เมื่อรับอินพุตโดยใช้ขาบอดี้มีผลตอบสนองทางความถี่เป็นคิงสมการ [9]

$$f_{T, body-driven} \approx \frac{g_{mb}}{2\pi(C_{bs} + C_{bsub})} \quad (2.23)$$

2.6 แบบจำลองของมอสเฟต [18]

ปัจจุบันได้มีโปรแกรมสำเร็จรูปเพื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรมากมาย ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โปรแกรม SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) ได้จำลองการทำงานของมอสเฟตออกเป็น 7 รูปแบบคือ

- ระดับที่ 1 Schichman-Hodges model
- ระดับที่ 2 geometry-based , analytic model
- ระดับที่ 3 semi-empirical , short-channel model
- ระดับที่ 4 BSIM model
- ระดับที่ 5 EKV model version 2.6
- ระดับที่ 6 BSIM3 model version 2.0
- ระดับที่ 7 BSIM3 model version 3.1

สำหรับการจำลองการทำงานของมอสเฟตที่ต้องใช้ความเที่ยงตรงสูงมักจะใช้แบบจำลองการทำงานของ BSIM

2.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานและสมการของมอเตอร์เฟดแบ่งเป็น 3 ช่วง คือ ช่วงมอเตอร์เฟดไม่นำกระแส , ช่วงมอเตอร์เฟดไม่อิ่มตัว และช่วงมอเตอร์เฟดอิ่มตัว และอธิบายถึงการทำงานเมื่อประยุกต์ใช้ขบอดีในการออกแบบวงจร

บทที่ 3

วงจรถรานสลัเนียร์

3.1 บทนำ

วงจรถรานสลัเนียร์ เป็นวงจรถที่ใช้อธิบายความสัมพันธ์ของกลุ่มนวงจรถไม่เป็นเชิงเส้น ในปี ค.ศ.1975 Barrie Gilbert ได้บัญญัติคำว่า “ทรานสลัเนียร์” สำหรับวงจรถที่ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ว่า ค่าอัตราการส่งผ่านความนำ (Transconductance) ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ [19] ต่อมาได้เริ่มมีการออกแบบวงจรถโดยใช้มอสเฟตซึ่งทำงานในช่วงอิมิตัว โดยมีค่าอัตราการส่งผ่านความนำของมอสเฟตเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับแรงดันระหว่างเกตกับซอส [20] ปัจจุบันการวิเคราะห์ทางทรานสลัเนียร์ได้พัฒนาอย่างรวดเร็ว ได้มีการนำมอสเฟตที่ทำงานในช่วงซับเทรคโฮล (subthreshold) ซึ่งมีความสัมพันธ์แบบเดียวกับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ [7,21] สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ และมีข้อเสียคือวงจรถทำงานได้ที่กระแสมีค่าต่ำ

สำหรับการพิจารณาสัญญาณอินพุต (input signal) และสัญญาณเอาต์พุต (output signal) ของ วงจรถรานสลัเนียร์พิจารณาในรูปของกระแสซึ่งก่อนที่จะมีคำว่าทรานสลัเนียร์เรียกววงจรถเหล่านี้ว่าวงจรถโหมดกระแส (Current-mode Circuits) วงจรถเหล่านี้ต้องสร้างขึ้นโดยใช้เทคโนโลยีของวงจรถรวมเท่านั้นเพราะต้องใช้ความใกล้เคียงกันของอุณหภูมิขณะทำงาน ความเข้ากันของโครงสร้างอุปกรณ์ และความเข้มข้นของสารเจือซึ่งมีความสำคัญอย่างมากต่อการทำงานของวงจรถ

3.2 หลักการของทรานสลัเนียร์สำหรับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

เมื่อพิจารณาว่าวงจรถรานสลัเนียร์อาศัยความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างทรานสลัคอนดักแตนซ์กับกระแสแล้วจะได้ว่า

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \quad (3.1)$$

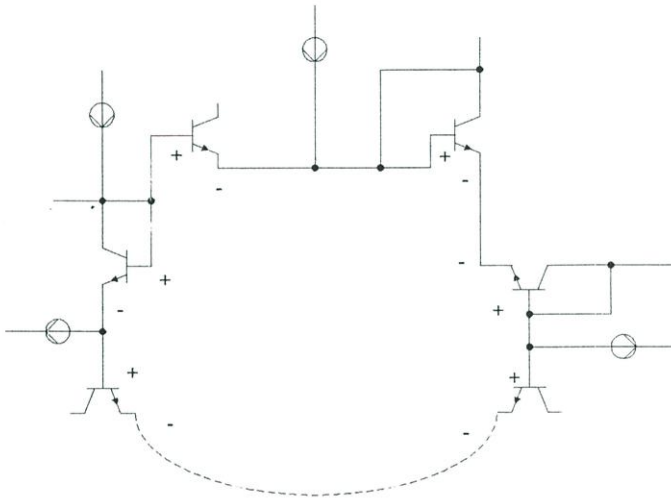
เมื่อทำการอินทิเกรตสมการ (3.1) จะได้ว่า

$$I = B \exp(aI) \quad (3.2)$$

ความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นความสัมพันธ์ของสมการกระแสคอลเลคเตอร์กับแรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์มีความสัมพันธ์เป็นดังสมการ

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (3.3)$$

โดยที่ I_S เป็นค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) และ V_T คือแรงดันเชิงอุณหภูมิต (Thermal Voltage)



รูปที่ 3.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลีนีเยร์ดูปโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

จากวงจรในรูปที่ 3.1 มีรอยต่อพี-เอ็นทีที่ได้รับการไบอัสตรงอยู่เป็นจำนวนคู่ โดยแบ่งออกเป็นรอยต่อพี-เอ็นทีที่ได้ออกการไบอัสจนมีศักดาตกคร่อมในทิศตามเข็มนาฬิกา (clockwise : cw) กับรอยต่อพี-เอ็นทีที่ได้ออกการไบอัสจนมีศักดาตกคร่อมในทิศทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise : ccw) โดยที่ผลรวมของศักดาตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ในรูปเป็นศูนย์ จะได้ว่า

$$\sum_{j=1}^N V_{bej} = 0 \quad (3.4)$$

หรือ

$$\sum_{cw} V_{bej} = \sum_{ccw} V_{bej} \quad (3.5)$$

และ

$$V_{bej} = V_T \ln \left(\frac{I_{cj}}{I_{sj}} \right) \quad (3.6)$$

โดยที่

V_{bej} คือ ศักดาตกคร่อมเบส-อีมีตเตอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่ j

I_{cj} คือ กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ j

I_{sj} คือ กระแสอิมิตต์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ j

แทนสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.5) จะได้

$$\sum_{cw} V_T \ln \left(\frac{I_{cj}}{I_{sj}} \right) = \sum_{ccw} V_T \ln \left(\frac{I_{cj}}{I_{sj}} \right) \quad (3.7)$$

เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการจะได้ว่า

$$\prod_{cw} I_{cj} = \prod_{ccw} I_{cj} \quad (3.8)$$

จะได้ว่าผลคูณของกระแสคอลเลคเตอร์ในทิศทางเข้มนาฬิกาเท่ากับผลคูณของกระแสคอลเลคเตอร์ในทิศทวนเข้มนาฬิกา

3.2 หลักการของทรานส์ติเนียนีร์สำหรับมอสเฟทที่ทำงานในช่วงอิมิตต์

เมื่อพิจารณาว่าวงจรทรานส์ติเนียนีร์ใช้ความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างทรานส์คอนดักแตนซ์กับแรงดันแล้วจะได้ว่า

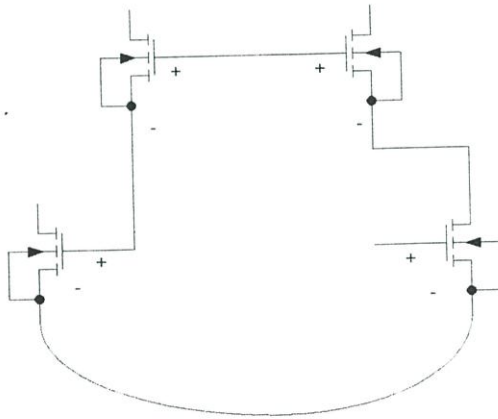
$$g = \frac{dI}{dV} = AV \quad (3.9)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตสมการ (3.9) จะได้ว่า

$$I = \frac{A}{2}V^2 + B \quad (3.10)$$

ถ้าให้ $B = 0$ จะได้ความสัมพันธ์ในสมการ (3.10) เป็นความสัมพันธ์ของมอสเฟตเมื่อทำงานในช่วงอิมิต์ว โดยที่ I แทนกระแสเดรน และ V แทน $V_{GS} - V_{TH}$ เหมือนกับในสมการ (2.3) (เมื่อไม่คิดผลของแชนแนลเลนจ์มอดคูลูชัน)

เมื่อนำมอสเฟตแต่ละตัวมาต่อกันโดยใช้ขั้วเกต-ซอสของมอสเฟตต่อกันเป็นลูปปิด มอสเฟตทุกตัวทำงานในช่วงอิมิต์วตั้งวงจรในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลีนีร์ลูปโดยใช้มอสเฟต

เมื่อพิจารณาทรานส์ลีนีร์ลูปสามารถแบ่งมอสเฟตออกได้เป็น 2 พวก คือ มอสเฟตที่มีเกต-ซอสได้รับการไบอัสในทิศตามเข็มนาฬิกา และมอสเฟตที่มีเกต-ซอสได้รับการไบอัสในทิศทวนเข็มนาฬิกา โดยที่ผลรวมของศักดาตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ในลูปเป็นศูนย์ จะได้ว่า

$$\sum_{j=1}^N V_{gsj} = 0 \quad (3.11)$$

หรือ

$$\sum_{cw} V_{gsj} = \sum_{ccw} V_{gsj} \quad (3.12)$$

เนื่องจาก

$$V_{gsj} = V_{th} + \sqrt{\frac{I_{dj}}{u_n C_{ox} (W/2L)_j}} \quad (3.13)$$

แทนสมการที่ (3.13) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้

$$\sum_{cw} \left(V_{th} + \sqrt{\frac{I_d}{u_n C_{ox} (W/2L)_j}} \right) = \sum_{ccw} \left(V_{th} + \sqrt{\frac{I_d}{u_n C_{ox} (W/2L)_j}} \right) \quad (3.14)$$

เมื่อมอสเฟตทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการจะได้ว่า

$$\sum_{cw} \left(\sqrt{\frac{I_d}{(W/L)_j}} \right) = \sum_{ccw} \left(\sqrt{\frac{I_d}{(W/L)_j}} \right) \quad (3.15)$$

จะได้ว่าผลบวกของค่ารากที่สองของกระแสทรานส์คอนดักชันด้วยอัตราส่วนความกว้างต่อความยาวของช่องทางเดินกระแสในทิศตามเข็มนาฬิกากับทิศทวนเข็มนาฬิกามีค่าเท่ากัน

3.3 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงแนวคิด หลักการเบื้องต้น ทฤษฎีการทำงานและสมการสำคัญๆ ของวงจรถานส์ลัสติเนียร์ทั้งที่สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และมอสเฟต ซึ่งจะใช้เป็นแนวทางสำหรับการออกแบบวงจรถานส์ลัสติเนียร์โดยใช้ขบอดี้ต่อไป

บทที่ 4

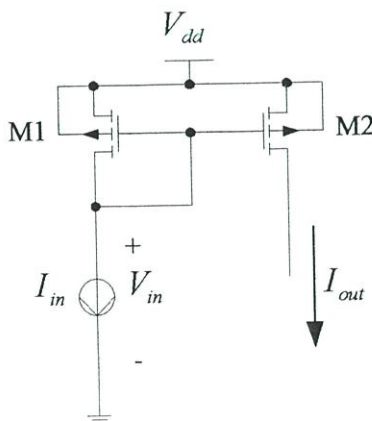
การวิเคราะห์และออกแบบวงจรทรานส์ซิสเตอร์โดยใช้ขาบอดี้

4.1 บทนำ

วงจรทรานส์ซิสเตอร์ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางและยังเป็นส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญมากในการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกทั้งในระบบโทรคมนาคม ระบบเครื่องมือวัด และระบบที่มีการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอื่นๆ อีกมากมาย โดยในบทนี้จะนำเสนอวงจรทรานส์ซิสเตอร์อีกแบบหนึ่งซึ่งออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่ใช้คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟตในช่วงอิมิตัว โดยใช้ฟังก์ชันการทำงานของขาบอดี้ของมอสเฟตเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติของวงจร จากนั้นได้อธิบายถึงหลักการนำวงจรทรานส์ซิสเตอร์ออกแบบเป็นวงจรยกกำลังสอง ในส่วนต่อมาเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรซึ่งได้แก่ ค่าความต้านทานที่จุดเข้าและที่จุดออก ผลตอบสนองทางความถี่ ส่วนสุดท้ายได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรยกกำลังสองที่ได้ทำการออกแบบขึ้น ก่อนที่จะกล่าวถึงวงจรทรานส์ซิสเตอร์ที่จะนำเสนอวงจรสะท้อนกระแสซึ่งใช้เป็นส่วนประกอบในวงจรทรานส์ซิสเตอร์

4.2 วงจรสะท้อนกระแส

4.2.1 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ขาเกต [17]



รูปที่ 4.1 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ขาเกต

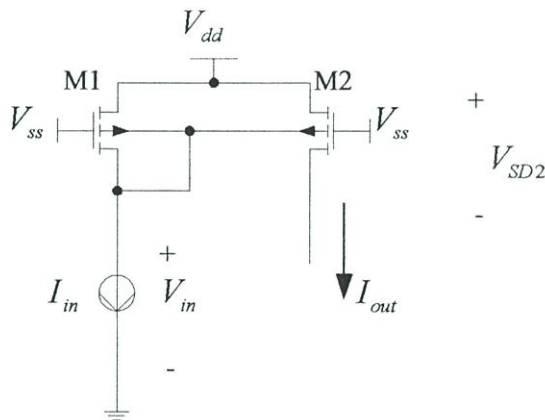
วงจระสะท้อนกระแสเป็นวงจระย่อพื้นฐานที่มีประโยชน์มากวงจระหนึ่ง ซึ่งถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจระอิเล็กทรอนิกส์จำนวนมาก ในรูปที่ 4.1 แสดงวงจระสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานโดยใช้มอสเฟตชนิดพี ซึ่งกำหนดให้มอสเฟตทุกตัวทำงานในช่วงอิมิตัว เมื่อพิจารณาวงจระจะพบว่า M1 และ M2 ต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจระทรานส์ลัสเียร์ทำให้ได้ความสัมพันธ์คือ

$$V_{GS1} = V_{GS2} \quad (4.1)$$

ซึ่ง

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \left(\frac{W}{L}\right)_{M2} \left(\frac{L}{W}\right)_{M1} \quad (4.2)$$

4.2.2 วงจระสะท้อนกระแสโดยใช้ขาบอดี [8]



รูปที่ 4.2 วงจระสะท้อนกระแสโดยใช้ขาบอดี

วงจระสะท้อนกระแสโดยใช้ขาบอดีแสดงในรูปที่ 4.2 โดยมีขาบอดีของมอสเฟต M1 และ M2 ต่อร่วมกัน ขาเกตจะต่อกับแหล่งจ่ายไฟคงที่มีค่าต่ำที่สุดในวงจระ ในที่นี้มอสเฟต M1 จะทำงานในช่วงไม้อิมิตัว ส่วนมอสเฟต M2 สามารถสามารถทำงานได้ทั้งในช่วงอิมิตัวและช่วงไม้อิมิตัว จากรูปที่ 4.2 จะได้ว่า

$$V_{BS1} = V_{BS2} \quad (4.3)$$

แล้วจะได้ว่า

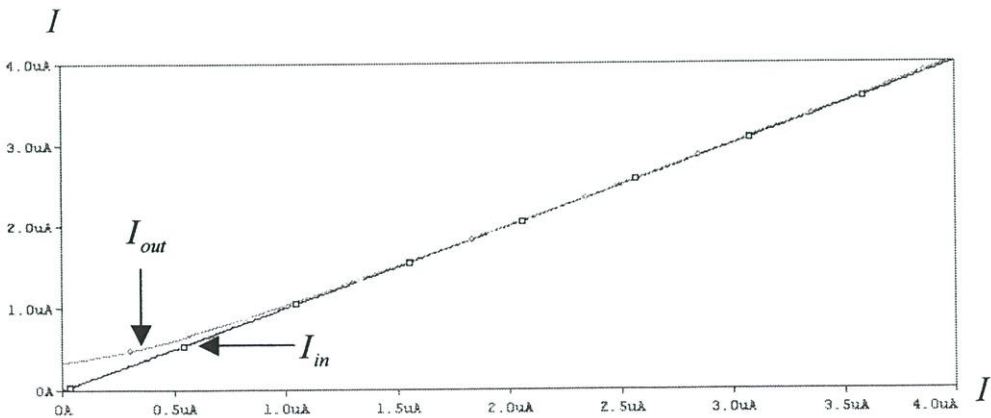
$$V_{GS1} - V_{th} = V_{GS2} - V_{th} \quad (4.4)$$

ทำให้ได้กระแสเอาต์พุตที่มีค่าเป็น

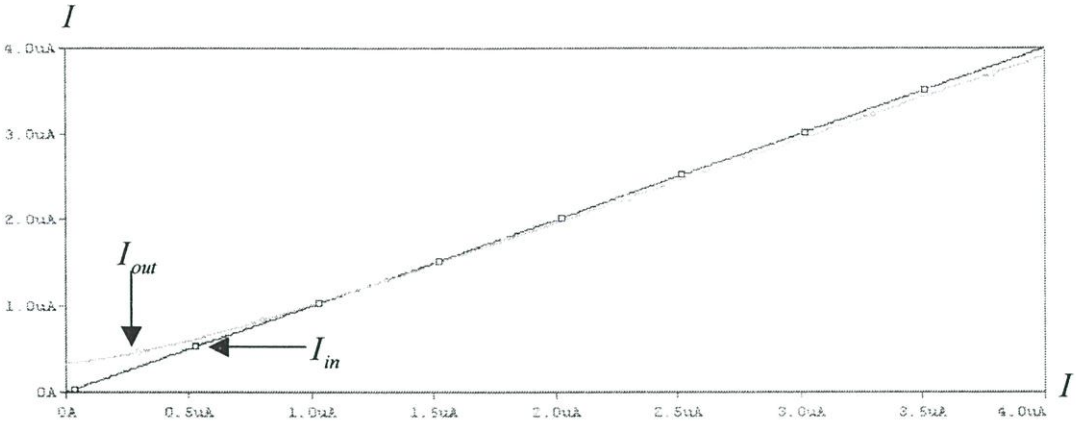
$$I_{out} = \frac{KW_2}{L_2} \left\{ \frac{I_{in}}{\left(\frac{KW_1}{L_1}\right)V_{DS1}} + \frac{V_{DS1}}{2} - \frac{V_{DS2}}{2} \right\} V_{DS2}, \quad V_{DS2} < V_{GS2} - V_{th2} \quad (4.5)$$

$$I_{out} = \frac{KW_2}{L_2} \left\{ \frac{I_{in}^2}{\left(\frac{KW_1}{L_1}\right)^2 V_{DS1}^2} + \frac{I_{in}}{\left(\frac{KW_1}{L_1}\right)} + \frac{V_{DS1}^2}{4} \right\}, \quad V_{DS2} \geq V_{GS2} - V_{th2} \quad (4.6)$$

รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองไฟตรงของวงจรสะท้อนกระแส เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นกระแสจาก $0\mu A$ ถึง $4\mu A$ โดยปรับค่าครั้งละ $0.01\mu A$ ใช้โมเดลของมอสเฟตแบบ BSIM3 Version2 โดยเลือกแบบจำลองของ MOSIS เทคโนโลยี $0.5\mu m$ hp-amos14tb ใช้ค่า $\frac{W}{L} = \frac{150\mu m}{2\mu m}$ และ กำหนดให้ $V_{dd} = 1V$, $V_{ss} = 0V$, $V_{SD2} = 1V$ (มอสเฟต M2 ทำงานในช่วงอิ่มตัว) สำหรับ รูปที่ 4.4 กำหนดให้ $V_{SD2} = 0.1V$ (มอสเฟต M2 ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว)



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองกระแสไฟตรงของวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ขาบอดี เมื่อมอสเฟต M2 ทำงานในช่วงอิ่มตัว



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองกระแสไฟตรงของวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ขาบอดี เมื่อมอสเฟต M2 ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว

สำหรับช่วงปฏิบัติการ จะถูกจำกัดด้วยค่าแรงดันระหว่างบอดีและซอส ดังนั้นกระแสเดรนของมอสเฟต M1 จะเป็น

$$I_{D1\max.} = \frac{KW_1}{L_1} \left\{ |V_{GS}| - \left| \frac{V_{DS1}}{2} \right| - |V_{T0}| - \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - |V_{BS\max.}|} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right\} |V_{DS}| \quad (4.7)$$

และกระแสเดรนของมอสเฟต M2 จะเป็น

$$I_{D2\max.} = \frac{KW_2}{2L_2} \left\{ |V_{GS}| - |V_{T0}| - \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - |V_{BS\max.}|} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right\}^2, \quad |V_{DS2}| > |V_{GS2} - V_{TH2}| \quad (4.8)$$

$$I_{D2\max.} = \frac{KW_2}{L_2} \left\{ |V_{GS}| - \left| \frac{V_{DS2}}{2} \right| - |V_{T0}| - \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - |V_{BS\max.}|} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right\} |V_{DS2}|, \quad |V_{DS2}| > |V_{GS2} - V_{TH2}| \quad (4.9)$$

กระแสออฟเซต (offset current) คำนวณจากกระแสเอาท์พุท เมื่อกระแสอินพุทเป็นศูนย์ เป็น

$$I_{out} = \frac{KW_2}{L_2} \left\{ \frac{V_{DS1}}{2} - \frac{V_{DS2}}{2} \right\} V_{DS2} \quad , \quad V_{DS2} < V_{GS2} - V_{th2} \quad (4.10)$$

$$I_{out} = \frac{KW_2}{L_2} \left\{ \frac{V_{DS1}^2}{4} \right\} \quad , \quad V_{DS2} \geq V_{GS2} - V_{th2} \quad (4.11)$$

4.3 หลักการเบื้องต้น

ข้อจำกัดที่สำคัญในการออกแบบวงจรแอนะล็อกให้ทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำคือ แรงดันขีดเริ่ม การทำให้ออสเฟทนนำกระแส (turn on) เมื่อรับแรงดันอินพุทโดยใช้ขาเกต จะต้องใช้แหล่งจ่ายไฟมีค่าเป็น [9]

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DSsat.} + |V_{thmax.}| + V_{signal} \quad (4.12)$$

โดยที่

V_{DD} เป็นแหล่งจ่ายไฟที่มีค่าเป็นบวก

V_{SS} เป็นแหล่งจ่ายไฟที่มีค่าเป็นลบ

V_{GS} เป็นแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอส

$V_{thmax.}$ เป็นขนาดของแรงดันขีดเริ่มที่มีค่ามากที่สุดของ NMOS หรือ PMOS

V_{signal} เป็นแรงดันอินพุท

$$V_{DSsat.} = V_{GS} - |V_{thmax.}| \quad (4.13)$$

แต่เมื่อรับแรงดันอินพุทโดยใช้ขาบอดี ใช้แหล่งจ่ายไฟมีค่าเป็น

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{GS} = V_{DSsat.} + |V_{thmax.}| \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.14) แสดงให้เห็นว่าแรงดันอินพุทหายไป โดยไปรวมกับแรงดันขีดเริ่ม และถ้าหากพิจารณาเทอมของแรงดันขีดเริ่ม ดังสมการที่ (4.15)

$$V_{th} = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{2|\phi_F| - V_{bs}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right) \quad (4.15)$$

พบว่าสามารถทำให้แรงดันขั้วเริ่มมีค่าลดลงได้ด้วยการกำหนดให้ V_{bs} มีค่าเป็นบวก ซึ่งจะสามารถลดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟได้ลงไปอีก

4.4 การทำงานของวงจรถรานส์ลีนีร์โดยใช้ขาบอดี้

4.4.1 หลักการออกแบบวงจรถรานส์ลีนีร์โดยใช้ขาบอดี้

เมื่อกำหนดจุดการทำงานของมอสเฟตให้ทำงานในช่วงอิมิตัว ดังนั้นจะได้สมการกระแสเดรนของมอสเฟตในช่วงการทำงานอิมิตัวเมื่อไม่คิดผลของแซนแนลเลนจ์มอดูเลชันพารามิเตอร์ ดังสมการที่ (4.16)

$$I_D = \frac{KW}{2L} \left\{ V_{GS} - V_{T0} - \gamma \left(\sqrt{2\phi_F - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right\}^2 \quad (4.16)$$

และใช้การประมาณของอนุกรมเทเลอร์ ดังสมการที่(4.17)

$$\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2} \quad (4.17)$$

ในเทอมของ $\sqrt{2\phi_F - V_{BS}}$ จะได้กระแสเดรนมีค่าประมาณเป็นดังสมการที่(4.18)

$$I_D = \frac{KW}{L} \left(V_{GS} - V_{T0} + \frac{\gamma V_{BS}}{2\sqrt{2\phi_F}} \right)^2 \quad (4.18)$$

แล้วจะได้ว่า

$$V_{BS} = \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma \sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0}) \quad (4.19)$$

เมื่อนำขาบอดี้และขาซอสมาต่ออนุกรมกัน โดยสมมติให้มอสเฟตทุกตัวทำงานในช่วงอิมิตัว จากกฎเคอร์ชอฟ (Kirchhoff's Law) จะได้ว่า

$$\sum_{CW} V_{BS} = \sum_{CCW} V_{BS} \quad (4.20)$$

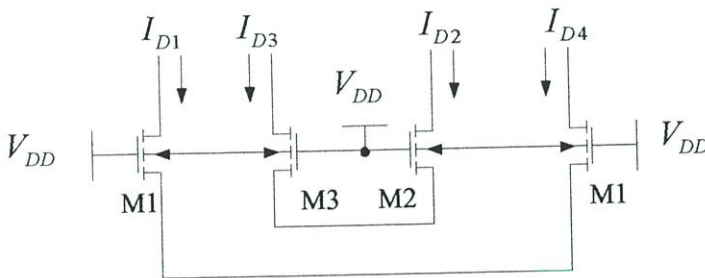
โดยที่ตัวห้อย CW และ CCW แทนมอสเฟตในทิศตามเข็มนาฬิกา และทิศทวนเข็มนาฬิกาตามลำดับ เมื่อแทนสมการที่ (4.19) ลงในสมการที่ (4.20) แล้วจะได้ว่า

$$\sum_{CW} \left\{ \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma\sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma}(-V_{GS} + V_{T0}) \right\} = \sum_{CCW} \left\{ \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma\sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma}(-V_{GS} + V_{T0}) \right\} \quad (4.21)$$

ถ้าจำนวนของมอสเฟตในทิศทวนเข็มนาฬิกาและทิศตามเข็มนาฬิกามีจำนวนเท่ากัน $\frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma}(-V_{GS} + V_{T0})$ และ $\frac{4\sqrt{\phi_F}}{\gamma\sqrt{KW/L}}$ ของทั้งสองข้างในสมการที่ (4.21) มีค่าเท่ากันแล้วจะได้ว่า

$$\sum_{CW} \sqrt{I_D} = \sum_{CCW} \sqrt{I_D} \quad (4.22)$$

4.4.2 ตัวอย่างของวงจรทรานสลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี



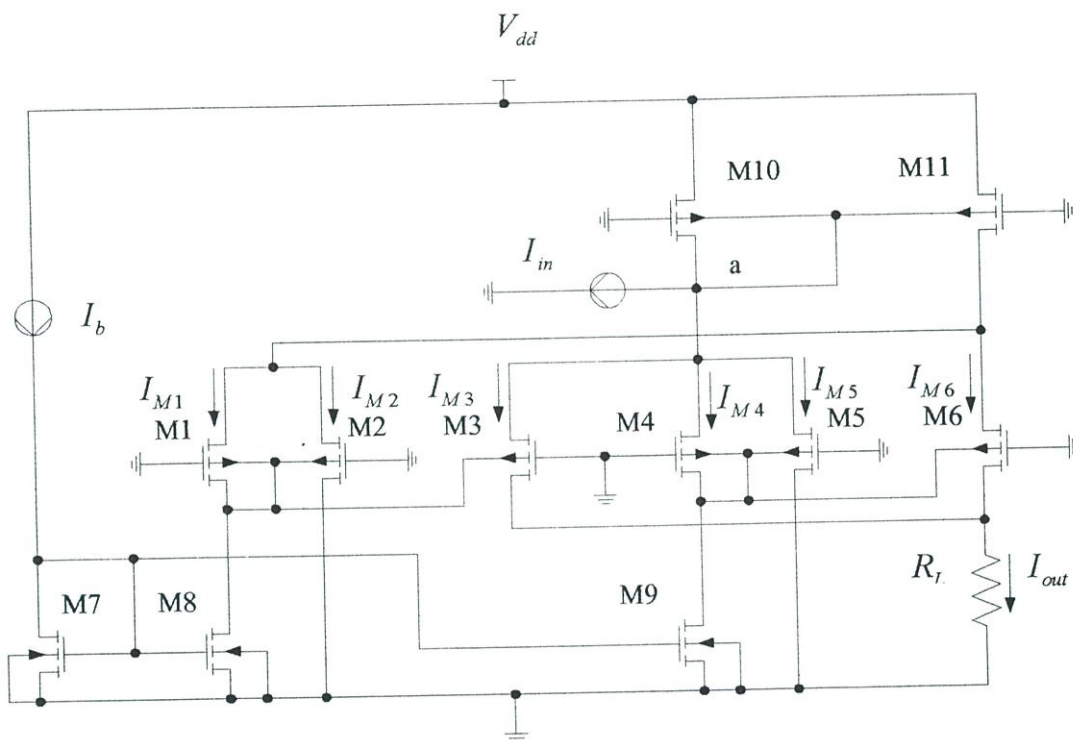
รูปที่ 4.5 ตัวอย่างรูปของวงจรทรานสลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี

ในรูปที่ 4.5 เป็นวงจรทรานสลิเนียร์โดยใช้มอสเฟตทั้งหมด 4 ตัว จะได้ว่า

$$\sqrt{I_{D1}} + \sqrt{I_{D2}} = \sqrt{I_{D3}} + \sqrt{I_{D4}} \quad (4.23)$$

4.4.2.1 วงจรยกกำลังสองโดยใช้วงจรทรานสลิเนียร์

จากหลักการของวงจรในรูปที่ 4.5 สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรยกกำลังสองได้ดังรูปที่ 4.6 โดยรับสัญญาณอินพุตเป็นกระแส (I_{in}) มีกระแสไบอัสเป็น I_b ใช้ M1-M2 , M4-M5 และ M10-M11 เป็นวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้เทคนิคของขาอดี ใช้มอสเฟต M2 , M3 , M5 และ M6 เป็นรูปของวงจรทรานสลิเนียร์



รูปที่ 4.6 วงจรยกกำลังสองโดยใช้วงจรทรานสลิเนียร์

เมื่อพิจารณารูปของทรานสลิเนียร์ จากกฎเคอร์ชอฟจะได้ว่า

$$V_{BS2} - V_{BS6} + V_{BS5} - V_{BS3} = 0 \quad (4.24)$$

ถ้ามอสเฟต M2 , M3 , M5 และ M6 ทำงานในช่วงอิ่มตัว และมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้ว จากสมการที่ (4.22) จะได้ว่า

$$\sqrt{I_{M2}} - \sqrt{I_{M6}} + \sqrt{I_{M5}} - \sqrt{I_{M3}} = 0 \quad (4.25)$$

เมื่อกำหนดให้วงจรสะท้อนกระแส M7-M9 มีอัตราสะท้อนกระแสเป็นหนึ่ง และมอดเฟท M1-M2 , M4-M5 เป็นวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้เทคนิคของขาบอดี้ จะได้

$$I_{M2} = I_{M5} = I_b \quad (4.26)$$

แทนค่าสมการที่ (4.26) ในสมการที่ (4.25) จะได้

$$2\sqrt{I_b} = \sqrt{I_{M3}} + \sqrt{I_{M6}} \quad (4.27)$$

ยกกำลังสองในสมการที่ (4.27) จะได้

$$4I_b = I_{M3} + I_{M6} + 2\sqrt{I_{M3}I_{M6}} \quad (4.28)$$

หรือ

$$I_{M3} + I_{M6} = 2I_b + \frac{(I_{M6} - I_{M3})^2}{8I_b} \quad (4.29)$$

วงจรสะท้อนกระแส M10-M11 มีความสัมพันธ์ของวงจรสะท้อนกระแสคือ

$$I_{in} = I_{M6} - I_{M3} \quad (4.30)$$

แทนสมการที่ (4.30) ลงในสมการที่ (4.29) จะได้กระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_{out} = 2I_b + \frac{I_{in}^2}{8I_b} \quad (4.31)$$

1) การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการ

จากวงจรในรูปที่ 4.6 เมื่อ I_{in} มีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ I_{M1} , I_{M2} , I_{M4} และ I_{M5} มีค่าคงที่ จะทำให้ I_{M6} มีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ I_{M3} มีค่าลดลง หรือถ้า I_{in} มีค่าลดลง จะทำให้ I_{M6} มีค่าลดลง ในขณะที่ I_{M3} มีค่าเพิ่มขึ้น ค่ากระแสอินพุตที่ทำให้ I_{M3} หรือ I_{M6} มีค่าเป็นศูนย์ สามารถหาได้โดยการวิเคราะห์จากสมการที่ (4.29) สามารถแก้สมการได้เป็น

$$I_{M3} = I_b - \frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}^2}{16I_b} \quad (4.32)$$

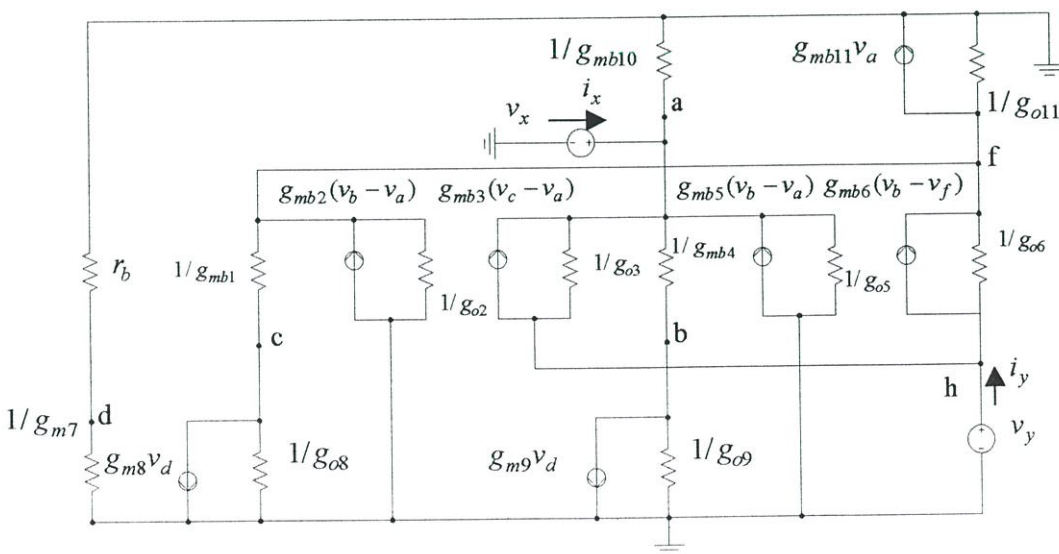
$$I_{M6} = I_b + \frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}^2}{16I_b} \quad (4.33)$$

จากสมการที่ (4.32) เมื่อ I_{M3} มีค่าเป็นศูนย์แก้สมการได้ $I_{in} = 4I_b$ ในทำนองเดียวกันจากสมการที่ (4.33) เมื่อ I_{M6} มีค่าเป็นศูนย์แล้วจะได้ว่า $I_{in} = -4I_b$ ซึ่งค่า I_{in} ที่ได้เป็นขนาดของกระแสอินพุทที่มีค่ามากที่สุดที่ทำให้ I_{M3} หรือ I_{M6} มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นกระแสอินพุทจึงถูกจำกัดอยู่ในช่วง

$$-4I_b \leq I_{in} \leq 4I_b \quad (4.34)$$

2) การวิเคราะห์ค่าความต้านทานที่จุดเข้าและที่จุดออก

จากวงจรในรูปที่ 4.6 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจรสามารถทำได้โดยการแทนวงจรในรูปที่ 4.6 ด้วยวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุएंดังแสดงในรูปที่ 4.7 และสำหรับการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุท สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ V_x ที่จุด a โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน V_y จากนั้นพิจารณาหาค่าของกระแส i_x ที่ไหลเข้าไปยังจุด a [รายละเอียดการวิเคราะห์อยู่ในภาคผนวก ข]



รูปที่ 4.7 วงจรสมมูลสำหรับการคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออก

สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดอินพุตได้ซึ่งมีค่าเป็น

$$r_{in} = \frac{v_x}{i_x} = \left\{ m + \frac{n \cdot h}{j} \right\}^{-1} \quad (4.35)$$

โดยที่

$$m = g_{mb3} + g_{mb4} + g_{mb5} + g_{mb10} + g_{o3} + g_{o5} - \frac{g_{mb4}(g_{mb4} + g_{mb5})}{g_{o9} + g_{mb4}} \quad (4.36)$$

$$n = \frac{g_{mb1}g_{mb3}}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (4.37)$$

$$h = g_{mb11} + g_{mb2} + \frac{g_{mb4}(-g_{mb6} + g_{mb2})}{g_{o9} + g_{mb4}} \quad (4.38)$$

$$j = g_{o11} + g_{o6} + g_{mb6} + g_{mb1} + g_{o2} - \frac{g_{mb1}^2}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (4.39)$$

จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 4.7 ในทำนองเดียวกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่จุดเข้า ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุต สามารถทำได้โดยการป้อนแรงดันทดสอบ V_y ที่จุด y โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน V_x จากนั้นพิจารณาหาค่าของกระแส i_y ที่ไหลเข้าไปยังจุด h [รายละเอียดของการวิเคราะห์ที่อยู่ในภาคผนวก ค]

สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเอาต์พุตได้ซึ่งมีค่าเป็น

$$r_{out} = \frac{v_y}{i_y} = \left\{ g_{o3} + g_{o6} - \frac{g_{o6}(g_{o6} + g_{mb6})}{g_{o2} + g_{o6} + g_{o11} + g_{mb1} + g_{mb6}} \right\}^{-1} \quad (4.40)$$

3) การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

สามารถคำนวณหาความถี่คัทออฟของวงจรเป็น [ดูรายละเอียดการวิเคราะห์ในภาคผนวก

ค]

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi(\tau_{p,a} + \tau_{p,b} + \tau_{p,c} + \tau_{p,e} + \tau_{p,f} + \tau_{p,o})} \quad (4.41)$$

โดยที่ $\tau_{p,i}$ เป็นผลคูณระหว่างค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุที่จุดนั้นๆ

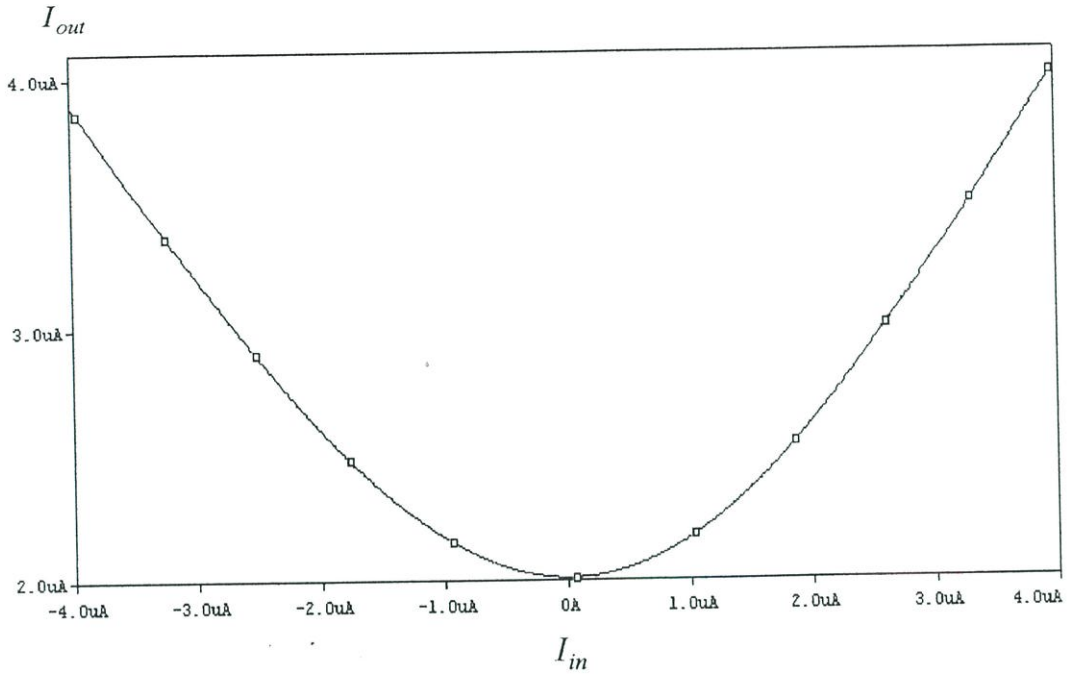
4) การเขียนแบบการทำงานของวงจรรยอกำลังสองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE โดยการเขียนแบบการทำงานในวงจรรูปที่ 4.6 ใช้โมเดลของมอสเฟทแบบ BSIM3 Version2 โดยเลือกแบบจำลองของ MOSIS เทคโนโลยี $0.5 \mu m$ [ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ก.] เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟท ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $V_{dd} = 1V$ แหล่งจ่ายกระแส $I_b = 1\mu A$ ค่า $R_L = 100\Omega$ และกำหนดให้ W/L ของมอสเฟทแต่ละตัวดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงขนาด W/L ของมอสเฟทแต่ละตัวในวงจรรยอกำลังสอง

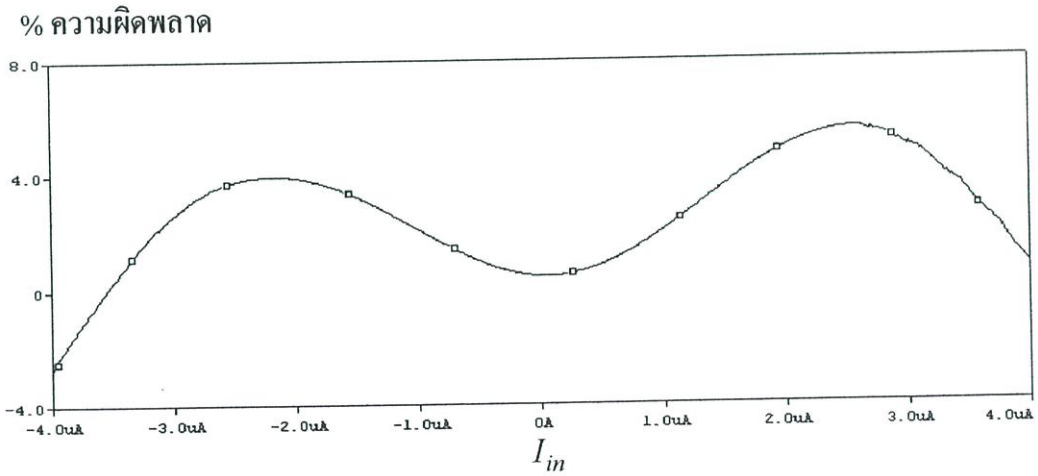
มอสเฟท	W/L
M1-M6	300/2
M7-M9	100/2
M10-M11	600/2

การตอบสนองไฟตรงของวงจร เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นกระแสจาก $-4\mu A$ ถึง $4\mu A$ โคนการปรับค่าครั้งละ $0.01\mu A$ จากรูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองไฟตรงของวงจร ณ อุณหภูมิ $27^\circ C$ รูปที่ 4.9 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดระหว่างค่าจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE กับค่าที่คำนวณจากสมการที่ (4.31) พบว่าค่าที่คำนวณได้มีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดน้อยกว่า 6%

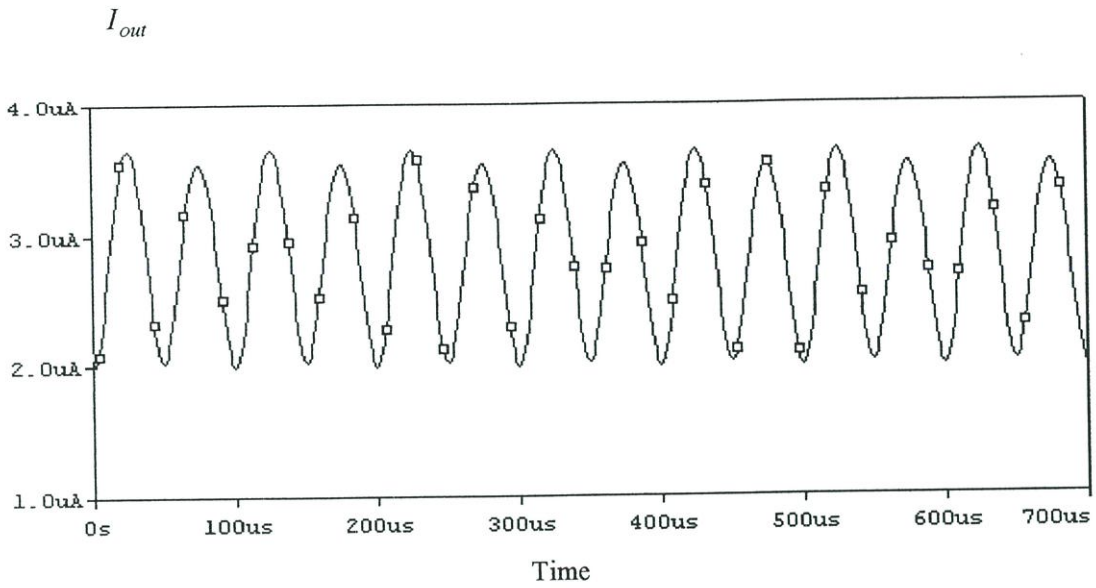
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุทเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นรูปซายน์ ขนาด $3.5 \mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz และสัญญาณเอาต์พุทเชิงความถี่ดังแสดงในรูปที่ 4.11 จะพบว่ามีสัญญาณเอาต์พุทยังมีฮาร์มอนิกปะปนมากับสัญญาณที่เป็นกำลังสองซึ่งทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ



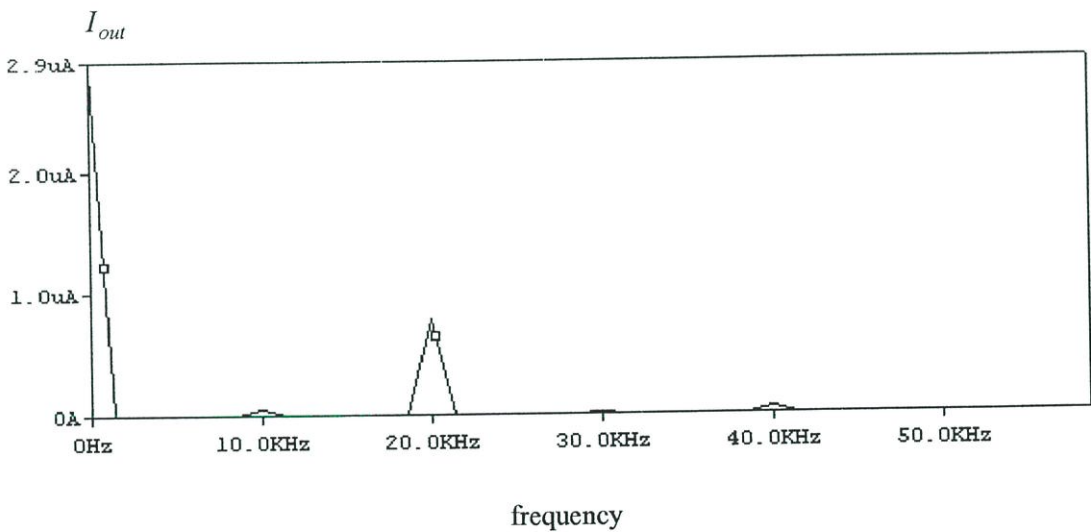
รูปที่ 4.8 คุณลักษณะการตอบสนองไฟตรงของวงจรกกำลังสอง



รูปที่ 4.9 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดระหว่างผลที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE กับผลคำนวณจากสมการที่ (4.31)



รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตขนาด $3.5 \mu\text{A}_{peak}$ ความถี่ 10 KHz



รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตเชิงความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตขนาด $3.5 \mu\text{A}_{peak}$ ความถี่ 10 KHz

การวิเคราะห์หาค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมหรือการหาค่าความผิดเพี้ยนไปของสัญญาณเอาต์พุต โดยอาศัยสมการทางคณิตศาสตร์จะแสดงได้ว่าสัญญาณรูปไซน์ที่มีความผิดเพี้ยนทางด้านขนาด จะประกอบด้วยสัญญาณรูปไซน์ที่เป็นความถี่หลักมรวมอยู่กับสัญญาณความถี่ฮาร์มอนิกต่างๆ ซึ่งสามารถที่จะหาความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมได้จากสมการต่อไปนี้

$$THD = \frac{\sqrt{\sum (\text{harmonics})^2}}{\text{fundamental}} \times 100(\%) = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2}}{E_1} \times 100(\%) \quad (4.42)$$

โดยที่

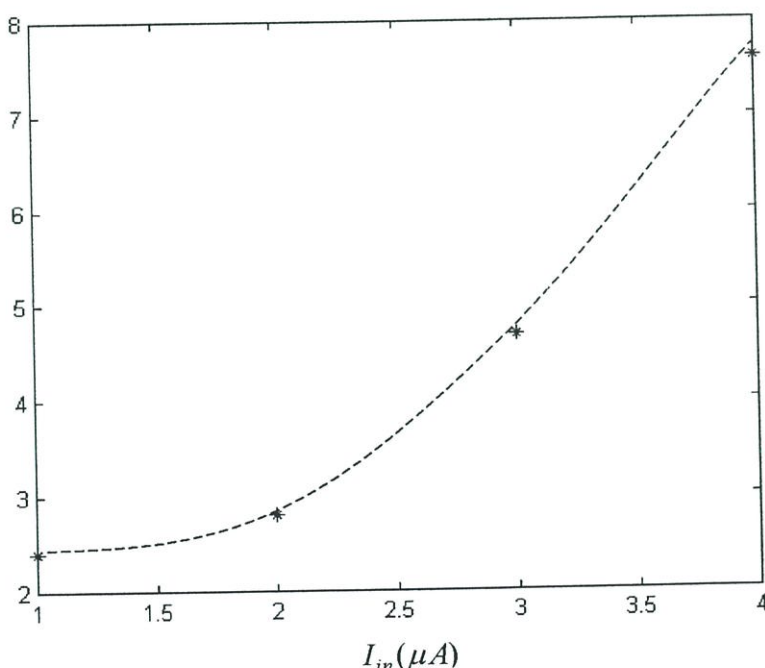
THD คือ ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม

E_1 คือ ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่หลักมูล

E_2, E_3, \dots, E_n คือ ขนาดแอมพลิจูดของแต่ละฮาร์มอนิก

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 10 KHz แล้วทำการแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต และทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณอินพุตจะได้รูปกราฟออกมาดังรูปที่ 4.12 จะพบว่าค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณอินพุตเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถที่จะอ้างอิงได้จากสมการที่ (4.16) ถึง (4.19) ซึ่งเป็นผลที่เกิดจากการประมาณอนุกรมเทเลอร์

$THD(\%)$



รูปที่ 4.12 ผลของความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเมื่อแปรค่าขนาดของสัญญาณอินพุต

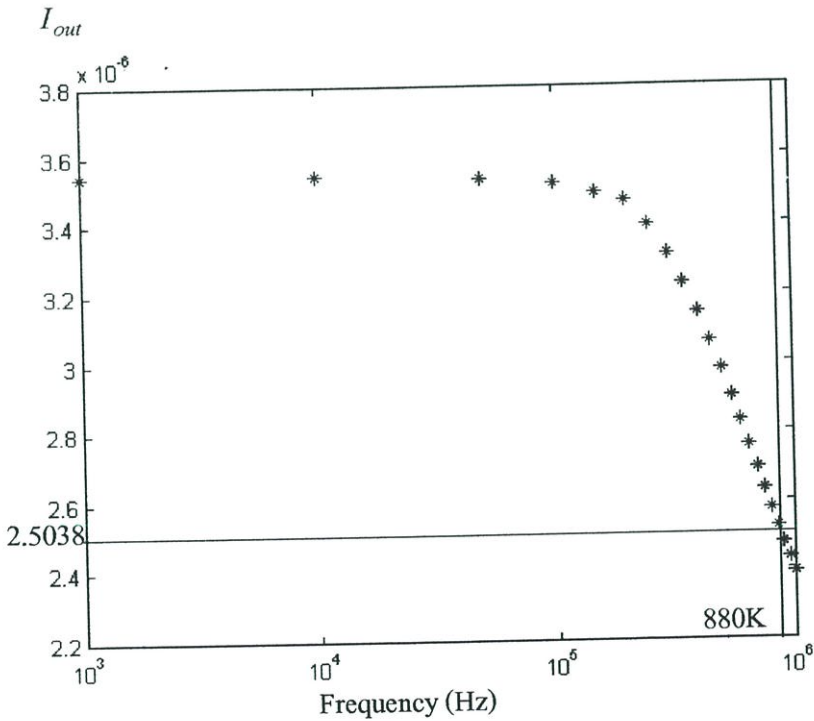
การตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด $3.5 \mu A_{peak}$ ความถี่ตั้งแต่ 100 KHz จนถึง 1GHz จากรูปที่ 4.13 แสดงให้เห็นว่าความถี่คัทออฟของวงจรมีค่าประมาณ 880 KHz ค่าความถี่คัทออฟที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรถูกกำลังสองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE จะไม่รวมค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาออกและส่วนของซบัสเตท ซึ่ง

เมื่อรวมเข้าไปแล้วจะทำให้ความถี่คัทออฟมีค่าลดลง เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (4.228) โดยมีค่าตัวเก็บประจุรวมที่จุดต่างๆ เป็น $C_a = 2.4786 \times 10^{-15} F$, $R_a = 3.137 \times 10^7 \Omega$, $C_b = 1.404 \times 10^{-16} F$, $R_b = 7.518 \times 10^2 \Omega$, $C_c = 1.7886 \times 10^{-15} F$, $R_c = 5.80635 \times 10^7 \Omega$, $C_e = 1.2 \times 10^{-17} F$, $R_e = 5.8063 \times 10^7 \Omega$, $C_f = 6.12 \times 10^{-16} F$, $R_f = 3.0769 \times 10^7 \Omega$, $C_o = 5.383 \times 10^{-15} F$, $R_o = 6.165 \times 10^7 \Omega$ จะได้ค่าความถี่คัทออฟมีค่าเป็น 794 KHz และเมื่อรวมค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาอินพุตและซัพสเททโดยกำหนดให้มีค่าเป็น

$$C_{bsub1} = C_{bsub2} = C_{bsub3} = C_{bsub4} = C_{bsub5} = C_{bsub6} = 17.784 \times 10^{-15} F$$

$$C_{bsub10} = C_{bsub11} = 30.742 \times 10^{-15} F$$

แล้วจะได้ค่าความถี่คัทออฟมีค่าเป็น 662.1 KHz โดยผลของโพลที่จุด C มีผลมากที่สุดทั้งในกรณีที่รวมผลของ C_{bsub} และทั้งที่ไม่รวมผลของ C_{bsub}



รูปที่ 4.13 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรยกกำลังสอง

4.5 บทสรุป

บทนี้กล่าวถึงเทคนิคในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรทรานสลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี และได้ยกตัวอย่างวงจรทรานสลิเนียร์โดยใช้ขาบอดีทำงานเป็นวงจรยกกำลังสอง ซึ่งสำคัญในการออก

แบบคือการออกแบบให้แรงดันตกคร่อมระหว่างขาบอดีกับขาซอสมีค่าแรงดันเป็นไปโดยตรงมีค่าน้อยๆ เพื่อที่จะทำให้มีกระแสรั่วน้อย สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะมีค่าต่ำลงเมื่อคิดผลของตัวเก็บประจุที่อยู่ระหว่างขาบอดีและซัสเตท สำหรับแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ในวงจรสามารถทำงานได้กับแหล่งจ่ายไฟต่ำ ทำให้มีความเหมาะสมที่จะทำไปประยุกต์ใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการแหล่งจ่ายไฟต่ำ

บทที่ 5

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

5.1 บทนำ

ค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย หรือเรียกชื่อย่อว่า ค่าอาร์เอ็มเอส (RMS value : root mean square value) เป็นค่าที่ใช้วัดขนาดของสัญญาณทางไฟฟ้า ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้กับระบบเครื่องมือวัด และระบบโทรคมนาคมอย่างแพร่หลาย ส่วนวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยเป็นวงจรที่ใช้แปลงสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณกระแสตรง ได้ทุกรูปแบบโดยไม่จำกัดเพียงสัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง ที่ผ่านมาได้มีงานวิจัยที่เสนอวิธีการออกแบบวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยหลายวิธี [11-13] แต่วงจรดังกล่าวยังคงใช้แหล่งจ่ายแรงดันสูงอยู่ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการนำเสนองานวิจัยการออกแบบวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยโดยใช้เทคโนโลยีแบบมอสเฟตและออกแบบวงจรทรานซิสลีนียร์โดยใช้ขาบอดีเป็นหลัก ซึ่งจะทำให้ได้วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ หลักการของวงจรที่ออกแบบขึ้นประกอบด้วย วงจรยกกำลังสอง วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรลดครากที่สอง

5.2 นิยามของค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

นิยามของค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยของสัญญาณใดๆ ก็คือค่าแรงดันหรือกระแสไฟตรงที่จ่ายให้กับตัวต้านทาน R ใดๆ แล้วก่อให้เกิดกำลังงานในตัวต้านทานนี้เท่ากับกำลังงานเฉลี่ยที่เกิดจากค่าของสัญญาณหรือกระแสที่เป็นคาบที่จ่ายให้กับตัวต้านทานตัวเดียวกันนี้

จากนิยามดังกล่าว สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้
กำลังงานของกระแสไฟตรง

$$P = I^2 R \quad (5.1)$$

หรือ

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (5.2)$$

โดยที่ I แทนกระแสไฟตรง

V แทนแรงดันไฟตรง

และกำลังงานเฉลี่ยของแรงดันและกระแสที่เป็นคาบมีค่าเป็น

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 R dt \quad (5.3)$$

หรือ

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v^2}{R} dt \quad (5.4)$$

โดยที่ i แทนสัญญาณกระแสที่เป็นคาบ

v แทนสัญญาณแรงดันที่เป็นคาบ

เนื่องจากนิยามได้กำหนดไว้ว่าค่ากำลังงานที่ได้ต้องเท่ากัน ดังนั้นสมการที่ (5.1) จึงเท่ากับสมการที่ (5.3) และสมการที่ (5.2) จึงเท่ากับสมการที่ (5.4) แต่ในที่นี้จะแสดงเฉพาะสมการที่ (5.1) และสมการที่ (5.3) เท่านั้น ดังนั้นจะได้

$$I^2 R = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 R dt \quad (5.5)$$

หรือ

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (5.6)$$

ค่า I จะเรียกชื่อใหม่ว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอส หรือค่ากระแสรากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย จะพบว่าสามารถหาค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของสัญญาณคาบใดๆ โดยการอินทิเกรตสัญญาณคาบใดๆ ที่ผ่านการยกกำลังสอง แล้วนำมาถอดรากที่สอง

5.3 วงจรพื้นฐานของวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

5.3.1 วงจรยกกำลังสองอาศัยหลักการของทรานสลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี

จากหัวข้อ 4.4.2.1 เป็นวงจรยกกำลังสองอาศัยหลักการของทรานสลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี จะได้อัตรากระแสเอาต์พุต ในที่นี้ให้กระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็น I'_{SQ} จากวงจรในรูปที่ 5.1 มีค่ากระแสเอาต์พุตเป็นดังสมการ

$$I'_{SQ} = 2I_b + \frac{I_{in}^2}{8I_b} \quad (5.7)$$

จากสมการที่ (5.7) กระแสเอาต์พุต ประกอบด้วยกระแส 2 ส่วน คือ $2I_b$ และ $\frac{I_{in}^2}{8I_b}$ ถ้าส่วนของกระแส $2I_b$ ถูกขจัดโดยขจัดด้วยมอสเฟต M20 จะทำให้ได้กระแสเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$I_{SQ} = \frac{I_{in}^2}{8I_b} \quad (5.8)$$

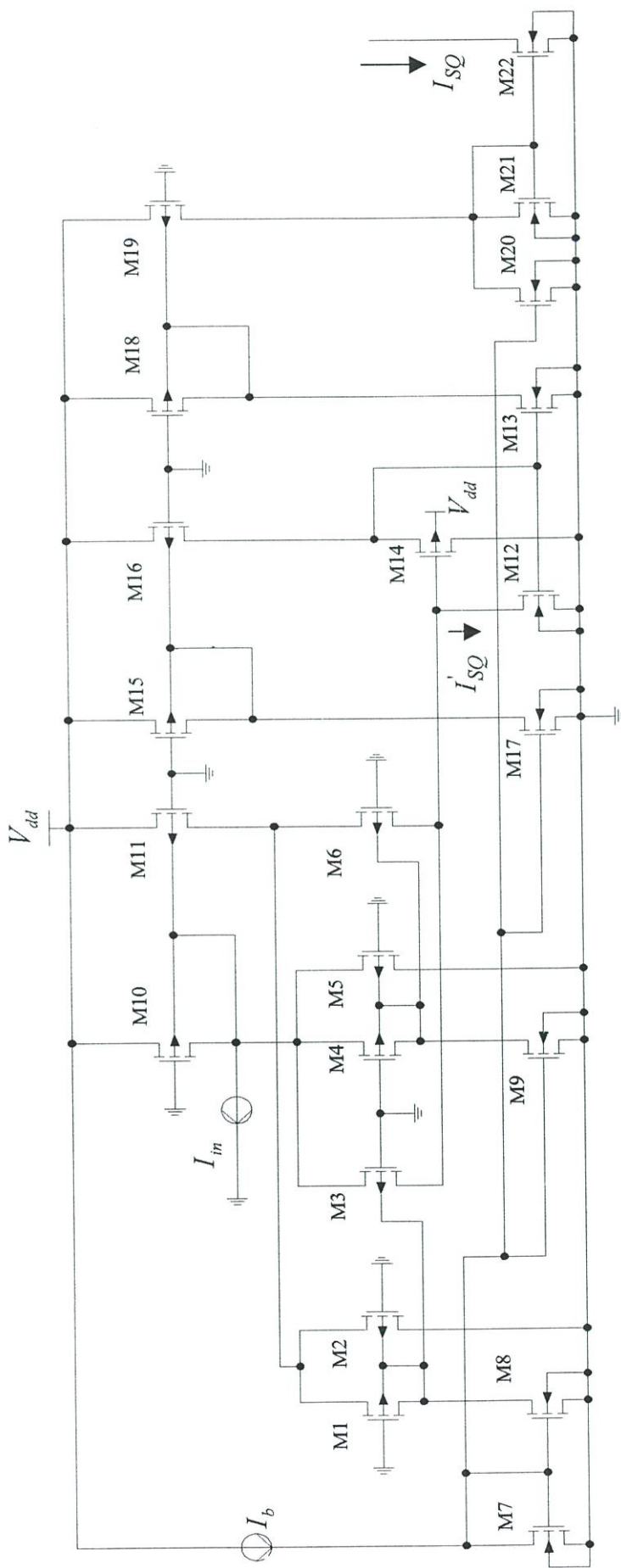
5.3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง[22]

จากวงจรในรูปที่ 5.2 เมื่อกระแส I_{SQ} ผ่านเข้ามาในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (First-Order-Low-Pass Filter) หรือเรียกว่าวงจรหาค่าเฉลี่ย (Averaging Circuit) ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟต M21, M22 และ C_{AV} จะทำให้กระแสเอาต์พุต I_{AV} มีค่าเป็น

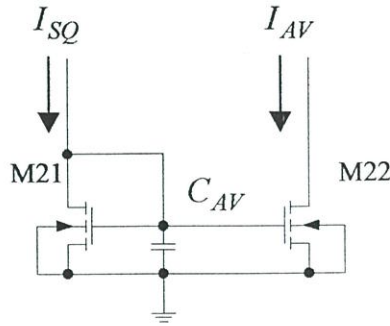
$$I_{AV} = \frac{g_{m22}I_{SQ}}{C_{AV} \left(S + \frac{g_{m21}}{C_{AV}} \right)} \quad (5.9)$$

ถ้ากำหนดให้ C_{AV} มีค่าเป็น $C_{AV} \gg g_{m21}$ จะทำให้ได้กระแสเอาต์พุต I_{AV} มีค่าเป็น

$$I_{AV} = \frac{g_{m22}I_{SQ}}{SC_{AV}} \quad (5.10)$$



รูปที่ 5.1 วงจรยกกำลังสองเมื่อขอผลของกระแสแฉะตรง



รูปที่ 5.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่ง

สมการที่ (5.10) อยู่ในเทอมของเอสโดเมน (s-domain) หรือเขียนอยู่ในเทอมของเวลา (time-domain) ได้เป็น

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{SQ} dt \quad (5.11)$$

โดยที่ $T = \frac{C_{AV}}{g_{m22}}$ เป็นค่าเวลาคงที่ (Time Constant)

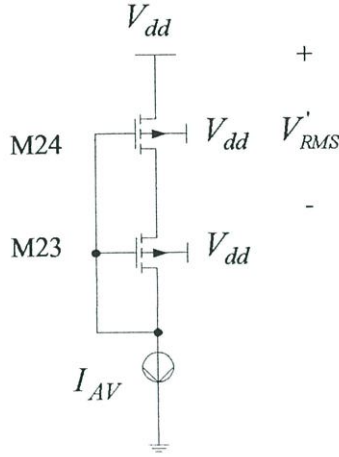
5.3.3 วงจรถอดรอกที่สอง[23]

จากวงจรถอดรอกที่สองในรูปที่ 5.3 ประกอบด้วยมอสเฟต M23 และ M24 โดยรับสัญญาณอินพุตเป็นกระแส และให้เอาต์พุตเป็นแรงดัน มอสเฟต M24 จะทำงานในช่วงที่ไม่อิ่มตัว , มอสเฟต M23 ทำงานในช่วงอิ่มตัว

แรงดันระหว่างเกตซอสของ M23 มีค่าเป็น

$$|V_{GS23}| = |V_{TH23}| + \sqrt{\frac{2I_{AV}}{k_{23}}} \quad (5.12)$$

โดยที่ $k_{23} = \mu_p C_{ox} (W/L)_{23}$ และ M24 ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังสมการ



รูปที่ 5.3 วงจรถอดครากที่สอง

$$I_{AV} = k_{24} (|V_{GS24}| - |V_{TH24}|) V'_{RMS} - \frac{k_{24} V'^2_{RMS}}{2} \quad (5.13)$$

โดยที่ $k_{24} = \mu_p C_{ox} (W/L)_{24}$ เมื่อสมมติให้แรงดันขีดเริ่มของ M23 และ M24 มีค่าเท่ากัน จากวงจรในรูปที่ 5.3 จะได้ว่า

$$|V_{GS24}| = V'_{RMS} + |V_{GS23}| \quad (5.14)$$

แทนสมการที่ (5.12) และสมการที่ (5.14) ลงในสมการที่ (5.13) จะได้

$$V'_{RMS} = \sqrt{2I_{AV}} \left(\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right) \quad (5.15)$$

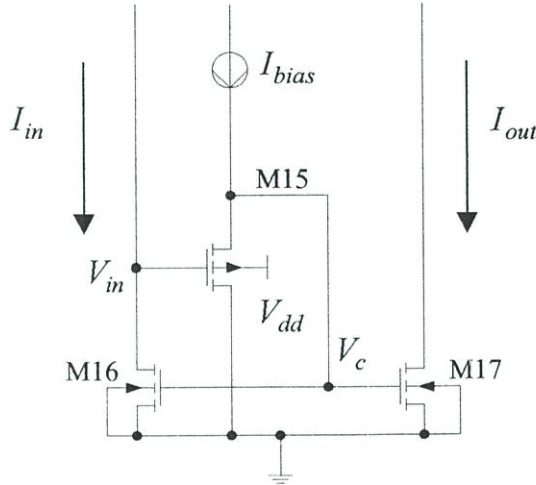
ถ้าแรงดันขีดเริ่มของ M23 และ M24 ต่างกัน ΔV_{TH} โดยที่

$$\Delta V_{TH} = V_{TH23} - V_{TH24} \quad (5.16)$$

แล้วจะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$V'_{RMS} = \sqrt{2I_{AV}} \left(\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right) + \Delta V_{TH} \left(1 - \frac{\sqrt{k_{24}/k_{23}}}{\sqrt{(k_{24}/k_{23})+1}} \right) \quad (5.17)$$

5.3.4 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ดีซีเลเวลชิปเตอร์ [24]



รูปที่ 5.4 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ดีซีเลเวลชิปเตอร์

ดีซีเลเวลชิปเตอร์ (DC level shifters) สามารถใช้ได้ทั้งมอสเฟตและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยตัวที่ทำหน้าที่เป็นดีซีเลเวลชิปเตอร์จะต้องมีขั้วตรงกันข้ามกับทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส ดีซีเลเวลชิปเตอร์จะลดแรงดันที่ขาเดรนให้ต่ำกว่าแรงดันที่ขาเกต โดยที่คุณสมบัติของความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสที่มีเลเวลชิปเตอร์ยังคงเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสที่ไม่มีเลเวลชิปเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 5.4 เมื่อกำหนดให้มอสเฟต M15 ทำงานในช่วงอิมิตัว จะได้ว่า

$$V_c = V_{in} + \sqrt{\frac{I_{bias}}{k_{15}}} + |V_{TH15}| \quad (5.18)$$

โดยที่ $k_{15} = \mu_p C_{ox} (W/L)_{15}$ และเมื่อกำหนดให้มอสเฟต M16 ทำงานในช่วงอิมิตัว จะได้ว่า

$$V_c = \sqrt{\frac{I_{in}}{k_{16}}} + V_{TH16} \quad (5.19)$$

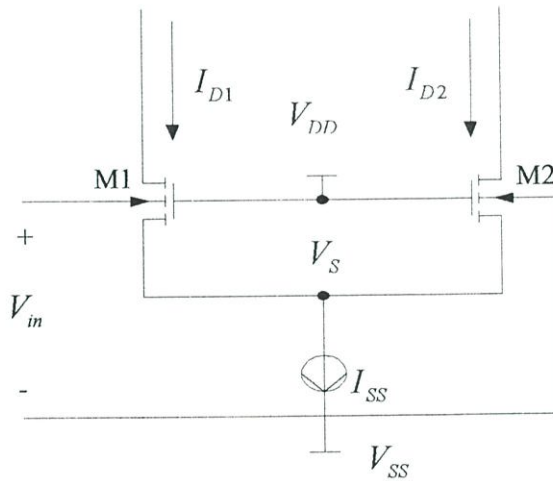
จากสมการที่ (5.18) และสมการที่ (5.19) จะได้ว่า

$$V_{in} = \sqrt{\frac{I_{in}}{k_{16}}} + V_{TH16} - \sqrt{\frac{I_{bias}}{k_{17}}} - |V_{TH17}| \quad (5.20)$$

จากสมการที่ (5.20) พบว่าแรงดันอินพุตมีค่าลดลงจากวงจรที่ไม่มีคิซีเทเวลชิปเตอร์

$$\sqrt{\frac{I_{bias}}{k_{17}}} + |V_{TH17}|$$

5.3.5 วงจรคิฟเฟอเรนเชียล [9,10]



รูปที่ 5.5 วงจรคิฟเฟอเรนเชียล

วงจรคิฟเฟอเรนเชียลแบบป้อนกลับวงจรคิฟเฟอเรนเชียลแบบป้อนกลับแสดงอยู่ในรูปที่ 5.5 โดยที่ขาเกตของแต่ละตัวคิฟเฟอเรนเชียลกับแรงดัน V_{DD} และ MOSFET แต่ละตัวไม่ได้คิฟเฟอเรนเชียลกัน จะได้ว่า

$$I_{D1} - I_{D2} = G_{mb} V_{in} \quad (5.21)$$

เมื่อ G_{mb} เป็นค่าทรานคอนดัคแตน (transconductance) ของวงจรคิฟเฟอเรนเชียลแบบป้อนกลับ มีค่าเป็น

$$G_{mb} = \frac{\mathcal{G}_m}{2\sqrt{2|\phi_F| - V_{cm} + V_s}} \quad (5.22)$$

หรือ

$$G_{mb} = \frac{\gamma \sqrt{K(W/L)I_{SS}}}{2\sqrt{2}|\phi_F| - V_{cm} + V_S} \quad (5.23)$$

โดยที่

V_{cm} เป็นแรงดัน common-mode

V_S เป็นแรงดันที่ขาซอส

และ

$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{G_{mb}V_{in}}{2} \quad (5.24)$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} - \frac{G_{mb}V_{in}}{2} \quad (5.25)$$

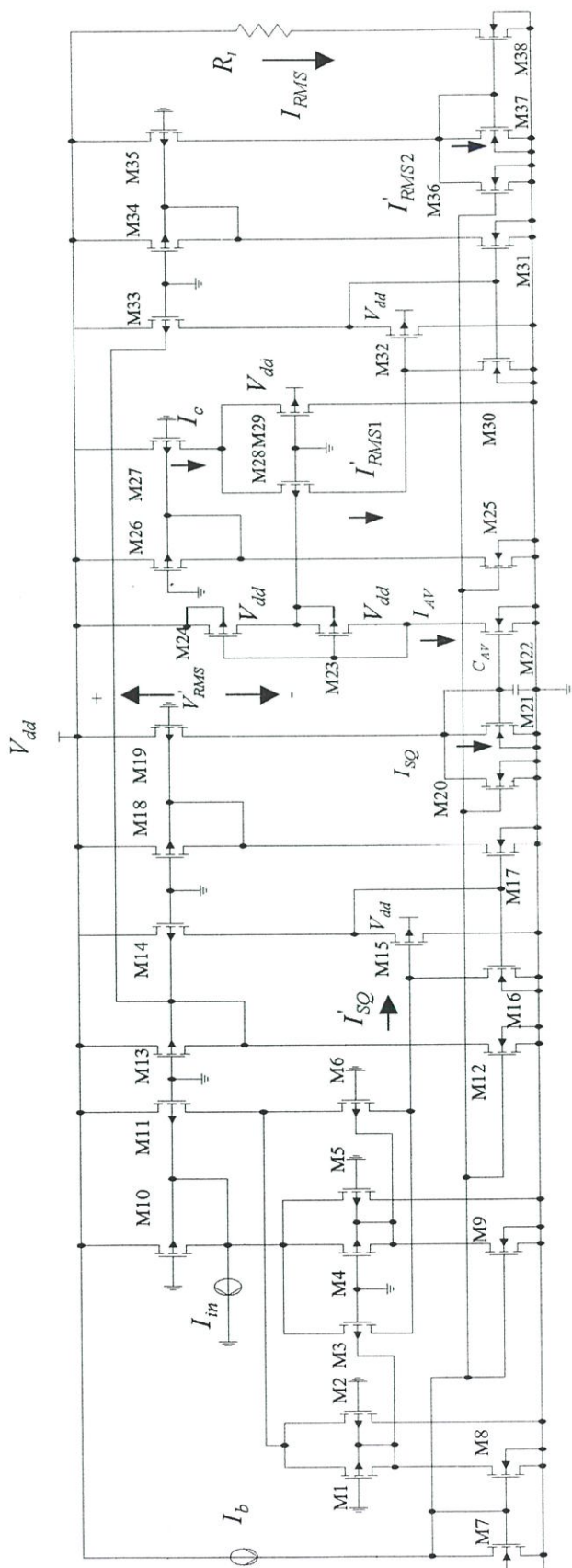
5.4 การออกแบบวงจรหาค่าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

พิจารณาวงจรในรูปที่ 5.6 เป็นวงจรหาค่าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย ซึ่งประกอบด้วย วงจรยกกำลังสอง, วงจรสะท้อนกระแส, วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง และวงจรอดรากลที่สอง โดยมีหลักการทำงานดังนี้ I_{in} เป็นกระแสอินพุตป้อนเข้าไปยังวงจรยกกำลังสองซึ่งประกอบไปด้วย มอสเฟต M1-M11 ทำให้ได้กระแส I'_{SQ} มีค่าเป็น

$$I'_{SQ} = 2I_b + \frac{I_{in}^2}{8I_b} \quad (5.26)$$

กระแส I'_{SQ} ประกอบด้วยกระแส 2 ส่วน คือ $2I_b$ และ $\frac{I_{in}^2}{8I_b}$ ดังในสมการที่ (5.26) ซึ่งส่วนของกระแส $2I_b$ ถูกชดเชยด้วยมอสเฟต M20 ทำให้ได้กระแส I_{SQ} มีค่าเป็น

$$I_{SQ} = \frac{I_{in}^2}{8I_b} \quad (5.27)$$



รูปที่ 5.6 วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

หลังจากนั้นกระแส I_{SQ} จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง ซึ่งประกอบไปด้วยมอสเฟต M21-M22 และตัวเก็บประจุ C_{AV} ทำให้ได้กระแส I_{AV} มีค่าเป็น

$$I_{AV} = \frac{1}{8T} \int_0^T \frac{I_{in}^2}{I_b} dt \quad (5.28)$$

โดยที่ $T = \frac{g_{m22}}{C_{AV}}$ เมื่อกระแส I_{AV} ผ่านวงจรลดครากที่สองซึ่งประกอบไปด้วยมอสเฟต M23-M24 ทำให้ได้ค่า V'_{RMS} มีค่าเป็น

$$V'_{RMS} = \frac{1}{2\sqrt{I_b}} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt} \quad (5.29)$$

โดยที่

$$k_{23} = \mu_n C_{OX} \frac{W_{23}}{L_{23}} \quad (5.30)$$

$$k_{24} = \mu_n C_{OX} \frac{W_{24}}{L_{24}} \quad (5.31)$$

เมื่อ V'_{RMS} ผ่านมอสเฟต M28-M29 ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ทำให้ได้ I'_{RMS1} มีค่าเป็น

$$I'_{RMS1} = \frac{I_c}{2} + \frac{g_{mb28}}{4\sqrt{I_b}} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt} \quad (5.32)$$

จากสมการที่ (5.32) พบว่ากระแส I'_{RMS1} ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ $\frac{I_c}{2}$ และ

$\frac{g_{mb28}}{4\sqrt{I_b}} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt}$ เมื่อ กระแส $\frac{I_c}{2}$ ถูกชดเชยด้วยมอสเฟต M36

ทำให้ได้กระแส I'_{RMS2} มีค่าเป็น

$$I'_{RMS2} = \frac{g_{mb28}}{4\sqrt{I_b}} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt} \quad (5.33)$$

และเมื่อกระแส I'_{RMS2} ผ่านวงจรสะท้อนกระแส M37-M38 ทำให้ได้ค่ากระแสเอาต์พุตที่มีค่าเป็น

$$I_{RMS} = \frac{g_{mb28}}{4\sqrt{I_b}} \cdot \frac{(W_{38}/L_{38})}{(W_{37}/L_{37})} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt} \quad (5.34)$$

และเมื่อกำหนดให้

$$\frac{g_{mb28}}{4\sqrt{I_b}} \cdot \frac{(W_{38}/L_{38})}{(W_{37}/L_{37})} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{24}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] = 1 \quad (5.35)$$

ทำให้ได้

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt} \quad (5.36)$$

จากสมการที่ (5.36) พบว่ากระแสเอาต์พุตอยู่ในรูปแบบของค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยตามต้องการ

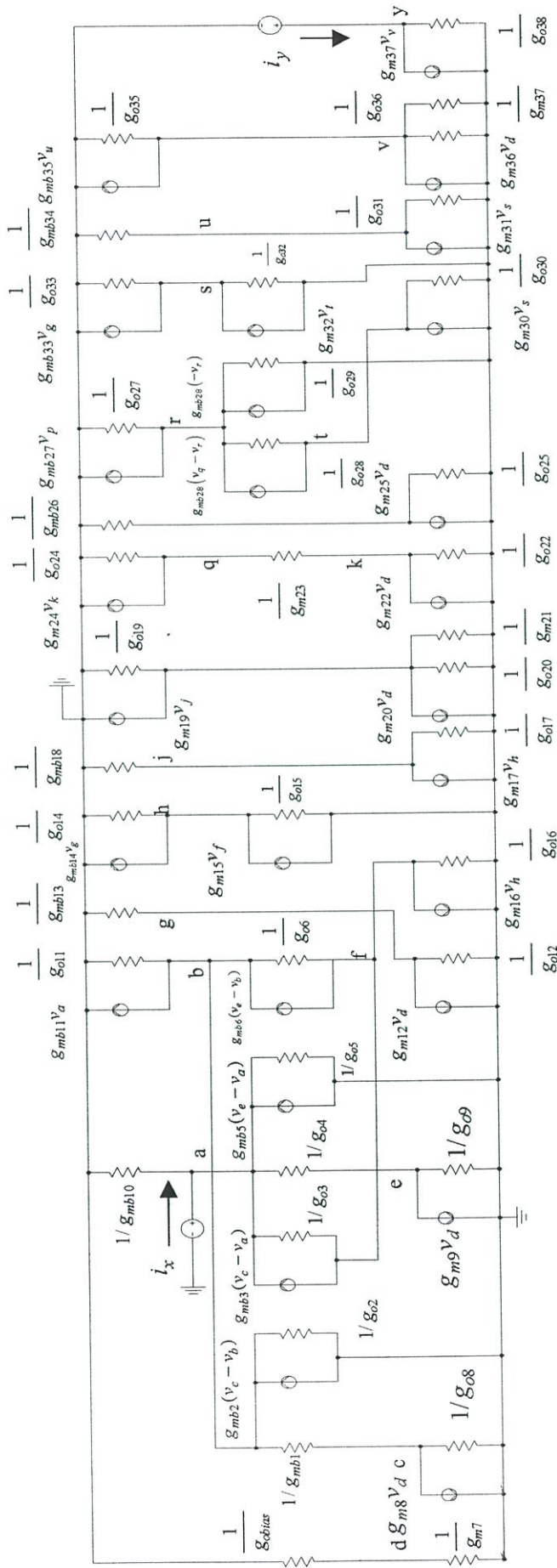
ตัวอย่างเช่น ในการออกแบบวงจรกำหนดให้ $g_{mb28} = 13.7 \mu A/V$, $I_b = 1 \mu A$, $k_{23} = k_{24} = 515.2 \mu A/V^2$ จากสมการที่ (5.35) จะได้ว่า $\frac{(W_{38}/L_{38})}{(W_{37}/L_{37})} = 16$ ซึ่งจะได้ว่า $W_{38} = 160 \mu m$, $L_{38} = 2 \mu m$, $W_{37} = 10 \mu m$ และ $L_{37} = 2 \mu m$

5.5 สมรรถนะของวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

ในหัวข้อนี้จะได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยในรูปที่ 5.6 เพื่อพิจารณาหาความต้านทานที่จุดเข้า ความต้านทานที่จุดออก และความถี่ปฏิบัติการ

5.5.1 การวิเคราะห์ความต้านทานที่จุดเข้าและความต้านทานที่จุดออก

การคำนวณหาความต้านทานที่จุดเข้าและความต้านทานที่จุดออก สามารถทำได้โดยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ด้วยวงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็โดยไม่พิจารณาผลของตัวเก็บประจุแฝงดังแสดงในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 วงจรสมมูลสำหรับการคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจรค่าราคาทั้งสองข้าง

5.5.1.1 ค่าความต้านทานที่จุดเข้า

จากวงจรในรูปที่ 5.7 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานที่จุดเข้าของวงจรสามารถทำได้โดยป้อนแรงดัน v_x เข้าที่จุด a โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายไฟที่จุดเข้า y พิจารณาที่จุดต่างๆ จะได้ [รายละเอียดสำหรับการวิเคราะห์ห้อยู่ในภาคผนวก ง]

$$r_{in} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{a_1}{a_2 a_3 + a_4 g_{o3}} \quad (5.37)$$

โดยที่

$$a_1 = g_{o3} + g_{o6} + \frac{g_{o16} g_{m15}}{g_{o14} + g_{o15}} \quad (5.38)$$

$$a_2 = g_{mb10} + g_{mb3} + g_{o3} + g_{o4} + g_{mb5} + g_{o5} - \frac{g_{mb3} g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} - \frac{g_{o4}^2}{g_{o4} + g_{o9}} - \frac{g_{mb5} g_{o4}}{g_{o4} + g_{o9}} \quad (5.39)$$

$$a_3 = g_{o3} + g_{o6} + \frac{g_{o16} g_{m15}}{g_{o14} + g_{o15}} \quad (5.40)$$

$$a_4 = -g_{mb3} - g_{o3} + \frac{g_{mb6} g_{o4}}{g_{o4} + g_{o9}} + \frac{g_{mb3} g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (5.41)$$

5.5.1.2 ค่าความต้านทานที่จุดออก

จากวงจรในรูปที่ 5.7 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานที่จุดออกของวงจรสามารถทำได้โดยป้อนแรงดัน v_y เข้าที่จุด y โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายไฟที่จุดเข้า a พิจารณาที่จุดต่างๆ จะได้ [รายละเอียดสำหรับการวิเคราะห์ห้อยู่ในภาคผนวก ง]

$$r_{out} = \frac{v_y}{i_y} = \frac{1}{g_{o38}} \quad (5.42)$$

5.5.2 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการ

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการของวงจรถูกหาค่าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ยจากหัวข้อที่ 4.4.2.1 เป็นหัวข้อที่กล่าวถึงการวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติการของวงจรถูกกำลังสองซึ่งเป็นส่วนที่นำมาใช้ในวงจรถูกหาค่าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย ดังนั้นค่ากระแสอินพุตจึงถูกจำกัดอยู่ในช่วง

$$-4I_b \leq I_{in} \leq 4I_b \quad (5.43)$$

5.5.3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถูก

สามารถคำนวณหาความถี่คutoffของวงจรถูกเป็น [ดูรายละเอียดการวิเคราะห์ในภาคผนวก จ]

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi(\tau_{tot})} \quad (5.44)$$

$$\begin{aligned} \tau_{tot} = & \tau_{p,a} + \tau_{p,b} + \tau_{p,c} + \tau_{p,e} + \tau_{p,f} + \tau_{p,g} + \tau_{p,h} + \tau_{p,j} + \tau_{p,k} + \tau_{p,p} + \tau_{p,q} \\ & + \tau_{p,r} + \tau_{p,s} + \tau_{p,t} + \tau_{p,u} \end{aligned} \quad (5.45)$$

โดยที่ $\tau_{p,i}$ เป็นผลคูณระหว่างค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุที่จุดนั้นๆ

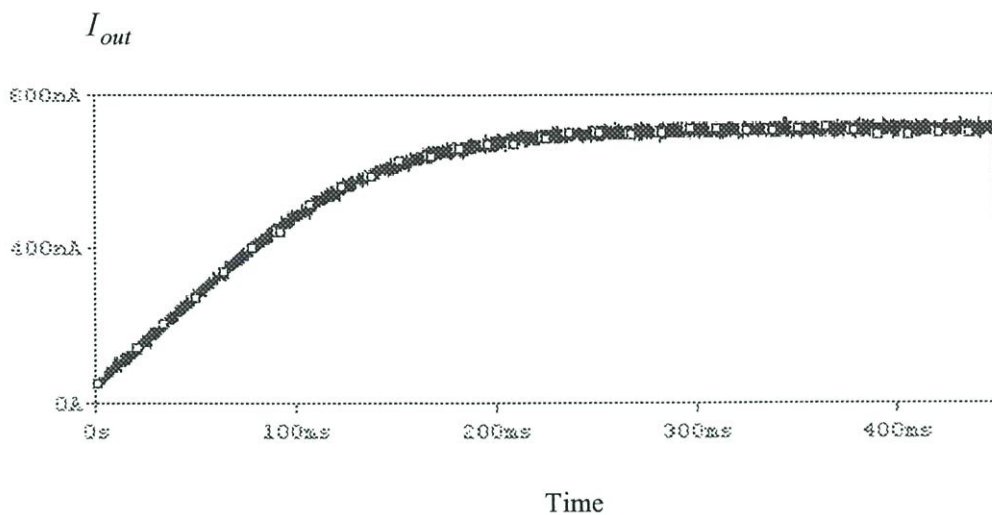
5.6 การเลียนแบบการทำงานของวงจรถูกหาค่าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ยโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE

โดยการเลียนแบบการทำงานในวงจรถูกที่ 5.6 ใช้โมเดลของมอสเฟตแบบ BSIM3 Version2 โดยเลือกแบบจำลองของ MOSIS เทคโนโลยี $0.5 \mu m$ hp-amos14tb [ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ก.] เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $V_{dd} = 1V$ แหล่งจ่ายกระแส $I_b = 1\mu A$, ค่า $R_L = 100\Omega$ $C_{AV} = 0.1\mu F$ และกำหนดให้ W/L ของมอสเฟตแต่ละตัวดังตารางที่ 5.1

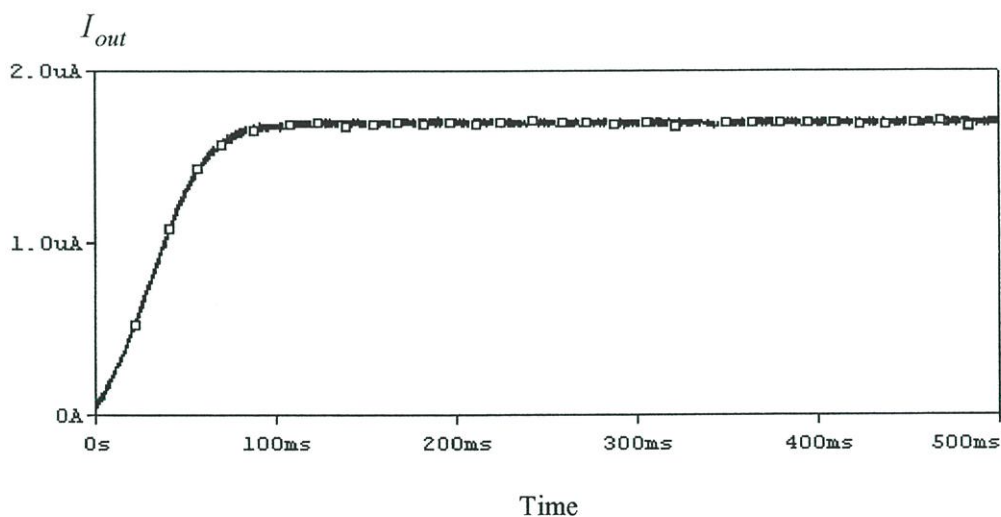
ตารางที่ 5.1 แสดงขนาด W/L ของมอสเฟตแต่ละตัวในวงจรหาค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

มอสเฟต	W/L
M1-M6	300/2
M7-M9 , M18-M19 , M34-M35	100/2
M10-M11 , M16-M17 , M28-M29	600/2
M12	20/2
M13-M14 , M33	40/2
M15 , M32	650/2
M20 , M30-M31, M36	200/2
M21-M22	250/2
M23-M24 , M37	10/2
M25-M27	400/2
M38	160/2

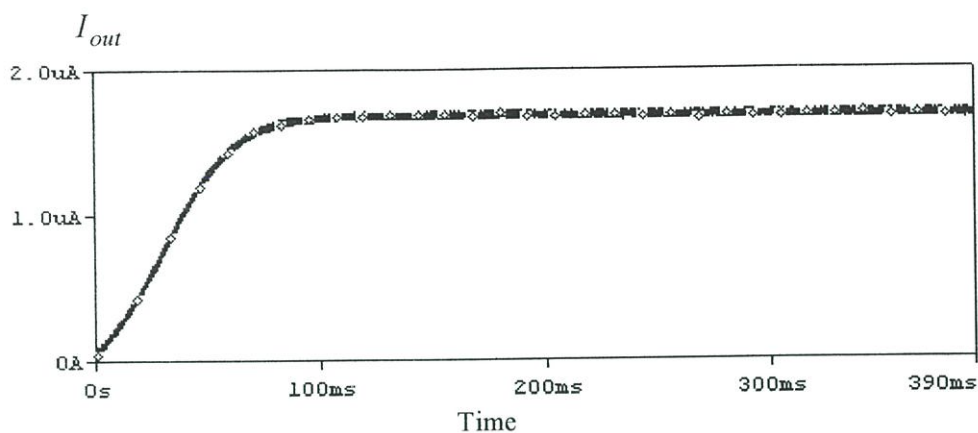
จากวงจรในรูปที่ 5.6 ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปซายน์ $I_{in} = 1\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz ซึ่งผลที่ได้แสดงไว้ดังในรูปที่ 5.8 , เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปซายน์ $I_{in} = 2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz , 50 KHz ซึ่งผลที่ได้แสดงไว้ดังในรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10 ตามลำดับ , เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตดังรูปที่ 5.11 เป็นรูปสามเหลี่ยมขนาด $2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz ได้กระแสเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 5.12 , สำหรับรูปที่ 5.13 เป็นสัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยมขนาด $2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz ได้กระแสเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.8 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุทเป็นรูปซายน์
 $I_{in} = 1\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz

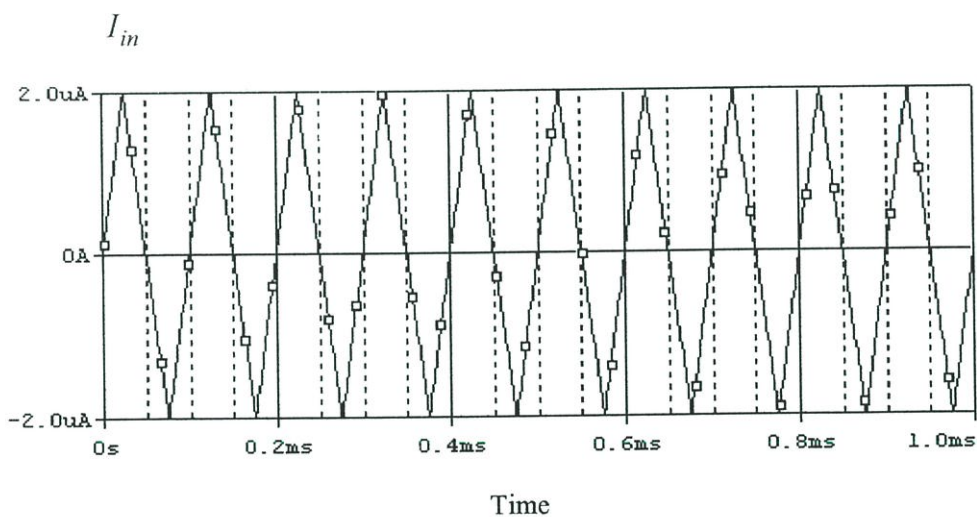


รูปที่ 5.9 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุทเป็นรูปซายน์
 $I_{in} = 2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz

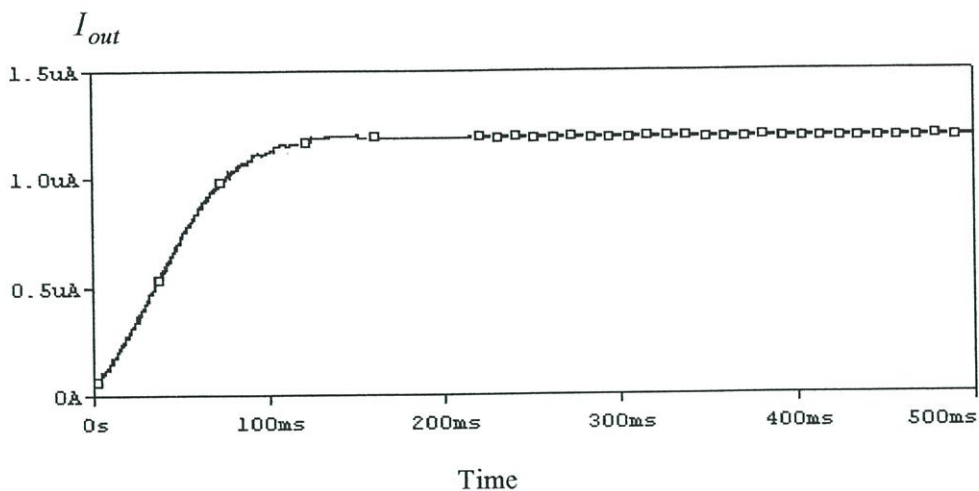


รูปที่ 5.10 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปซายน์

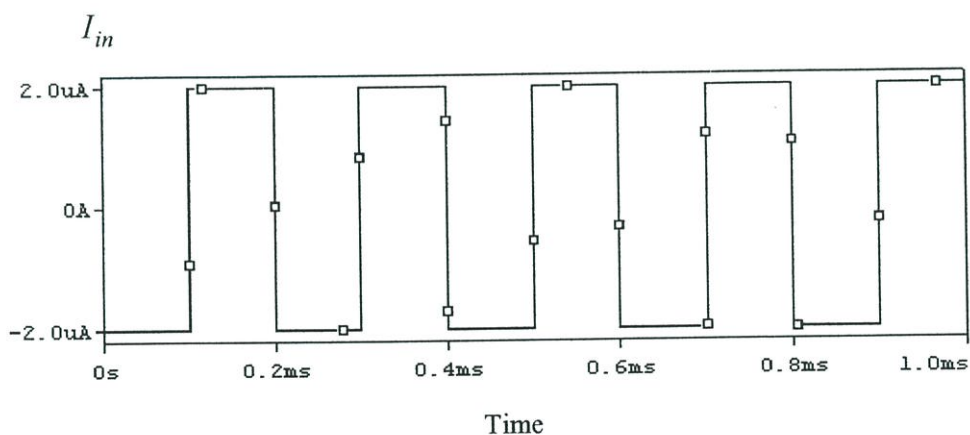
$$I_{in} = 2\mu A_{peak} \text{ ความถี่ } 50 \text{ KHz}$$



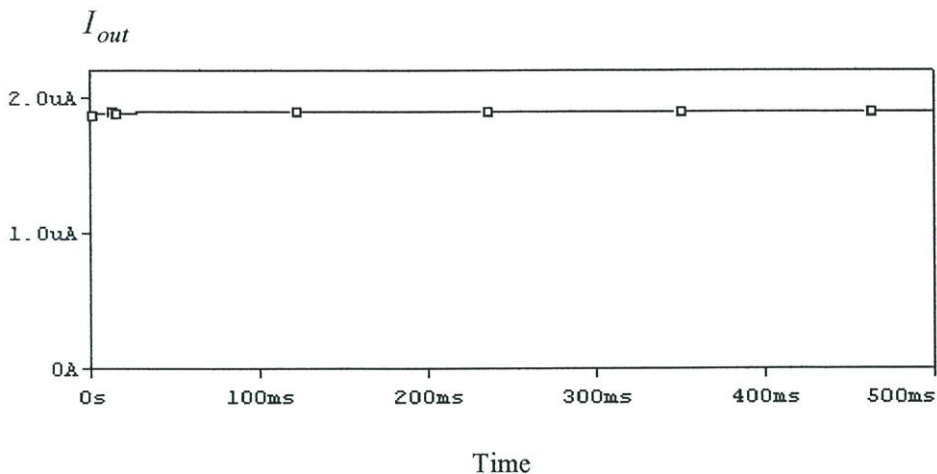
รูปที่ 5.11 สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด $2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz



รูปที่ 5.12 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุทเป็นรูปสามเหลี่ยม $I_{in} = 2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz



รูปที่ 5.13 สัญญาณอินพุทรูปสี่เหลี่ยมขนาด $2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz



รูปที่ 5.14 แสดงผลการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อป้อนป้อนสัญญาณอินพุทเป็นรูปสี่เหลี่ยม $I_{in} = 2\mu A_{peak}$ ความถี่ 10 KHz

ตารางที่ 5.2 ตารางคุณลักษณะการทำงานของวงจรในรูปที่ 5.6 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณชานันท์ที่ความถี่ 10 KHz

กระแสอินพุท	กระแสเอาต์พุท	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด
$I_{in} = 1\mu A_{peak}$	710.984 nA	-0.548%
$I_{in} = 2\mu A_{peak}$	1.6918 μA	-1.96%
$I_{in} = 3\mu A_{peak}$	2.070 μA	2.42%
$I_{in} = 4\mu A_{peak}$	2.715 μA	4.01%

ตารางที่ 5.3 ตารางคุณลักษณะการทำงานของวงจรในรูปที่ 5.6 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ความถี่ 10 KHz

กระแสอินพุท	กระแสเอาต์พุท	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด
$I_{in} = 1\mu A_{peak}$	957.325 nA	4.268%
$I_{in} = 2\mu A_{peak}$	1.911 μA	4.445%
$I_{in} = 3\mu A_{peak}$	2.852 μA	4.926%
$I_{in} = 4\mu A_{peak}$	3.820 μA	6.0%

ตารางที่ 5.4 ตารางคุณลักษณะการทำงานของวงจรในรูปที่ 5.6 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 10 KHz

กระแสอินพุต	กระแสเอาต์พุต	เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด
$I_{in} = 1\mu A_{peak}$	490 nA	1.513%
$I_{in} = 2\mu A_{peak}$	1.2024 μA	-4.13%
$I_{in} = 3\mu A_{peak}$	1.6505 μA	4.71%
$I_{in} = 4\mu A_{peak}$	2.2000 μA	4.74%

การตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด $2.4 \mu A_{peak}$ ความถี่ตั้งแต่ 10 KHz จนถึง 1GHz จากรูปที่ 5.18 แสดงให้เห็นว่าความถี่คัทออฟของวงจรมีค่าประมาณ 400 KHz ค่าความถี่คัทออฟที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรยกกำลังสองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE จะไม่รวมค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาอินพุตและส่วนของซัปสเทค ซึ่งเมื่อรวมเข้าไปแล้วจะทำให้ความถี่คัทออฟมีค่าลดลง เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (4.228) โดยมีค่าตัวเก็บประจุรวมที่จุดต่างๆ เป็น $C_a = 6.1965 \times 10^{-15} F$, $R_a = 2.6304 \times 10^7 \Omega$, $C_b = 3.51 \times 10^{-16} F$, $R_b = 1.8796 \times 10^2 \Omega$, $C_c = 4.4715 \times 10^{-16} F$, $R_c = 1.451 \times 10^7 \Omega$, $C_e = 4.4715 \times 10^{-16} F$, $R_e = 1.21857 \times 10^4 \Omega$, $C_f = 3.100 \times 10^{-16} F$, $R_f = 1.552 \times 10^3 \Omega$, $C_g = 1.300 \times 10^{-17} F$, $R_g = 3.1485 \times 10^3 \Omega$, $C_h = 3.755 \times 10^{-16} F$, $R_h = 1.7985 \times 10^3 \Omega$, $C_j = 6.19 \times 10^{-17} F$, $R_j = 3.018 \times 10^3 \Omega$, $C_k = 1.3475 \times 10^{-17} F$, $R_k = 4.6992 \times 10^5 \Omega$, $C_p = 1.4475 \times 10^{-17} F$, $R_p = 5.2521 \times 10^2 \Omega$, $C_q = 4.975 \times 10^{-16} F$, $R_q = 2.6304 \times 10^7 \Omega$, $C_r = 1.19 \times 10^{-17} F$, $R_r = 4.3782 \times 10^7 \Omega$, $C_s = 6.1965 \times 10^{-17} F$, $R_s = 9.2592 \times 10^2 \Omega$, $C_t = 3.2397 \times 10^{-16} F$, $R_t = 1.8633 \times 10^4 \Omega$, $C_u = 5.275 \times 10^{-17} F$, $R_u = 3.2808 \times 10^3 \Omega$ จะได้ค่าความถี่คัทออฟมีค่าเป็น 610 KHz และเมื่อรวมค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาอินพุตและซัปสเทคโดยกำหนดให้มีค่าเป็น

$$C_{bsub1} = C_{bsub2} = C_{bsub3} = C_{bsub4} = C_{bsub5} = C_{bsub6} = 17.784 \times 10^{-15} F$$

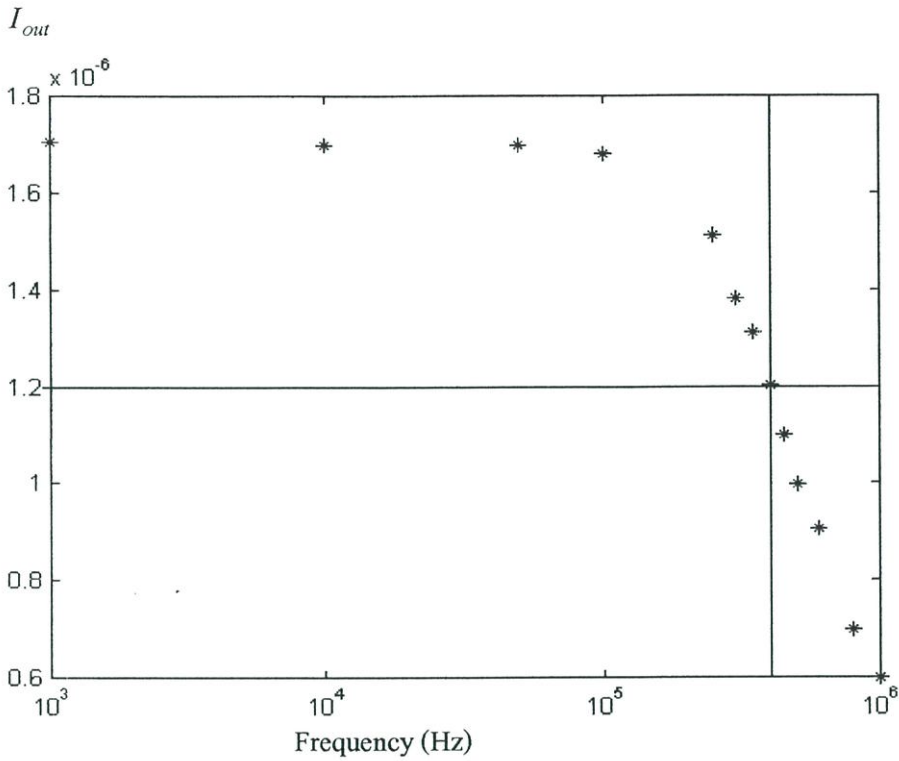
$$C_{bsub10} = C_{bsub11} = C_{bsub28} = C_{bsub29} = 30.742 \times 10^{-15} F$$

$$C_{bsub13} = C_{bsub14} = C_{bsub33} = 31.16 \times 10^{-15} F$$

$$C_{bsub18} = C_{bsub19} = C_{bsub34} = C_{bsub35} = 17.67 \times 10^{-15} F$$

$$C_{bsub27} = 19.57 \times 10^{-15} F$$

แล้วจะได้ค่าความถี่คutoff มีค่าเป็น 470 KHz โดยผลของโพลที่จุด C มีผลมากที่สุดทั้งในกรณีที่รวมผลของ C_{bsub} และทั้งที่ไม่รวมผลของ C_{bsub}



รูปที่ 5.15 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

5.7 บทสรุป

บทนี้กล่าวถึงเทคนิคในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย โดยใช้พื้นฐานของวงจรทรานสลิเนียร์โดยใช้ขาบอดี้เป็นส่วนประกอบในวงจร สำหรับผลตอบสนองทางความถี่จะมีค่าต่ำลงเมื่อรวมผลของตัวเก็บประจุที่อยู่ระหว่างขาบอดี้และขั้วสแตทรวมอยู่ด้วย จุดเด่นของวงจรคือสามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟต่ำ และวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยสามารถรับกระแสอินพุทไม่จำกัดเฉพาะรูปแบบสัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะการทำวิจัย

จากที่ได้นำเสนอรายละเอียดของงานวิจัยและออกแบบวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย โดยประยุกต์ใช้ขาบอดีของมอสเฟตในการออกแบบเป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีและผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม PSPICE โดยวงจรแรกเป็นวงจรรยกกำลังสอง ส่วนอีกวงจรจะเป็นวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยจะประกอบไปด้วยวงจรรยกกำลังสอง , วงจรสะท้อนกระแส , วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรากที่สอง พบว่าคุณสมบัติเด่นของวงจรคือวงจรสามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ(1V) เพราะมีการประยุกต์ใช้ขาบอดีของมอสเฟตมีผลทำให้เกิดแรงดันระหว่างขาบอดีกับขาซอสมีค่าเป็นบวกทำให้แรงดันขั้วเริ่มของมอสเฟตมีค่าลดลง แต่จะพบข้อเสียของวงจรก็คือผลของการตอบสนองทางความถี่ของวงจรมีค่าที่ต่ำเพราะมีผลของค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาบอดีกับขาซอสเสถียรรวมอยู่ด้วย และมีผลของฮาร์มอนิกที่อยู่ในวงจรรยกกำลังสอง ถ้าสามารถตัดส่วนของฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการได้หมดจะทำให้วงจรมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลดลง

วงจรที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอผลงานตีพิมพ์ในวารสารงานวิจัยและพัฒนาทางด้านวิศวกรรมในระดับนานาชาติคือ The 2nd International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2002) ในการประชุมสัมมนาวิชาการนานาชาติ ณ ประเทศไทย และนอกเหนือจากวงจรที่ได้นำเสนอมาแล้วยังได้นำเสนอวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยในเทอมของแรงดันโดยใช้ขาบอดี ซึ่งได้นำเสนอผลงานตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24 และวงจรคุณลักษณะแอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ขาบอดี และวงจรคุณลักษณะแอนาล็อกแบบ 4 ควอดแดรนต์โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งได้นำเสนอผลงานตีพิมพ์ในวารสารงานวิจัยและพัฒนาทางด้านวิศวกรรมในระดับนานาชาติคือ The 2001 International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2001) ในการประชุมสัมมนาวิชาการนานาชาติ ณ ประเทศไทยโดยได้รวบรวมบทความไว้ในภาคผนวก ฅ ของวิทยานิพนธ์นี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กล่าวถึงวงจรแค่เพียงส่วนน้อยซึ่งประยุกต์ใช้ขาบอดีในการออกแบบและพัฒนาวงจรที่ต้องการแหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ ซึ่งสามารถพัฒนาและออกแบบวงจรได้อีกมากมายเกินกว่าที่จะนำเสนอได้ทั้งหมด ในลำดับสุดท้าย ผู้วิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางสำหรับผู้สนใจในการพัฒนาวงจรโดยใช้ขาบอดีแบบใหม่ๆ ที่มี

สมรรถนะสูงขึ้น โดยนำหลักการที่ได้นำเสนอไว้นี้ไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานอย่างเหมาะสมต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. P. Chandrakasan , S. et. al. “Low-Power CMOS digital design.” IEEE J. Solid-State Circuits. Vol.27 , No.4 , April 1992 pp.473-484.
- [2] M. nagata. “Limitations , innovations , and challenges of circuits and devices into a half micrometer and beyond.” IEEE J. Solid-State Circuits. Vol.27 , No.4 , April 1992 pp.465-472.
- [3] C. Hu. “Future CMOS scaling and reliability.” Proceedings of the IEEE Vol.81 , No.5 , May 1993 pp.682-689.
- [4] Kioi K. , H. et. al. “Forward body-bias MOS (FBMOS) dual rail logic using an adiabatic charging technique with sub -0.6 V operation.” IEEE Electronics Letters Vol.33 , No.14 , July 1997 pp.1200-1201.
- [5] Kioi K. , S. et. al. “Forward body-bias SRAM circuitry on bulk Si with twin double-well.” IEEE Electronics Letters Vol.33 , No.23 , Nov. 1997 pp.1929-1931.
- [6] Wann. C. , J. et. al. “CMOS with active well bias for low-power and RF/analog applications.” IEEE Symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers pp.158-159.
- [7] Mulder J. V. et. al. “Application of the Back Gate in MOS Weak Inversion Translinear Circuits.” IEEE Transactions on Circuits and Systems Vol.42 , No.11 , Nov. 1995 pp.958-962.
- [8] Benjamin J. Blalock and Phillip E. Allen. . “A Low-Voltage , Bulk-Driven MOSFET Current Mirror for CMOS Technology.” IEEE International Symposium on Circuits and Systems Vol. 3 , 1995 pp.1972-1975.
- [9] Benjamin J. Blalock , P. et. al. “Designing 1-V Op Amps Using Standard Digital CMOS Technology.” IEEE Transaction on Circuits Vol.45 , No.7 , July 1998 pp.769-780
- [10] Faramarz Bahmani , S. et. al. “A Rail-to-Rail ,Constant-Gm , 1-Volt CMOS Opamp.” IEEE ISCAS Vol.2 , 2000 pp.669-672.
- [11] Roelof F. Wassenaar , E. S. et. al. “New Techniques for High-Frequency RMS-to-DC Conversion Based on a Multifunctional V-to-I Converter.” .” IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol.23 , No.3 , 1988 pp.802-815.

- [12] Zhenhua Wang. "Novel Pseudo RMS Current Converter for Sinusoidal Signals Using a CMOS Precision Current Rectifier." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* Vol.39 , No.4 , 1990 pp.670-671.
- [13] Wanlop Surakamponorn , Kiattiasak Kumwachara "A Dual Translinear-Based True RMS-to-DC Converter." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* , Vol.47 , No.2 , 1999 pp.459-464.
- [14] Yannis P. Tsividis. 1988. **Operation and Modeling of the MOS Transistor**. 1st edition. Singapore : McGraw-Hill.
- [15] Behzad Razavi. 2000. **Design of Analog CMOS Integrated Circuits**. International Edition. Korea : McGraw-Hill.
- [16] W. R. Mckinnon , R. F. et. al. "A Model for Gated-Lateral BJT's Based on Standard MOSFET Models." *IEEE Transactions on Electron Devices* , Vol.46 , No.2 , 1999 pp.427-429.
- [17] Paul R. Gray and Robert G. Meyer. 1993. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. Third Edition. Singapore : John Wiley & Sons.
- [18] Cadence Design System Incorporation. 2001. **Orcad**. [online]. Available : <http://www.orcad.com>
- [19] Gilbert B. "Translinear Circuits : A Proposed Classification." *Electron. Lett.* , Vol.11 No.1 , 1975. pp.14-16.
- [20] Evert Seevinck and Remco J. Wiegink "Generalized Translinear Circuit Principle." *IEEE Journal of Solid-State Circuits* , Vol.26 , No.8 , 1991 pp.1098-1102.
- [21] Evert Seevinck , E. A. et. al. "CMOS Translinear Circuits for Minimum Supply Voltage." *IEEE Transactions on Circuits and systems : Analog and Digital Signal Processing* , Vol.47 , No.12 , 2000 pp.1560-1564.
- [22] ThartFah Voo and Toumazou "Efficient Tunable Continuous-Time Integrated Current-Mode Filter Designs." *IEEE International Symposium on Connecting the World* , Vol.1 , 1996 pp.93-96.
- [23] I.M. Filanovsky and H.P. Baltes "Simple CMOS analog square-rooting and squaring circuits" *IEEE Transactions on Circuits and Systems : Fundamental Theory and Applications* , Vol.39 , No.4 , 1992 pp.312-315.

- [24] Ramirez-Angulo “Current mirrors with low input and low output voltage requirements”
Proceedings of the 37th Midwest Symposium on Circuit and Systems , Vol.1 , 1994 pp.107-110.
- [25] บุญชัย บุญชู, สกต อุดมศิริ , พลผดุง ผดุงกุล , “วงจรรีเลย์กระแสเต็มคลื่นความถี่เที่ยงตรงสูงใช้ทรานซิสเตอร์ แบบ CMOS” , เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21 , หน้า 719-721.
- [26] Shi-Cai Qin , M. S. et.al. “The linearization of MOS source-coupled pair.” IEEE Solid-State and Integrated Circuit Technology , 1995 pp.109-111

ภาคผนวก


```

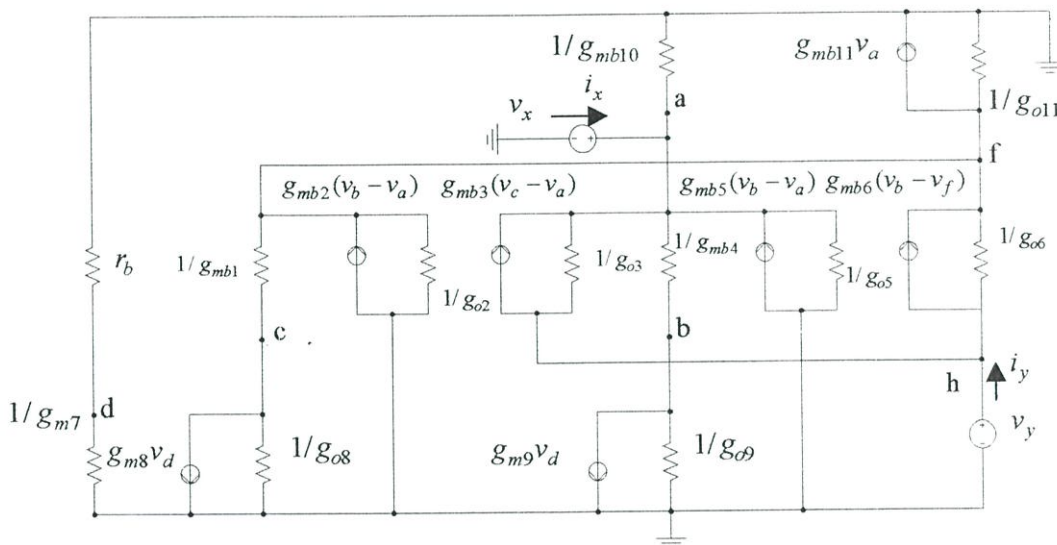
+CGDO = 2.56E-10      CGSO = 2.56E-10      CGBO = 1E-9
+CJ = 5.081125E-4     PB = 0.99           MJ = 0.7886178
+CJSW = 4.714954E-10  PBSW = 0.99        MJSW = 0.1
+CJSWG = 2.2346E-10  PBSWG = 0.99       MJSWG = 0.1
+CF = 0               PVTH0 = 7.788382E-3 PRDSW = -49.2691828
+PK2 = 9.216985E-3    WKETA = -4.805616E-3 LKETA = -0.0113001
+PAGS = 0.0968      )
.MODEL CMOSPMOS (          LEVEL = 6
+VERSION = 3.1         TNOM = 27           TOX = 9.7E-9
+XJ = 1.5E-7          NCH = 1.7E17       VTH0 = -0.8579444
+K1 = 0.3776787      K2 = 0.0244315     K3 = 71.436729
+K3B = -4.6988777    W0 = 1E-5          NLX = 2.508554E-7
+DVT0W = 0           DVT1W = 0          DVT2W = 0
+DVT0 = 3.3421984    DVT1 = 0.4931879  DVT2 = -0.0325752
+U0 = 182.6938354    UA = 1.331114E-9   UB = 1.229664E-18
+UC = -4.58451E-11   VSAT = 1.871658E5  A0 = 1.0437638
+AGS = 0.3061331     B0 = 4.301466E-6   B1 = 5E-6
+KETA = 4.3991E-3    A1 = 0             A2 = 1
+RDSW = 3.5E3        PRWG = -0.0112683  PRWB = 0.0195083
+WR = 1              WINT = 2.126142E-7 LINT = 5.135708E-8
+XL = -1E-7          XW = 0             DWG = -2.084096E-8
+DWB = 5.566517E-9   VOFF = -0.1042158  NFACTOR = 0.8202482
+CIT = 0             CDSC = 2.4E-4      CDSCD = 0
+CDSCB = 0           ETA0 = 0.0528463   ETAB = 3.606657E-3
+DSUB = 0.2359412    PCLM = 3.9701566   PDIBLC1 = 1.117975E-4
+PDIBLC2 = 5.25672E-3 PDIBLCB = 0.0660775 DROUT = 8.45617E-7
+PSCBE1 = 8E10       PSCBE2 = 7.59459E-9 PVAG = 10.7151924
+DELTA = 0.01        RSH = 2.3          MOBMOD = 1
+PRT = 0             UTE = -1.5         KT1 = -0.11
+KT1L = 0           KT2 = 0.022        UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18     UC1 = -5.6E-11     AT = 3.3E4
+WL = 0              WLN = 1            WW = 0

```

+WWN = 1	WWL = 0	LL = 0
+LLN = 1	LW = 0	LWN = 1
+LWL = 0	CAPMOD = 2	XPART = 0.5
+CGDO = 2.5E-10	CGSO = 2.5E-10	CGBO = 1E-9
+CJ = 9.452771E-4	PB = 0.9473414	MJ = 0.480677
+CJSW = 1.774237E-10	PBSW = 0.3948801	MJSW = 0.11832
+CJSWG = 4.256E-11	PBSWG = 0.3948801	MJSWG = 0.11832
+CF = 0	PVTH0 = 3.688838E-4	PRDSW = 270.0035945
+PK2 = 2.263316E-3	WKETA = 9.143067E-3	LKETA = -0.0121406
+PAGS = 0.09532)	

ภาคผนวก ข.

ข.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจรกำลังสองโดยใช้ขบอดี้



รูปที่ ข.1 วงจรสมมูลสำหรับการคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจรกำลังสองโดยใช้ขบอดี้

ข.1.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่จุดเข้า

จากวงจรในรูปที่ ข.1 พิจารณาที่จุดต่างๆ โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's Current Law) สามารถสร้างสมการได้ดังนี้

ที่จุด a จะได้

$$-i_x + v_a g_{mb10} - (v_c - v_a) g_{mb3} + v_a g_{o3} + (v_a - v_b) g_{mb4} - (v_b - v_a) g_{mb5} + v_a g_{o5} = 0 \quad (\text{ข.1})$$

ที่จุด b จะได้

$$v_b g_{o9} + v_d g_{m9} + (v_b - v_a) g_{mb4} = 0 \quad (\text{ข.2})$$

ที่จุด c จะได้

$$v_c g_{o8} + v_d g_{m8} + (v_c - v_f) g_{mb1} = 0 \quad (\text{ข.3})$$

ที่จุด d จะได้

$$v_d = 0 \quad (\text{ข.4})$$

ที่จุด f จะได้

$$v_f g_{o11} + v_a g_{mb11} + v_f g_{o6} - (v_b - v_f) g_{mb6} + (v_f - v_c) g_{mb1} - (v_b - v_a) g_{mb2} + v_f g_{o2} = 0 \quad (\text{ข.5})$$

เมื่อ g_{oi} คือ ค่าความนำซึ่งเป็นส่วนกลับของค่าความต้านทานเอาต์พุทของมอสเฟต M_i

r_b คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุทของแหล่งจ่ายกระแส I_b

จากสมการที่ (ข.1) ถึง (ข.5) สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดอินพุทได้ซึ่งมีค่าเป็น

$$r_{in} = \frac{v_x}{i_x} = \left\{ m + \frac{n \cdot h}{j} \right\}^{-1} \quad (\text{ข.6})$$

โดยที่

$$m = g_{mb3} + g_{mb4} + g_{mb5} + g_{mb10} + g_{o3} + g_{o5} - \frac{g_{mb4}(g_{mb4} + g_{mb5})}{g_{o9} + g_{mb4}} \quad (\text{ข.7})$$

$$n = \frac{g_{mb1} g_{mb3}}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (\text{ข.8})$$

$$h = g_{mb11} + g_{mb2} + \frac{g_{mb4}(-g_{mb6} + g_{mb2})}{g_{o9} + g_{mb4}} \quad (\text{ข.9})$$

$$j = g_{o11} + g_{o6} + g_{mb6} + g_{mb1} + g_{o2} - \frac{g_{mb1}^2}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (\text{ข.10})$$

ถ้า $g_{mi} \gg g_{oi}$ และ $g_{mbi} \gg g_{oi}$ จะได้ค่าความต้านทานอินพุทเป็น

$$r_{in} \approx \frac{1}{\left(g_{mb3} + g_{mb10} + \frac{g_{mb3}(g_{mb11} + 2g_{mb2})}{g_{mb6}} \right)} \quad (\text{ข.11})$$

ข.1.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานที่จุดออก

จากวงจรในรูปที่ ข.1 พิจารณาที่จุดต่างๆ โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ (Kirchoff 's Current Law) สามารถสร้างสมการได้ดังนี้

ที่จุด h จะได้

$$-i_y + (v_h - v_f)g_{o6} + (v_b - v_f)g_{mb6} + (v_c - v_a)g_{mb3} + (v_h - v_a)g_{o3} = 0 \quad (\text{ข.12})$$

ที่จุด a, b และ c จะได้

$$v_a = v_b = v_c = 0 \quad (\text{ข.13})$$

ที่จุด f จะได้

$$v_f g_{o11} + v_a g_{mb11} + (v_f - v_h)g_{o6} - (v_b - v_f)g_{mb6} + (v_f - v_c)g_{mb1} - (v_b - v_a)g_{mb2} + v_f g_{o2} = 0 \quad (\text{ข.14})$$

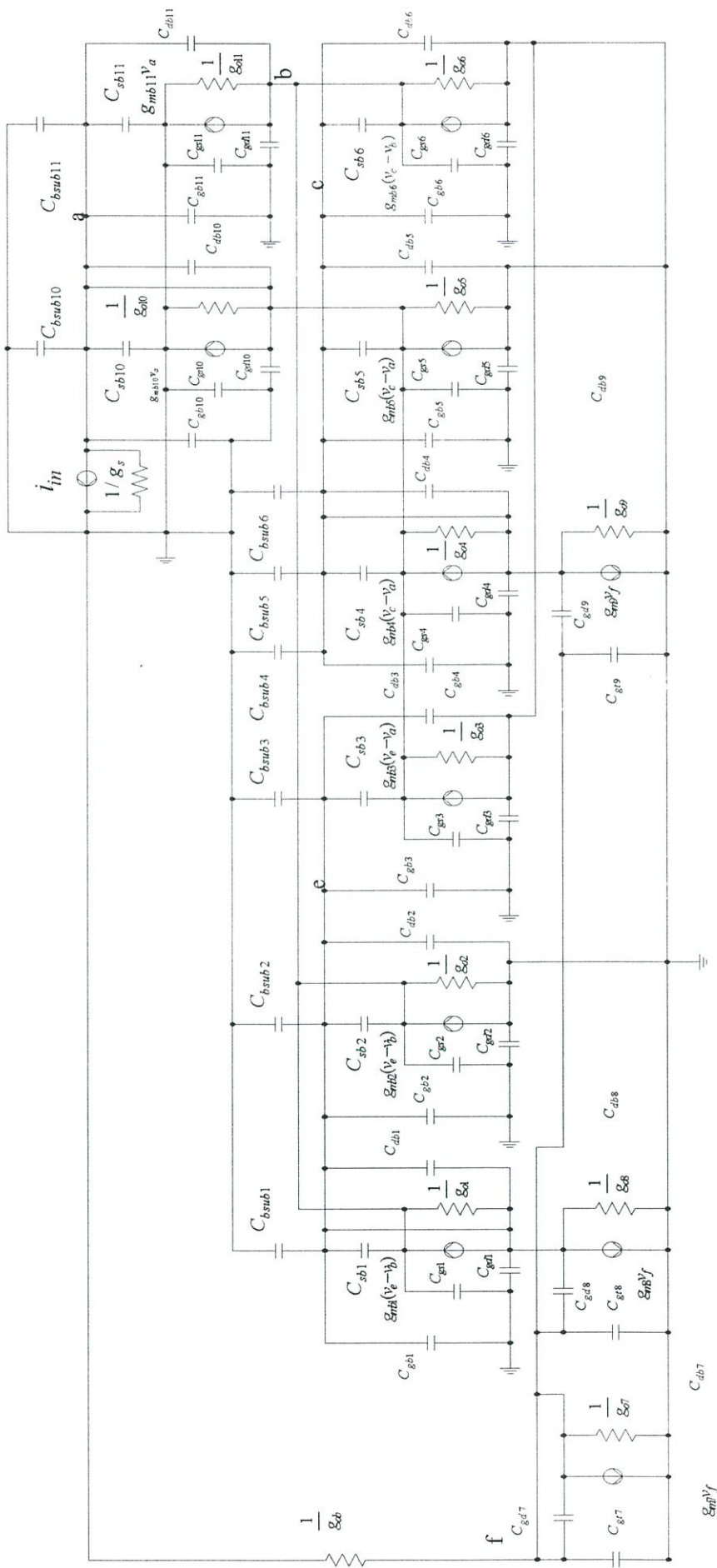
จากสมการที่ (ข.12) ถึง (ข.14) สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่จุดเอาต์พุตได้ซึ่งมีค่าเป็น

$$r_{out} = \frac{v_y}{i_y} = \left\{ g_{o3} + g_{o6} - \frac{g_{o6}(g_{o6} + g_{mb6})}{g_{o2} + g_{o6} + g_{o11} + g_{mb1} + g_{mb6}} \right\}^{-1} \quad (\text{ข.15})$$

ภาคผนวก ค.

ค.1 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรยกกำลังสองโดยใช้ขบอดี

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน สามารถทำได้โดยการใช้การวิเคราะห์
สัญญาณขนาดเล็กซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้น ซึ่งการวิเคราะห์จะใช้วงจรเสมือนสำหรับ
สัญญาณขนาดเล็กดังแสดงในรูปที่ ค.1



รูปที่ ค.1 วงจรสมมูลยี่สิบห้าสำหรับการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

จากรูปที่ ค.1 เมื่อพิจารณาโดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ สามารถสร้างสมการ ได้ดังนี้
ที่จุด a จะได้

$$\begin{aligned}
 &v_a(SC_{db11} + SC_{sb11} + SC_{gb11} + SC_{bsub11} + SC_{bsub10} + SC_{sb10} + SC_{gb10} + SC_{gd10} + \\
 &+ SC_{sb5} + SC_{gs5} + SC_{sb4} + SC_{gs4} + SC_{sb3} + SC_{gs3} + g_s + g_{o10} + g_{mb10} + g_{o5} + \\
 &+ g_{mb5} + g_{o4} + g_{mb4} + g_{o3} + g_{mb3}) + \\
 &+ v_b(-SC_{db11}) + \\
 &+ v_c(-SC_{sb5} - SC_{sb4} - g_{mb4} - g_{mb5}) + \\
 &+ v_e(-g_{mb3} - SC_{sb3}) + \\
 &+ v_o(-g_{o3}) = -i_{in}
 \end{aligned} \tag{ค.1}$$

ที่จุด b จะได้

$$\begin{aligned}
 &v_a(-SC_{db11} + g_{mb11}) + \\
 &+ v_b(SC_{db11} + SC_{gd11} + SC_{sb6} + SC_{gs6} + SC_{sb2} + SC_{gs2} + SC_{sb1} + SC_{gs1} + \\
 &+ g_{o11} + g_{o6} + g_{mb6} + g_{o2} + g_{mb2} + g_{o1} + g_{mb1}) + \\
 &+ v_c(-SC_{sb6} - g_{mb6}) + \\
 &+ v_e(-SC_{sb2} - SC_{sb1} - g_{mb2} - g_{mb1} - g_{o1}) + \\
 &+ v_o(-SC_{gs6} - g_{o6}) = 0
 \end{aligned} \tag{ค.2}$$

ที่จุด c จะได้

$$\begin{aligned}
 &v_a(-SC_{sb5} - SC_{sb4} - g_{o4} - g_{mb4}) + \\
 &+ v_b(-SC_{sb6}) + \\
 &+ v_c(SC_{db6} + SC_{sb6} + SC_{gb6} + SC_{db5} + SC_{sb5} + SC_{gb5} + SC_{gd4} + SC_{gd9} + SC_{sb4} + \\
 &+ SC_{bsub6} + SC_{bsub5} + SC_{gb4} + g_{o4} + g_{mb4} + g_{o9}) + \\
 &+ v_o(-SC_{db6}) + \\
 &+ v_f(-SC_{gd9} - g_{m9}) = 0
 \end{aligned} \tag{ค.3}$$

ที่จุด e จะได้

$$\begin{aligned}
& v_a(-SC_{sb3}) + \\
& +v_b(-SC_{sb1} - SC_{sb2} - g_{o1} - g_{mb1}) + \\
& +v_e(SC_{db3} + SC_{sb3} + SC_{bsub3} + SC_{gb3} + SC_{db2} + SC_{sb2} + SC_{bsub2} + SC_{gb2} + SC_{gd1} + \\
& \quad + SC_{gd8} + SC_{sb1} + SC_{bsub1} + SC_{gb1} + SC_{db8} + g_{o1} + g_{o8} + g_{mb1}) + \\
& +v_f(-SC_{gd8} + g_{m8}) + \\
& +v_o(-SC_{db3}) = 0
\end{aligned} \tag{ค.4}$$

ที่จุด f จะได้

$$\begin{aligned}
& v_c(-SC_{gd9}) + \\
& +v_e(-SC_{gd8}) + \\
& +v_f(SC_{gt7} + SC_{gt8} + SC_{gd8} + SC_{gt9} + SC_{gd9} + SC_{db7} + SC_{db8} + SC_{db9} + g_{ob} + \\
& \quad + g_{m7} + g_{o7} + g_{m8} + g_{o8}) = 0
\end{aligned} \tag{ค.5}$$

ที่จุด o จะได้

$$\begin{aligned}
& v_a(-g_{o3} - g_{mb3}) + \\
& +v_b(-g_{o6} - g_{mb6}) + \\
& +v_c(-SC_{db6} + g_{mb6}) + \\
& +v_e(-SC_{db3}) + \\
& +v_o(SC_{db6} + SC_{gd6} + SC_{db3} + SC_{gd3} + g_{o3} + g_{o6}) = -i_o
\end{aligned} \tag{ค.6}$$

จากสมการที่ (ค.1) ถึง (ค.6) สามารถคำนวณหาค่าของอัตราส่วน $\frac{i_{out}}{i_{in}}$ ของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{-a_6 b_2 c_3 e_4 f_5 o_6 + a_6 b_6 c_5 e_4 f_3 o_2 + a_2 b_6 c_6 e_5 f_4 o_3 + a_3 b_2 c_6 e_6 f_5 o_4}{a_1 b_2 c_3 e_4 f_5 o_6 - a_3 b_2 c_1 e_6 f_5 o_4 - a_2 b_1 c_6 e_5 f_4 o_3 - a_1 b_6 c_5 e_4 f_3 o_2 - 1/D} \tag{ค.7}$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}
a_1 = & SC_{db11} + SC_{sb11} + SC_{gb11} + SC_{bsub11} + SC_{bsub10} + SC_{sb10} + SC_{gb10} + SC_{gd10} + \\
& + SC_{sb5} + SC_{gs5} + SC_{sb4} + SC_{gs4} + SC_{sb3} + SC_{gs3} + g_s + g_{o10} + g_{mb10} + g_{o5} + \\
& + g_{mb5} + g_{o4} + g_{mb4} + g_{o3} + g_{mb3}
\end{aligned} \tag{9.8}$$

$$b_1 = -SC_{db11} \tag{9.9}$$

$$c_1 = -SC_{sb5} - SC_{sb4} - g_{mb4} - g_{mb5} \tag{9.10}$$

$$e_1 = -g_{mb3} - SC_{sb3} \tag{9.11}$$

$$o_1 = -g_{o3} \tag{9.12}$$

$$a_2 = -SC_{db11} + g_{mb11} \tag{9.13}$$

$$\begin{aligned}
b_2 = & SC_{db11} + SC_{gd11} + SC_{sb6} + SC_{gs6} + SC_{sb2} + SC_{gs2} + SC_{sb1} + SC_{gs1} + \\
& + g_{o11} + g_{o6} + g_{mb6} + g_{o2} + g_{mb2} + g_{o1} + g_{mb1}
\end{aligned} \tag{9.14}$$

$$c_2 = -SC_{sb6} - g_{mb6} \tag{9.15}$$

$$e_2 = -SC_{sb2} - SC_{sb1} - g_{mb2} - g_{mb1} - g_{o1} \tag{9.16}$$

$$o_2 = -SC_{gs6} - g_{o6} \tag{9.17}$$

$$a_3 = -SC_{sb5} - SC_{sb4} - g_{o4} - g_{mb4} \tag{9.18}$$

$$b_3 = -SC_{sb6} \tag{9.19}$$

$$\begin{aligned}
c_3 = & SC_{db6} + SC_{sb6} + SC_{gb6} + SC_{db5} + SC_{sb5} + SC_{gb5} + SC_{gd4} + SC_{gd9} + SC_{sb4} \\
& + SC_{bsub6} + SC_{bsub5} + SC_{gb4} + g_{o4} + g_{mb4} + g_{o9}
\end{aligned} \tag{9.20}$$

$$o_3 = -SC_{db6} \tag{9.21}$$

$$f_3 = -SC_{gd9} - g_{m9} \quad (\text{ก.22})$$

$$a_4 = -SC_{sb3} \quad (\text{ก.23})$$

$$b_4 = -SC_{sb1} - SC_{sb2} - g_{o1} - g_{mb1} \quad (\text{ก.24})$$

$$e_4 = SC_{db3} + SC_{sb3} + SC_{bsub3} + SC_{gb3} + SC_{db2} + SC_{sb2} + SC_{bsub2} + SC_{gb2} + SC_{gd1} + \\ + SC_{gd8} + SC_{sb1} + SC_{bsub1} + SC_{gb1} + SC_{db8} + g_{o1} + g_{o8} + g_{mb1} \quad (\text{ก.25})$$

$$f_4 = -SC_{gd8} + g_{m8} \quad (\text{ก.26})$$

$$o_4 = -SC_{db3} \quad (\text{ก.27})$$

$$c_5 = -SC_{gd9} \quad (\text{ก.28})$$

$$e_5 = -SC_{gd8} \quad (\text{ก.29})$$

$$f_5 = SC_{gt7} + SC_{gt8} + SC_{gd8} + SC_{gt9} + SC_{gd9} + SC_{db7} + SC_{db8} + SC_{db9} + g_{ob} + \\ + g_{m7} + g_{o7} + g_{m8} + g_{o8} \quad (\text{ก.30})$$

$$a_6 = -g_{o3} - g_{mb3} \quad (\text{ก.31})$$

$$b_6 = -g_{o6} - g_{mb6} \quad (\text{ก.32})$$

$$c_6 = -SC_{db6} + g_{mb6} \quad (\text{ก.33})$$

$$e_6 = -SC_{db3} \quad (\text{ก.34})$$

$$o_6 = SC_{db6} + SC_{gd6} + SC_{db3} + SC_{gd3} + g_{o3} + g_{o6} \quad (\text{ก.35})$$

$$D = a_1 b_2 c_3 e_4 f_5 o_6 - a_1 b_6 c_5 e_4 f_3 o_2 - a_2 b_1 c_6 e_5 f_4 o_3 - a_3 b_2 c_1 e_6 f_5 o_4 \quad (\text{ก.36})$$

จากสมการที่ (ค.36) พบว่าวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองทางความถี่ทำได้ยากจึงใช้ผลของมิลเลอร์ (Miller Effect) จะได้อะไรดังแสดงในรูปที่ ค.2

จากวงจรในรูปที่ ค.2 เมื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่โดยใช้ผลของมิลเลอร์จะได้ว่าเมื่อพิจารณาโพลที่จุด a จะได้ว่า

$$\tau_{p,a} = R_a C_a \quad (\text{ค.37})$$

โดยที่

$$R_a = \frac{1}{g_s} \parallel \frac{1}{g_{o5}} \parallel \frac{1}{g_{o4m1}} \parallel \frac{1}{g_{o3m1}} \quad (\text{ค.38})$$

$$C_a = C_{db11m1} + C_{bsub11} + C_{sb11} + C_{bsub10} + C_{sb10} + C_{gd10} + C_{gs5} + C_{sb5m1} + \\ + C_{gs4} + C_{sb4m1} + C_{sb3m1} + C_{gs3} + C_{gb11} + C_{gb10} \quad (\text{ค.39})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด b จะได้ว่า

$$\tau_{p,b} = R_b C_b \quad (\text{ค.40})$$

โดยที่

$$R_b = \frac{1}{g_{o11}} \parallel \frac{1}{g_{o6m1}} \parallel \frac{1}{g_{o2}} \parallel \frac{1}{g_{o1m1}} \quad (\text{ค.41})$$

$$C_b = C_{db11m2} + C_{gd11} + C_{sb6m1} + C_{gs6} + C_{gs2} + C_{sb2m1} + C_{gs1} + C_{sb1m1} \quad (\text{ค.42})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด c จะได้ว่า

$$\tau_{p,c} = R_c C_c \quad (\text{ค.43})$$

โดยที่

$$R_c = \frac{1}{g_{o4m2}} \parallel \frac{1}{g_{o9}} \quad (\text{ค.44})$$

$$C_c = C_{db6m1} + C_{sb6m2} + C_{gb6} + C_{db5} + C_{gb5} + C_{sb2m2} + C_{bsub6} + C_{bsub5} + \\ + C_{sb4m2} + C_{gb4} + C_{gd4} + C_{gd9m1} + C_{db9} \quad (\text{ค.45})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด e จะได้ว่า

$$\tau_{p,e} = R_e C_e \quad (\text{ค.46})$$

โดยที่

$$R_e = \frac{1}{g_{o2m2}} \parallel \frac{1}{g_{o8}} \quad (\text{ค.47})$$

$$C_e = C_{gb4m1} + C_{bsub3} + C_{sb3m2} + C_{gb3} + C_{db2} + C_{sb2m2} + C_{bsub1} + C_{bsub2} + \\ + C_{gb2} + C_{sb1m2} + C_{gd1} + C_{gd8m1} + C_{gb1} + C_{db8} \quad (\text{ค.48})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด f จะได้ว่า

$$\tau_{p,f} = R_f C_f \quad (\text{ค.49})$$

โดยที่

$$R_f = \frac{1}{g_{ob}} \parallel \frac{1}{g_{o7}} \quad (\text{ค.50})$$

$$C_f = C_{gt7} + C_{gd8m2} + C_{gt8} + C_{gd9m2} + C_{gt9} + C_{db7} \quad (\text{ค.51})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด o จะได้ว่า

$$\tau_{p,o} = R_o C_o \quad (\text{ค.52})$$

โดยที่

$$R_o = \frac{1}{g_{out}} \parallel \frac{1}{g_{o6m2}} \parallel \frac{1}{g_{o3m2}} \quad (\text{ค.53})$$

$$C_o = C_{gd6} + C_{db6m2} + C_{gb4m2} + C_{gd3} \quad (\text{ค.54})$$

เมื่อ

$$C_{db11m1} = C_{db11}(1 - w_1) \quad (\text{ค.55})$$

$$C_{db11m2} = C_{db11}(1 - 1/w_1) \quad (\text{ค.56})$$

$$C_{sb6m1} = C_{sb6}(1 - w_6) \quad (\text{ค.57})$$

$$C_{sb6m2} = C_{sb6}(1 - 1/w_6) \quad (\text{ค.58})$$

$$C_{sb2m1} = C_{sb2}(1 - w_7) \quad (\text{ค.59})$$

$$C_{sb2m2} = C_{sb2}(1 - 1/w_7) \quad (\text{ค.60})$$

$$g_{o1m1} = g_{o1}(1 - w_7) \quad (\text{ค.61})$$

$$g_{o1m2} = g_{o1}(1 - 1/w_7) \quad (\text{ค.62})$$

$$C_{sb1m1} = C_{sb1}(1 - w_7) \quad (\text{ค.63})$$

$$C_{sb1m2} = C_{sb1}(1 - 1/w_7) \quad (\text{ค.64})$$

$$C_{db6m1} = C_{db6}(1 - w_8) \quad (\text{ค.65})$$

$$C_{db6m2} = C_{db6}(1 - 1/w_8) \quad (\text{ค.66})$$

$$C_{gd9m1} = C_{gd9}(1 - w_9) \quad (\text{ก.67})$$

$$C_{gd9m2} = C_{gd9}(1 - 1/w_9) \quad (\text{ก.68})$$

$$C_{gb4m1} = C_{gb4}(1 - w_{10}) \quad (\text{ก.69})$$

$$C_{gb4m2} = C_{gb4}(1 - 1/w_{10}) \quad (\text{ก.70})$$

$$C_{gd8m1} = C_{gd8}(1 - w_{11}) \quad (\text{ก.71})$$

$$C_{gd8m2} = C_{gd8}(1 - 1/w_{11}) \quad (\text{ก.72})$$

$$w_1 = \left(\frac{g_{mb1} + g_{o8}}{g_{mb1}} \right) \left(\frac{o_2 a_3 - o_3 a_2}{c_2 o_3 - c_3 o_2} \right) \quad (\text{ก.73})$$

$$w_2 = \frac{g_{mb4}}{g_{mb4} + g_{o9}} \quad (\text{ก.74})$$

$$w_3 = \frac{a_2 c_3 - a_3 c_2}{c_2 o_3 - c_3 o_2} \quad (\text{ก.75})$$

$$w_4 = \frac{a_2 c_3 - a_3 c_2}{c_2 o_3 - c_3 o_2} \quad (\text{ก.76})$$

$$w_5 = \frac{g_{mb1}}{g_{mb1} + g_{o8}} \cdot \frac{a_2 c_3 - a_3 c_2}{o_2 a_3 - o_3 a_2} \quad (\text{ก.77})$$

$$w_6 = \frac{g_{mb1} g_{mb4}}{(g_{mb1} + g_{o8})(g_{mb4} + g_{o9})} \cdot \frac{o_2 a_3 - o_3 a_2}{c_2 o_3 - c_3 o_2} \quad (\text{ก.78})$$

$$w_7 = \frac{g_{mb1}}{g_{mb1} + g_{o8}} \quad (\text{ก.79})$$

$$w_8 = \frac{g_{mb4} + g_{o9}}{g_{mb4}} \cdot \frac{a_2 c_3 - a_3 c_2}{c_2 o_3 - c_3 o_2} \quad (\text{ค.80})$$

$$w_{10} = \frac{o_2 a_3 - o_3 a_2}{a_2 c_3 - a_3 c_2} \quad (\text{ค.81})$$

ภาคผนวก ง.

ง.1 การวิเคราะห์หาความต้านทานที่จุดเข้าและจุดออกของวงจรหาค่าราคที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

ง.1.1 การวิเคราะห์หาความต้านทานที่จุดเข้า

จากวงจรในรูปที่ ง.1 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานที่จุดเข้าของวงจรสามารถทำได้โดยป้อนแรงดัน v_a เข้าที่จุด a โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายไฟที่จุดเข้า y พิจารณาที่จุดต่างๆ โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ สามารถสร้าง สมการได้ดังนี้
ที่จุด a จะได้

$$v_a (g_{mb10} + g_{mb3} + g_{o3} + g_{o4} + g_{mb5} + g_{o5}) + v_c (-g_{mb3}) + v_e (-g_{o4} - g_{mb5}) + v_f (-g_{o3}) = i_x \quad (ง.1)$$

ที่จุด b จะได้

$$v_a g_{mb11} + v_b (g_{o11} + g_{o6} + g_{mb6} + g_{mb1} + g_{mb2} + g_{o2}) + v_c (-g_{mb1} - g_{mb2}) + v_e (-g_{mb6}) + v_f (-g_{o6}) = 0 \quad (ง.2)$$

ที่จุด c จะได้

$$v_a (-g_{mb1}) + v_c (g_{o8} + g_{mb1}) + v_d g_{m8} = 0 \quad (ง.3)$$

ที่จุด d จะได้

$$v_d = 0 \quad (ง.4)$$

ที่จุด e จะได้

$$v_a (-g_{o4}) + v_d g_{m9} + v_e (g_{o9} + g_{o4}) = 0 \quad (ง.5)$$

ที่จุด f จะได้

$$v_a(-g_{mb3} - g_{o3}) + v_b(-g_{o6} - g_{mb6}) + v_c g_{mb3} + v_e g_{mb6} + v_f(g_{o3} + g_{o6} + g_{o16}) + v_h g_{m16} = 0 \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.1)-(3.6) สามารถจะได้

$$r_{in} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{a_1}{a_2 a_3 + a_4 g_{o3}} \quad (3.7)$$

โดยที่

$$a_1 = g_{o3} + g_{o6} + \frac{g_{o16} g_{m15}}{g_{o14} + g_{o15}} \quad (3.8)$$

$$a_2 = g_{mb10} + g_{mb3} + g_{o3} + g_{o4} + g_{mb5} + g_{o5} - \frac{g_{mb3} g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} - \frac{g_{o4}^2}{g_{o4} + g_{o9}} - \frac{g_{mb5} g_{o4}}{g_{o4} + g_{o9}} \quad (3.9)$$

$$a_3 = g_{o3} + g_{o6} + \frac{g_{o16} g_{m15}}{g_{o14} + g_{o15}} \quad (3.10)$$

$$a_4 = -g_{mb3} - g_{o3} + \frac{g_{mb6} g_{o4}}{g_{o4} + g_{o9}} + \frac{g_{mb3} g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (3.11)$$

3.1.2 การวิเคราะห์หาความต้านทานที่จุดออก

จากวงจรในรูปที่ 3.1 ในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานที่จุดออกของวงจรสามารถทำได้โดยป้อนแรงดัน v_y เข้าที่จุด y โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายไฟที่จุดเข้า a พิจารณาที่จุดต่างๆ โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ สามารถสร้างสมการได้ดังนี้
ที่จุด y จะได้

$$v_y g_{m37} + v_y g_{o38} = i_y \quad (3.12)$$

ที่จุด v จะได้

$$v_d g_{m36} + v_u g_{mb35} + v_v (g_{o36} + g_{m37} + g_{o35}) = 0 \quad (3.13)$$

ที่จุด u จะได้

$$v_s g_{m31} + v_u (g_{mb34} + g_{o31}) = 0 \quad (3.14)$$

ที่จุด s จะได้

$$v_g g_{mb33} + v_s (g_{o32} + g_{o33}) - v_t g_{m32} = 0 \quad (3.15)$$

ที่จุด r จะได้

$$v_p g_{mb27} + v_g (-g_{mb26}) + v_r (g_{o27} + g_{mb28} + g_{o28} + g_{mb28} + g_{o29}) - v_t g_{o28} = 0 \quad (3.16)$$

ที่จุด t จะได้

$$v_q g_{mb28} + v_r (-g_{mb28} - g_{o28}) + v_s g_{m30} + v_t (g_{o28} + g_{o30}) = 0 \quad (3.17)$$

ที่จุด q จะได้

$$v_k (-g_{m23} + g_{m24}) + v_q (g_{m23} + g_{o24}) = 0 \quad (3.18)$$

ที่จุด k จะได้

$$v_k (g_{m23} + g_{o22}) + v_q (-g_{m23}) = 0 \quad (3.19)$$

ที่จุด g จะได้

$$v_g (g_{mb13} + g_{o12}) + v_d g_{m12} = 0 \quad (3.20)$$

ที่จุด p จะได้

$$v_p (g_{m26} + g_{o25}) + v_d g_{m25} = 0 \quad (\text{ง.21})$$

ที่จุด d จะได้

$$v_d = 0 \quad (\text{ง.22})$$

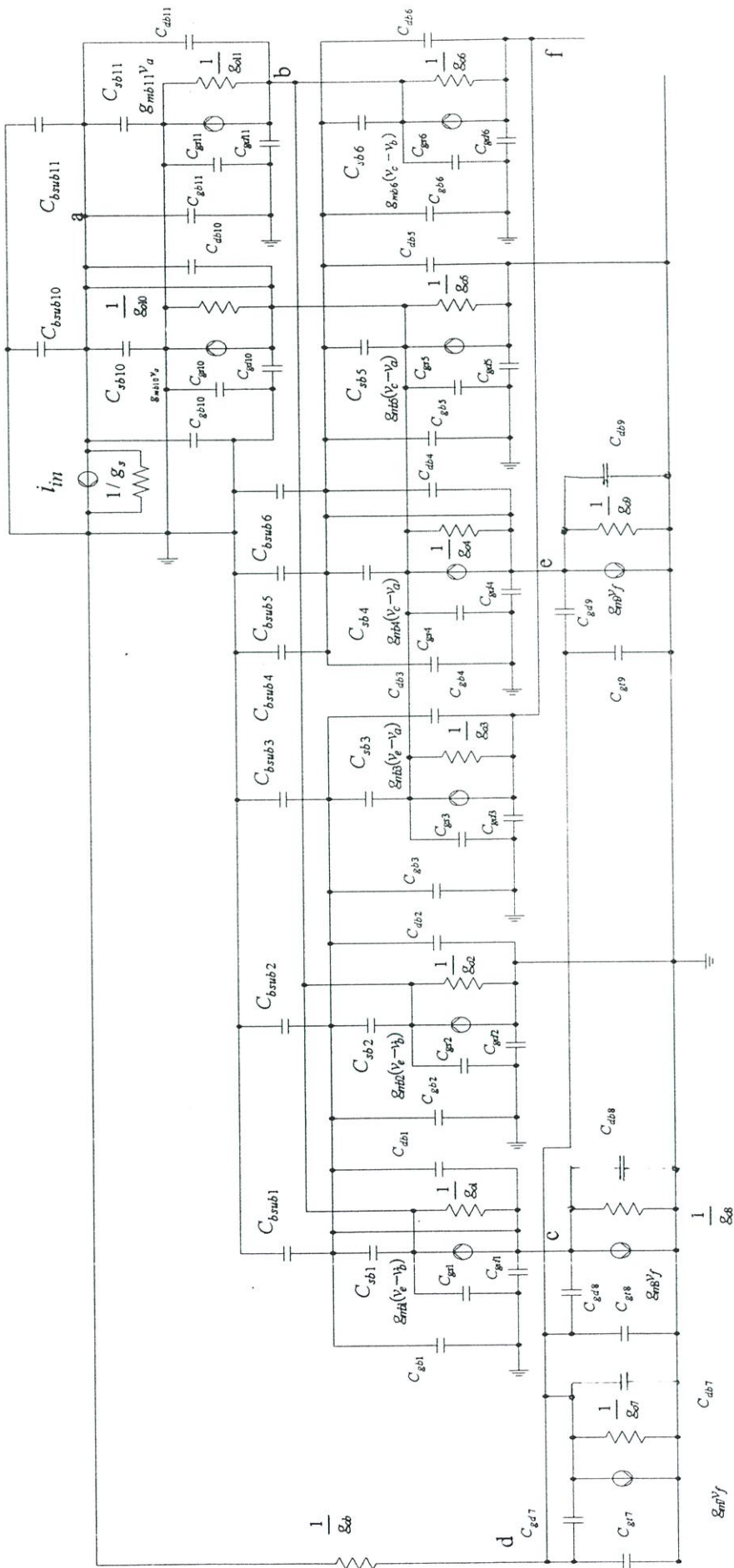
จากสมการที่ (ง.12) ถึงสมการที่ (ง.22) จะได้ว่า $v_v = 0$ ดังนั้นค่าความต้านทานที่จุดออกมีค่าเป็น

$$r_{out} = \frac{v_y}{i_y} = \frac{1}{g_{o38}} \quad (\text{ง.23})$$

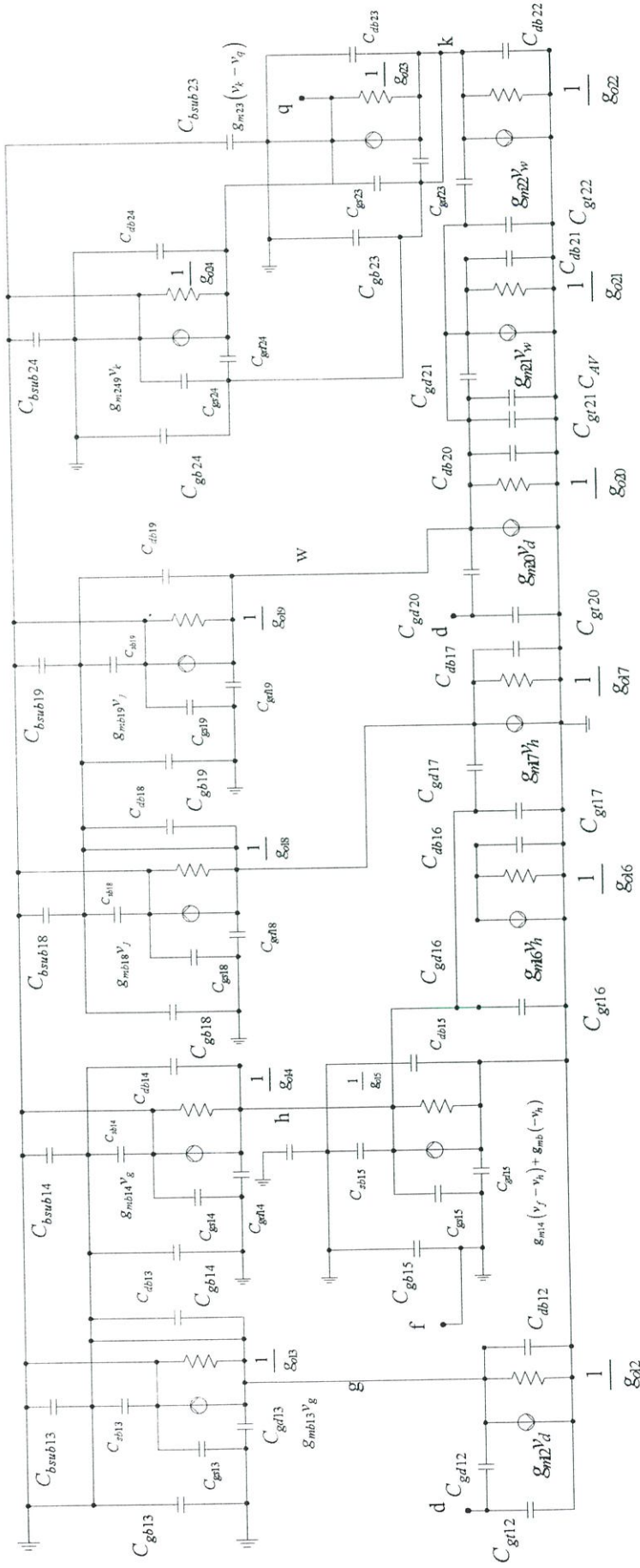
ภาคผนวก จ.

จ.1 การวิเคราะห์ผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรค่าราคาที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

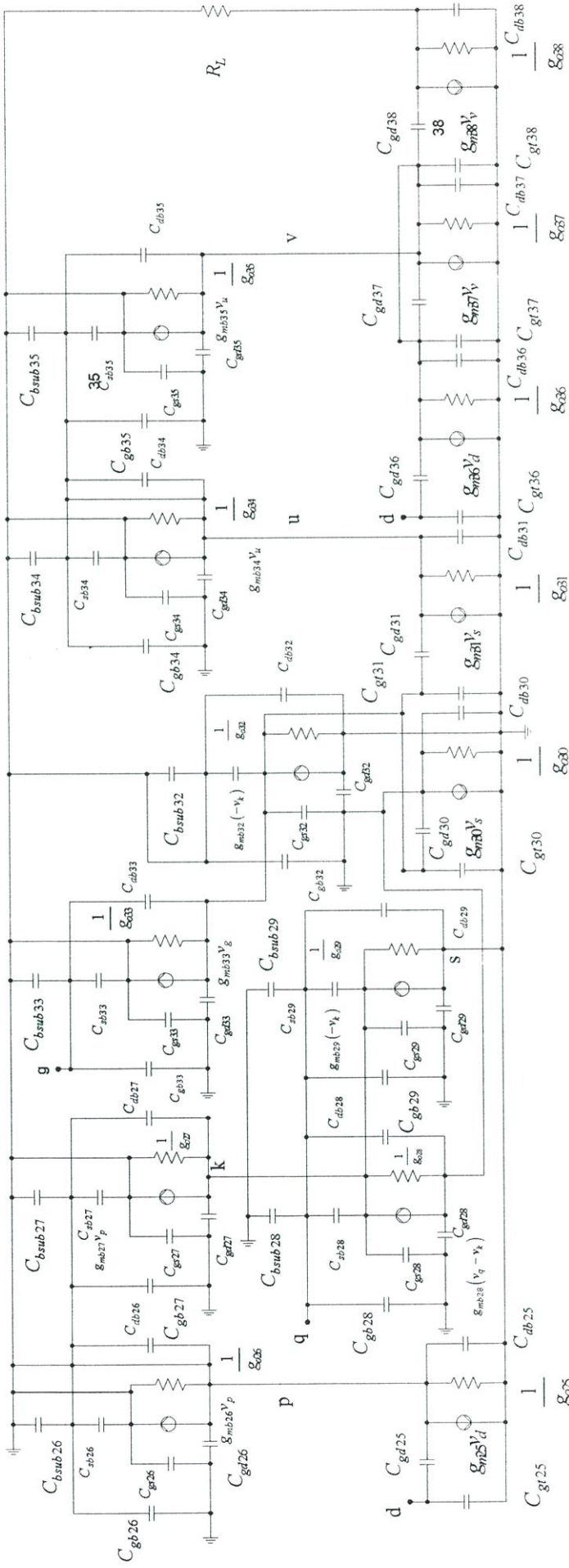
ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน สามารถทำได้โดยการใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้น ซึ่งการวิเคราะห์จะใช้วงจรเสมือนสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ดังแสดงในรูปที่ จ.1 เนื่องจากการวิเคราะห์หาผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรในรูปที่ จ.1 ทำได้ยากจึงใช้ผลของมิลเลอร์ จะได้วงจรดังแสดงในรูปที่ จ.2



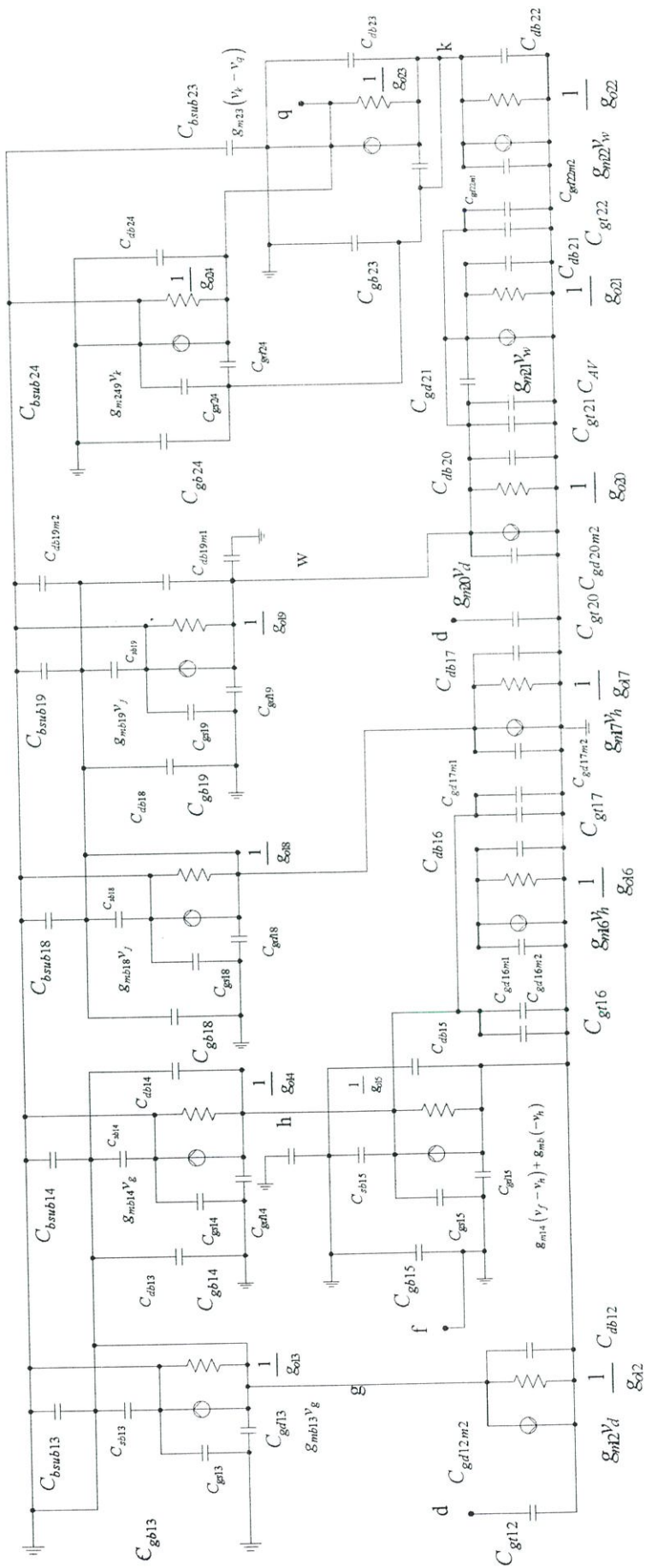
รูปที่ จ.1 วงจรสมมุติค่าการวิเคราะห์ที่ผลตอบแทนของทางความถี่



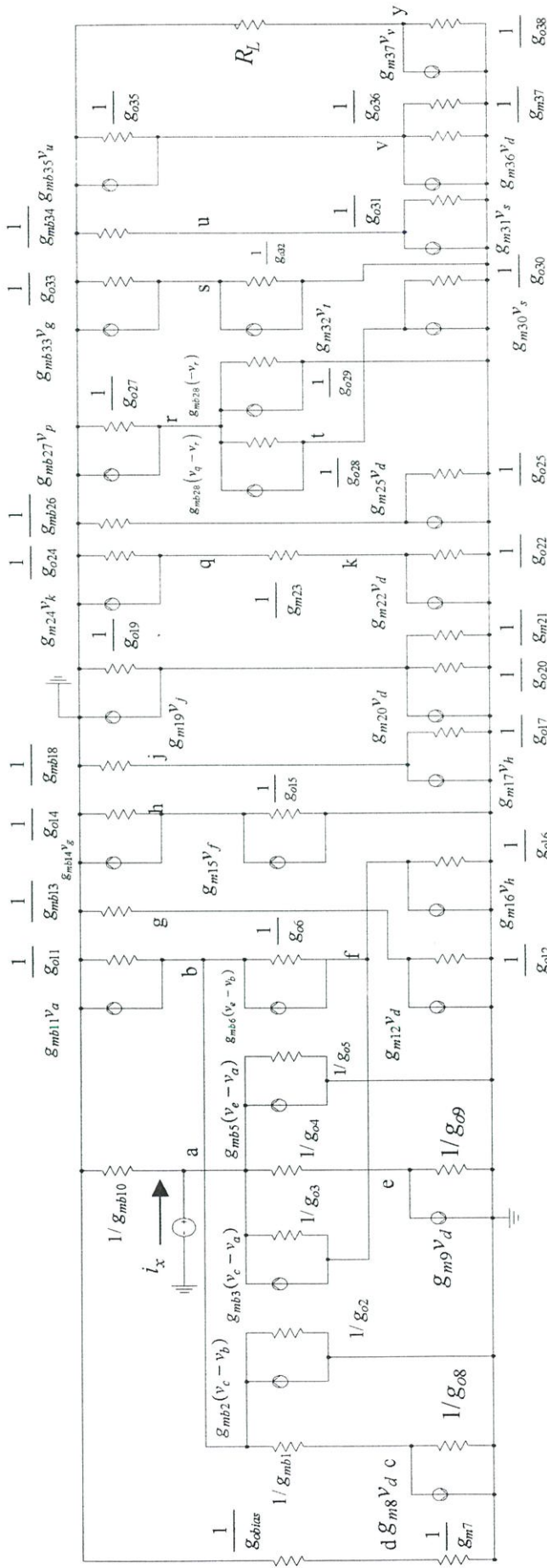
รูปที่ ๑.1 (ต่อ)



รูปที่ จ.1 (ต่อ)



รูปที่ จ.2 (ต่อ)



รูปที่ จ.3 วงจรสมมูลยัติกรับปริมาณค่ากำลังขยายของวงจรหาค่าที่ทั้งสองของกำลังของเกดที่ำใช้ผลของมิเตอร์

จากวงจรในรูปที่ จ.3 เป็นวงจรสำหรับพิจารณาผลของมิลเลอร์ โดยใช้กฎกระแสของ
เคอร์ชอฟ สามารถสร้างสมการได้ดังนี้
ที่จุด b จะได้

$$v_a(g_{mb11}) + v_b(g_{o11} + g_{mb1} + g_{mb2} + g_{o2} + g_{mb6} + g_{o6}) + v_c(-g_{mb1} - g_{mb2}) - v_e g_{mb6} - v_f g_{o6} = 0 \quad (จ.1)$$

ที่จุด c จะได้

$$v_b(-g_{mb1}) + v_c(g_{o8} + g_{mb1}) + v_d g_{m8} = 0 \quad (จ.2)$$

ที่จุด d จะได้

$$v_d = 0 \quad (จ.3)$$

ที่จุด e จะได้

$$v_a(-g_{o3}) + v_d g_{m9} + v_e(g_{o9} + g_{o3}) = 0 \quad (จ.4)$$

ที่จุด f จะได้

$$v_a(-g_{mb3} - g_{o3}) + v_b(-g_{mb6} - g_{o6}) + v_c g_{mb3} + v_e g_{mb6} + v_f(g_{o3} + g_{o6} + g_{o16}) + v_h g_{m16} = 0 \quad (จ.5)$$

ที่จุด g จะได้

$$v_g = 0 \quad (จ.6)$$

ที่จุด h จะได้

$$v_h(g_{o14} + g_{o15}) - v_f g_{m15} = 0 \quad (จ.7)$$

ที่จุด j จะได้

$$v_h g_{m17} + v_j (g_{mb18} + g_{o17}) = 0 \quad (จ.8)$$

ที่จุด k จะได้

$$v_k (g_{o22} + g_{m23}) + v_q (-g_{m23}) = 0 \quad (จ.9)$$

ที่จุด q จะได้

$$v_k (g_{m24} - g_{m23}) + v_q (g_{o24} + g_{m23}) = 0 \quad (จ.10)$$

ที่จุด p จะได้

$$v_p = 0 \quad (จ.11)$$

ที่จุด r จะได้

$$v_r (g_{o27} + g_{mb28} + g_{o28} + g_{mb28} + g_{o29}) - v_t g_{o28} = 0 \quad (จ.12)$$

ที่จุด t จะได้

$$v_r (-g_{mb28} - g_{o28}) + v_s g_{m30} + v_t (g_{o28} + g_{o30}) = 0 \quad (จ.13)$$

ที่จุด s จะได้

$$v_s (g_{o33} + g_{o32}) - v_t g_{m32} = 0 \quad (จ.14)$$

ที่จุด u จะได้

$$v_u (g_{mb34} + g_{o31}) + v_s g_{m31} = 0 \quad (จ.15)$$

ที่จุด v จะได้

$$v_u (g_{mb35}) + v_v (g_{o35} + g_{o36} + g_{m37}) = 0 \quad (จ.16)$$

ที่จุด y จะได้

$$v_y (g_L + g_{o38}) + v_v g_{m37} = 0 \quad (จ.17)$$

จากสมการที่ (5.61)- (5.77) จะได้

$$A_1 = \frac{v_c}{v_b} = \frac{g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (จ.18)$$

$$A_2 = \frac{v_c}{v_a} = \frac{g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} \cdot \frac{a_{22}g_{o6} + a_{23}f_{22}}{D_1} \quad (จ.19)$$

โดยที่

$$a_{22} = -g_{mb3} - g_{o3} + \frac{g_{mb6}g_{o23}}{g_{o9} + g_{o3}} \quad (จ.20)$$

$$b_{22} = -g_{mb6} - g_{o6} + \frac{g_{mb3}g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (จ.21)$$

$$f_{22} = g_{o3} + g_{o6} + g_{o16} + \frac{g_{m16}g_{m15}}{g_{o14} + g_{o15}} \quad (จ.22)$$

$$a_{23} = g_{mb11} + \frac{(-g_{mb6})g_{o3}}{g_{o9} + g_{o3}} \quad (จ.23)$$

$$b_{23} = g_{o11} + g_{mb1} + g_{mb2} + g_{o2} + g_{mb6} + g_{o6} + \frac{(-g_{mb1} - g_{mb2})g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} \quad (จ.24)$$

$$D_1 = b_{22}(-g_{o6}) - f_{22}b_{23} \quad (จ.25)$$

$$A_3 = \frac{v_c}{v_f} = \frac{g_{mb1}}{g_{o8} + g_{mb1}} \cdot \frac{D_1}{a_{22}b_{23} - a_{23}b_{22}} \quad (1.26)$$

$$A_4 = \frac{v_e}{v_a} = \frac{g_{o3}}{g_{o9} + g_{o3}} \quad (1.27)$$

$$A_5 = \frac{v_e}{v_b} = \frac{g_{o3}}{g_{o9} + g_{o3}} \cdot \frac{D_1}{g_{o6}a_{22} + a_{23}f_{22}} \quad (1.28)$$

$$A_6 = \frac{v_f}{v_b} = \frac{a_{22}b_{23} - a_{23}b_{22}}{g_{o6}a_{22} + a_{23}f_{22}} \quad (1.29)$$

$$A_7 = \frac{v_f}{v_a} = \frac{a_{22}b_{23} - a_{23}b_{22}}{D_1} \quad (1.30)$$

$$A_8 = \frac{v_b}{v_a} = \frac{g_{o6}a_{22} + a_{23}f_{22}}{D_1} \quad (1.31)$$

$$A_{10} = \frac{v_f}{v_h} = \frac{g_{o14} + g_{o15}}{g_{m15}} \quad (1.32)$$

$$A_{11} = \frac{v_f}{v_h} = \frac{-g_{m17}}{g_{mb18} + g_{o17}} \quad (1.33)$$

$$A_{12} = \frac{v_j}{v_w} = \frac{-(g_{o19} + g_{o20} + g_{m21})}{g_{m19}} \quad (1.34)$$

$$A_{18} = \frac{v_t}{v_s} = \frac{g_{o33} + g_{o32}}{g_{m32}} \quad (1.35)$$

$$A_{19} = \frac{v_u}{v_s} = \frac{-g_{m31}}{g_{mb34} + g_{o31}} \quad (1.36)$$

$$A_{21} = \frac{v_u}{v_v} = \frac{-(g_{o35} + g_{o36} + g_{m37})}{g_{mb35}} \quad (1.37)$$

$$A_{22} = \frac{v_y}{v_v} = \frac{-g_{m37}}{g_L + g_{o38}} \quad (\text{จ.38})$$

จากสมการที่ (จ.1)-(จ.38) จะได้ค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุซึ่งเป็นผลจากมิลเลอร์
 ดังแสดงในวงจรรูปที่ จ.2 คือ

$$C_{sb1m1} = C_{sb1}(1 - A_1) \quad (\text{จ.39})$$

$$C_{sb1m2} = C_{sb1}\left(1 - \frac{1}{A_1}\right) \quad (\text{จ.40})$$

$$g_{olm1} = g_{ol}(1 - A_1) \quad (\text{จ.41})$$

$$g_{olm2} = g_{ol}\left(1 - \frac{1}{A_1}\right) \quad (\text{จ.42})$$

$$C_{sb2m1} = C_{sb2}(1 - A_1) \quad (\text{จ.43})$$

$$C_{sb2m2} = C_{sb2}\left(1 - \frac{1}{A_1}\right) \quad (\text{จ.44})$$

$$C_{sb3m1} = C_{sb3}(1 - A_2) \quad (\text{จ.45})$$

$$C_{sb3m2} = C_{sb3}\left(1 - \frac{1}{A_2}\right) \quad (\text{จ.46})$$

$$C_{db3m1} = C_{db3}(1 - A_3) \quad (\text{จ.47})$$

$$C_{db3m2} = C_{db3}\left(1 - \frac{1}{A_3}\right) \quad (\text{จ.48})$$

$$C_{sb4m1} = C_{sb4}(1 - A_4) \quad (\text{จ.49})$$

$$C_{sb4m2} = C_{sb4} \left(1 - \frac{1}{A_4}\right) \quad (1.50)$$

$$C_{sb5m1} = C_{sb5} (1 - A_4) \quad (1.51)$$

$$C_{sb5m2} = C_{sb5} \left(1 - \frac{1}{A_4}\right) \quad (1.52)$$

$$C_{sb6m1} = C_{sb6} (1 - A_5) \quad (1.54)$$

$$C_{sb6m2} = C_{sb6} \left(1 - \frac{1}{A_5}\right) \quad (1.55)$$

$$C_{db6m1} = C_{db6} (1 - A_6) \quad (1.56)$$

$$C_{db6m2} = C_{db6} \left(1 - \frac{1}{A_6}\right) \quad (1.57)$$

$$g_{o3m1} = g_{o3} (1 - A_7) \quad (1.58)$$

$$g_{o3m2} = g_{o3} \left(1 - \frac{1}{A_7}\right) \quad (1.59)$$

$$g_{o4m1} = g_{o4} (1 - A_4) \quad (1.60)$$

$$g_{o4m2} = g_{o4} \left(1 - \frac{1}{A_4}\right) \quad (1.61)$$

$$g_{o6m1} = g_{o6} (1 - A_6) \quad (1.62)$$

$$g_{o6m2} = g_{o6} \left(1 - \frac{1}{A_6}\right) \quad (1.63)$$

$$C_{db11m1} = C_{db11} (1 - A_8) \quad (1.64)$$

$$C_{db11m2} = C_{db11} \left(1 - \frac{1}{A_8}\right) \quad (9.65)$$

$$C_{db14m1} = C_{db14} \quad (9.66)$$

$$C_{gd16m1} = C_{gd16} (1 - A_{10}) \quad (9.67)$$

$$C_{gd16m2} = C_{gd16} \left(1 - \frac{1}{A_{10}}\right) \quad (9.68)$$

$$C_{gd17m1} = C_{gd17} (1 - A_{11}) \quad (9.69)$$

$$C_{gd17m2} = C_{gd17} \left(1 - \frac{1}{A_{11}}\right) \quad (9.70)$$

$$C_{db19m1} = C_{db19} (1 - A_{12}) \quad (9.71)$$

$$C_{db19m2} = C_{db19} \left(1 - \frac{1}{A_{12}}\right) \quad (9.72)$$

$$C_{gd20m2} = C_{gd20} \quad (9.73)$$

$$C_{gd22m1} = C_{gd22} \quad (9.74)$$

$$C_{gs23m1} = C_{gs23} \quad (9.75)$$

$$C_{gd24m1} = C_{gd24} \quad (9.76)$$

$$C_{gd25m2} = C_{gd25} \quad (9.77)$$

$$C_{db27m1} = C_{db27} \quad (9.78)$$

$$C_{sb28m1} = C_{sb28} \quad (\text{จ.79})$$

$$C_{db28m1} = C_{db28} \quad (\text{จ.80})$$

$$C_{gd31m1} = C_{gd31}(1 - A_{19}) \quad (\text{จ.81})$$

$$C_{gd31m2} = C_{gd31}\left(1 - \frac{1}{A_{19}}\right) \quad (\text{จ.82})$$

$$C_{gs32m1} = C_{gs32}\left(1 - \frac{1}{A_{18}}\right) \quad (\text{จ.83})$$

$$C_{gs32m2} = C_{gs32}(1 - A_{18}) \quad (\text{จ.84})$$

$$C_{db33m1} = C_{db33} \quad (\text{จ.85})$$

$$C_{db35m1} = C_{db35}(1 - A_{21}) \quad (\text{จ.86})$$

$$C_{db35m2} = C_{db35}\left(1 - \frac{1}{A_{21}}\right) \quad (\text{จ.87})$$

$$C_{gd36m1} = C_{gd36} \quad (\text{จ.88})$$

$$C_{gd38m1} = C_{gd38}(1 - A_{22}) \quad (\text{จ.89})$$

$$C_{gd38m2} = C_{gd38}\left(1 - \frac{1}{A_{22}}\right) \quad (\text{จ.90})$$

จากวงจรในรูปที่ จ.2 เมื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่โดยใช้ผลของมิลเลอร์สามารถพิจารณาได้ดังนี้
เมื่อพิจารณาโพลที่จุด a จะได้ว่า

$$\tau_{p,a} = R_a C_a \quad (\text{จ.91})$$

โดยที่

$$R_a = \frac{1}{g_s} \parallel \frac{1}{g_{o5}} \parallel \frac{1}{g_{o4m1}} \parallel \frac{1}{g_{o3m1}} \quad (\text{จ.92})$$

$$C_a = C_{db11m1} + C_{bsub11} + C_{sb11} + C_{bsub10} + C_{sb10} + C_{gd10} + C_{gs5} + C_{sb5m1} + \\ + C_{gs4} + C_{sb4m1} + C_{sb3m1} + C_{gs3} + C_{gb11} + C_{gb10} \quad (\text{จ.93})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด b จะได้ว่า

$$\tau_{p,b} = R_b C_b \quad (\text{จ.94})$$

โดยที่

$$R_b = \frac{1}{g_{o11}} \parallel \frac{1}{g_{o6m1}} \parallel \frac{1}{g_{o2}} \parallel \frac{1}{g_{o1m1}} \quad (\text{จ.95})$$

$$C_b = C_{db11m2} + C_{gd11} + C_{sb6m1} + C_{gs6} + C_{gs2} + C_{sb2m1} + C_{gs1} + C_{sb1m1} \quad (\text{จ.96})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด c จะได้ว่า

$$\tau_{p,c} = R_c C_c \quad (\text{จ.97})$$

โดยที่

$$R_c = \frac{1}{g_{o2m2}} \parallel \frac{1}{g_{o8}} \quad (\text{จ.98})$$

$$C_c = C_{gb4m1} + C_{bsub3} + C_{sb3m2} + C_{gb3} + C_{db2} + C_{sb2m2} + C_{bsub1} + C_{bsub2} + \\ + C_{gb2} + C_{sb1m2} + C_{gd1} + C_{gd8m1} + C_{gb1} + C_{db8} \quad (\text{จ.99})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด e จะได้ว่า

$$\tau_{p,e} = R_e C_e \quad (\text{จ.100})$$

โดยที่

$$R_e = \frac{1}{g_{o4m2}} \parallel \frac{1}{g_{o9}} \quad (\text{จ.101})$$

$$C_e = C_{db6m1} + C_{sb6m2} + C_{gb6} + C_{db5} + C_{gb5} + C_{sb2m2} + C_{bsub6} + C_{bsub5} + \\ + C_{sb4m2} + C_{gb4} + C_{gd4} + C_{gd9m1} + C_{db9} \quad (\text{จ.102})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด f จะได้ว่า

$$\tau_{p,f} = R_f C_f \quad (\text{จ.103})$$

โดยที่

$$R_f = \frac{1}{g_{o6m2}} \parallel \frac{1}{g_{o3m2}} \parallel \frac{1}{g_{o16}} \quad (\text{จ.104})$$

$$C_f = C_{gd6} + C_{db6m2} + C_{db3m2} + C_{gd3} + C_{gd16m2} + C_{gt17} + C_{db16} \quad (\text{จ.105})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด g จะได้ว่า

$$\tau_{p,g} = R_g C_g \quad (\text{จ.106})$$

โดยที่

$$R_g = \frac{1}{g_{o12}} \parallel \frac{1}{g_{o13}} \quad (\text{จ.107})$$

$$C_g = C_{db12} + C_{gd13} + C_{sb13} + C_{bsub13} + C_{bsub14} + C_{sb14} + C_{bsub33} + C_{sb33} \quad (\text{จ.108})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด h จะได้ว่า

$$\tau_{p,h} = R_h C_h \quad (\text{จ.109})$$

โดยที่

$$R_h = \frac{1}{g_{o14}} \parallel \frac{1}{g_{o15}} \quad (\text{จ.110})$$

$$C_h = C_{db14m1} + C_{sb15} + C_{gs15} + C_{gs15} + C_{gd16m1} + C_{gd17m1} + C_{gt17} \quad (\text{จ.111})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด j จะได้ว่า

$$\tau_{p,j} = R_j C_j \quad (\text{จ.112})$$

โดยที่

$$R_j = \frac{1}{g_{o18}} \parallel \frac{1}{g_{o17}} \quad (\text{จ.113})$$

$$C_j = C_{bsub18} + C_{sb18} + C_{bsub19} + C_{sb19} + C_{db19m2} + C_{gd18} + C_{gd17m2} + C_{db17} \quad (\text{จ.114})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด k จะได้ว่า

$$\tau_{p,k} = R_k C_k \quad (\text{จ.115})$$

โดยที่

$$R_k = \frac{1}{g_{o22}} \quad (\text{จ.116})$$

$$C_k = C_{db22} + C_{gs23m1} + C_{gb24} + C_{gs24m1} \quad (\text{จ.117})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด p จะได้ว่า

$$\tau_{p,p} = R_p C_p \quad (\text{จ.118})$$

โดยที่

$$R_p = \frac{1}{g_{o25}} \parallel \frac{1}{g_{o26}} \quad (\text{จ.119})$$

$$C_p = C_{db25} + C_{gd26} + C_{bsub26} + C_{sb26} + C_{bsub24} + C_{sb27} \quad (\text{จ.120})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด q จะได้ว่า

$$\tau_{p,q} = R_q C_q \quad (\text{จ.121})$$

โดยที่

$$R_q = \frac{1}{g_{o23}} \parallel \frac{1}{g_{o24}} \quad (\text{จ.122})$$

$$C_q = C_{db24} + C_{sb23} + C_{gb28} + C_{bsub28} + C_{gb29} + C_{bsub29} \quad (\text{จ.123})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด r จะได้ว่า

$$\tau_{p,r} = R_r C_r \quad (\text{จ.124})$$

โดยที่

$$R_r = \frac{1}{g_{o27}} \parallel \frac{1}{g_{o28}} \parallel \frac{1}{g_{o29}} \quad (\text{จ.125})$$

$$C_r = C_{gd27} + C_{db27m1} + C_{sb28m1} + C_{sb29m1} \quad (\text{จ.126})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด s จะได้ว่า

$$\tau_{p,s} = R_s C_s \quad (\text{จ.127})$$

โดยที่

$$R_s = \frac{1}{g_{o33}} \parallel \frac{1}{g_{o32}} \quad (\text{จ.128})$$

$$C_s = C_{gd33} + C_{gs32m2} + C_{gd30m1} + C_{gt30} + C_{gt31} + C_{gd31m1} \quad (\text{จ.129})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด t จะได้ว่า

$$\tau_{p,t} = R_t C_t \quad (\text{จ.130})$$

โดยที่

$$R_t = \frac{1}{g_{o28}} \parallel \frac{1}{g_{o30}} \quad (\text{จ.131})$$

$$C_t = C_{gd28} + C_{db28m1} + C_{gb32} + C_{gd32} + C_{gs32m1} + C_{gd30m2} + C_{db30} \quad (\text{จ.132})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด u จะได้ว่า

$$\tau_{p,u} = R_u C_u \quad (\text{จ.133})$$

โดยที่

$$R_u = \frac{1}{g_{o31}} \parallel \frac{1}{g_{o34}} \quad (\text{จ.134})$$

$$C_u = C_{gd31m2} + C_{db31} + C_{gd34} + C_{gb34} + C_{bsub34} + C_{sb24} + C_{gs35} + \\ + C_{bsub35} + C_{sb35} \quad (\text{จ.135})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด v จะได้ว่า

$$\tau_{p,v} = R_v C_v \quad (\text{จ.136})$$

โดยที่

$$R_v = \frac{1}{g_{o35}} \parallel \frac{1}{g_{o37}} \quad (\text{จ.137})$$

$$C_v = C_{gd35} + C_{db36} + C_{gt37} + C_{db37} + C_{gt38} + C_{db35m1} + C_{gd38m1} \quad (\text{จ.138})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด w จะได้ว่า

$$\tau_{p,w} = R_w C_w \quad (\text{จ.139})$$

โดยที่

$$R_w = \frac{1}{g_{o19}} \parallel \frac{1}{g_{o20}} \parallel \frac{1}{g_{o21}} \quad (\text{จ.140})$$

$$C_w = C_{gd19} + C_{db19m1} + C_{db20} + C_{gt21} + C_{db21} + C_{gt22} + C_{gd22m1} + C_{gd20m2} \quad (\text{จ.141})$$

เมื่อพิจารณาโพลที่จุด y จะได้ว่า

$$\tau_{p,y} = R_y C_y \quad (\text{จ.142})$$

โดยที่

$$R_y = \frac{1}{g_{o38}} \parallel \frac{1}{g_L} \quad (\text{จ.143})$$

$$C_y = C_{gd38m2} + C_{db38} \quad (\text{จ.144})$$

จะได้ความถี่คัทออฟของวงจรเป็น

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi(\tau_{tot})} \quad (\text{จ.145})$$

$$\begin{aligned} \tau_{tot} = & \tau_{p,a} + \tau_{p,b} + \tau_{p,c} + \tau_{p,e} + \tau_{p,f} + \tau_{p,g} + \tau_{p,h} + \tau_{p,j} + \tau_{p,k} + \tau_{p,p} + \tau_{p,q} \\ & + \tau_{p,r} + \tau_{p,s} + \tau_{p,t} + \tau_{p,u} \end{aligned} \quad (\text{จ.146})$$

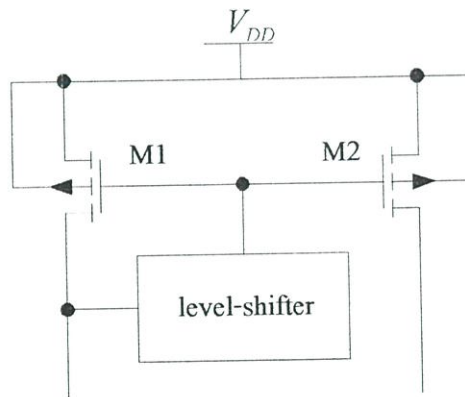
ภาคผนวก ฉ.

ฉ.1 วงจรพื้นฐานของวงจรหารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยสำหรับสัญญาณชานัน

ฉ.1.1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น โดยทั่วไปแล้ววงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสร้างมาจากไดโอดใช้งานกับแรงดันและกระแสค่าสูง แต่เนื่องจากคุณสมบัติของการทำงานของไดโอดจะต้องมีแรงดันตกคร่อมระหว่าง อานอด(anode) และแคโทด(cathode) ทำให้ไม่สามารถใช้เรียงกระแสที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กได้

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นมีส่วนประกอบ 2 ส่วนคือ วงจรคิฟเฟอร์นเซียลแอมป์ (จากหัวข้อ 5.3.4) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแส แล้วส่งไปยังวงจรสะท้อนกระแสที่ทำงานเสมือนไดโอด วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยรับแรงดันอินพุทจากขาบอดี้และใช้วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ดีซีเลเวลชิปเตอร์แสดงดังรูปที่ ฉ.1

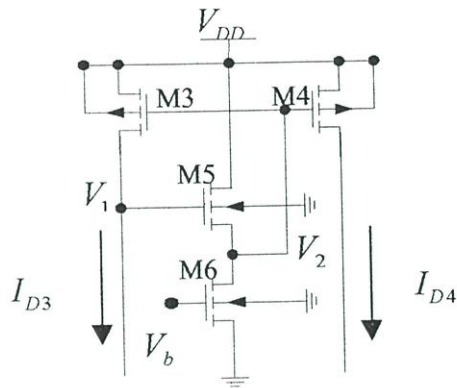


รูปที่ ฉ.1 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ดีซีเลเวลชิปเตอร์

เมื่อใช้ NMOS ทำหน้าที่เป็นเลเวลชิปเตอร์ แสดงในรูปที่ ฉ.2 และกำหนดให้ $I_{D3} = I_{D4}$ แล้วจะได้ว่า

$$V_{DD} - V_1 = V_2 - V_b \quad (\text{ฉ.1})$$

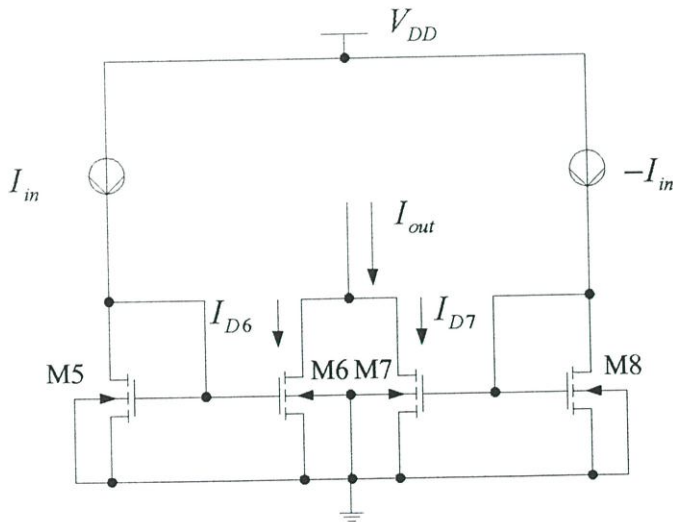
จากสมการ (ฉ.1) พบว่าแรงดันตกคร่อมระหว่างเดรนและซอสของ M3 ลดลง



รูปที่ ๑.๒ วงจรสะท้อนกระแสเมื่อใช้ NMOS เป็นคิซีเทิลเวลชิปเตอร์ [10]

๑.1.2 วงจรสะท้อนกระแสทำงานเสมือนไดโอด

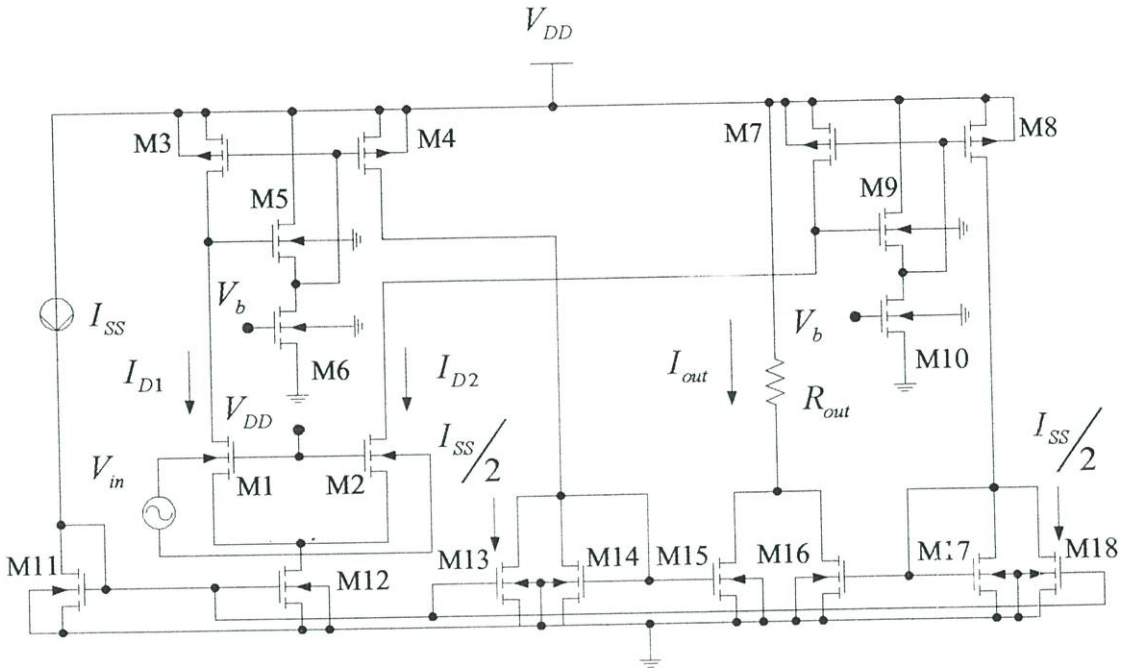
วงจรสะท้อนกระแสทำงานเสมือนไดโอดจะใช้หลักการเดียวกับเอกสารอ้างอิง [25] มีวงจรแสดงดังรูปที่ ๑.๓



รูปที่ ๑.๓ วงจรสะท้อนกระแสทำงานเสมือนไดโอด

วงจรสะท้อนกระแสทำงานเสมือนไดโอด ในรูปที่ ๑.๓ ประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแส ๒ วงจร คือ M5-M6 และ M7-M8 เมื่อ $I_{in} \geq 0$ จะทำให้ M5-M6 ทำงาน แต่ M7-M8 จะหยุดทำงาน และถ้า $I_{in} \leq 0$ จะทำให้ M5-M6 ไม่ทำงาน แต่ M7-M8 ทำงาน นั่นก็คือกระแสจะไหลผ่านได้เพียงทิศทางเดียวเสมือนไดโอด ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 I_{out} &= I_{D6} + I_{D7} \\
 &= |I_{in}|
 \end{aligned}
 \tag{จ.2}$$



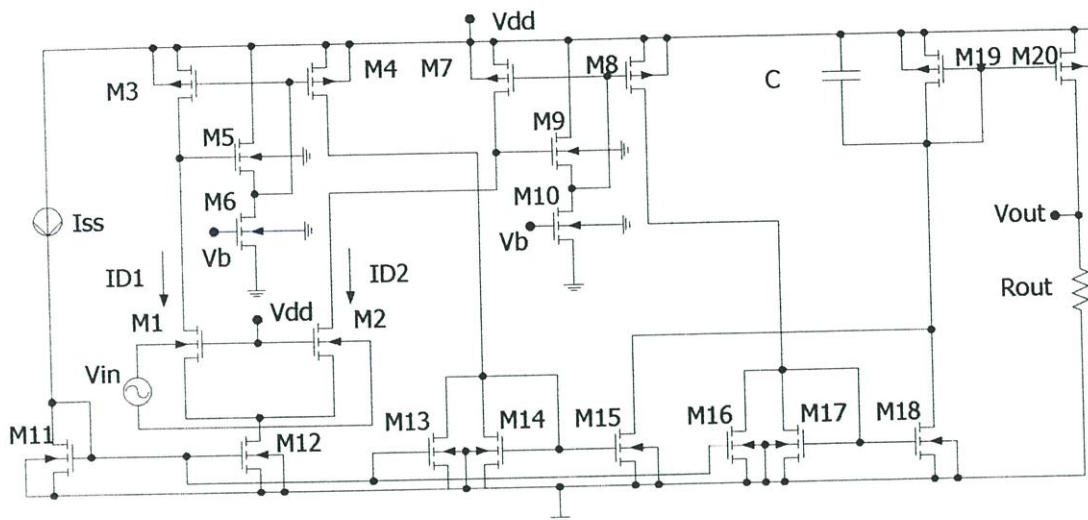
รูปที่ จ.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

วงจรที่แสดงในรูปที่ จ.4 เป็นวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น โดยมี M1-M2 เปลี่ยนแรงดันอินพุตให้เป็นกระแสผ่านไปยังวงจรสะท้อนกระแส M3-M6 และ M7-M10 แล้วใช้ M14-M18 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่ทำงานเหมือนไดโอด แล้วจะได้กระแสเอาต์พุต (I_{out}) ผ่านความต้านทาน R_{out} โดยที่

$$I_{out} = \frac{G_{mb} |V_{in}|}{2}
 \tag{จ.3}$$

จ.2 หลักการทำงานของวงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

วงจรหาค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยแสดงในรูปที่ จ.5 โดยนำกระแสเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นผ่านวงจรรองความถี่ต่ำซึ่งประกอบด้วย M19, M20 และ C ทำให้ได้กระแสที่ไหลผ่าน M19 มีเพียงกระแสไฟตรงเท่านั้นและถูกสะท้อนกระแสออกไปให้เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ R_{out}



รูปที่ ๑.๕ วงจรค่าารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย

ภาคผนวก ข.

ข.1 วงจรคูณโดยใช้ BiCMOS

วงจรรูปร่างที่นำเสนอแสดงในรูปที่ ข.1 โดยใช้หลักการต่อของ BiCMOS แบบครอสคัปเปิลด์ (cross-coupled BiCMOS) และรับอินพุตแบบคิฟเฟอร์เร็นเซียล โดยให้ทรานซิสเตอร์แบบมอสทุกตัวทำงานในช่วงอิ่มตัว (saturation region) และไม่เกิดผลของแชนแนลมอดูเลชัน (channel modulation) และผลของบอดี ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทุกตัวทำงานในช่วงแอคทีฟ (active region) โดยมีความสัมพันธ์กระแสคอลเลคเตอร์ (collector current) เป็นดังสมการ

$$I_C = I_S \exp\left\{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}\right\} \quad (\text{ข.1})$$

จากอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor series) จะได้

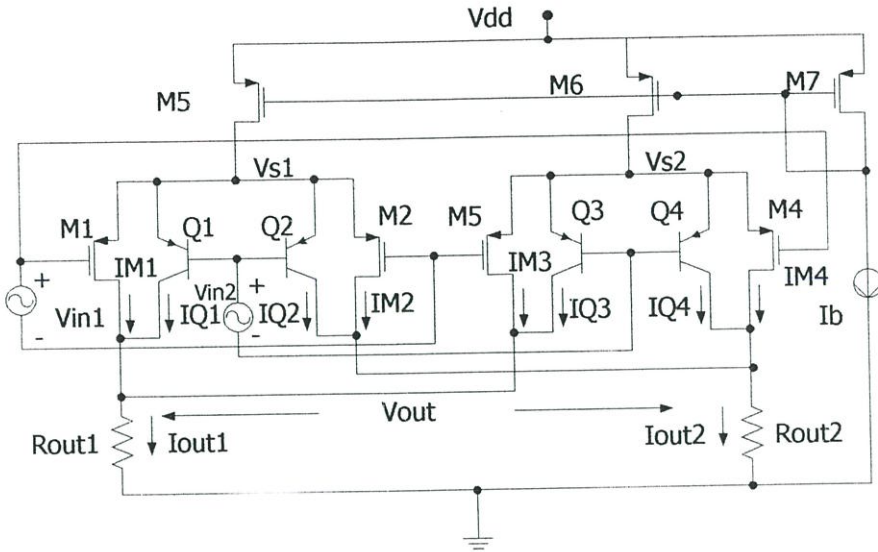
$$I_C \approx I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) \quad (\text{ข.2})$$

โดยที่ I_S เป็นกระแสอิ่มตัวย้อนกลับ

V_T เป็นแรงดันเทอร์มัล (thermal voltage) มีค่า = 25.9 mV

V_{BE} เป็นแรงดันไฟตรงระหว่างขาเบสและขาอีมีตเตอร์

v_{be} เป็นแรงดันของสัญญาณระหว่างขาเบสและขาอีมีตเตอร์



รูปที่ ข.1 วงจรคูณ 4 ควอดแตรนด์โดยใช้ BiCMOS

จากวงจรในรูปที่ ข.1 จะได้ผลต่างของกระแสเอาต์พุต (I_{od})

$$I_{od} = I_{out2} - I_{out1}$$

$$= (I_{M2} + I_{Q2} + I_{M4} + I_{Q4}) - (I_{M1} + I_{Q1} + I_{M3} + I_{Q3})$$

$$= 2KV_{in1}(V_{S2} - V_{S1})$$

$$= \frac{V_{in1}K}{a_1} (\sqrt{b_1^2 - 4a_1c_2} - \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}) \quad (\text{ข.3})$$

โดยที่

$$a_1 = 2K \quad (\text{ข.4})$$

$$b_1 = 4kV_{TH} - \frac{2I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)}{V_T} \quad (\text{ข.5})$$

$$c_1 = K\left(\frac{V_{in1}^2}{2} + 2V_{TH}^2\right) + \frac{I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)V_{in2}}{V_T} + 2I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - I_b \quad (\text{ข.6})$$

$$c_2 = K \left(\frac{V_{in1}^2}{2} + 2V_{TH}^2 \right) - \frac{I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) V_{in2}}{V_T} + 2I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - I_b \quad (ข.7)$$

เมื่อประมาณค่า $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ ในสมการ (ข.3) จะได้ว่า

$$I_{od} = \frac{4V_{in1}V_{in2}I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) K / V_T}{4KV_{TH} - 2I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) / V_T} \quad (ข.8)$$

ข.2 วงจรคูณโดยใช้ BiCMOS หลังจากได้รับการชดเชยแล้ว

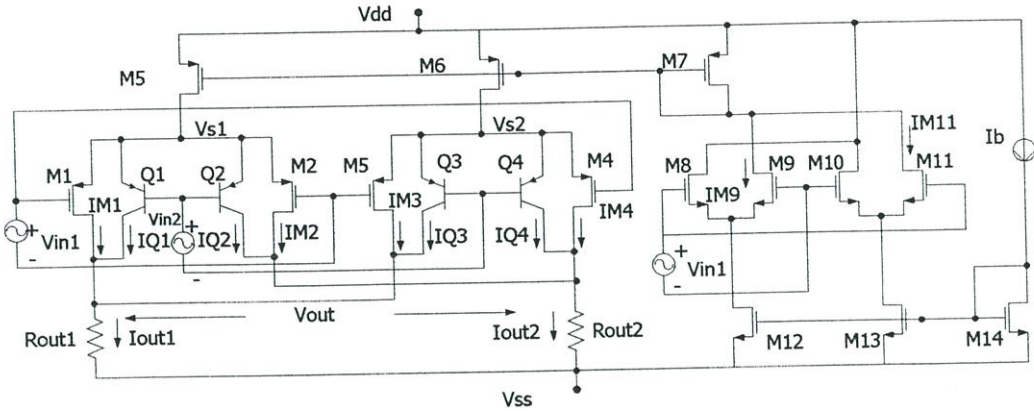
รูปที่ ข.2 แสดงวงจรหลังจากได้รับการชดเชยแล้ว โดยใช้หลักการของคู่ซอสที่ไม่สมดุลย์กัน (unsymmetrical source-coupled pair MOS) [26] จากสมการที่ (ข.3) สามารถจัดสมการได้เป็น

$$I_{od} = \frac{8V_{in1}V_{in2}I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) K}{V_T (\sqrt{b_1^2 - 4a_1c_2} + \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1})} \quad (ข.9)$$

$$I_{od} = \frac{8V_{in1}V_{in2}I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) K}{V_T (e1 + e2)} \quad (ข.10)$$

$$e1 = \sqrt{\frac{16KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) V_{TH}}{V_T} - \frac{8KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) V_2}{V_T} + \frac{4I_S^2 \exp\left(\frac{2V_{BE}}{V_T}\right)}{V_T^2} - 4V_{in1}^2 K^2 - 16KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) + 8K(I_{M9} + I_{M11})} \quad (ข.11)$$

$$e2 = \sqrt{\frac{16KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) V_{TH}}{V_T} + \frac{8KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) V_2}{V_T} + \frac{4I_S^2 \exp\left(\frac{2V_{BE}}{V_T}\right)}{V_T^2} - 4V_{in1}^2 K^2 - 16KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) + 8K(I_{M9} + I_{M11})} \quad (ข.12)$$



รูปที่ ข.2 วงจรคูณแบบ BiCMOS หลังจากได้รับการชดเชยแล้ว

จากสมการ (ข.10) สามารถกำจัดความไม่เป็นเชิงเส้นได้โดยใช้หลักการของความไม่สมมาตรของคู่ชอต M8-M11 เป็นวงจรชดเชย เมื่อกำหนดให้

$$\frac{W_9}{L_9} = \frac{W_{11}}{L_{11}} = \theta \frac{W_8}{L_8} = \theta \frac{W_{10}}{L_{10}} \quad (\text{ข.13})$$

โดยที่ θ เป็นค่าคงที่แล้วจะได้ว่า

$$I_{M9} + I_{M11} = \frac{2\theta}{1+\theta} I_b + \frac{2\theta(1-\theta)}{(1+\theta)^2} K_8 V_{in1}^2 \quad (\text{ข.14})$$

โดยที่ $K_8 = \frac{1}{2} \mu_0 C_{OX} \frac{W_8}{L_8}$ และเลือกให้ $\frac{4\theta(1-\theta)}{(1+\theta)^2} K_8 = K$ แล้วจะได้

$$I_{od} = \frac{8I_S V_{in1} V_{in2}}{V_T (f1 + f2)} \quad (\text{ข.15})$$

โดยที่

$$f1 = \sqrt{\frac{16KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) V_{TH} \quad 16KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) V_2 \quad 4I_S^2 \exp\left(\frac{2V_{BE}}{V_T}\right)}{V_T} - 16KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) + \frac{16K\theta}{1+\theta}} \quad (\text{ข.16})$$

โดยที่

$$c_1 = - \left\{ \gamma^2 + 2 \left(-V_{T0} + \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_S}{K} - 4V_1^2} \right) \right\} \quad (\text{ข.21})$$

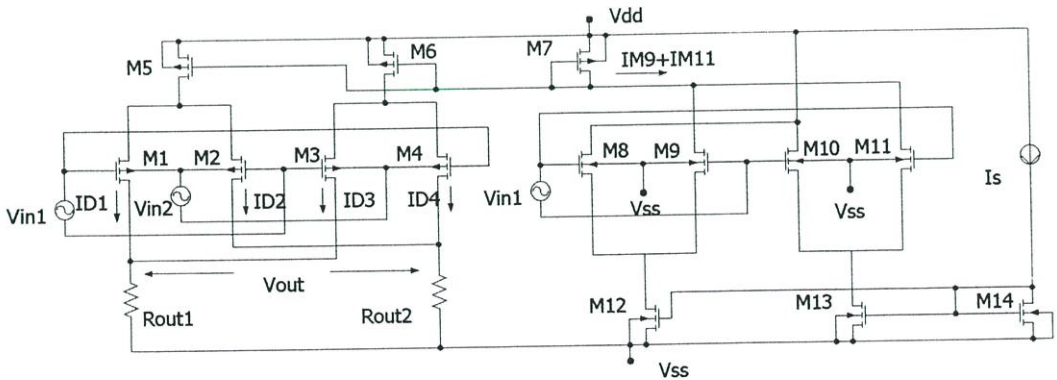
$$d_1 = -\gamma^2 \left(2\phi_F - \frac{V_{in2}}{2} \right) + \left(-V_{T0} + \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_S}{K} - 4V_1^2} \right)^2 \quad (\text{ข.22})$$

$$d_2 = -\gamma^2 \left(2\phi_F + \frac{V_{in2}}{2} \right) + \left(-V_{T0} + \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_S}{K} - 4V_1^2} \right)^2 \quad (\text{ข.23})$$

เมื่อประมาณค่า $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ ในสมการ (ข.20) จะได้ว่า

$$I_{od} = \frac{K\gamma V_{in1} V_{in2}}{\sqrt{2\phi_F}} \quad (\text{ข.24})$$

ข.4 วงจรคูณโดยไข่มอสเฟตหลังจากได้รับการชดเชยแล้ว



รูปที่ ข.4 วงจรคูณแบบมอสเฟตโดยใช้วงจรชดเชย

รูปที่ ข.4 แสดงวงจรหลังจากได้รับการชดเชยแล้ว โดยใช้หลักการของกลุ่มขอสที่ ไม่สมดุลย์กันเหมือนกับในวงจรรูปที่ ข.2 จากสมการที่ (ข.20) สามารถจัดสมการได้เป็น

$$I_{od} = \frac{V_{in1}V_{in2}\gamma^2}{\sqrt{c_1^2 - 4d_2} + \sqrt{c_1^2 - 4d_1}} \quad (\text{ข.25})$$

$$I_{od} = \frac{V_{in1}V_{in2}\gamma^2}{g_1 + g_2} \quad (\text{ข.26})$$

โดยที่

$$g_1 = \sqrt{8\gamma^2\phi_F + \gamma^2V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2 \left(-V_{T0} - \gamma\sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2(I_{M9} + I_{M11})}{K} - V_{in1}^2} \right)} \quad (\text{ข.27})$$

$$g_2 = \sqrt{8\gamma^2\phi_F - \gamma^2V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2 \left(-V_{T0} - \gamma\sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2(I_{M9} + I_{M11})}{K} - V_{in1}^2} \right)} \quad (\text{ข.28})$$

เมื่อกำหนดให้

$$\frac{W_9}{L_9} = \frac{W_{11}}{L_{11}} = \theta \frac{W_8}{L_8} = \theta \frac{W_{10}}{L_{10}} \quad (\text{ข.29})$$

โดยที่ θ เป็นค่าคงที่แล้วจะได้ว่า

$$I_{M9} + I_{M11} = \frac{2\theta}{1+\theta} I_b + \frac{2\theta(1-\theta)}{(1+\theta)^2} V_{in1}^2 \quad (\text{ข.30})$$

ถ้าเลือกให้ $\frac{2\theta(1-\theta)}{(1+\theta)^2} = 2K$ แล้วจะได้

$$I_{od} = \frac{V_{in1}V_{in2}\gamma^2}{h_1 + h_2} \quad (\text{ข.31})$$

โดยที่

$$h_1 = \sqrt{8\gamma^2\phi_F + \gamma^2V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2\left(-V_{T0} - \gamma\sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\theta K}{1+\theta}}I_b\right)} \quad (\text{A.32})$$

$$h_2 = \sqrt{8\gamma^2\phi_F - \gamma^2V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2\left(-V_{T0} - \gamma\sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\theta K}{1+\theta}}I_b\right)} \quad (\text{A.33})$$

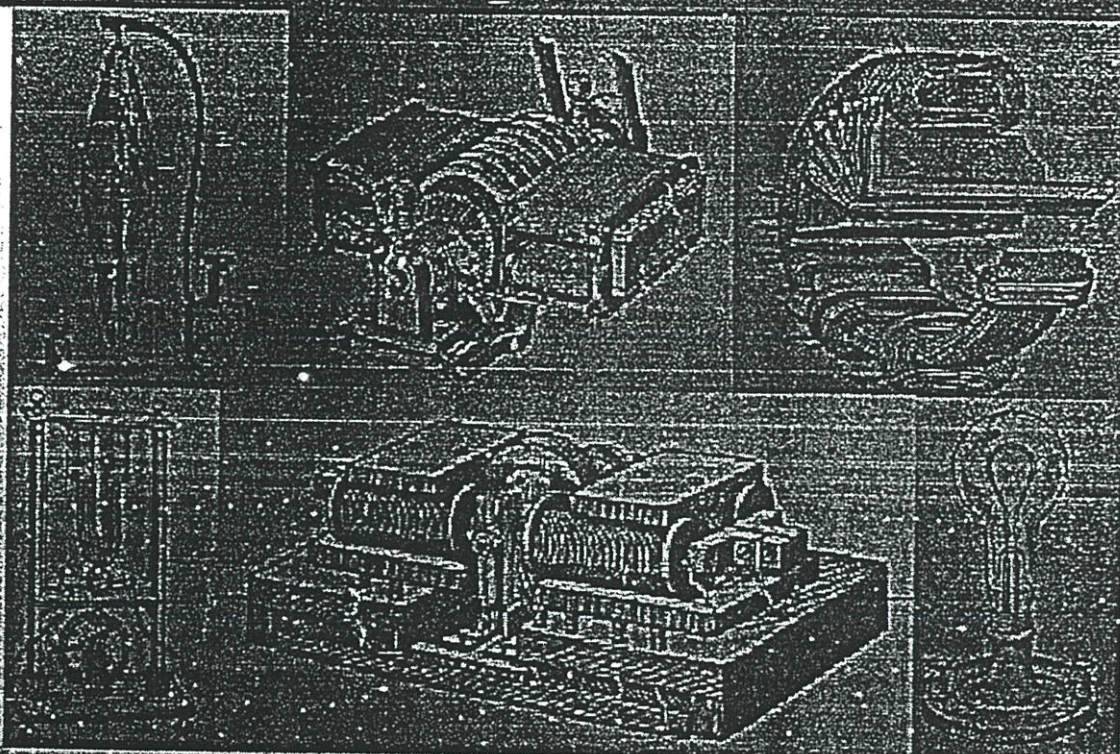
ภาคผนวก ฅ.

บทความวิจัยเกี่ยวข้องซึ่งที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] เอกสิทธิ์ คำสง และ พลศดง ผดงกุล , “วงจร RMS สำหรับสัญญาณชาน์ทำงานที่แรงค้ดต่ำ โดยใช้ขบอดี” , เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่24 , หน้า 530-534.
- [2] Eakkasit Dumsong , Polphadung Phadungkul and Ittibhoom Boonpikum “BICMOS/MOSFET FOUR-QUADRANT ANALOG MULITPLIER” 2001 International Symposium on Communications and Information Technology , 2001 pp.175-178.
- [3] Eakkasit Dumsong , Polphadung Phadungkul and Ittibhoom “Low-Voltage, Novel Translinear Circuits Using Back-Gate in CMOS Technology” 2001 International Symposium on Communications and Information Technology , 2001 pp.493-496.
- [4] Eakkasit Dumsong and Polphadung Phadungkul “A 1V Novel Translinear-Based True RMS-to-DC Converter for CMOS Technology” The second International Symposium on Communications and Information Technology , 2002 pp.400-403

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



22 - 23 พฤศจิกายน 2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วงจร RMS สำหรับสัญญาณไซน์ทำงานที่แรงดันต่ำโดยใช้ขาบอดี

Low Voltage RMS for Sinusoidal Signals by Body-Driven

เชกสิทธิ์ คำสง และพลศุง ผดุงกุล

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร: 3269968 คอ 105 Email: s3061314@kmitl.ac.th, POLPHADUNG@ANET.NET.TH

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจร RMS สำหรับสัญญาณไซน์แบบง่ายทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ (1.5V) โดยพิจารณาในลักษณะของแรงดัน วงจรส่วนใหญ่มักจะใช้มอสเฟต 3 ขาเท่านั้น ได้แก่ ขาเกต ขาซอร์ส และขาเดรน โดยมองข้าม โครงสร้างอีกส่วนหนึ่งนั่นก็คือ ขาบอดี ข้อดีของขาบอดีคือสามารถนำไปใช้ในวงจรที่ทำงานที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำได้ โครงสร้างการทำงานของวงจร RMS จะประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นและวงจรกรองความถี่ จากผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นว่าผลจำลองการทำงานนั้นไม่ไปตามการวิเคราะห์จากทฤษฎี

Abstract

This paper presents a low voltage power supply (1.5V) RMS for sinusoidal signals that operates in voltage domain. In typical analog circuits use three terminals of the MOSFET which are gate, source, and drain terminal. For this work the body-driven CMOS results in one additional terminal. An advantage of the body-driven technique is low voltage operation. The proposed circuit consists full-wave rectify circuit and low-pass filter circuit. Simulated by PSPICE, verifies simulated results is consistence with calculated one.

Keywords: RMS circuit, body-driven

1. บทนำ

วงจร RMS (Root Mean Square) เป็นวงจรถ่ายค่าที่ใช้ในการหาค่าพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณไฟฟ้าพบได้ในระบบการสื่อสาร ระบบแสดงผล และเครื่องมือวัดต่างๆ ในการคำนวณค่า RMS ของสัญญาณแอนะล็อก จะประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น, วงจรยกกำลังสอง (squarer), วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ (low-pass filter) และวงจรถอดรากที่สอง (square rooter) การทำงานของวงจรมีจะไม่ใช้หลักการดังกล่าวแต่จะใช้วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นและวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

โดยใช้เทคโนโลยีของ CMOS ออกแบบให้รับอินพุตและให้ เอาท์พุตเป็นแรงดัน

ปัจจุบันนี้ได้มีผู้ออกแบบวงจร RMS มาบ้างแล้วดังเช่นในเอกสารอ้างอิงหมายเลข[1-3] แต่อย่างไรก็ตามแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงอยู่ บทความนี้ได้ใช้เทคนิคของขาบอดี (body) ในการรับสัญญาณอินพุตและใช้ level-shifter เพื่อให้สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำสำหรับมอสที่ใช้ในการรับสัญญาณอินพุต โดยใช้ขาบอดีจะต้องสร้างให้แยกอิสระจากมอสตัวอื่น โดยให้อยู่ในบ่อ (well) ที่ต่างกัน

ในการรวมระหว่างวงจรถ่ายค่าและวงจรแอนะล็อกเข้าไว้ด้วยกัน โดยใช้มาตรฐานของมอส จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟให้น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1.5V [4-5] แหล่งจ่ายไฟที่มีค่าน้อยจะมีผลทำให้การสูญเสียพลังงานน้อยลง ข้อจำกัดที่สำคัญในการทำให้แหล่งจ่ายไฟลดลงคือแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) โดยค่าต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ของแหล่งจ่ายไฟต้องมีค่าเท่ากับผลบวกของขนาดแรงดันขีดเริ่มของมอสชนิด n (n-channel threshold voltage) และมอสชนิด p (p-channel threshold voltage) แต่ว่าปัจจุบันนี้ไม่สามารถทำให้แรงดันขีดเริ่มมีค่าลดลงมากไปกว่านี้ได้ จึงต้องหาวิธีใหม่ในการออกแบบวงจรเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงข้อจำกัดแรงดันขีดเริ่ม จึงได้นำขาบอดี (body) ของมอสมาซึ่งงานการทำงานจะคล้ายกับ JFET โคชั้นของอินเวอร์ชัน (inversion layer) จะถูกสร้างขึ้นมาโดยแรงดันที่เกตและจะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ขาบอดีมีผลทำให้กระแสเดรนมีค่าเปลี่ยนแปลงไปด้วย [6]

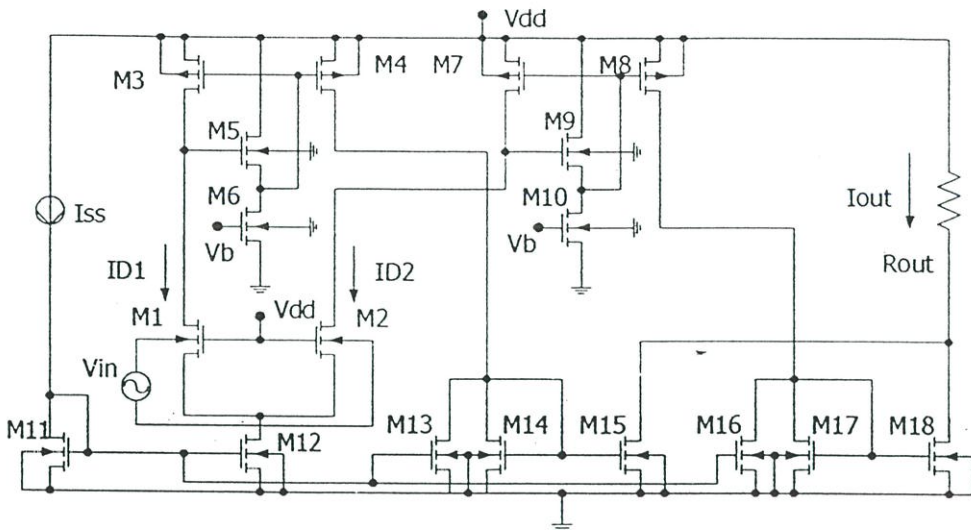
2. หลักการเบื้องต้น

2.1 เทคนิคที่ใช้ในการคำนวณ

ค่า RMS ของสัญญาณสามารถหาได้จาก

$$S_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt} \quad (1)$$

โดยที่ $S(t)$ เป็นสัญญาณ (ac signal), T เป็นคาบเวลา และ S_{rms} เป็นค่า RMS ของสัญญาณ $S(t)$ สำหรับในกรณีของสัญญาณไซน์กำหนดให้



รูปที่ 1 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น รับแรงดันอินพุตจากขาบอดี

$$S(t) = S_m \sin(2\pi ft) \quad (2)$$

$$G_{mb} = \frac{\gamma \sqrt{K'(W/L)I_{SS}}}{2\sqrt{2|\phi_F| - V_{cm} + V_S}} \quad (6)$$

โดยที่ S_m เป็นขนาดสูงสุดของสัญญาณ และ $f = 1/T$ เป็นความถี่ เมื่อแทนสมการที่ 2 ในสมการที่ 1 จะได้ว่า

$$S_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} S_m = 0.707 S_m \quad (3)$$

2.2 หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

การทำงานของวงจรใช้หลักการเดียวกับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นในเอกสารอ้างอิงหมายเลข [7] แต่จะใช้เทคนิคในการรับแรงดันที่ขาบอดีและใช้ level-shifter ทำให้สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำได้ ประกอบด้วยวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ และ วงจรสะท้อนกระแสทำงานเสมือนไดโอด

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแสดงในรูปที่ 1 โดยที่ M1 และ M2 ทำหน้าที่เป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ โดย MOS แต่ละตัวอยู่คนละบ่อจากเอกสารอ้างอิงหมายเลข [6] ได้ว่า

$$I_{D1} - I_{D2} = G_{mb} v_{in} \quad (4)$$

$$G_{mb} = \frac{\gamma g_m}{2\sqrt{2|\phi_F| - V_{cm} + V_S}} \quad (5)$$

โดยที่ G_{mb} เป็นค่าทรานคอนดักแตน (transconductance) ของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ V_{cm} เป็นแรงดันคอมมอนโหมด (common-mode voltage), ตัวแปรอื่นๆ ในสมการที่ 5-6 เป็นตัวแปรพื้นฐานที่พบใน SPICE

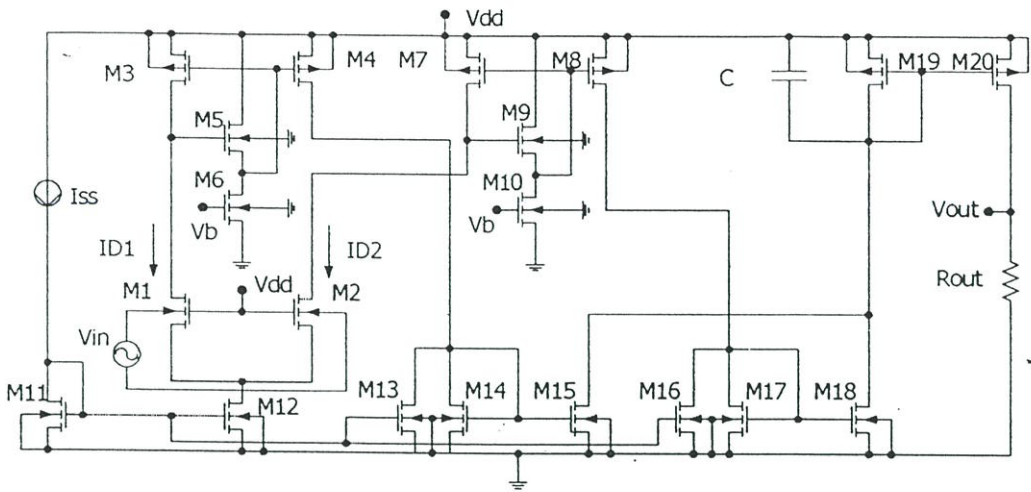
M5-M6 และ M9-M10 ทำหน้าที่เป็น level-shifter เพื่อทำให้ใช้แหล่งจ่ายแรงดันลดลง [8], M13-M18 ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น ได้กระแสเอาท์พุทมีค่าเป็น

$$I_{out} = \frac{G_{mb} |V_{in}|}{2} \quad (7)$$

2.3 หลักการทำงานของวงจร RMS

วงจร RMS แสดงในรูปที่ 2 โดยนำกระแสเอาท์พุทที่ได้จากวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งประกอบด้วย M19 และ C ทำให้ได้กระแสที่ไหลผ่าน M19 มีเพียงกระแสไฟตรงเท่านั้นและถูกสะท้อนกระแสออกไปให้เป็นแรงดันเอาท์พุทที่ Rout ด้วย M20

ค่า C ที่ใช้จะถูกจำกัดค่า โดยมีความสัมพันธ์เป็นดังสมการ [1]



รูปที่ 2 วงจร RMS

$$C \gg \frac{g_{m19max}}{4\pi f_{min}} \quad (8)$$

โดยที่ f_{min} เป็นความถี่ต่ำที่สุดที่ใช้ในวงจร, g_{m19} เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ M19 ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสครน และ g_{m19max} เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่กระแสไหลผ่าน M19 มีขนาดสูงที่สุด จากวงจรรูปที่ 2 จะได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าเป็นค่า RMS

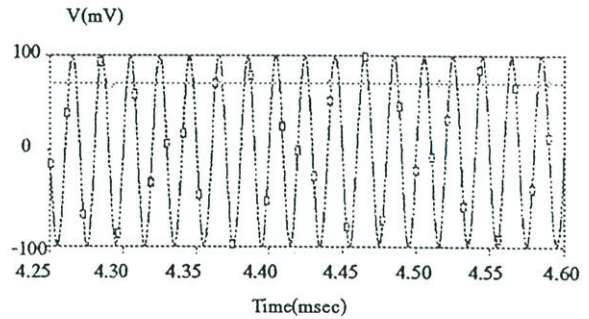
3. ผลจำลองการทำงาน

ได้จำลองการทำงานวงจร RMS ในรูปที่ 2 ด้วยโปรแกรม PSPICE แหล่งจ่ายแรงดัน V_{dd}=1.5V, V_b=1V, I_{SS} = 8μA, Vin มีค่าเป็น 100 mV ที่ความถี่ 50 KHz, R_{out} = 10kΩ, C=6nF, มอเดลใช้เทคโนโลยี 2 ไมครอน โมเดลของ BSIM3 มีค่า W/L ตามตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ขนาดของทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์	W/L
M1-M2	200/2
M3-M4, M7-M8, M14-M15, M17-M18, M19	60/2
M5-M6, M9-M10	100/2
M11-M12	400/2
M13, M16	200/2
M20	310/2

รูปที่ 3 เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจร RMS เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุต



รูปที่ 3 แรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจร RMS

4. สรุป

วงจร RMS ที่นำเสนอในบทความนี้ เป็นวงจรแบบง่ายที่สามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำโดยใช้เทคนิคของขาบอดี้ในการรับสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันและให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นแรงดัน

เอกสารอ้างอิง

[1] Zhenhua Wang, "Novel Pseudo RMS Current Converter for Sinusoidal Signals Using a CMOS Precision Current Rectifier", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.39, No.4, 1990, pp.670-671.

[2] Roelof F. Wassenaar, Evert Seevinck, Marinus G. Van Leeuwen, Cornelis J. Speelman and Eerke Holle, "New Techniques for High-Frequency RMS-to-DC Conversion Based on a Multifunctional V-to-I Converter", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.23, No.3, 1988, pp.802-815.

- [3] Wanlop Surakamponorn and Kiattisak Kumwachara , "A Dual Translinear-Based True RMS-to-DC Converter" , *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* , Vol.47 , No.2 , 1999 , pp.459-464.
- [4] A.P. Chandrakasan , S.Sheng , and R.W.Broderson , "Low-Power CMOS Digital Design" , *IEEE Journal of Solid-State Circuits* , Vol.27 , No.4 , April 1992 , pp.473-484.
- [5] M. Nagata , "Limitations , Innovations , and Challenges of Circuits and Devices into a Half Micrometer and Beyond" , *IEEE Journal of Solid-State Circuits* , Vol.27 , No.4 , April 1992 , pp.465-472.
- [6] Benjamin J. Blalock , Phillip E. Allen and Gabriel A. Rincon-Mora , "Designing 1-V Op Amps Using Standard Digital CMOS Technology" , *IEEE Transaction On Circuits* , Vol.45 , No.7 , July 1998 , pp.769-780.
- [7] บุญชัย บุญชู,ตกล อุคมศิริ , พดผดุง ผดุงกุด , "วงจรวีธีขงกระแแต่เค้มกล่้นความเท้ชงครงสูงใช้ทรานซิสเตอร์ แบบ CMOS" , *เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่21* , หน้า 719-721.
- [8] Faramarz Bahmani , S.M.Fakhrac and A.Khakifiroz , "A Rail-to-Rail,Constant-Gms,1-Volt CMOS Opamp" , *IEEE ISCAS* , 2000 , pp.669-672.



เอกติธิ์ ค้าตง จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ.2543 คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ (เกียรตินิยมอันดับ 2) และกำลังศึกษาระดับ

ปริญญาโทที่ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีความสนใจเกี่ยวกับ IC design

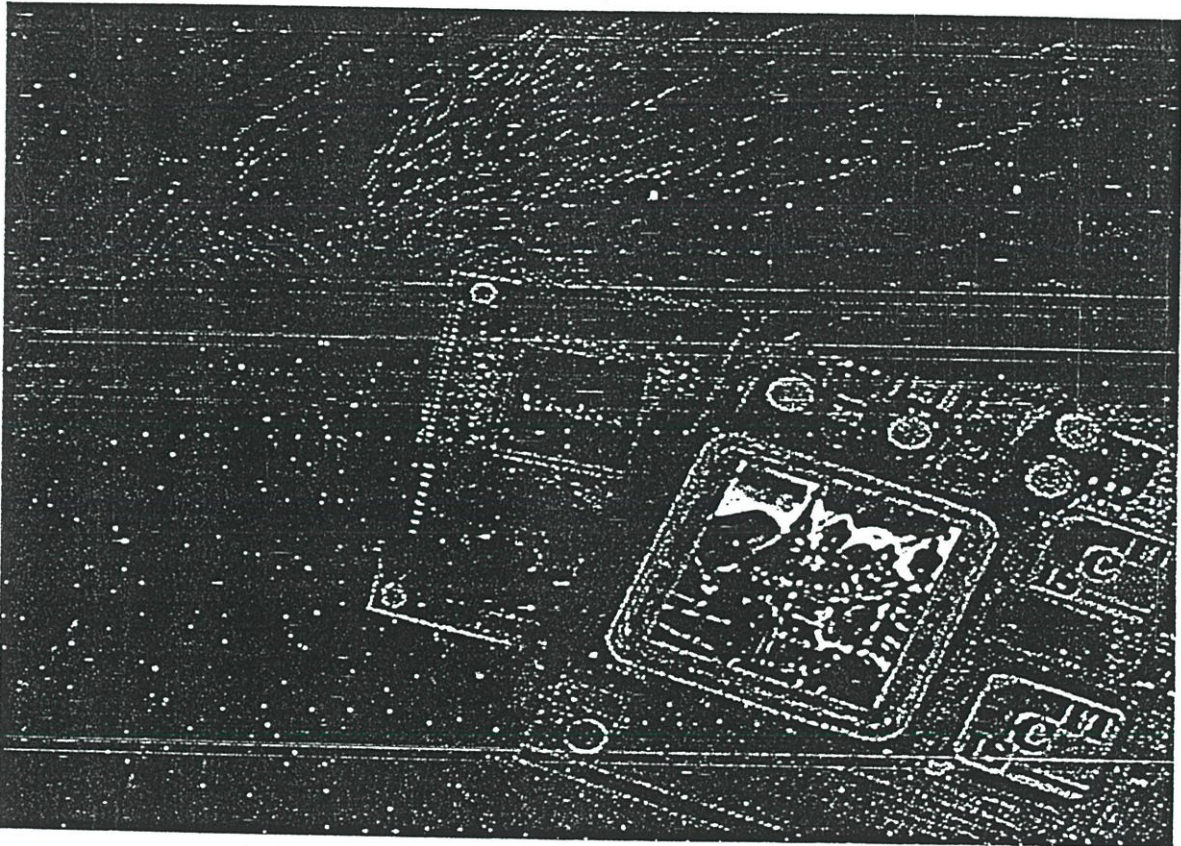


พดผดุง ผดุงกุด จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย คณะวิทยาศาสตร์ สาขาวิทยาศาสตร์ฟิสิกส์ จบการศึกษาระดับปริญญาโทจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาด-

กระบัง ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

PROCEEDINGS

2001 International Symposium on Communications and Information Technology ISCIT 2001



The Merging Decade of
Communication Systems and Information Technology

November 14 - 16, 2001

Chiang Mai Orchid Hotel, Chiang Mai, Thailand



EIC

JICA



BICMOS/MOSFET FOUR-QUADRANT ANALOG MULTIPLIER

Eakkasit Dumsong, Polphadung Padungkul, and Ittibhoom Boonpikum

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Address: B306 Department of Electronics Engineering, King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang, Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520

Email: s3061314@kmitl.ac.th, POLPHADUNG@ANET.NET.TH, kbittibh@kmitl.ac.th

Phone: (+66 2)3269968 ext.105,110

ABSTRACT

BiCMOS and MOSFET four-quadrant analog multiplier are presented. The MOSFET multiplier uses parasitic bipolar and MOSFET characteristics in one device to propose. They are based on the utilization of cross-coupled, voltage biased differential pairs and utilizes a current produced by unsymmetrical source-coupled pair as the tail current to cancel out their inherent nonlinearity. When they do not apply the compensated circuit, they can operate with $\pm 1.2V$ supply voltage. But they employ it, they can operate $\pm 2.5V$ supply voltage.

1. INTRODUCTION

In present, the demand need to develop efficient portable electronic equipment necessitate to produce circuit designs with low-voltage power supply. As a results, IC technology trends suggest that future support of mixed analog digital circuits using standard CMOS will have low power supplies voltage. The four-quadrant multiplier is important subcircuit in analog signal processing.

Gilbert multiplier cells are widely used, however many of them fail to operate at low-voltage power supply. Today, IC technology concerns with BiCMOS technology because it has very high speed and operates in low-voltage power supply. In the literature, several circuits apply BiCMOS [1-3]. In this paper presents BiCMOS multiplier and MOSFET multiplier. For MOSFET multiplier, circuit uses body-driven techniques with turned on lateral bipolar parasitic.

2. PRINCIPLE OF OPERATION

2.1 BiCMOS MULTIPLIER

Fig. 2.1 shows the BiCMOS multiplier, consisting of cross-coupled BiCMOS and applying the differential input signals. Assuming square-law MOSFET operation and neglecting channel modulation, and all bipolar transistors be active mode, drain current is described by

$$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2 \tag{1}$$

and collector current is described by

$$I_C = I_S \exp(V_{BE} / V_T) \tag{2}$$

By apply taylor approximation to (2), a

collector current approximation is obtained:

$$I_C \approx I_S (1 + \frac{V_{BE}}{V_T}) \tag{3}$$

The parameters in (1)-(3) are identical with standard SPICE parameters for MOSFET and bipolar transistor. The circuit's differential output current is defined as

$$\begin{aligned} I_{out} &= (I_{M1} + I_{Q1} + I_{M3} + I_{Q3}) - (I_{M2} + I_{Q2} + I_{M4} + I_{Q4}) \\ &= 2KV_{in1}(V_{S2} - V_{S1}) \\ &= \frac{V_{in1}K}{a_1} (\sqrt{b_1^2 - 4a_1c_2} - \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}) \end{aligned} \tag{4}$$

where

$$a_1 = 2K \tag{5}$$

$$b_1 = 4kV_{TH} - \frac{2I_S}{V_T} \tag{6}$$

$$c_1 = K(\frac{V_{in1}^2}{2} + 2V_{TH}^2) + \frac{I_S V_{in2}}{V_T} + 2I_S - I_b \tag{7}$$

$$c_2 = K(\frac{V_{in1}^2}{2} + 2V_{TH}^2) - \frac{I_S V_{in2}}{V_T} + 2I_S - I_b \tag{8}$$

By applying approximation $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ to (4),

it obtain

$$I_{od} = \frac{4V_{in1}V_{in2}I_SK/V_T}{4KV_{TH} - 2I_S/V_T} \tag{9}$$

2.2 COMPENSATION CURRENT IN BiCMOS MULTIPLIER

Fig 2.2 gives a circuit providing the compensation current from unsymmetrical source-couple pair[4]. The compensation current $I_{M9} + I_{M11}$, is added to tail current of BiCMOS multiplier. From (4), the output current can solve

$$I_{od} = \frac{8V_{in1}V_{in2}I_SK}{V_T(e1 + e2)} \tag{10}$$

where

$$e1 = \sqrt{\frac{-16KI_SV_{TH} - \frac{8KI_SV_{in2}}{V_T} + \frac{4I_S^2}{V_T^2} - 4V_{in1}^2K^2 - 16KI_S + 8K(I_{M9} + I_{M11})}{V_T}} \tag{11}$$

$$e2 = \sqrt{\frac{-16KI_SV_{TH} + \frac{8KI_SV_{in2}}{V_T} + \frac{4I_S^2}{V_T^2} - 4V_{in1}^2K^2 - 16KI_S + 8K(I_{M9} + I_{M11})}{V_T}} \tag{12}$$

Assume

$$\frac{W_9}{L_9} = \frac{W_{11}}{L_{11}} = \theta \frac{W_8}{L_8} = \theta \frac{W_{10}}{L_{10}} \quad (13)$$

θ is a constant, then

$$I_{M9} + I_{M11} = \frac{2\theta}{1+\theta} I_b + \frac{2\theta(1-\theta)}{(1+\theta)^2} K_8 V_{in1}^2 \quad (14)$$

where $K_8 = \frac{1}{2} \mu_0 C_{ox} \frac{W_8}{L_8}$. If we make

$$\frac{4\theta(1-\theta)}{(1+\theta)^2} K_8 = K, \text{ it follows that}$$

$$I_{od} = \frac{8I_S V_{in1} V_{in2}}{V_T (f1 + f2)} \quad (16)$$

where

$$f1 = \sqrt{\frac{16K I_S V_{in1}}{V_T} - \frac{16K I_S V_{in2}}{V_T} + \frac{4I_S^2}{V_T^2} - 16K I_S + \frac{16K\theta}{1+\theta}} \quad (17)$$

$$f2 = \sqrt{\frac{16K I_S V_{in1}}{V_T} + \frac{16K I_S V_{in2}}{V_T} + \frac{4I_S^2}{V_T^2} - 16K I_S + \frac{16K\theta}{1+\theta}} \quad (18)$$

2.2 MOSFET MULTIPLIER

MOSFET multiplier circuits in Fig. 2.3, is similar to [5], but it is applied forward bias between body-terminal and source-terminal that enough voltage make active parasitic bipolar [6]. This drain current consists MOSFET current and lateral bipolar current. The circuit's differential output current is defined as

$$I_{od} = (I_{D1} + I_{D3}) - (I_{D2} + I_{D4}) \quad (19)$$

$$I_{od} = 2V_{in1} K (V_{S2} - V_{S1}) \quad (20)$$

$$I_{od} = 2V_{in1} K (\sqrt{c_1^2 - 4d_2} - \sqrt{c_1^2 - 4d_1}) \quad (21)$$

where

$$c_1 = -\left\{ \gamma^2 + 2 \left(-V_{ro} + \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_S}{K} - V_{in1}^2} \right) \right\} \quad (22)$$

$$d_1 = -\gamma^2 \left(2\phi_F - \frac{V_{in2}}{2} \right) + \left(-V_{ro} + \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_S}{K} - V_{in1}^2} \right)^2 \quad (23)$$

$$d_2 = -\gamma^2 \left(2\phi_F + \frac{V_{in2}}{2} \right) + \left(-V_{ro} + \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_S}{K} - V_{in1}^2} \right)^2 \quad (24)$$

By applying approximation $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ to (21), it obtain

$$I_{od} = \frac{K\gamma V_{in1} V_{in2}}{\sqrt{2\phi_F}} \quad (25)$$

2.4 COMPENSATION CURRENT IN MOSFET MULTIPLIER

The circuit in Fig. 2.4 is added compensated circuit as same as the circuit in Fig. 2.2. From (21), the output current can solve

$$I_{od} = \frac{V_{in1} V_{in2} \gamma^2}{g1 + g2} \quad (26)$$

where

$$g1 = \sqrt{8\gamma^2 \phi_F + \gamma^2 V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2 \left(-V_{ro} - \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(I_{M9} + I_{M11})}{K} - V_{in1}^2} \right)} \quad (27)$$

$$g2 = \sqrt{8\gamma^2 \phi_F - \gamma^2 V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2 \left(-V_{ro} - \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(I_{M9} + I_{M11})}{K} - V_{in1}^2} \right)} \quad (28)$$

If compensated current is chosen

$$\frac{4\theta(1-\theta)}{(1+\theta)^2} K_8 = K, \text{ it follows that}$$

$$I_{od} = \frac{V_{in1} V_{in2} \gamma^2}{h_1 + h_2} \quad (29)$$

where

$$h_1 = \sqrt{8\gamma^2 \phi_F + \gamma^2 V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2 \left(-V_{ro} - \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4\theta K}{1+\theta} I_b} \right)} \quad (30)$$

$$h_2 = \sqrt{8\gamma^2 \phi_F - \gamma^2 V_{in2} + \gamma^4 + 4\gamma^2 \left(-V_{ro} - \gamma \sqrt{2\phi_F} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4\theta K}{1+\theta} I_b} \right)} \quad (31)$$

3. SIMULATION RESULTS

The circuits in Fig. 2.1 and Fig. 2.3 were simulated by PSPICE (EPK version 2.6), $V_{ro} = -0.8V$, $V_{dd} = 1.2V$, $V_{ss} = -1.2V$, $R_{out} = 100\Omega$, $I_b = 20\mu A$ and the MOSFET dimensions are given in Table 3.1. The DC transfer curves are shown in Fig.3.1 and Fig.3.2 with the input range for signal $V_{in1} = \pm 0.4V$ and $V_{in2} = 0, \pm 0.2, \pm 0.4, \text{ and } \pm 0.8V$. Fig. 3.3 demonstrate amplitude modulation V_{in1} and V_{in2} be 1 MHz and 10MHz sinewaves, respectively at 1V.

Table 3.1 MOSFET Sizes Used in BiCMOS Multiplier and CMOS Multiplier.

MOSFET	W/L
M1-M4	2/8
M5-M6	90/3

The circuits in Fig. 2.2 and Fig. 2.4 in which $\theta = 0.6$ are employed were simulated by $V_{dd} = 2.5V$, $V_{ss} = -2.5V$, $I_b = 100\mu A$ and the MOSFET dimensions are given in Table 3.2. The DC transfer curves are shown in Fig.3.4 and Fig.3.5 with the input range for signal $V_{in1} = \pm 1V$ and $V_{in2} = 0, \pm 0.2, \pm 0.4, \pm 0.6, \pm 0.8, \text{ and } \pm 1V$. Fig. 3.6 demonstrate amplitude modulation V_{in1} and V_{in2} be 1 MHz and 10MHz sinewaves, respectively at 1V.

Table 3.2 MOSFET Sizes Used in BiCMOS Multiplier and CMOS Multiplier with compensated circuit.

MOSFET	W/L
M1-M4	2/8
M5-M7, M12-M14	100/3
M8, M10	2/3
M9, M11	2/5

5. CONCLUSIONS

MOSFET is applied enough voltage to body-source, until parasitic bipolar is active. Then it can be used in designed circuits that is a MOSFET (gate-driven and body-driven) instead of a MOSFET (gate-driven) and a bipolar transistor. This paper has proposed BiCMOS four-quadrant multiplier and MOSFET four-quadrant multiplier and improve linearization by unsymmetrical source-coupled pair.

REFERENCES

[1] S.T. Lee, Ks. Yeo, Samir S. Rofail and K.T. Lau, "±1 four-quadrant analog BiCMOS multiplier", ISICT, 1995, pp.772-774.
 [2] Ramirez-Angulo, "Highly Linear Four Quadrant Analog BiCMOS multiplier for ± 1.5V supply operation", ISCAS, Vol.2, pp.1467-1470.

[3] Shen-liuan Liu, Po-Ki Chen and Jiann-Hrong Tsay, "Wide Range Linear Tunable BiCMOS Transconductor and Four-Quadrant Multiplier", ISCAS, Vol.1, 1996, pp.308-311.
 [4] Shi-Cai Qin, Mu-Zhon Shao and Xiang-Luan Jia, "The linearization of MOS source-coupled pair", ISICT, 1995, pp.109-111.
 [5] Benjamin J. Blalock and Scott A. Jackson, "A 1.2V CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier", IEEE Mixed-Signal Design, 1999, pp.1-4.
 [6] W. R. McKinnon, R. Ferguson, and S. P. McAlister, "A Model for Gated-Lateral BJT's Based on Standard MOSFET Models", IEEE Transactions on Electron Devices, 1999, Vol.46, No.2., pp.427-429.

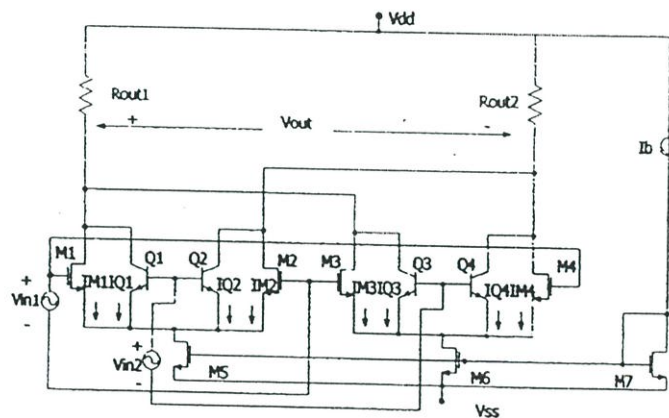


Fig. 2.1 BiCMOS four-quadrant analog multiplier.

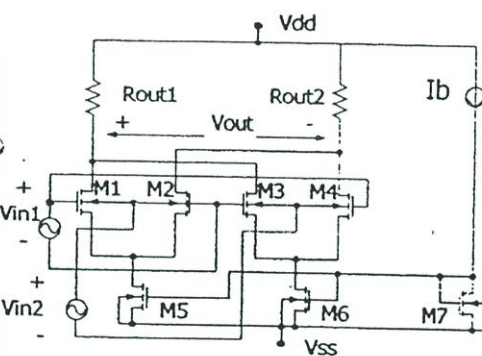


Fig. 2.3 MOSFET four-quadrant analog multiplier.

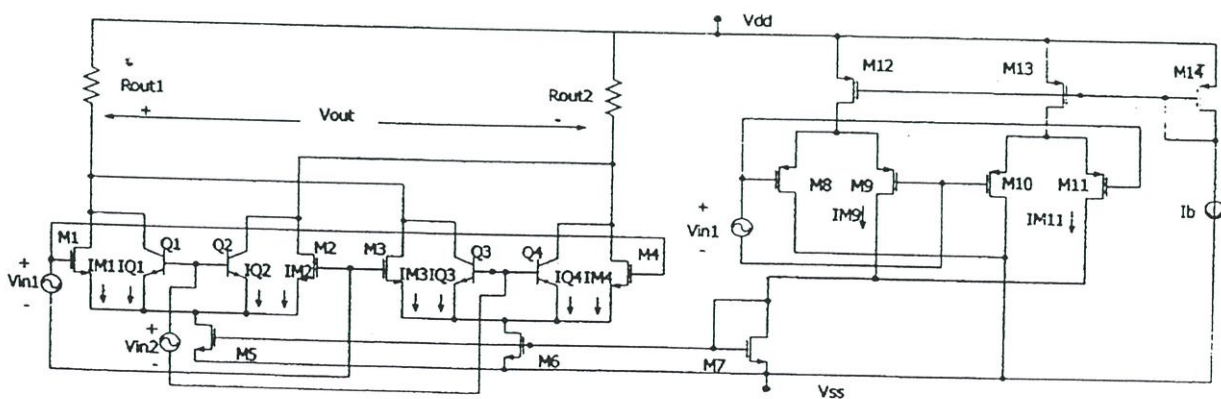


Fig 2.2 BiCMOS four-quadrant analog multiplier with compensated circuit.

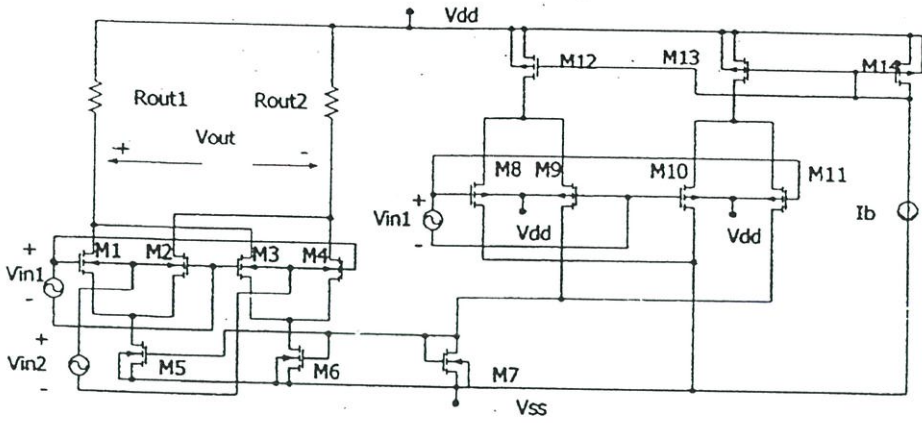


Fig 2.4 MOSFET four-quadrant analog multiplier with compensated circuit.

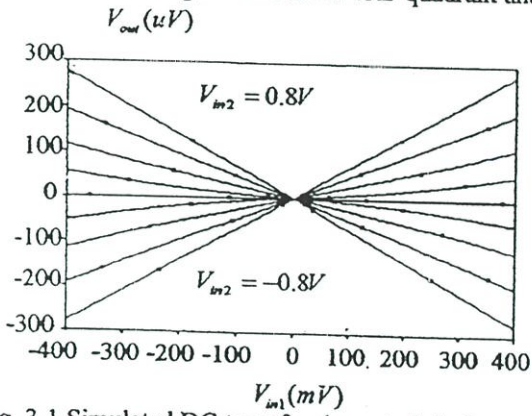


Fig. 3.1 Simulated DC transfer characteristic from the circuit in Fig.2.1.

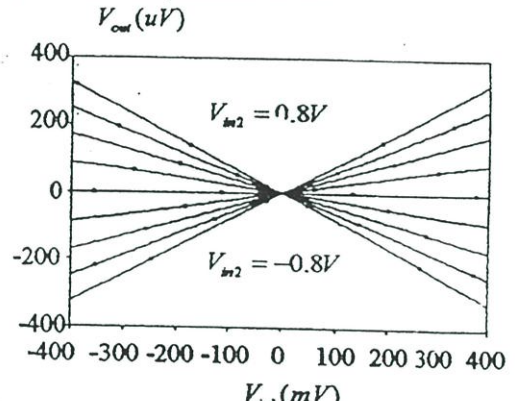


Fig. 3.4 Simulated DC transfer characteristic from the circuit in Fig.2.3.

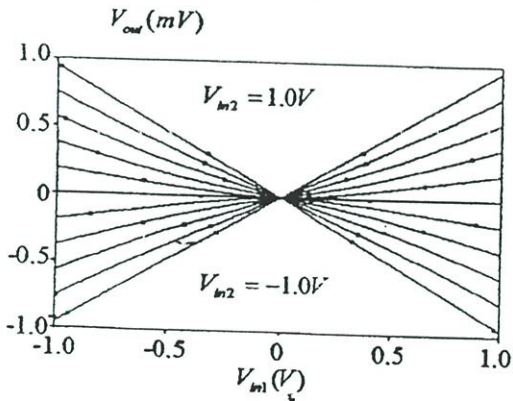


Fig. 3.2 Simulated DC transfer characteristic from the circuit in Fig.2.2.

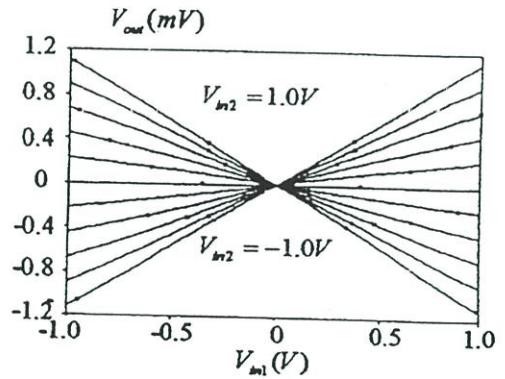


Fig. 3.5 Simulated DC transfer characteristic from the circuit in Fig.2.4.

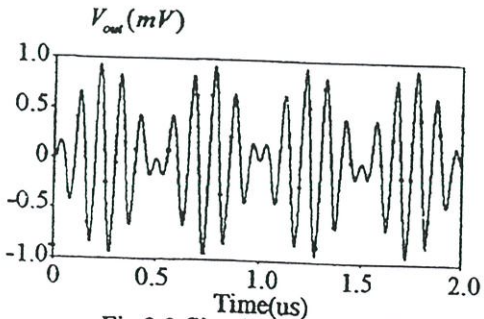


Fig.3.3 Simulated amplitude modulation from the circuit in Fig.2.2.

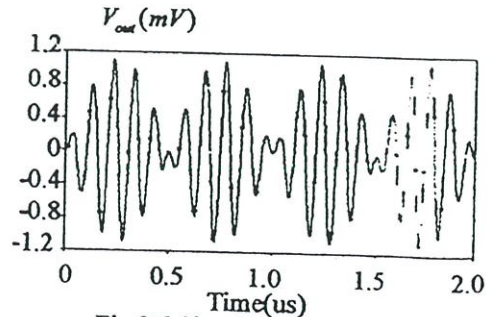


Fig.3.6 Simulated amplitude modulation from the circuit in Fig.2.4.

LOW-VOLTAGE , NOVEL TRANSLINEAR CIRCUITS USING BACK-GATE IN CMOS TECHNOLOGY

Eakkasit Dumsong , Polphadung Padungkul and Ittibhoom Boonpikum

Dumsong's Department of Electronics
Engineering

King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang

Address: B306 Department of Electronics
Engineering , King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang , Chalongkrung Road ,
Ladkrabang , Bangkok , Thailand 10520

Phone: (+66 2)3269968 ext.105

Email: s3061314@kmitl.ac.th

Padungkul's Department of Electronics
Engineering

King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang

Address: B306 Department of Electronics

Engineering , King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang , Chalongkrung Road ,
Ladkrabang , Bangkok , Thailand 10520

Phone: (+66 2)3269968 ext.105

Email: POLPHADUNG@ANET.NET.TH

Boonpikum's Department of Electronics
Engineering

King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang

Address: B306 Department of Electronics
Engineering , King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang , Chalongkrung Road ,
Ladkrabang , Bangkok , Thailand 10520

Phone: (+66 2)3269968 ext.110

Email: POLPHADUNG@ANET.NET.TH

ABSTRACT

Almost circuits using MOS transistor in three-terminal are overlooked something that MOS transistor has four terminals. In this paper proposes the novel translinear circuits for use at low supply voltage. The key of this work is the constructive in translinear loop use of all saturated CMOS operation and back-gate driven technique to circumvent the CMOS turn-on (threshold) voltage requirement. This technique is applied to a squaring/dividing circuit that is suitable for low-voltage applications than bipolar translinear circuits or MOS translinear circuits. Simulation-results by PSPICE are consistence with calculated results.

1. INTRODUCTION

In today , the market and the need to develop efficient portable electronic equipment necessitate to produce circuit designs with low-voltage power supply. As a results , IC technology trends suggest that future support of mixed analog digital circuits using standard CMOS will required power supplies of 1.5V or less [1-2]. On circuit designs , the basic limitation of low-voltage power supply must be at least in the level equal to the sum of the magnitudes of the n-channel and p-channel threshold voltages. Nevertheless , threshold voltages can not decrease more than them in present [3]. Then necessity to be novel technique designs that eradicate these limitation by back-gate driven. This technique is shown in many papers

[4-6].

This paper proposes designed circuits for compatibility in future even though threshold voltage is large by novel translinear circuits.

2. PRINCIPLE OF OPERATION

2.1 Back-Gate in MOSFET

One factor that controls the power supply voltage is threshold voltage. A MOSFET turned-on in strong inversion and operation in gate-driven , power supply voltage must meet the condition [5]

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{DSsat} + |V_{Tmax}| + V_{signal} \quad (1)$$

where V_{DD} is the most positive power supply voltage , V_{SS} is the most negative power supply voltage , V_{Tmax} is the magnitude of the largest threshold of the nMOS or pMOS transistors. For the back-gate driven technique , power supply voltage would be

$$V_{DD} + |V_{SS}| \geq V_{DSsat} + |V_{Tmax}| \quad (2)$$

This expression reveals that the bulk-driven technique is removed threshold voltage from the signal path.

Also for the back-gate driven technique must have a structure of each MOSFET in a individual well (p-well in nMOSFET and n-well in pMOSFET). Its operation is resemble a junction field-effect transistor (JFET) that the gate-source dc voltage creates a channel and the back-gate

source voltage controls the channel current. Consequently, drain current adapted by signal path is [7]

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}, \quad V_{DS} \leq V_{DS(sat)} \quad (1)$$

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

$$V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_T. \quad (3)$$

In bulk-driven, the drain current is

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left(V_{GS} - V_{T0} - \gamma \sqrt{2\phi_F - V_{BS}} + \gamma \sqrt{2\phi_F} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}, \quad V_{DS} \leq V_{DS(sat)} \quad (4)$$

$$I_D = \frac{K'W}{2L} \left(V_{GS} - V_{T0} - \gamma \sqrt{2\phi_F - V_{BS}} + \gamma \sqrt{2\phi_F} \right)^2, \quad V_{DS} \geq V_{DS(sat)}. \quad (5)$$

The parameters in Eq. (1)- Eq.(5) are identical with standard SPICE parameters for MOSFETs.

2.2 Translinear circuits operation

At the first time, translinear circuit principle was formulated as a practical means of implementing nonlinear signal processing functions by bipolar transistors, the exponential voltage-current behavior [7]. And later on, emergence of has been used [8]. But nevertheless, these translinear MOSFET circuits operated in the saturation mode require high supply voltage. Although MOSFET in weak inversion mode uses low supply voltage [9-10], it can only operate in very low current.

To demonstrate the usefulness of the back-gate technique, circuit principle start with saturation-mode of MOSFET. By applying the approximation $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ to Eq.(5), a simplified drain current approximation is obtained

$$I_D = \frac{K'W}{2L} \left(V_{GS} - V_{T0} + \frac{\gamma V_{BS}}{2\sqrt{2\phi_F}} \right)^2 \quad (6)$$

which becomes

$$V_{BS} = \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma \sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0}). \quad (7)$$

In the fundamental of this back-gate technique,

the back-gate and source voltage are connected in series. All transistors operate in saturation-mode. From Kirchhoff's voltage law, it follows that

$$\sum_{cw} V_{BS} = \sum_{ccw} V_{BS} \quad (8)$$

where the subscribes cw and ccw indicate the devices connected clockwise and counterclockwise in the loop, respectively.

Next, it is applied the approximate square-law model of a saturated MOSFET by substituting Eq. (7) into Eq.(8), results are

$$\sum_{cw} \left\{ \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma \sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0}) \right\} = \sum_{ccw} \left\{ \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma \sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0}) \right\} \quad (9)$$

If equal numbers of devices are present in clockwise and counterclockwise, $\frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0})$ and $\frac{4\sqrt{\phi_F}}{\gamma \sqrt{K'W/L}}$ on both sides of Eq.(9) are equal. Thus Eq.(9) reduces to

$$\sum_{cw} \sqrt{I_D} = \sum_{ccw} \sqrt{I_D}. \quad (10)$$

2.3 Example of Back-Gate Translinear Circuit

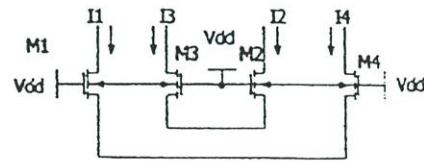


Fig. 1. Loop in up-down topology with floating back-gates.

In Fig. 1, a four-transistor back-gate is depicted in an up-down topology. The source of M1 and M4 and of M2 and M3 are the same. The resulting fundamental topology in Fig. 1, is described by

$$\sqrt{I_1} + \sqrt{I_2} = \sqrt{I_3} + \sqrt{I_4}. \quad (11)$$

An example application of the up-down topology in Fig. 1 is a squarer/divider circuit, shown in Fig.2.

In the circuit of Fig. 2, I_b is a bias current, I_m is a input current and M1-M2, M4-M5 are current mirror by using the back-gate driven technique [4] because all MOSFETs (M2, M3, M5, M6) in translinear loop must be saturation mode. The output current of the circuit is

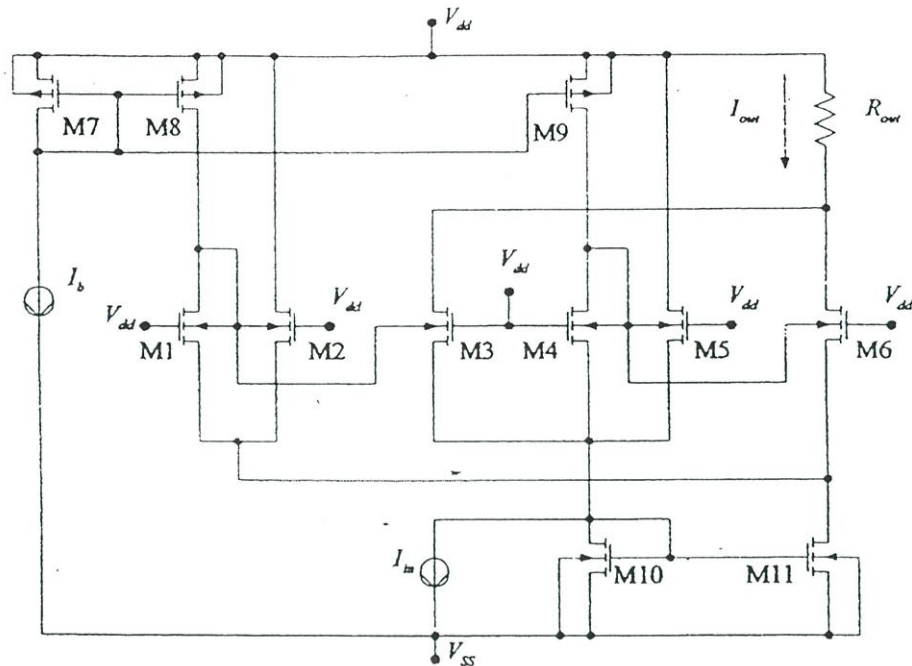


Fig. 2. Squarer/divider circuit.

$$I_{out} = 2I_b + \frac{I_{in}^2}{8I_b} \tag{12}$$

this results show that the comparative results of simulation results and calculated results is vicinity.

3. SIMULATION RESULTS

Simulation results of the circuit on Fig. 2 were performed by PSPICE BSIM3 version2 , based on a 2 μ IC process. Table 1 shows the aspect ratio of MOSFETs. $V_{dd}=1V$, $V_{ss}=-1V$, $I_b = 4\mu A$, $I_{in} = 8 + 8\sin 1 \times 10^5 \pi t \mu A$.

Table 1. MOSFET Sizes used in the circuit of Fig.2.

MOSFETs	W/L
M1-M6	800/2
M7-M9	100/4
M10-M11	200/2

Fig. 3 shows the output current from the circuit of Fig. 2 by spectrum analysis is

$$I_{out} = 11.541 \times 10^{-6} + 4.8844 \times 10^{-6} \sin 1 \times 10^5 \pi t + 770.146 \times 10^{-9} \sin 2 \times 10^5 \pi t \text{ A}$$

and calculated results from Eq.(12) is

$$I_{out} = 11 \times 10^{-6} + 4 \times 10^{-6} \sin 1 \times 10^5 \pi t + 1 \times 10^{-6} \sin 2 \times 10^5 \pi t \text{ A}$$

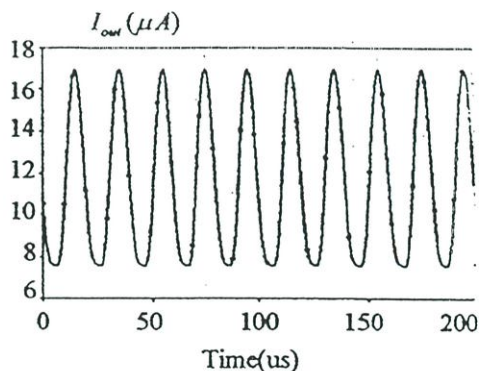


Fig. 3 Output current from the circuit of Fig. 2.

5. CONCLUSIONS

This paper has proposed the MOSFET as a four-terminal device which is suitable for low-voltage applications. This is made possible by exploiting the gate-driven, together with the square-law. Additional equation structures have been derived, which example translinear circuits design for a squarer/divider circuit.

The techniques proposed in this paper are presently being developed further for low-voltage analog signal processing. Important properties with respect to bandwidth, noise and errors due to

MOSFET mismatching need to be studied and will be published in a future paper.

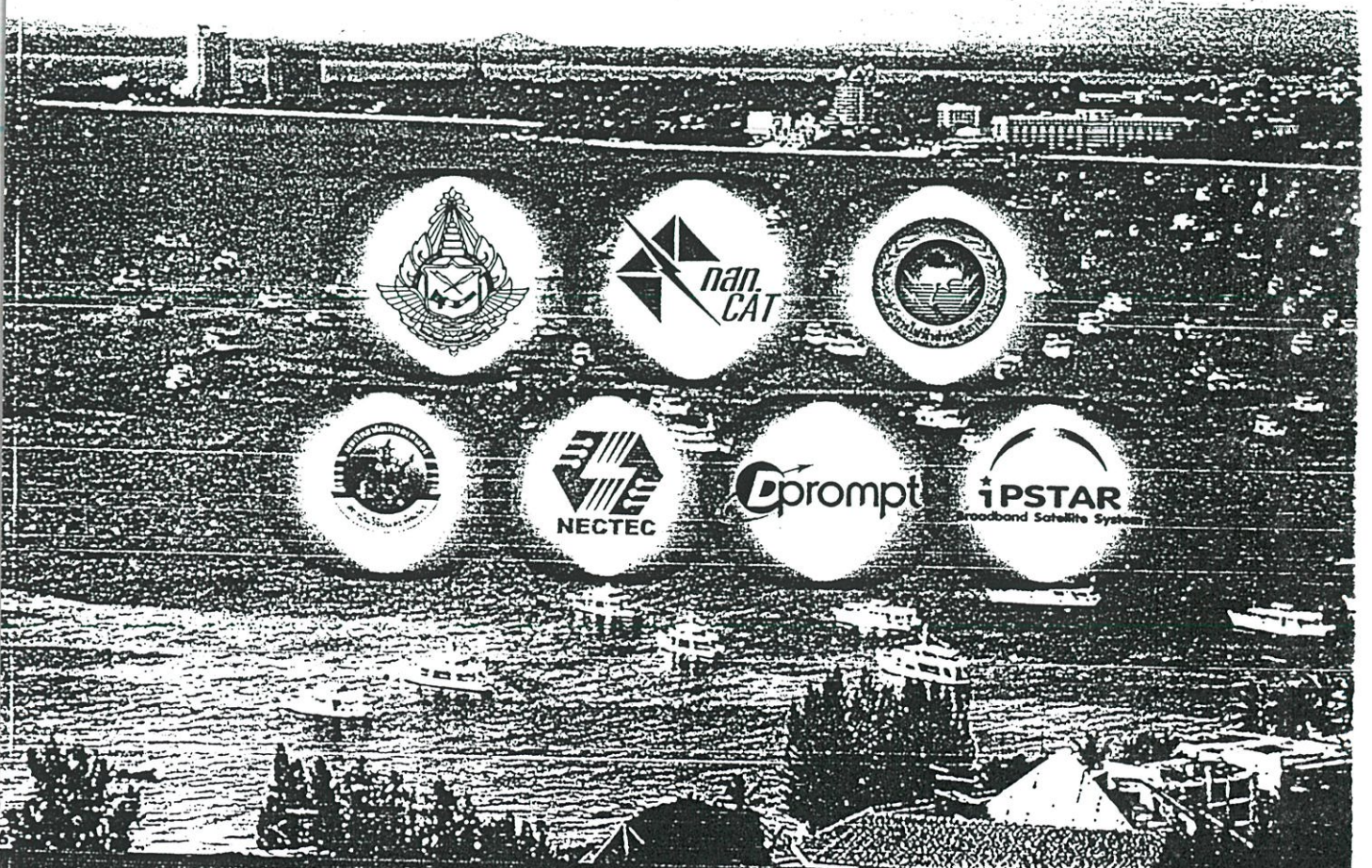
REFERENCES

- [1] A.P. Chandrakasan , S.Sheng , and R.W.Brodersen , "Low-Power CMOS Digital Design" , IEEE JSSC , Vol.27 , No.4 , April 1992 , pp.473-484.
- [2] M. Nagata , "Limitations , Innovationns , and Challenges of Circuits and Devices into a Half Micrometer and Beyond" , IEEE JSSC , Vol.27 , No.4 , April 1992 , pp.465-472.
- [3] C.Hu , "Future CMOS scaling and reliability" , Proc. IEEE , Vol.81 , May 1993 , pp.682-652.
- [4] Benjamin J. Blalock and Phillip E. Allen , "A Low-Voltage , Bulk-Driven MOSFET Current Mirror for CMOS Technology" , IEEE , 1995 , pp.1972-1975.
- [5] Benjamin J. Blalock , Phillip E. Allen and Gabriel A. Rincon-Mora , "Designing 1-V Op Amps Using Standard Digital CMOS Technology" , IEEE Trans. On Circuits and SystemsII , Vol.45 , No.7 , July 1998 , pp.769-780.
- [6] Faramarz Bahmani , S.M.Fakhraie and A.Khakifiroz , "A Rail-to-Rail,Comstant-Gms,1-Volt CMOS Opamp" , IEEE ISCAS, 2000 , pp.669-672.
- [7] Edwin W.Greenreich , "Analog Integrated Circuits" , Chapman & Hall , 1997 , pp.295-306
- [8] Evert Seevinck and Remco J. Wiegink , "Generalized Translinear Circuit Principle" , IEEE JSSC , Vol.26 , No.8 , August 1991 , pp.1098-1102.
- [9] Jan Mulder , Albert C. van der Woerd , Wouter A. Serdijn and Arthur H. M. van Roermund , "Application of the Back Gate in MOS Weak Inversion Translinear Circuits" , IEEE Transictions on Circuits and Systems , Vol.42 , No.11 , 1995 , pp.958-962.
- [10] Evert Seevinck , Eric A. Vittoz , Monuko du Plessis , Trudi-H. Joubert and Wikus Beetge , "CMOS Translinear Circuits for Minimum Supply Voltage" , IEEE Transictions on Circuits and Systems , Vol.47 , No.12 , 2000 , pp.1560-1564.



Proceedings The Second International Symposium on Communications and Information Technology

23-25 October 2002
Central Hotels&Resorts, Pattaya
Chonburi, Thailand



A 1V Novel Translinear-Based True RMS-to-DC Converter for CMOS Technology

Eakkasit Dumsong¹ and Polphadung Phadungkul²

Department of Electronics Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalokkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520

Email: ¹cakkasit.dumsong@microchip.com, ²polphadung@hotmail.com

Abstract

In this paper proposes a 1V translinear-based true RMS-to-DC converter for CMOS technology. The key of this work is the constructive in designing circuit use back-gate driven technique to circumvent the CMOS turn-on (threshold) voltage requirement. This technique is applied to circuit that is suitable for low-voltage applications. The conversion circuit consists of a squarer, a low-pass filter and a square root circuit. The results from PSPICE simulation give a good agreement with theoretical results.

1. Introduction

In today, the rapid growth of the market and the need to develop efficient portable electronic equipment necessitate to produce circuit designs with low-voltage power supply. As a results, IC technology trends suggest that future support of circuits using standard CMOS will required power supplies of 1.5V or less [1-2]. On circuit designs, the basic limitation of low-voltage power supply must be at least in the level equal to the sum of the magnitudes of the n-channel and p-channel threshold voltages. Nevertheless, threshold voltages can not decrease more than them in present [3]. Then necessity to be novel technique designs that eradicate these limitation by back-gate driven. This technique is shown in many papers [4-7].

The computation of the root-mean-square (rms) value of a signal is one of the important tasks in electronic measurement. It is found useful in the fields of instrumentation, communication and display system. In analog computing, the rms value can be obtained by computing it, directly relating it to the associated rms value. Using the direct approach, a full-wave rectifier, a squarer, a low-pass filter, and a square rooter are required according to the definition, resulting in a true rms-

to-dc converter. The propose of this paper is to present a CMOS circuit design technique for the realization of a true RMS-to-DC converter. A full-wave rectifier is not require for this realization scheme. PSPICE simulation results are given to characterize the performance of the proposed circuit.

2. Principle of operation

2.1 Squaring circuit

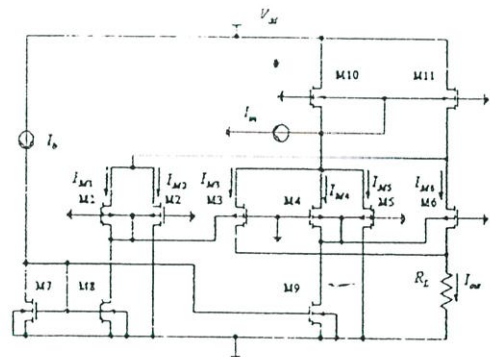


Figure1. Squaring circuit

Consider the schematic diagram of the squaring circuit in Figure1. I_b is a bias current, I_{in} is a input current and M1-M2, M4-M5 and M10-M11 are current mirror by using the back-gate driven technique[4]. Transistor M2, M3, M5 and M6 form a translinear loop [7]. Assuming that MOSFET in translinear loop are biased in the strong inversion region, a drain current is obtained

$$I_D = \frac{K'W}{2L} (V_{GS} - V_{T0} - \gamma\sqrt{2\phi_F - V_{BS}} + \gamma\sqrt{2\phi_F})^2, \quad V_{DS} \geq V_{DS(sat)} \quad (1)$$

The parameters in Eq. (1) is identical with standard SPICE parameters for MOSFETs. To demonstrate the usefulness of the back-gate technique by applying the approximation $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ to Eq. (1), a simplified drain current approximation is obtained

$$I_D = \frac{K'W}{2L} (V_{GS} - V_{T0} + \frac{\gamma V_{BS}}{2\sqrt{2\phi_F}})^2 \quad (2)$$

which becomes

$$V_{BS} = \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma\sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0}). \quad (3)$$

In the fundamental of this back-gate technique, the back-gate and source voltage are connected in series. All transistors operate in saturation-mode. From Kirchhoff's voltage law, it follows that

$$\sum_{cw} V_{BS} = \sum_{ccw} V_{BS} \quad (4)$$

where the subscribes cw and ccw indicate the devices connected clockwise and counterclockwise in the loop, respectively.

Next, it is applied the approximate square-law model of a saturated MOSFET by substituting Eq. (3) into Eq.(4), results are

$$\begin{aligned} & \sum_{cw} \left\{ \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma\sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0}) \right\} \\ &= \sum_{ccw} \left\{ \frac{4\sqrt{\phi_F} \times \sqrt{I_D}}{\gamma\sqrt{K'W/L}} + \frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0}) \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

If equal numbers of devices are present in clockwise and counterclockwise, $\frac{2\sqrt{2\phi_F}}{\gamma} (-V_{GS} + V_{T0})$ and $\frac{4\sqrt{\phi_F}}{\gamma\sqrt{K'W/L}}$ on both

sides of Eq.(5) are equal. Thus Eq.(5) reduces to

$$\sum_{cw} \sqrt{I_D} = \sum_{ccw} \sqrt{I_D} \quad (6)$$

The output current I_{out} can be expressed as

$$I_{out} = 2I_b + \frac{I_{in}^2}{8I_b} \quad \text{for } |I_{in}| \leq 4I_b. \quad (7)$$

From Eq.(7), if the bias current $2I_b$ can be compensated, the translinear circuit operates as a current squarer. This squaring circuit will be the key circuit building block to realize the true RMS-to-DC converter.

2.2 The first-order current-mode low-pass filter

The first-order current mode low-pass filter is shown in many papers [9-10] but they are not compatible in low voltage circuit. The small signal response of the first-order current mode low-pass

filter in Figure 2 is

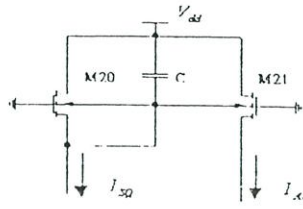


Figure 2 First-order current mode low-pass filter.

$$I_{AV} = \frac{g_{mb21} I_{SQ}}{C(s + \frac{g_{mb20}}{C})} \quad (8)$$

If the value of capacitor C is chosen $C \gg g_{mb20}$, the current I_{SQ} can be written as

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int I_{SQ} dt \quad (10)$$

where $T = \frac{C}{g_{mb21}}$ is the time constant of the filter

and g_{mb20} , g_{mb21} are the back-gate transconductance of M20, M21 respectively.

2.3 Principle of operation and design the true RMS-to-DC converter

In Figure 3 the true RMS-to-DC converter is shown. As before, it comprises the squaring circuit in the Figure 1, current mirror, low pass filter and square root circuit. The current mirror using DC level shifters [8] that allow to reduce the input and output voltage formed by MOSFET M12-M14, M29-M31 and current mirror M7, M17 compensates the bias current $2I_b$, the current I_{SQ} equals

$$I_{SQ} = \frac{I_{in}^2}{8I_b} \quad (11)$$

The current passed through the first-order current mode low-pass filter, formed by M20-M21. From Eq.(10), the drain current of M21 can be expressed as

$$I_{AV} = \frac{1}{8T} \int \frac{I_{in}^2}{I_b} dt \quad (12)$$

The square root circuit, formed by M22-M23 [11], drain voltage of M23 can be written as

$$V_{SM22} - V_{DM22} = G_1 \sqrt{\frac{1}{T} \int I_{in}^2 dt} \quad (13)$$

$$\text{where } G_1 = \frac{1}{2\sqrt{I_b}} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{22}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] \quad (14)$$

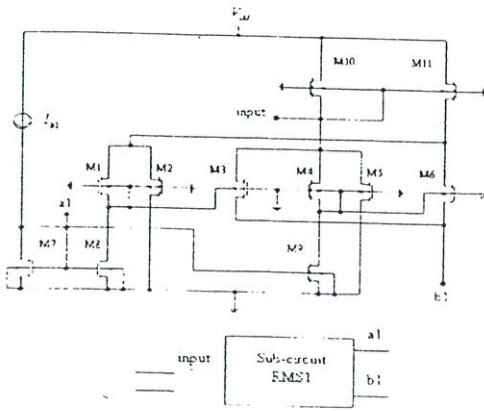


Figure 3a sub-circuit RMS1 of Schematic diagram of true RMS-to-DC converter

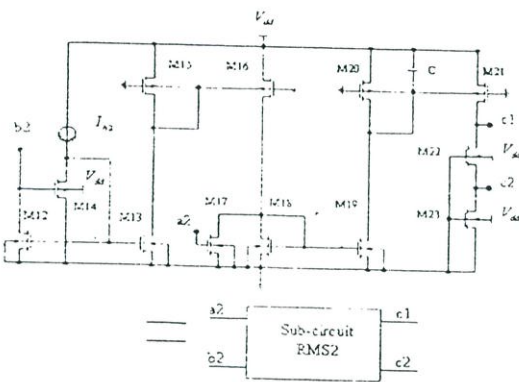


Figure 3b sub-circuit RMS2 of Schematic diagram of true RMS-to-DC converter

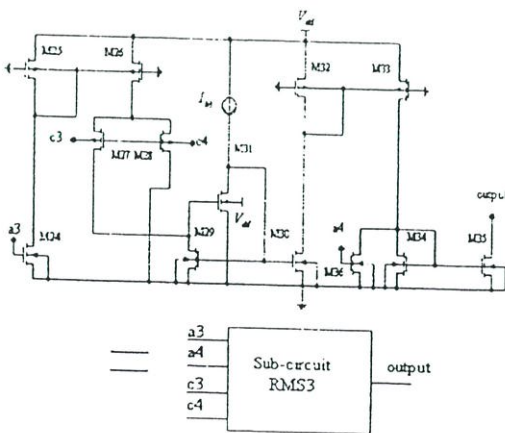


Figure 3c sub-circuit RMS3 of Schematic diagram of true RMS-to-DC converter

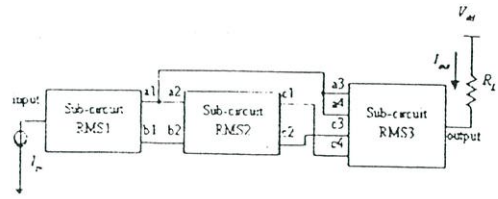


Figure 3d Schematic diagram of true RMS-to-DC converter

where $k_{22} = u_n C_{ox} (W/L)_{22}$ and $k_{23} = u_n C_{ox} (W/L)_{23}$.

When V_{DM22} and V_{SM22} are applied to M27-M28, they can change voltage to current and M36 compensates the bias current. Then the output current I_{RMS} can be written as

$$I_{RMS} = G_2 \sqrt{\frac{1}{T} \int I_{in}^2 dt} \tag{15}$$

$$G_2 = \frac{g_{m27}}{4\sqrt{I_b}} \cdot \frac{(W/L)_{35}}{(W/L)_{34}} \left[\sqrt{\frac{1}{k_{23}} + \frac{1}{k_{22}}} - \sqrt{\frac{1}{k_{23}}} \right] \tag{16}$$

If $G_2 = 1$, it is seen clearly that the current I_{RMS} is in the form of a true RMS as required.

3. Simulation results

Simulations were conducted in PSPICE on the circuit of Figure 1 and Figure 3 by using MOS BSIM models for the MOS parameter of the 0.5 microns hp-amos14tb/t19m Technology MOSIS process. Aspect ratios of NMOS and PMOS were listed in the table 1.

From squaring circuit in Figure 1, The dc current source I_b is equal to 1 μA , $R_L = 100\Omega$ and the supply voltage is 1V. The dc transfer curve of the squarer in Fig. 1 is given in Figure 4. This squarer has a nonlinearity error less than 5% when comparison between the simulation results and an ideal square.

Figure 5 shows the I_{RMS} of the sinusoidal signal from the circuit in Figure 3, when input signal with the amplitude is 2 μA of 10KHz, $I_{b1} = I_{b2} = I_{b3} = 1\mu A$ and $R_L = 100\Omega$. The circuit is also able to convert the sinusoidal signal into the sinusoidal signal into the DC signal in the RMS value.

ประวัติผู้เขียน

นายเอกสิทธิ์ คำสง เกิดเมื่อวันที่ 23 กุมภาพันธ์ 2521 จังหวัดระนอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ (เกียรตินิยมอันดับ 2) จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2543 และในปีการศึกษา 2544 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์ทำงาน เข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรฝ่ายตรวจสอบ บริษัท ไมโครชิพ เทคโนโลยี (ไทยแลนด์) จำกัด ตั้งแต่เดือนมกราคม พ.ศ.2545 จนถึงปัจจุบัน