

วงจรรคูณ/หารสัญญาณแบบที่ใช้ซีมอส
ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE CMOS ANALOG
MULTIPLIER/DIVIDER CIRCUIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-553-9

วงจรคูณ/หารสัญญาณแบบที่ใช้ซีมอส
ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONICALLY TUNABLE CMOS ANALOG
MULTIPLIER/DIVIDER CIRCUIT



วินัย ศิริผลหลาย

WINAI SIRIPHONLAI

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42563
วัน, เดือน, ปี..... 31 พ.ค. 2545

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน พ.ศ.2545 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ISBN 974-648-553-9

**ELECTRONICALLY TUNABLE CMOS ANALOG
MULTIPLIER/DIVIDER CIRCUIT**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

2002

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN 974-648-553-9



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไปว่ากรณีใดบ้างสืบ ถึงทั้งห้าฉบับให้จัดพิมพ์เนื้อหา และจัดพิมพ์ลงถึงเจ้าของเอกสารตลอดทั้งที่มีการนำไปใช้
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรคูณ/หารสัญญาณแบบที่ใช้ซีมอสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์
ELECTRONICALLY TUNABLE CMOS ANALOG MULTIPLIER/
DIVIDER CIRCUIT

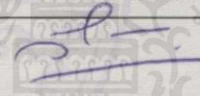

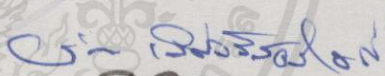
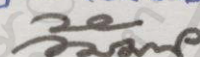
ชื่อนักศึกษา นายวินัย ศิริผลหลาย

รหัสประจำตัว 40061072

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.วัลลภ	สุระก่าพลธร	
รศ.ดร.วันชัย	วีรรุจา	
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาศเขียน	แท้เมทง์
ผศ.ดร.จริยา	เลิศสรส์อร่ามดี	
ศ.ดร.วิวัฒน์	กิรานนท์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 30 ตุลาคม 2544 เวลา 12.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)



วันที่ 7 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้โดยไม่เพื่อการศึกษาค้นคว้าอื่น โดยผู้ลงทะเบียนเรียนจะต้องนำเอกสารนี้ไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรคูณ/หารสัญญาณแบบที่ใช้มอดที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์
นักศึกษา	นาย วินัย ศิริผลหลาย
รหัสประจำตัว	40061072
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรคูณ และหารสัญญาณกระแสสองควอดเรนต์ที่สามารถปรับค่าอัตราขยายวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรนี้สร้างขึ้นจากพื้นฐานการนำมอดทธานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม้อิมิตัว และคุณสมบัติของมอดทธานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานมาประกอบร่วมกันแล้วทำให้เกิดคุณสมบัติดังกล่าว การทำงานของวงจรคูณ และหารสัญญาณนี้อยู่ในโมดของกระแส แต่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันโดยค่าแรงดันที่ได้ไม่ต้องอาศัยวงจรหรืออุปกรณ์ใดๆ ในการเปลี่ยนสัญญาณ ผลการทำงานของวงจรได้ใช้การยืนยันด้วยการเขียนแบบโดยใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Electronically Tunable CMOS Analog Multiplier/Divider Circuit
Student	Mr. Winai Siriphonlai
Student ID.	40061072
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Professor Dr. Wiwat Kiranon

ABSTRACT

This thesis presents a circuit performing as the current division or multiplication whose gain can electronically be adjusted. The circuit relies on MOS transistors that work in non-saturation region together with another active MOS resistors. The circuit operation is in current-mode however the output is voltage signal. The output voltage signal can be obtained directly from the circuit without any current to voltage converter. The results are investigated by computer simulation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เกิดขึ้นได้ก็เนื่องมาจากความเมตตากรุณาของศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ ที่คอยให้ในสิ่งต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นการอบรมสั่งสอนในด้านวิชาการ และด้านของศีลธรรมการดำเนินชีวิต รวมไปถึงความห่วงใยที่มีกับศิษย์ตลอดมา ทำให้ศิษย์รู้สึกทราบซึ่งถึงความอนุเคราะห์ และขอกราบขอบพระคุณอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณรองศาสตราจารย์ ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.จริยา เกศจรัสอร่ามดี ผู้ช่วยศาสตราจารย์ วิภา แสงพิลิตธิ์ อาจารย์ วิจิตรา เพ็ชรกิจ อาจารย์ ประจวบ ปวรางกูร พร้อมทั้ง พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ทุกคน สำหรับในส่วนของคำแนะนำการช่วยเหลือ และความร่วมมือในด้านต่างๆ

ขอขอบคุณ บิดา มารดา รวมถึงพี่น้องทุกๆ คนที่คอยสนับสนุน และเป็นกำลังใจตลอดจนความเข้าใจที่มีให้กับผู้เขียนเรื่อยมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้เอื้อเพื่ออุปกรณ์ และเครื่องมือต่างๆ สำหรับการทำวิทยานิพนธ์นี้

คุณค่าหรือประโยชน์อันพึงมีอันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกๆ ท่าน

วินัย สิริผลหลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1. ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2. ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3. ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย.....	2
1.4. ขอบเขตของการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีของทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า.....	4
2.1. กล่าวนำ.....	4
2.2. โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์.....	6
2.3. การไหลของกระแส และช่วงของการทำงาน.....	8
2.3.1. แรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage).....	8
2.3.2. การนำกระแส และช่วงขอบเขตของการทำงาน.....	10
2.4. แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก.....	15
2.5. ผลกระทบที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในมอสทรานซิสเตอร์.....	18
บทที่ 3 วงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	25
3.1. กล่าวนำ.....	25
3.2. แหล่งจ่ายกระแสคงที่ (constant current source).....	25
3.3. ตัวต้านทานแบบไวงาน (active resistor).....	31
3.4. วงจรแรงดันอ้างอิง (voltage reference/MOS voltage divider/DC level shifter).....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงบนอินเทอร์เน็ตของเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 วงจรคุณ และหารสัญญาณที่นำเสนอ.....	40
4.1. กล่าวนำ.....	40
4.2. หลักการ.....	40
4.3. การสร้างวงจรสมบูรณ์.....	43
4.4. การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร.....	47
4.4.1. การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานของวงจร.....	47
4.4.2. การวิเคราะห์หาความคลาดเคลื่อนกรณีที่มีอสมทรานซิสเตอร์แตกต่างกัน.....	50
4.4.3. ช่วงขอบเขตเงื่อนไขการทำงานของวงจร.....	54
4.5. ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร.....	61
4.5.1. ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคุณ และการหาร สัญญาณ.....	61
4.5.2. คุณสมบัตินของวงจรที่นำเสนอ.....	69
บทที่ 5 การใช้งานวงจรที่นำเสนอ.....	71
บทที่ 6 บทสรุป.....	75
เอกสารอ้างอิง.....	76
ภาคผนวก.....	79
การเลียนแบบการทำงานของวงจร.....	80
ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบ.....	82
ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	84
ประวัติผู้เขียน.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงาน วิชาหรบการ ใช้งานเพอการศกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปเรบรระ เชนตาดนการศก
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อิกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์โมเดลระดับหนึ่ง.....	45
4.2 ค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์โมเดลระดับสองด้วย SCN2 ของ โมซิส(MOSIS).....	45
4.3 ค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์โมเดลระดับสามด้วยเทคโนโลยี แบบซีมอส 1.2 ไมครอนของโมซิส MOSIS).....	46
4.4 ค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสูงสุดของการคูณ และการหารสัญญาณ.....	69



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การแบ่งประเภทของทรานซิสเตอร์.....	4
2.2 สัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ.....	5
2.3 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์.....	6
2.4 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบต่างๆ.....	7
2.5 โครงสร้างที่ใช้ในการพิจารณากระแส.....	11
2.6 กราฟความสัมพันธ์กระแส-แรงดันในย่านการทำงานไม่อิ่มตัว.....	12
2.7 กราฟความสัมพันธ์กระแส-แรงดันของมอสทรานซิสเตอร์.....	13
2.8 กราฟการถ่ายโอนคุณสมบัติของ $\sqrt{I_{DS}} - V_{GS}$	14
2.9 วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์.....	16
2.10 ความสัมพันธ์ของกระแส-แรงดันในกรณีของช่องทางเดินกระแสสั้น.....	18
2.11 ความสัมพันธ์กระแสเชิงลึก กับแรงดันระหว่างเกต และซอร์ส.....	19
2.12 รูปแบบของการแพร่ของประจุที่ผิวชั้นที่เสนอโดย Yau.....	20
2.13 ค่าความเร็วของพาหะที่สัมพันธ์กับค่าสนามไฟฟ้า.....	22
2.14 ความสัมพันธ์กระแส-แรงดันโดยรูปบนแสดงค่ากรณีที่ไมเกิดความเร็วของพาหะมีค่าจำกัด หรืออิ่มตัว ส่วนรูปล่างแสดงค่ากรณีที่เกิดความเร็วของพาหะมีค่าจำกัดหรืออิ่มตัว.....	23
3.1 แหล่งจ่ายกระแสแบบพื้นฐาน.....	25
3.2 แหล่งจ่ายกระแสที่มีเอาต์พุตออกหลายทาง.....	27
3.3 แบบจำลองของวงจรตามรูปที่ 3.1 เพื่อใช้หาความต้านทานอินพุต.....	27
3.4 แบบจำลองของวงจรตามรูปที่ 3.1 เพื่อใช้หาความต้านทานเอาต์พุต.....	28
3.5 แหล่งจ่ายกระแสที่ปรับปรุงขึ้น (ก) วงจรสะท้อนกระแสแบบคาค โคค (ข) วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	29
3.6(ก) การต่อมอสทรานซิสเตอร์เป็นตัวต้านทานแบบพื้นฐาน.....	32
3.6(ข) คุณลักษณะกระแส-แรงดันของตัวต้านทานแบบพื้นฐาน.....	32
3.6(ค) การต่อเป็นตัวต้านทานพื้นฐานโดยเพิ่มแรงดันควบคุม.....	32
3.6(ง) คุณลักษณะกระแส-แรงดันของตัวต้านทานพื้นฐานที่เพิ่มแรงดันควบคุม.....	32
3.7 ตัวต้านทานชนิดลอยตัว.....	33
3.8 วงจรที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์เป็นตัวต้านทานที่มีการขยายช่วงของการทำงานเพิ่มขึ้น.....	34

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่.....	หน้า
3.9 วงจรแรงดันอ้างอิงลักษณะต่างๆ.....	36
3.9 (ก) และ (ข) วงจรกำเนิดแรงดันโดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน.....	36
3.9 (ค) วงจรกำเนิดแรงดันโดยการป้อนแหล่งจ่ายกระแส.....	36
3.10 วงจรเลื่อนระดับแบบซอร์สฟอลโลเวอร์.....	37
3.10 (ก) วงจรเลื่อนระดับโดยการไปอัสด้วยตนเอง.....	37
3.10 (ข) วงจรเลื่อนระดับโดยการไปอัสจากภายนอก.....	37
4.1 วงจรพื้นฐานที่ใช้คูณ และหารสัญญาณกระแส.....	40
4.2 วงจรสมบรูณ์ที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแส.....	43
4.3 วงจรที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแสโดยต่อความต้านทานในลักษณะอื่นๆ.....	46
4.3 (ก) วงจรที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแสโดยการสลับตำแหน่งของอุปกรณ์.....	46
4.3 (ข) วงจรที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแสโดยต่อความต้านทานในรูปแบบอื่น.....	46
4.4 วงจรที่ใช้พิจารณาหาค่าความต้านทานอินพุตทางด้าน I_N	48
4.4 (ก) มอสมทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าด้านทานอินพุตทางด้าน I_N	48
4.4 (ข) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์.....	48
4.4 (ค) และ (ง) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์เมื่อป้อนแหล่งจ่าย v_s เพื่อใช้หาค่า r_{IN}	48
4.5 วงจรที่ใช้พิจารณาหาค่าความต้านทานอินพุตทางด้าน I_D	49
4.5 (ก) มอสมทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าด้านทานอินพุตทางด้าน I_D	49
4.5 (ข) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์.....	49
4.5 (ค) และ (ง) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์เมื่อป้อนแหล่งจ่าย v_s เพื่อใช้หาค่า r_{ID}	49
4.6 วงจรที่ใช้พิจารณาหาค่าความต้านทานอินพุตทางด้าน I_R	50
4.7 ผลการเขียนแบบค่าแรงดัน V_{DSmax} พร้อมๆ กัน.....	57
4.8 ผลการเขียนแบบค่าแรงดัน V_{DSmax} ของมอสมทรานซิสเตอร์แต่ละตัว.....	57
4.9 ผลการเขียนแบบค่าแรงดัน V_{Omax} และค่าแรงดันตกคร่อมมอสมทรานซิสเตอร์ M4 เมื่อป้อนกระแส $I_{Rmax} = 20.5\mu A$	59

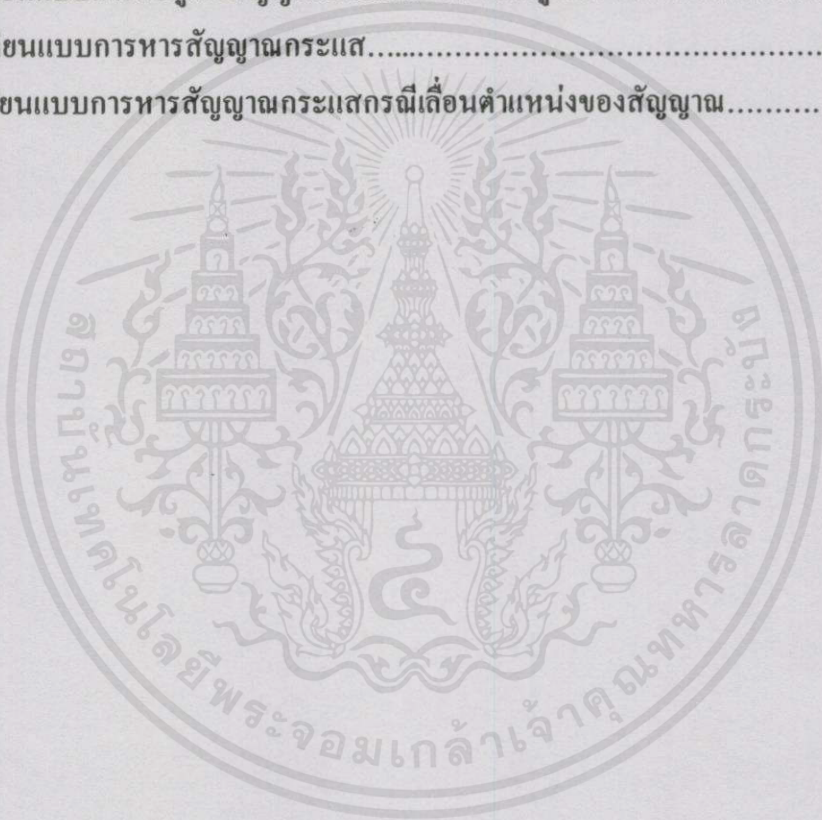
สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 ผลการเลียนแบบการทำงานของอาหารสัญญาณ โดยเปรียบเทียบกับการคำนวณ.....	60
4.11 ผลการเลียนแบบการทำงานของอาหารสัญญาณ โดยขยายภาพจากรูปที่ 4.10.....	60
4.12 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 3.9 โวลต์	62
4.13 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์.....	62
4.14 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.1 โวลต์.....	63
4.15 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์	63
4.16 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.3 โวลต์.....	64
4.17 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.4 โวลต์.....	64
4.18 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4 โวลต์.....	66
4.19 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์.....	66
4.20 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์.....	67
4.21 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.4 โวลต์.....	67
4.22 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.3 โวลต์.....	68
4.23 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของอาหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.4 โวลต์.....	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่.....	หน้า
4.24 ผลตอบสนองของวงจรที่นำเสนอ.....	70
4.25 ค่าเปอร์เซ็นต์ที่เอชดี.....	70
5.1 วงจรที่นำมาใช้งาน.....	71
5.2 ผลการเขียนแบบการมอดูเลตสัญญาณกระแส.....	73
5.3 ผลการเขียนแบบการมอดูเลตสัญญาณกระแสเมื่อความถี่สูงขึ้น	73
5.4 ผลการเขียนแบบการหารสัญญาณกระแส.....	74
5.5 ผลการเขียนแบบการหารสัญญาณกระแสกรณีเลื่อนตำแหน่งของสัญญาณ.....	74



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรคูณ และหารสัญญาณเป็นวงจรที่มีประโยชน์อย่างมากวงจรหนึ่งซึ่งจะใช้สำหรับการประมวลผลสัญญาณทางไฟฟ้าด้านการสื่อสาร เครื่องมือวัด และอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น ดังจะเห็นได้จากการใช้งานทั่วไป เช่น ในกรณีของวงจรคูณสัญญาณจะถูกนำไปใช้งานในการขยายสเปกตรัมของข่าวสาร หรือที่เรียกว่ามอดูเลต และดีมอดูเลตของสัญญาณ หรือใช้เป็นวงจรถักกำลังสอง วงจรทวีความถี่ หรืออาจจะใช้เป็นส่วนประกอบของเฟสดีเทคเตอร์ในคอสเทท และอื่นๆ [1-5] วงจรคูณสัญญาณสามารถใช้สร้างฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์อื่นๆ โดยการนำไปต่อร่วมกับอุปกรณ์อื่น เช่น ออปโตแอมป์ เป็นต้น ดังจะพบได้จาก [6] ส่วนกรณีของวงจรถักสัญญาณสามารถนำไปใช้เพื่อช่วยประมวลผลสัญญาณในลักษณะอื่น เช่น ใช้ในการหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ (power factor) [7] ใช้เพื่อเปลี่ยนค่าความถี่เป็นสัปดาห์ไฟฟ้า [8] ฯลฯ จากตัวอย่างการนำไปใช้งานเหล่านี้แสดงให้เห็นว่าวงจรคูณ และวงจรถักสัญญาณเป็นวงจรที่มีความน่าสนใจในการศึกษา และค้นคว้าเป็นอย่างยิ่ง

โดยการค้นคว้ารายงานทั่วไปแล้ว การสร้างวงจรคูณหรือวงจรถักสัญญาณที่ใช้มอดูเลตทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักได้ถูกนำเสนออย่างต่อเนื่อง [1-3,9-12] ซึ่งในการนำเสนอเหล่านั้นได้อาศัยเทคนิค และวิธีการที่แตกต่างกันไปในการนำเสนอส่วนใหญ่แล้วรูปแบบของวงจรมันจะให้ฟังก์ชันการทำงานเพียงอย่างเดียว กล่าวคือ จะถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้ในการคูณสัญญาณ [2,9-11] หรือไม่ก็สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการหารสัญญาณ [12,13] อย่างไรก็ตามหนึ่ง และถึงแม้จะทราบดีว่าวงจรถักสัญญาณสามารถสร้างขึ้นได้จากวงจรคูณสัญญาณ แต่การทำเช่นนี้ก็มักเป็นวิธีการที่ไม่สะดวกมากนัก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำเสนอวงจรที่สามารถให้ฟังก์ชันในการคูณ และหารสัญญาณได้ภายในวงจรเดียวกัน ซึ่งวงจรเหล่านี้มีทั้งที่ทำงานในโหมดของกระแส และทำงานโหมดแรงดัน [1,3,14-16] สำหรับการนำเสนอวงจรที่ให้ฟังก์ชันทั้งการคูณ และหารสัญญาณได้ภายในวงจรเดียวกันจะมีวิธีการสร้างได้หลายรูปแบบซึ่งแต่ละรูปแบบจะมีข้อดี และข้อเสียที่แตกต่างกันไป ยกเช่น รูปแบบที่สร้างโดยอาศัยมอดูเลตทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม้อิมิตัวร่วมกับอุปกรณ์ออปโตแอมป์ [3] แต่วงจรนี้จะมีข้อด้อยในเรื่องของช่วงความถี่ในการใช้งานที่ถูกจำกัดด้วยช่วงความถี่การใช้น้ำหนักของออปโตแอมป์ นอกจากนี้วงจรต้องอาศัยแหล่งจ่ายไฟที่มีค่าสูงในการทำงาน รูปแบบของวงจรคูณ/หารชนิดอื่นที่สร้างขึ้นโดยอาศัยหลักการควอดแดรททิคทรานสลินีเยร์ [1] ซึ่งอาศัยมอดูเลตทรานซิสเตอร์ที่ต่อกันในลักษณะเป็นวงรอบปิด (close loop) จะมีข้อด้อยในเรื่องของเงื่อนไขของการสร้างวงจรที่

ต้องอยู่ในสภาวะแวดล้อมเดียวกัน และมีลักษณะของตัวอุปกรณ์ที่เหมือนกัน โดยทุกตัวต้องทำงานในย่านอิมิต์วทั้งสี่ทำให้วงจรที่สร้างได้ถูกจำกัดในรูปของวงจรรวมเท่านั้น

จากการศึกษาพบว่า การนำเสนองจรที่ทำงานในโมดกระแสจะได้รับความนิยมมากขึ้น เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ [17,18] แต่อย่างไรก็ตาม การนำวงจรคุณ และหารสัญญาณในโมดกระแสไปใช้งานร่วมกับวงจรในโมดแรงดัน จะไม่สามารถต่อกันได้โดยตรง จำเป็นต้องอาศัยวงจรหรืออุปกรณ์ในการแปลงสัญญาณจากแรงดันเป็นกระแส หรือกระแสเป็นแรงดัน (voltage to current or current to voltage converter) อย่างใดอย่างหนึ่ง ยกตัวอย่างเช่น กรณีที่ต้องการให้วงจรทำงานโดยมีอินพุตเป็นกระแส แต่ต้องการให้เอาต์พุตที่ได้เป็นแรงดัน จำเป็นต้องอาศัยในส่วนของตัวแปลงสัญญาณจากกระแสเป็นแรงดัน ซึ่งการใช้ส่วนของตัวแปลงสัญญาณนี้ นอกจากทำให้ค่าผลลัพธ์ที่แปลงได้เกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นแล้วยังทำให้วงจรที่สร้างได้มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น เมื่อพิจารณาถึงเรื่องในลักษณะเช่นนี้จึงเป็นเหตุจูงใจให้เกิดความต้องการที่จะศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับวงจรคุณ และหารสัญญาณในรูปแบบที่มุ่งเน้นจะลดตัวแปลงสัญญาณในส่วนกระแสเป็นแรงดันขึ้น โดยการคิดที่จะนำมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม้อิมิต์วมาทำงานร่วมกับมอสที่ทำงานเป็นตัวต้านทานเพื่อทำให้เกิดเป็นวงจรคุณ และหารสัญญาณที่ใช้อินพุตเป็นกระแส และให้เอาต์พุตเป็นแรงดันออกมาโดยตรง โดยไม่ต้องอาศัยวงจรหรืออุปกรณ์ในการแปลงสัญญาณใดๆขึ้น

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การสร้างวงจรคุณ และหารสัญญาณที่ได้มีการนำเสนออยู่ในปัจจุบันนี้มีอยู่ทั้งชนิดที่ทำงานในโมดกระแส และที่ทำงานในโมดแรงดัน แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ประสงค์ที่จะเสนองจรในอีกรูปแบบหนึ่งที่ทำให้ฟังก์ชันทั้งการคุณ และหารสัญญาณภายในวงจรเดียวกันที่ทำงานในโมดผสม คือสามารถจะใช้งานวงจรให้มีอินพุตเป็นกระแสแต่ทว่าให้มีเอาต์พุตออกมาเป็นแรงดัน โดยไม่ต้องเพิ่มวงจรหรืออุปกรณ์ใดๆ ในการเปลี่ยนสัญญาณทั้งสิ้น

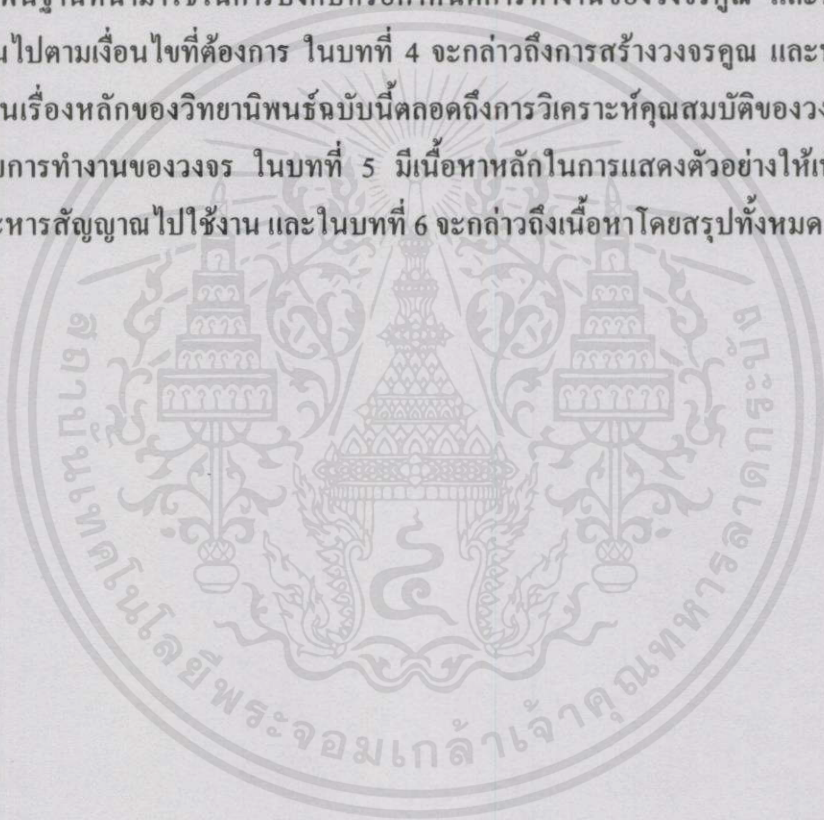
1.3 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในส่วนของวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรคุณ และหารสัญญาณที่สร้างขึ้นโดยอาศัยคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม้อิมิต์ว และคุณสมบัติที่มอสทรานซิสเตอร์สามารถทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานมาประกอบขึ้นเพื่อให้เกิดเป็นวงจรที่สามารถประมวลผลสัญญาณในรูปแบบการคุณ และหารสัญญาณเกิดขึ้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการเสนอผลการศึกษาคล่องเกี่ยวกับวงจรรูณ และหารัศมีญาณกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ในการประกอบวงจร วิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทคือ บทที่ 1 จะเป็นบทนำ ซึ่งจะกล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิด และขอบเขตการวิจัย ในบทที่ 2 ประกอบด้วยทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับโครงสร้างและสัญลักษณ์ของตัวมอสเฟต (MOSFET) การนำกระแส และย่านการทำงานของตัวอุปกรณ์ตลอดจนผลกระทบที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในมอสทรานซิสเตอร์ ในบทที่ 3 จะเป็นการกล่าวถึงวงจรพื้นฐานที่นำมาใช้ในการบังคับหรือกำหนดการทำงานของวงจรรูณ และหารัศมีญาณกระแสให้เป็นไปตามเงื่อนไขที่ต้องการ ในบทที่ 4 จะกล่าวถึงการสร้างวงจรรูณ และหารัศมีญาณกระแสซึ่งเป็นเรื่องหลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ตลอดถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร และผลการเทียบแบบการทำงานของวงจร ในบทที่ 5 มีเนื้อหาหลักในการแสดงตัวอย่างให้เห็นถึงการนำวงจรรูณ และหารัศมีญาณไปใช้งาน และในบทที่ 6 จะกล่าวถึงเนื้อหาโดยสรุปทั้งหมด



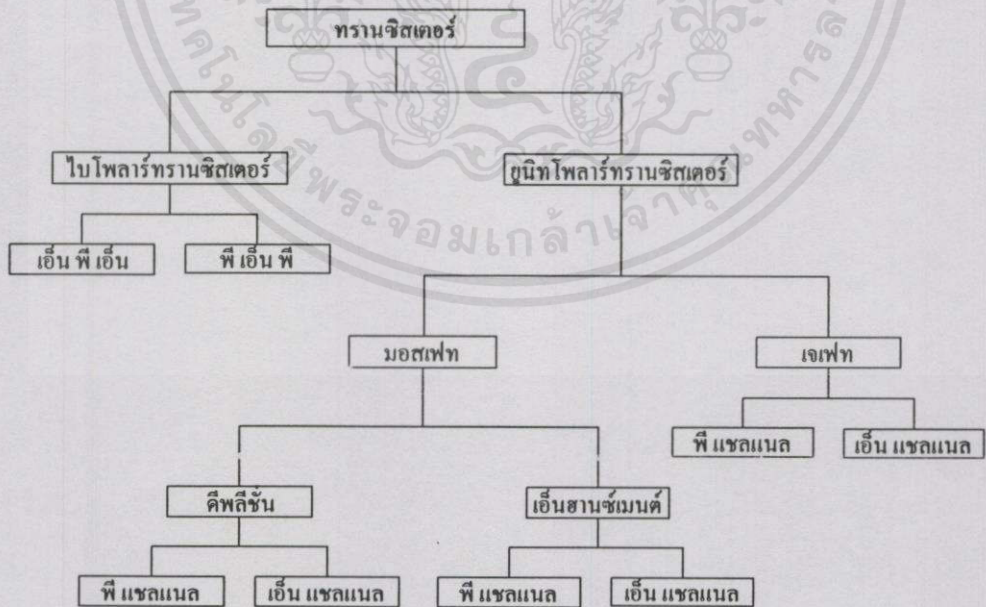
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีของทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า

2.1 กล่าวนำ

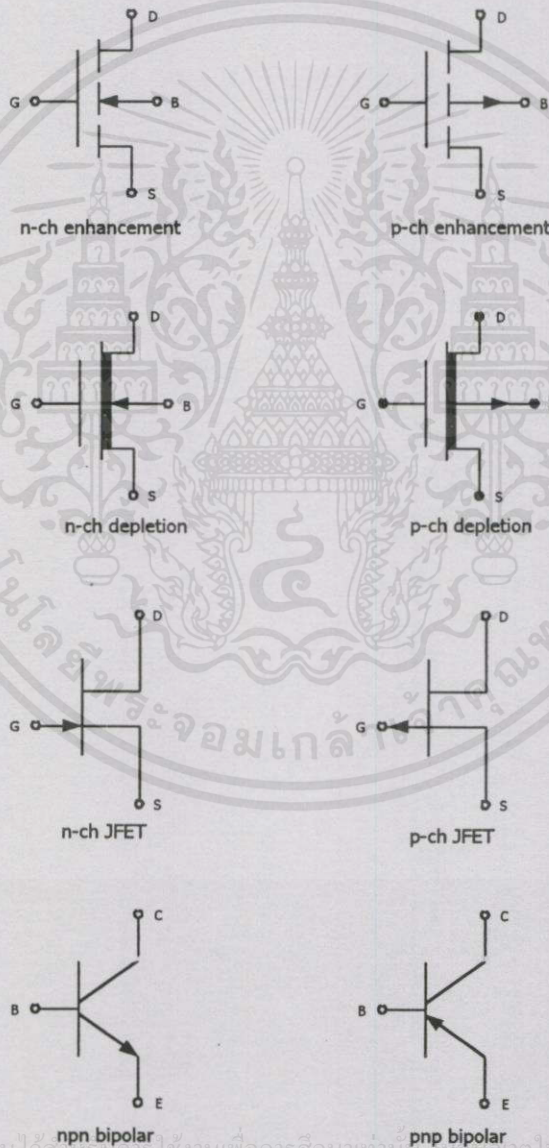
หลังจากที่มีการค้นพบทรานซิสเตอร์ก็ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานสามารถแบ่งได้เป็นประเภทใหญ่ๆ ได้ 2 ประเภท ซึ่งประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ประเภทใช้พาหะ (carrier) นำกระแสสองชนิดหรือที่เรียกว่า ไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ (bipolar junction transistor: BJT) และอีกประเภทคือทรานซิสเตอร์ประเภทใช้พาหะนำกระแสชนิดเดียว หรือยูนิโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (unipolar transistor: UPT) โดยทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดนี้มีข้อแตกต่างที่เห็นได้ชัดคือการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ประเภทไบโพลาร์จะอาศัยการแพร่ของพาหะทั้งโฮล และอิเล็กตรอน ส่วนยูนิโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะอาศัยพาหะชนิดเดียวซึ่งอาจจะเป็นโฮลหรืออิเล็กตรอนก็ได้ และเนื่องจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดยูนิโพลาร์จะต้องอาศัยสนามไฟฟ้าเป็นหลัก ดังนั้นจึงเรียกทรานซิสเตอร์ประเภทนี้ว่า ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า (field effect transistor: FET)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.1 การแบ่งประเภทของทรานซิสเตอร์

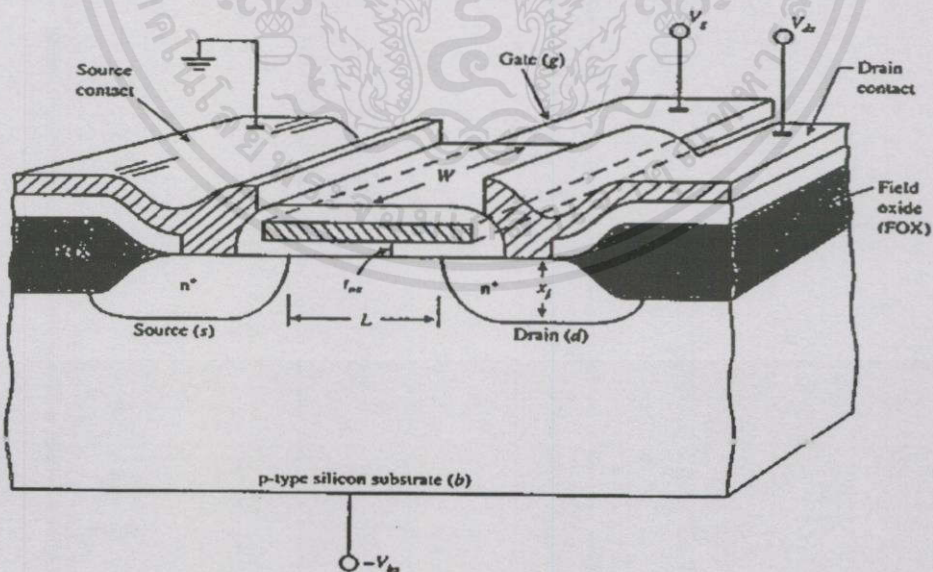
สำหรับในส่วนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถแยกได้เป็นสองชนิดได้แก่ชนิด เอ็นพีเอ็น (npn) และพีเอ็นพี (pnp) ส่วนทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าจะสามารถแยกประเภทได้อย่างคร่าวๆ เป็นประเภทของ เจเฟต (junction field effect transistor: JFET) และมอสเฟต (metal-oxide semiconductor field effect transistor: MOSFET) โดยที่มอสเฟตมีโหมดการทำงานหลักอยู่ 2 โหมด คือมอสเฟตชนิดโหมดเอ็นฮานซ์เมนต์ (enhancement mode) และชนิดโหมดดีพลีชัน (depletion mode) โดยในแต่ละประเภทของเฟตจะถูกแยกเป็นชนิดเอ็นแชนเนล (n-ch) และพีแชนเนล (p-ch) ซึ่งสามารถแสดงการแบ่งประเภท และสัญลักษณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ ได้ดังรูปที่ 2.1 และ รูปที่ 2.2 ตามลำดับ



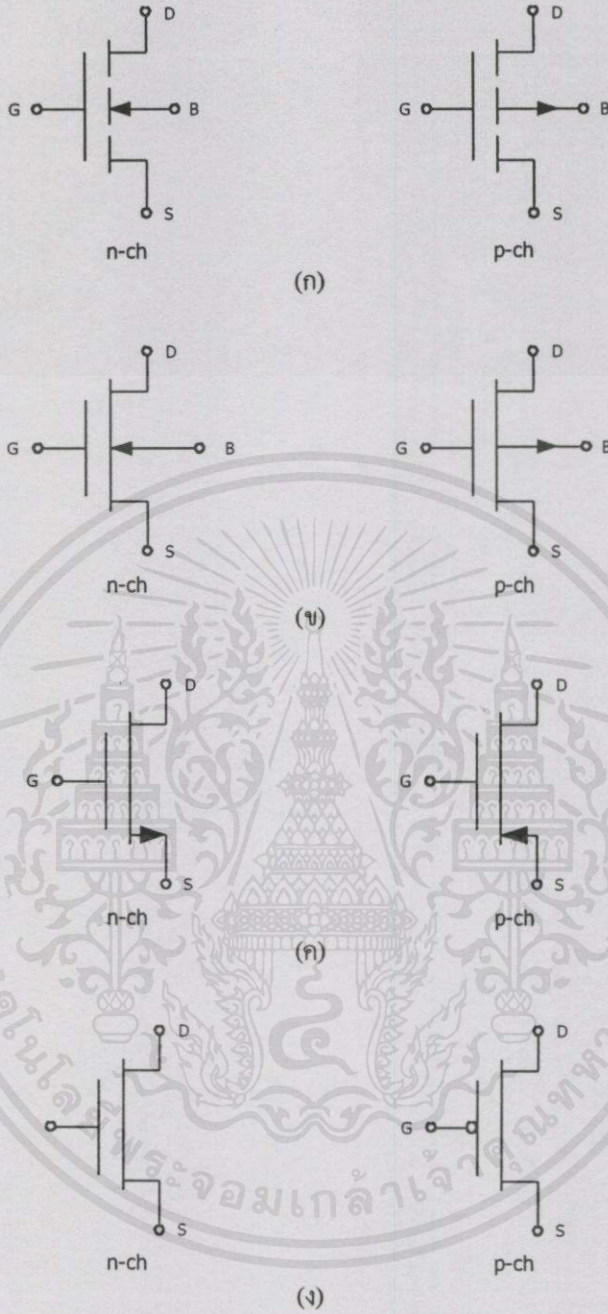
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น มิใช่ผูกขาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิดต่างๆ

2.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นเรื่องเกี่ยวกับการนำมอสเฟตไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นเพื่ออ้างอิงในการอธิบายการทำงานของวงจรในบทนี้จะมุ่งเน้นไปที่ทฤษฎีของมอสเฟตเป็นหลัก มอสเฟตนั้นบางครั้งรู้จักกันในรูปของอุปกรณ์ 4 ขั้ว (four terminal device) ที่บางครั้งเรียกง่าย ๆ ว่ามอสทรานซิสเตอร์ โดยโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์มีแสดงดังรูปที่ 2.3 ซึ่งประกอบด้วยฐานรอง (substrate) หรือบางครั้งอาจจะเรียกว่าบอดี้ (body) หรือบัลค (bulk) ที่เป็นซิลิคอน (silicon) และมีชั้นฉนวนซึ่งมีความหนาประมาณ 50-1000 อังสตรอม (T_{ox}) วางทับซิลิคอนไว้ โดยฉนวนนี้มักจะสร้างด้วยวัสดุซิลิคอนไดออกไซด์ (silicon-dioxide: SiO_2) และจะมีแผ่นเพลทวางอยู่บนออกไซด์ที่เรียกว่าเกต (gate: G) ซึ่งจะทำหน้าที่เหนี่ยวนำทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส (channel) เมื่อป้อนแรงดันที่เหมาะสมเข้าที่บริเวณนี้ โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ยังมีบริเวณที่มีการแพร่สารเจือที่เป็นสารชนิดตรงข้ามกับชนิดของฐานรอง ซึ่งบริเวณนี้จะมีความหนาแน่นของสารเจือสูง (heavily dope concentration) โดยจะกำหนดให้ใช้เป็นตัวระบาย (drain: D) และขาซอร์ส (source: S) เพื่อนำกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะไหลผ่านช่องทางเดินกระแสจากระบายมายังซอร์ส โดยมีระยะห่างระหว่างระบายกับซอร์ส (length: L) นั่นถือเป็นความยาวของช่องทาง ส่วนความกว้าง (width: W) ของช่องทางนั้นจะถือว่าเท่ากับความกว้างของระบายหรือซอร์ส ดังแสดงในรูปที่ 2.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบต่างๆ

บางครั้งมอสทรานซิสเตอร์อาจจะถูกเรียกอีกชื่ออีกอย่างหนึ่งเป็นอีกเฟด IGFET (insulated-gate field effect transistor) สำหรับสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่นิยมใช้งานมีอยู่หลายแบบ แสดงในรูปที่ 2.4 แต่ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะขอใช้สัญลักษณ์ที่ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.4(ข) หรือ 2.4(ค) โดยขึ้นอยู่กับการใช้งาน และต่อจากนี้ไปการอธิบายต่างๆ เมื่อกล่าวถึงมอสทรานซิสเตอร์จะ

หมายถึงมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนเนลแบบโมคเอ็นฮานซ์เมนต์เป็นหลัก ยกเว้นแต่ที่ทำการระบุงไปเป็นชนิดอื่น

2.3 การไหลของกระแส และช่วงของการทำงาน

ในการนำมอสทรานซิสเตอร์ไปใช้งานต้องเป็นวงจรชนิดต่างๆ เพื่อให้ได้ฟังก์ชัน (function) การทำงานที่ต้องการจำเป็นต้องเข้าใจถึงลักษณะการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อมีการกำหนดค่าแรงดันที่ขาต่างๆ ให้มีค่าเหมาะสมซึ่งสิ่งนี้จะรวมถึงการกำหนดขานการทำงานต่างๆ ของอุปกรณ์ด้วย ดังนั้นในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงการเกิดของช่องทางเดินกระแส การนำกระแสตลอดจนการกำหนดช่วงขอบเขตของการทำงานโดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.3.1 แรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage)

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในโมคเอ็นฮานซ์เมนต์นั้นเมื่อไม่มีแรงดันป้อนที่เกิดช่องทางเดินกระแส หรือแชนเนล (channel) ระหว่างเกรน และซอร์สจะหายไปวิธีการที่จะพิจารณาการเกิดช่องทางเดินกระแสได้นั้นสามารถทำได้โดยการพิจารณามอสทรานซิสเตอร์จากอุปกรณ์ 4 ขั้วเป็นอุปกรณ์ 2 ขั้วที่ประกอบด้วยขาเกตกับขาซบสเตรท เมื่อมีการป้อนแรงดันที่เหมาะสมระหว่างเกต และซบสเตรท V_{GB} ก็จะเกิดการเหนี่ยวนำโฮลหรืออิเล็กตรอนในฐานรอง (ถ้าเป็นเอ็นแชนเนลคืออิเล็กตรอน) สำหรับการป้อนแรงดัน V_{GB} ในสภาวะต่างๆ นั้นจะส่งผลต่อบริเวณของการเกิดช่องทางเดินกระแส ซึ่งค่าแรงดัน V_{GB} ในสภาวะต่างๆ ที่ป้อนจะใช้เทียบกับค่าแรงดันแถบราบ (flat band voltage) [19] กรณีที่ทำการป้อนแรงดัน V_{GB} มีค่าเท่ากับค่าแรงดันแถบราบ ผลก็คือบริเวณที่จะเกิดช่องทางเดินกระแสมีสภาพเป็นกลางทางไฟฟ้า ส่วนกรณีที่ป้อนแรงดัน V_{GB} มีค่าน้อยกว่าค่าแรงดันแถบราบจะส่งผลให้เกิดประจุไฟฟ้าที่เป็นชนิดเดียวกับฐานรองไปรวมตัวกันในบริเวณที่จะเกิดช่องทางเดินกระแสทำให้เกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่าช่วงการสะสม (accumulation region) และอีกกรณีคือป้อนแรงดัน V_{GB} ให้มีค่ามากกว่าค่าแรงดันแถบราบอยู่ค่าๆ หนึ่งก็จะส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์ของการปลดพาหะ (depletion region) และถ้าเพิ่มค่าแรงดันนี้ขึ้นอีกระดับหนึ่งสิ่งที่ตามมาจะพบปรากฏการณ์ของการรวมตัวของประจุที่เป็นชนิดตรงกันข้ามกับประจุที่อยู่ในฐานรองอันเป็นผลให้เกิดช่องทางเดินกระแสหรือที่เรียกว่าการเกิดชั้นกลับ (inversion region) ซึ่งค่าแรงดันที่ป้อนให้ระหว่างขาเกต และซบสเตรทแล้วทำให้เกิดปรากฏการณ์ของชั้นกลับหรือช่องทางเดินแชนเนลนั้นจะเรียกว่า แรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) ค่าแรงดันขีดเริ่มนี้สามารถพิจารณาได้จากโครงสร้างภายในของมอสทรานซิสเตอร์ [19,20]

จากการป้อนค่าแรงดันระหว่างขาเกต และซบสเตรทจะพบว่าเมื่อประจุที่เกต Q_G เกิดขึ้นเท่ากับประจุที่พื้นผิว (surface charge: Q_S) ซึ่งเป็นประจุบริเวณที่อยู่ด้านล่างคิกกับออกไซด์โดยมีค่าเป็น

$$Q_S = -Q_G = -(V_{GB} - V_{FB} - 2\phi_F)C_{OX} \quad (2.1)$$

โดยที่ V_{FB} คือค่าแรงดันแถบราบ (flat band voltage)

ϕ_F คือค่าแรงดันเฟอร์มี (fermi potential)

C_{OX} คือความจุของออกไซด์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ (oxide capacitance per unit area)

ส่วนค่าของประจุที่พื้นผิว Q_S จะมีค่าเท่ากับผลรวมของประจุในดีพลีชัน Q_B กับประจุในชั้นกลับ Q_I ดังนั้นเมื่อนำความสัมพันธ์นี้แทนลงในสมการ (2.1) จะได้ว่า

$$V_{GB} = V_{FB} + 2\phi_F - \left(\frac{Q_B + Q_I}{C_{OX}} \right) \quad (2.2)$$

กรณีของการเริ่มต้นในการเกิดชั้นกลับ (onset of inversion) จะประมาณว่า $Q_S \approx Q_B$ และค่าแรงดัน V_{GB} ค่านี้คือแรงดันขีดเริ่ม V_T ดังนั้นจึงเขียนสมการ (2.2) ใหม่ได้เป็น

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F - \frac{Q_B}{C_{OX}} \quad (2.3)$$

โดยทั่วไปแล้วค่าแรงดันขีดเริ่มจะรวมผลของบอดีเอฟเฟค (body effect) ไว้ด้วย คือ

$$\begin{aligned} V_T &= V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \left\{ \sqrt{2\phi_F - V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F} \right\} \\ &= V_{TO} + \gamma \left\{ \sqrt{2\phi_F - V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F} \right\} \end{aligned} \quad (2.4)$$

γ คือค่าสัมประสิทธิ์ของบอดีเอฟเฟค (body effect coefficient) โดยมีค่าเท่ากับ $\frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_B}}{C_{OX}}$

โดยที่ q คือค่าของประจุอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} คูโลมปี

ϵ_s คือค่าสภาพยอมของวัสดุ (material permittivity) มีค่าเป็น $k_s \epsilon_o$ ซึ่ง k_s เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (dielectric constant) และ ϵ_o เป็นค่าสภาพยอมในอวกาศว่าง (permittivity of free space) มีค่าเท่ากับ 8.85×10^{-18} F/ μ m

N_B คือระดับของการโด๊ปสาร หรือความเข้มข้นของสารเจือ (impurity concentration)

V_{SB} คือค่าแรงดันระหว่างขาซอร์ส และขั้วสเตรท

V_{TO} คือค่าแรงดันขีดเริ่ม (กรณีนี้ $V_{SB} = 0$)

ไม่ทราบใครทำหนังสือเล่มนี้ให้คิดแบบนี้นะ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการกำหนดค่าแรงดันขีดเริ่ม V_T สามารถทำได้ด้วยการปรับค่าตัวประกอบ (factor) ชนิดต่างๆ ซึ่งในปัจจุบันการปรับค่าแรงดันขีดเริ่มนิยมใช้วิธีการที่เรียกว่า อิมพลานเทชัน (implantation) [19,21] โดยวิธีการนี้สามารถกำหนดค่าแรงดันขีดเริ่มได้ค่อนข้างแม่นยำ

2.3.2 การนำกระแส และช่วงขอบเขตของการทำงาน

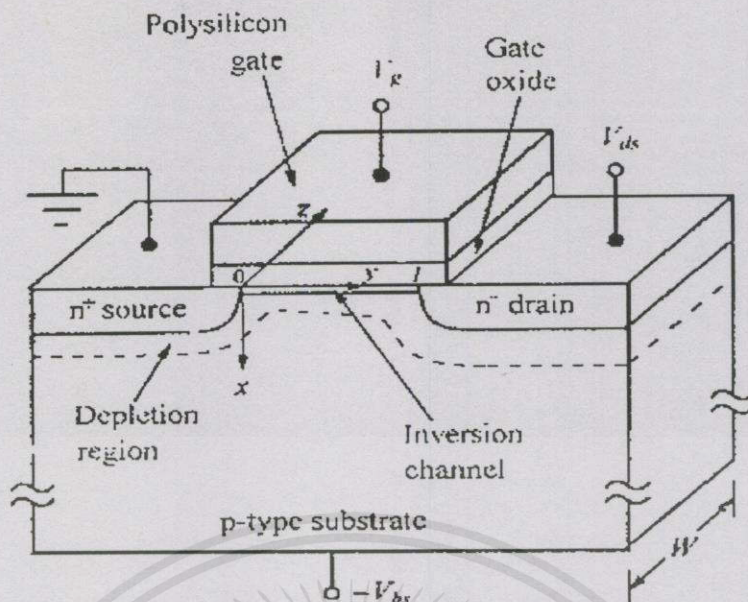
จากหัวข้อที่ผ่านมาจะพบว่าเมื่อป้อนแรงดันที่มีค่าเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่มเข้าระหว่างขาเกต และขั้วสเตรทจะทำให้เกิดชั้นกลับหรือช่องทางเดินกระแส แต่อย่างไรก็ตาม การเกิดชั้นกลับไม่สามารถทำให้กระแสไหลภายในตัวมอสทรานซิสเตอร์ได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการป้อนแรงดันควบคุมเพื่อทำให้เกิดการไหลของกระแสจากเดรนไปยังซอร์ส I_{DS} โดยค่าแรงดันดังกล่าวคือค่าแรงดันระหว่างขาเดรน และขาซอร์ส V_{DS} ค่าแรงดันนี้นอกจากจะทำให้เกิดการไหลของกระแสแล้วยังสามารถใช้ในการกำหนดย่านการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ได้อีกด้วย ซึ่งจะสรุปไว้ภายหลัง ในการป้อนค่าแรงดันที่ขาต่างๆ สามารถแสดงได้จากรูปที่ 2.5 จากการศึกษาพบว่าค่ากระแสที่ไหลภายในช่องทางเดินกระแสจะประกอบไปด้วยกระแส 2 ชนิด [19,22] ได้แก่ กระแสลอยเลื่อน (drift current: I_{drift}) และกระแสการแพร่ซึม (diffusion current: I_{diff}) ซึ่งเมื่อคิดค่ากระแสรวม ณ ตำแหน่งใดๆ ในแนวแกนอนจะได้

$$I(y) = I_{drift}(y) + I_{diff}(y) \quad (2.5)$$

ถ้าพิจารณาจากเงื่อนไขกรณีของการเกิดชั้นกลับอย่างแรง (strong inversion) หลังจากป้อนแรงดัน V_{DS} แล้วจะพบว่าค่ากระแสรวม $I(y)$ ที่ปรากฏในสมการ (2.5) ส่วนใหญ่เกิดจากผลของสนามไฟฟ้าในแนวแกนอนโดยในที่นี้จะสมมติว่าค่าสนามไฟฟ้าในแนวแกนตั้งไม่มีผลต่อการไหลของกระแส ผลของสนามไฟฟ้างกล่าวจะทำให้เกิดกระแสที่เรียกว่ากระแสลอยเลื่อน ส่วนกระแสที่เกิดจากการแพร่ซึมนั้นมีผลน้อยมากๆ ซึ่งถ้าพิจารณาค่ากระแสนี้แล้วจะเปรียบเสมือนเป็นกระแสรั่ว (leakage current) ที่ไหลในตัวอุปกรณ์ ดังนั้นจึงประมาณได้ว่า

$$I(y) = I_{drift}(y) \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 โครงสร้างที่ใช้ในการพิจารณากระแส

ในการหาค่าของกระแสที่เกิดจากการลอยเลื่อนจะอาศัยการพิจารณาพื้นที่บริเวณเล็กๆ ณ ตำแหน่งใดๆ ในช่องทางเดินกระแส และสมมติว่าช่องทางเดินกระแสที่เกิดขึ้นมีความหนาน้อยมากๆ เมื่อเทียบกับความหนาของออกไซด์ ซึ่งเสมือนกับว่าช่องทางเดินกระแสเป็นแผ่นตัวนำ (sheet conductor) ดังนั้นจากความสัมพันธ์นี้เมื่อนำไปใช้กับสมการ (2.6) จะมีค่าเป็น

$$I(y) = I_{drift} = W\mu(-Q_I) \frac{dV_y}{dy} \quad (2.7)$$

ทำการหาค่าของกระแส I_{DS} ด้วยการแทนค่าของ Q_I ในสมการ (2.2) ลงไปในสมการ (2.7) แล้วทำการอินทิเกรตสมการนี้จะได้

$$\int_0^L I_{DS} dy = \int_0^{V_{DS}} W\mu C_{OX} (V_{GB} - V_T - V_Y) dV_Y \quad (2.8)$$

โดยในที่นี้ V_Y คือค่าแรงดันในช่องทางเดินกระแสบริเวณเล็กๆ ที่พิจารณาที่ตำแหน่ง y ใดๆ อันเกิดจากค่าแรงดัน V_{DS} และเมื่อทำการต่อขาซอร์สกับขั้วสเตรทเข้าด้วยกันจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

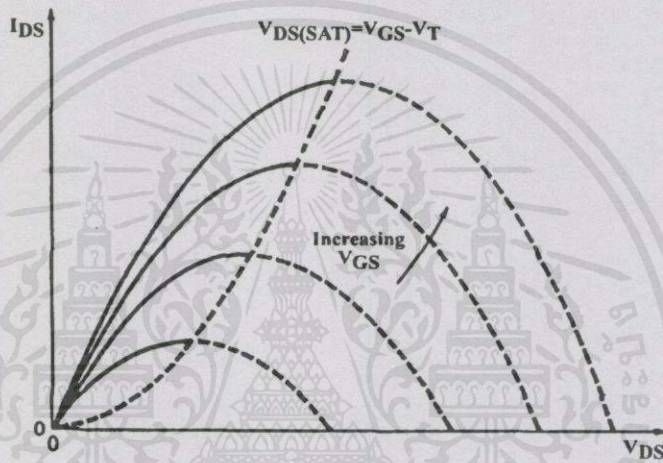
$$I_{DS} = K \frac{W}{2L} [2(V_{GS} - V_{TO})V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (2.9)$$

โดยที่ $K = \mu C_{OX}$ คือค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ (device parameter)

μ คือค่าความเคลื่อนที่ได้ของประจุภายในช่องทางเดินกระแส (surface mobility)

V_{GS} คือค่าแรงดันระหว่างขาคัด และซอร์ส

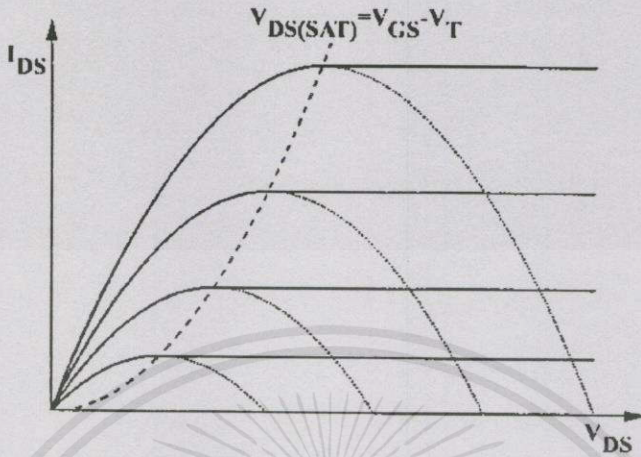
ค่ากระแสที่เกิดขึ้นในสมการที่ (2.9) พิจารณาได้จากเงื่อนไขที่ช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้นอย่างสม่ำเสมอจากซอร์สมายังเดรนเมื่อ $V_{DS} < V_{GS} - V_{TO}$ และถ้าทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดัน V_{GS} มีค่าต่างๆ แล้วจะได้กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $I_{DS} - V_{DS}$ ดังเส้นทึบซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 กราฟความสัมพันธ์กระแส-แรงดันในย่านการทำงานไม่อิ่มตัว

โดยในย่านการทำงานนี้จะเรียกว่า ย่านไตรโอด (triode region) หรืออาจจะเรียกว่าย่านไม่อิ่มตัว (non-saturation region) และจากสมการที่ (2.9) เมื่อพิจารณาค่ากระแสต่อไปโดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดัน V_{DS} ให้มีค่ามากขึ้นแล้วค่ากระแสควรมีค่าลดลงดังกราฟความสัมพันธ์ $I_{DS} - V_{DS}$ ที่เป็นเส้นประโดยต่อเนื่องจากเส้นทึบอันเนื่องมาจากช่องทางเดินกระแสที่เชื่อมต่อที่ขาคัดมีการหดตัวลงจนขาดหายไป ซึ่งปรากฏการณ์นี้เรียกว่า พินช์ออฟ (pinch off) การหดตัวจนกระทั่งขาดหายไปจะส่งผลมากยิ่งขึ้นเมื่อค่าแรงดัน V_{DS} มีค่ามากขึ้น ซึ่งปรากฏการณ์เช่นนี้อธิบายได้ว่าเกิดจากค่าความต่างศักย์บริเวณดังกล่าวมีค่าลดลง หรือกล่าวได้ว่าเกิดจากผลการสมดุลของประจุระหว่างประจุที่เกิดกับประจุที่เกิดขึ้นกลับ (inversion charge) รวมกับประจุที่เกิดคิปลิชัน (depletion charge) โดยค่าแรงดัน V_{DS} มากขึ้นบริเวณที่ปลอดภัยจะถูกขยายมากขึ้นทำให้ประจุที่เกิดขึ้นกลับมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ แต่อย่างไรก็ตาม ในความเป็นจริงแล้วถึงแม้ว่าบริเวณดังกล่าวมีการหดตัวจนขาดหายไปนั้นค่ากระแสจริงก็มีได้ลดลงเหมือนเส้นประดังรูปที่ 2.6 แต่ค่ากระแสกลับ

มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 การเกิดค่ากระแสที่คงที่นี้มีเหตุมาจากอิทธิพลของสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมระหว่างช่องทางเดินกระแสกับขาเดรนมีค่าสูงมาก



รูปที่ 2.7 กราฟความสัมพันธ์กระแส-แรงดันของมอสทรานซิสเตอร์

จากกราฟความสัมพันธ์ของ $I_{DS} - V_{DS}$ ดังรูปที่ 2.7 ค่ากระแสที่เกิดขึ้นจากเชิงเส้นจนเข้าสู่ลักษณะคงที่นี้สามารถนำไปแบ่งย่าน หรือขอบเขตการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ได้โดยช่วงบริเวณดังกล่าวจะถูกกำหนดขอบเขตด้วยเส้นประ ซึ่งค่าแรงดันที่เส้นประนี้จะถูกนิยามให้เป็นค่าแรงดันระหว่างเดรน และซอร์สอิมิตัว $V_{DS}(sat)$ เพื่อใช้เป็นจุดเริ่มต้นของการทำให้ประจุในช่องทางเดินกระแสบริเวณขาเดรนมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าแรงดัน $V_{DS}(sat)$ สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2.2) และ (2.3) จะได้

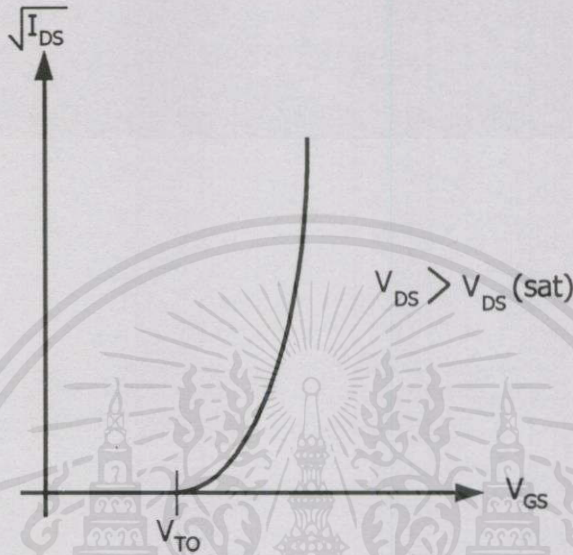
$$V_{DS}(sat) = (V_{GS} - V_{TO}) \quad (2.10)$$

เมื่อนำค่า $V_{DS}(sat)$ ไปแทนในสมการที่ (2.9) เพื่อหากระแสในช่วงที่คงที่นี้จะได้ค่ากระแส I_{DS} เป็น

$$I_{DS} = k \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TO})^2 \quad (2.11)$$

ซึ่งจากสมการ (2.11) จะพบว่าค่ากระแสที่ได้นี้จะไม่ขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_{DS} โดยค่ากระแสจะแสดงอยู่ในรูปของกฎกำลังสอง (square law) ที่มีเงื่อนไขของการทำงานคือ $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T)$ และด้วยเหตุที่ค่ากระแสมีค่าคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_{DS} จึงเรียกย่านการทำงานนี้ว่า ย่านอิมิตัว

(saturation region) ในบางครั้งจะเรียกย่านนี้ว่า ย่านพินชออฟ หรือกรณีของการนำมอสทรานซิสเตอร์ไปใช้งานเป็นตัวขยายสัญญาณ ซึ่งทำงานในย่านนี้บางครั้งจะเรียกว่า ย่านไวงาน (active region) จากการทำงานในย่านอิมิตัวดิ่งที่กล่าวมาแล้วสามารถแสดงกราฟการถ่ายโอนคุณสมบัติของ $\sqrt{I_{DS}} - V_{GS}$ ได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 กราฟการถ่ายโอนคุณสมบัติของ $\sqrt{I_{DS}} - V_{GS}$

สำหรับพีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์จะถูกนำไปใช้งานได้เช่นเดียวกับเอ็นแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ พีมอสทรานซิสเตอร์จะมีย่านการทำงานเช่นเดียวกัน โดยการพิจารณาค่ากระแสก็จะใช้สมการเช่นเดียวกัน แต่จะแตกต่างกันในเรื่องของทิศทางกระแสไหลของกระแสตลอดจนแรงดันที่ใช้ โดยจะมีค่าตรงกันข้ามกัน และค่าความเคลื่อนที่ได้ (mobility) มีค่าแตกต่างกัน ซึ่งโดยปรกติแล้วค่าความเคลื่อนที่ได้ของพีแชนเนลมีค่าน้อยกว่าของเอ็นแชนเนลประมาณสองถึงสามเท่า

จากการพิจารณาข้างต้นสามารถจะสรุปย่านการทำงานของทั้งเอ็น และพีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ได้ดังต่อไปนี้

1. ย่านไม่นำกระแส (cut off region) $I_{DS} = 0$

นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 \leq V_{GS} < |V_{TN}|, V_{DS} = 0 \quad n\text{-ch}$$

$$0 \leq V_{SG} < |V_{TP}|, V_{SD} = 0 \quad p\text{-ch}$$

$$2. \text{ย่านไม่อิ่มตัว (non-saturation region) } I_{DS} = K \frac{W}{2L} [2(V_{GS} - V_{TO})V_{DS} - V_{DS}^2]$$

นั่นคือ

$$0 < V_{TN} < V_{GS} \quad , V_{DS} < V_{GS} - V_{TN} \quad n - ch$$

$$0 < |V_{TP}| < V_{SG} \quad , V_{SD} < V_{SG} - |V_{TP}| \quad p - ch$$

$$3. \text{ย่านอิ่มตัว (saturation region) } I_{DS} = K \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TO})^2$$

นั่นคือ

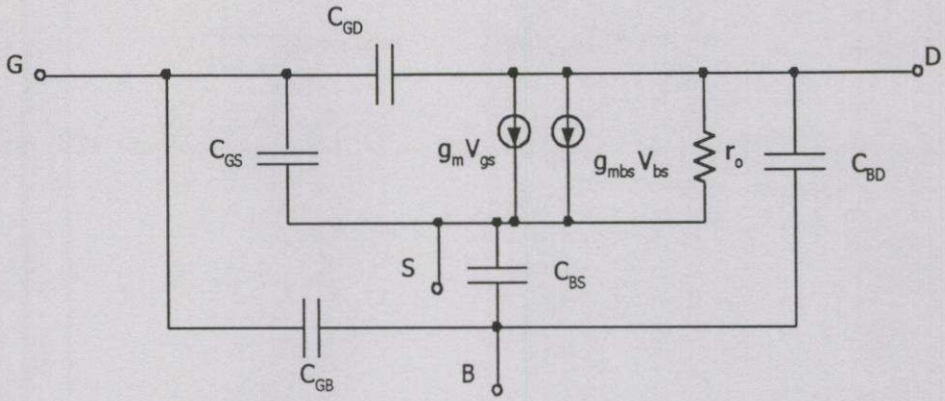
$$0 < V_{TN} < V_{GS} \quad , V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN} \quad n - ch$$

$$0 < |V_{TP}| < V_{SG} \quad , V_{SD} \geq V_{SG} - |V_{TP}| \quad p - ch$$

2.4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

การวิเคราะห์ตรวจสอบการทำงาน หรือตรวจสอบหาคุณสมบัติของวงจรไม่ว่าจะเป็นการหาค่าความต้านทานอินพุต (input resistance) ความต้านทานเอาต์พุต (output resistance) ค่าอัตราขยายของวงจร (gain) หรือผลตอบสนอง (frequency response) ตลอดจนสัญญาณรบกวน (noise) ของระบบล้วนแต่ต้องอาศัยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กทั้งสิ้น [23-24] ซึ่งแบบจำลอง (model) จะเป็นสิ่งที่ใช้ในการแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของตัวอุปกรณ์ โดยในส่วนของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กก็คือแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น (linear model) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กจะหาค่าได้ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขของแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal model) ดังนั้นการหาค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็กจึงสัมพันธ์กับสัญญาณขนาดใหญ่ด้วยการนิยามในเทอมที่อยู่ในรูปของอัตราการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ที่เกิดขึ้นในตัวแปรของสัญญาณขนาดใหญ่ หรือเป็นการทำอนุพันธ์ย่อย (partial differentiation) ของตัวแปรสัญญาณขนาดใหญ่เทียบกับตัวแปรต่างๆ สำหรับในส่วนของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9 โดยประกอบด้วยค่าความนำ ความต้านทาน และค่าความจุชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์

ค่าความนำ [23,24]

1. ค่าความนำที่เกิดจากรอยต่ออินได้แก่ค่าความนำของรอยต่อระหว่างขั้วสเตรทกับครน g_{bd} และระหว่างขั้วสเตรทกับซอร์ส g_{bs} ซึ่งนิยามได้ดังนี้

$$g_{bd} = \left. \frac{\partial I_{BD}}{\partial V_{BD}} \right|_{Q \text{ point}} \approx 0 \tag{2.12}$$

$$g_{bs} = \left. \frac{\partial I_{BS}}{\partial V_{BS}} \right|_{Q \text{ point}} \approx 0 \tag{2.13}$$

โดยที่ $Q \text{ point}$ คือจุดทำงานของไฟตรง

2. ค่าความนำต่างๆ ที่เกิดจากช่องทางเดินกระแส (channel conductance) อันประกอบ g_m, g_{mbs}, g_{ds} ซึ่งนิยามได้ดังนี้

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{Q \text{ point}} \tag{2.14}$$

$$g_{mbs} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{BS}} \right|_{Q \text{ point}} \tag{2.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะตีพิมพ์ในสิ่งใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{Q \text{ point}} \quad (2.16)$$

ค่าความนำต่างๆ ที่เกิดจากช่องทางเดินกระแสสามารถแสดงได้หลายแบบที่ต่างกันออกไปโดยจะขึ้นอยู่กับย่านของการทำงานดังจะสรุปได้ดังนี้คือ ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว

$$g_m \approx KV_{DS} \quad (2.17)$$

$$g_{mbs} = \frac{K\gamma V_{DS}}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{\frac{1}{2}}} \quad (2.18)$$

$$g_{ds} = K(V_{GS} - V_T - V_{DS}) \quad (2.19)$$

ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิ่มตัว

$$g_m \approx (2KI_{DS} W/L)^{\frac{1}{2}} \approx K \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \quad (2.20)$$

$$g_{mbs} = \frac{\gamma(I_{DS} KW/L)^{\frac{1}{2}}}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{\frac{1}{2}}} = \frac{\gamma[K W/L (V_{GS} - V_T)]^{\frac{1}{2}}}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{\frac{1}{2}}} \quad (2.21)$$

$$g_{ds} \approx \lambda I_{DS} \quad (2.22)$$

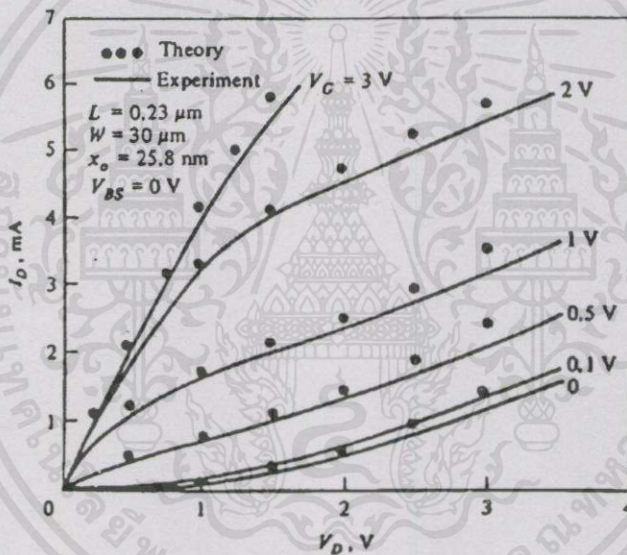
λ คือค่าแซนแนลเลนท์มอดูเลชัน (channel length modulation) ซึ่งจะกล่าวในภายหลัง

นอกเหนือจากค่าความนำที่ได้กล่าวมาแล้ว ในแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ยังประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุอีกจำนวนหนึ่ง ที่รู้จักกันดีว่าเป็นตัวเก็บประจุแฝง (parasitic or stray capacitor) ซึ่งมีความสำคัญอย่างมากโดยเฉพาะอย่างยิ่งในการออกแบบวงจรมอดูเลชัน ซึ่งค่าความจุนี้จะส่งผลกระทบต่อการทำงานที่เกี่ยวข้องกับความถี่ หรือผลตอบสนองทางด้านเอซี ตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นในมอสทรานซิสเตอร์จะประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุที่เกิดจากบริเวณปลายพาด และตัวเก็บประจุที่เกิดจากประจุของเกตกับส่วนต่างๆ โดยสามารถศึกษาได้จาก [25,26] ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอล่าถึง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ผลกระทบที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในมอสทรานซิสเตอร์

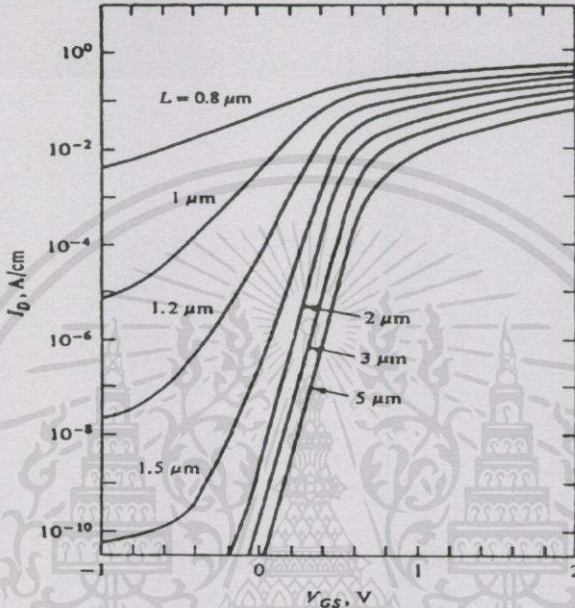
ผลกระทบที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{DS} ในมอสทรานซิสเตอร์มีสาเหตุมาจากการเปลี่ยนค่าความกว้าง และความยาวของช่องทางเดินกระแส (narrow width and short channel) ซึ่งในหัวข้อนี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องทางเดินกระแสเท่านั้น จากหัวข้อ 2.3.2 ค่ากระแส I_{DS} ที่วิเคราะห์ได้ถูกพิจารณาโดยมีเงื่อนไขอย่างง่าย ๆ ในลักษณะของการประมาณ หรืออาจจะกล่าวได้ว่าค่ากระแสที่หามาได้ถูกพิจารณาในกรณีที่ความยาวของช่องทางเดินกระแสมีค่ามาก (long channel) ซึ่งมีค่าโดยประมาณมากกว่า 3 ไมครอนขึ้นไป [27] จึงสามารถละทิ้งผลกระทบที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในมอสทรานซิสเตอร์ได้แต่ในปัจจุบันเทคโนโลยีมีความเจริญก้าวหน้าอย่างมากทำให้สามารถผลิตมอสทรานซิสเตอร์ที่มี



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ของกระแส-แรงดันในกรณีของช่องทางเดินกระแสสั้น

ขนาดเล็กลงกว่าเดิมมาก (ซับไมครอน) ทำให้ผลกระทบที่ปรากฏในตัวอุปกรณ์เด่นชัดมากขึ้นจนไม่สามารถละทิ้งผลกระทบเหล่านี้ได้ ดังนั้นจึงต้องพิจารณาปรากฏการณ์ต่างๆ ที่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_{DS} ด้วย ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของกระแสจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในสมการกระแสที่เปลี่ยนแปลงไป โดยลักษณะของกระแสที่เปลี่ยนแปลงจะเห็นเด่นชัดมาก ถ้าทำการพิจารณาความสัมพันธ์ $I_D - V_D$ ตามที่เสนอโดย [28] ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.10 จะพบว่ากระแสในย่านพินซ์ออฟฟ์นั้นจะมีค่าไม่คงที่ (slope) คือมีการเพิ่มขึ้นของกระแส ซึ่งเหตุการณ์นี้เกิดจากปรากฏการณ์ของการเปลี่ยนแปลงของความยาวในช่องทางเดินกระแส หรือที่รู้จักคือ แชนแนลเลนทัมมอดูเลชันของมอสทรานซิสเตอร์อันเกิดจากบริเวณคิพลิชันที่เกิดในช่องทางเดิน

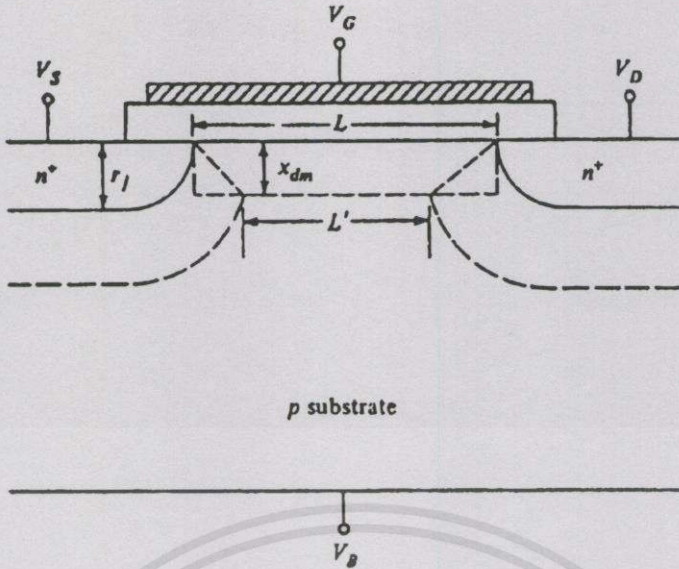
กระแสจะไหลค่าความยาวที่ใช้งานเดิมกลายเป็นความยาวค่าใหม่ นอกจากการเปลี่ยนแปลงของช่องทางเดินกระแสแล้วจะพบว่าค่ากระแสเดรนมีค่าไม่เป็นศูนย์ที่ค่าแรงดันระหว่างเกต และซอร์ส เป็นศูนย์ ซึ่งบ่งบอกได้ว่าเกิดสูญเสียการควบคุมการปิด-เปิดของตัวอุปกรณ์ โดยก่อนหน้านี้อุปกรณ์ ที่ทำการพิจารณาในหัวข้อ 2.3.2 จะประกอบไปด้วยกระแส 2 ชนิดคือกระแสลอยเลื่อน และ แพร่ซึม ซึ่งเงื่อนไขของกระแสลอยเลื่อนจะอยู่ที่การเกิดชั้นกลับอย่างแรง



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์กระแสเชิงล็อก กับค่าแรงดันระหว่างเกต และซอร์ส

โดยที่ค่าแรงดันระหว่างเกต และซอร์สต้องมีค่าน้อยเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ในกรณีของ รูปที่ 2.10 จะพบว่าที่แรงดัน V_{GS} เป็นศูนย์กลับมีค่ากระแสเกิดขึ้นอย่างเด่นชัด ซึ่งการปรากฏนี้จะ อธิบายได้ว่าเป็นผลของกระแสรั่วที่มีพฤติกรรมคล้ายกับกระแสในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ใน รูปของเอกซ์โพเนนเชียล (exponential) โดยความยาวของช่องทางเดินกระแสที่ลดลงจะเป็นผลทำ ให้กระแสมีค่ามากขึ้นดังแสดงได้จากกราฟกึ่งล็อก (semilog) ที่แสดงในรูปที่ 2.11 และจะสังเกต ได้อีกว่าค่ากระแสรั่วจะเด่นชัดมากยิ่งขึ้นเมื่อป้อนแรงดัน V_{GS} ใกล้กับค่าแรงดันขีดเริ่ม (ต่ำกว่าค่า แรงดันขีดเริ่ม) ซึ่งกระแสที่ไหลในช่วงนี้จะรู้กันดีว่าเป็น กระแสซับเทรตโฮล (subthreshold current) ดังนั้นในกรณีนี้ค่ากระแสที่แท้จริงจึงต้องนำค่ากระแสซับเทรตโฮลนี้ไปพิจารณาด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 รูปแบบของการแชร์ของประจุที่เสนอโดย Yau

จากปรากฏการณ์ของเซนเนลเลงที่มอดูเลชัน และซัทเทรคโฮลที่ส่งผลให้กระแสที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมแล้ว ค่ากระแสยังมีโอกาสเปลี่ยนแปลงได้อีก อันเนื่องมาจากการเลื่อนของค่าแรงดันขีดเริ่มที่เกิดจากผลของประจุฟิล์ม และการลดลงของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance) ในย่านพินชออฟอันเนื่องมาจากความเร็วที่จำกัดหรือเกิดการอิมิตัวของพาหะ (velocity saturation) ขึ้น ซึ่งกรณีของค่าแรงดันขีดเริ่มมีการเปลี่ยนแปลงหรือเลื่อนนั้นสามารถพิจารณาได้จากสมการ (2.3) ก็คือ

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F - \frac{Q_B}{C_{OX}} \tag{2.23}$$

ความยาวช่องทางเดินกระแสมากค่าประจุฟิล์ม Q_B ที่กระจายบริเวณช่องทางเดินกระแสจะถูกกระทบโดยส่วนของเดรน และซอร์สน้อยมากทำให้ค่าแรงดันขีดเริ่มประมาณว่าคงที่ แต่กรณีของช่องทางเดินกระแสสั้นค่าของประจุฟิล์ม Q_B จะมีการเปลี่ยนแปลงตามที่เสนอโดย Yau [28-29] ในรูปแบบของการแชร์ของประจุ (charge-sharing model) อันเกิดจากขาเดรน และขาซอร์สดังแสดงในรูปที่ 2.12 ค่าประจุทั้งหมดที่กระจายภายใต้เกตจะมีค่าเป็น WLQ_B ซึ่งถ้าพิจารณาพื้นที่สี่เหลี่ยมผืนผ้าจะพบว่าค่าประจุมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่ข้อมูลนี้ไปยังผู้อื่นอย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_B = qN_{sub} X_{dm} L \tag{2.24}$$

เมื่อพิจารณาผลที่เกิดจากขาคเรน และชอร์สจะได้ว่าค่าของ Q_B เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมเป็น

$$Q'_B = qN_{sub} X_{dm} \frac{L-L'}{2} \quad (2.25)$$

การเปลี่ยนแปลงของประจุดีฟิชั่นอันเนื่องมาจากขาคเรน และชอร์สสามารถคำนวณได้เป็นอัตราส่วนคือ

$$\frac{Q'_B}{Q_B} = \frac{L-L'}{2L} = 1 - \left(\sqrt{1 + \frac{2X_{dm}}{r_j}} - 1 \right) \frac{r_j}{L} \quad (2.26)$$

โดยที่ r_j คือความลึกของรอยต่อ (junction depth)

เพราะฉะนั้นค่าแรงดันขีดเริ่มจะมีการเลื่อนหรือเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมเป็น

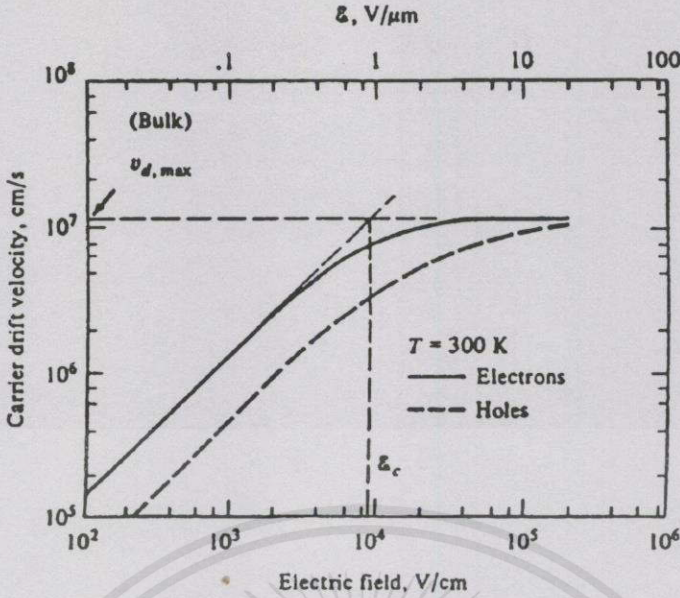
$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \left[1 - \left(\sqrt{1 + \frac{2X_{dm}}{r_j}} - 1 \right) \frac{r_j}{L} \right] \quad (2.27)$$

ซึ่งจากสมการที่ (2.27) แสดงให้เห็นว่าค่าแรงดันขีดเริ่มจะเป็นฟังก์ชันของ L , r_j และ N_{sub} ไม่เพียงแต่การเปลี่ยนแปลงทางกายภาพเท่านั้นที่ส่งผลต่อค่าแรงดันขีดเริ่มแต่ยังมีการเปลี่ยนแปลงทางค่านไฟฟ้าที่รู้จักในปรากฏการณ์ที่เรียกว่า บอดีเอฟเฟกต์ที่ส่งผลกระทบต่ออีกด้วย

สำหรับปรากฏการณ์สุดท้ายจะกล่าวถึงการลดลงของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในย่านพินชออฟ อันเนื่องมาจากความเร็วของพาหะมีค่าจำกัด หรืออิมิตัว (velocity saturation: v_{dmax}) ซึ่งจะทำให้ค่าความเคลื่อนที่ได้ μ มีค่าไม่คงที่ โดยปกติแล้วค่าความเร็วของพาหะ (v_d) ในสภาวะสนามไฟฟ้าต่ำจะมีค่าแปรผันโดยตรงกับค่าสนามไฟฟ้านั้นคือ

$$v_d = \mu E \quad (2.28)$$

ค่าความเร็วของพาหะจะเป็นไปตามสมการ (2.28) ได้ต้องมีเงื่อนไขที่ว่าค่าสนามไฟฟ้าที่พาหะเคลื่อนที่ผ่านต้องมีค่าประมาณไม่เกิน 10^4 โวลต์ต่อเซนติเมตร ส่วนกรณีที่สนามไฟฟ้ามีค่ามากกว่า 10^4 โวลต์ต่อเซนติเมตรขึ้นไปจะส่งผลให้ค่าความเร็วของพาหะมีค่าจำกัด หรืออิมิตัวซึ่งจะนิยามเป็นค่าสนามไฟฟ้าในช่วงวิกฤต (critical field: E_c) โดยสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.13 ไป



รูปที่ 2.13 ค่าความเร็วของพาหะที่สัมพันธ์กับค่าสนามไฟฟ้า

ซึ่งค่านี้จะอาศัยจุดที่ตัดกันระหว่างช่วงของสนามไฟฟ้าที่เป็นเชิงเส้นกับช่วงที่สนามไฟฟ้ามีค่าคงที่ [28] ดังนั้นค่า v_d ที่จะมีค่าเป็น

$$v_d = \begin{cases} \mu E, & E \ll E_c \\ v_{d,max}, & E \gg E_c \end{cases} \tag{2.29}$$

กรณีที่พิจารณาช่องทางเดินกระแสสั้นจะพบว่ามีโอกาสสูงที่ความเร็วของพาหะจะถูกจำกัดหรืออิมิตัวเนื่องจากค่าสนามไฟฟ้าเฉลี่ยจะแปรผกผันกับความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งจากเงื่อนไขเริ่มต้นเข้าสู่ย่านพินชออฟฟูกกำหนดว่า

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{TO} \tag{2.30}$$

หาค่าสนามไฟฟ้าเฉลี่ยในช่องทางเดินกระแสจะคำนวณได้จาก

$$E_{av} = \frac{V_{GS} - V_{TO}}{L} \tag{2.31}$$

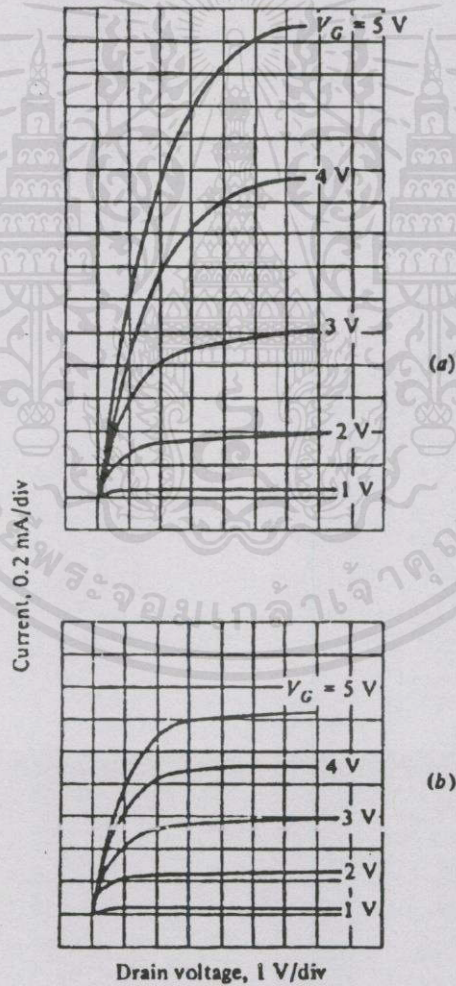
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.31) ถ้ากรณีที่ค่า L สั้นจนทำให้สนามไฟฟ้าที่ได้เข้าสู่สนามไฟฟ้าในช่วงวิกฤตแล้ว สามารถคิดค่ากระแสในย่านอิมิตัวในรูปของความเร็วของพาหะที่ถูกจำกัด หรืออิมิตัวได้ โดยอาศัยสมการ (2.30) และ (2.31) จะได้ว่า

$$I_{DS} = WC_{OX} \left(V_{GS} - V_{TO} - \frac{V_{DS}}{2} \right) v_{d \max} \quad (2.32)$$

และเมื่อสมการ (2.32) คิดหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะได้

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \frac{1}{2} WC_{OX} v_{d \max} \quad (2.33)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์กระแส-แรงดันโดยรูปบนแสดงค่ากรณีที่ไมเกิดความเร็วของพาหะมีค่าจำกัดหรืออิมิตัวส่วนรูปล่างแสดงค่ากรณีที่เกิดความเร็วของพาหะมีค่าจำกัดหรืออิมิตัว

จากสมการ (2.33) จะสังเกตได้ว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะมีค่าจำกัด และเป็นอิสระจากการควบคุมโดยค่าแรงดันระหว่างขาเกต และชอร์สตั้งสมการ (2.20) ซึ่งจะเป็นผลทำให้กระแสที่ได้มีแนวโน้มที่ลดลงดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.14 จากที่ได้กล่าวปรากฏการณ์ต่างๆ มาทั้งหมด ดังนั้นการหาค่ากระแส I_{DS} ที่แท้จริงจะต้องนำผลของปรากฏการณ์ต่างๆ มาพิจารณาร่วมด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

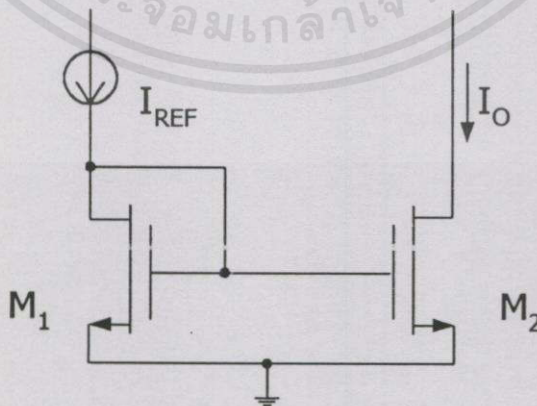
วงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

3.1 กล่าวนำ

วงจรคุณ และหารสัญญาณในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นวงจรที่ประกอบขึ้นจากวงจรร้อยหลายชนิด เป็นคั้นว่า วงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ วงจรตัวดันทานแบบไวงาน และวงจรแรงคั้นอ้างอิง คั้นนั้น ในบทนี้จะกล่าวถึง วงจรพื้นฐานเหล่านี้ เพื่อจะได้เป็นพื้นฐานสำหรับการใช้งานพอสังเขปไว้ก่อนที่ จะมีการนำไปใช้งานเพื่อออกแบบเป็นวงจรคุณ และหารสัญญาณที่จะกล่าวถึงในบทต่อไป

3.2 แหล่งจ่ายกระแสคงที่ (constant current source)

ในการทำงานของวงจรรอนาลอกโดยทั่วไปแล้วจำเป็นต้องมีการตั้งค่าการไบอัสที่เหมาะสมเพื่อ ให้วงจรสามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ ด้วยเหตุนี้เองแหล่งจ่ายไฟจึงมีความสำคัญมากเพราะเป็น ส่วนประกอบหนึ่งในการตั้งไบอัสให้กับวงจรต่างๆ ไป แหล่งจ่ายกระแสที่คั้นจะต้องให้คั้นสมบัติ ใกล้เคียงกับค่าทางอุดมคคคคคือให้กระแสตามที่กำหนดโดยไม้อั้นกับค่าตัวแปร และพารามิเตอร์ใดๆ ของอุปกรณ์ [30] เช่นค่าแรงคั้นที่คั้นคร่อม การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเป็นคั้น แต่ แหล่งจ่ายกระแสในทางปฏิบัติคั้นจะมีความแตกต่างไปจากแหล่งจ่ายกระแสตามอุดมคคคคเนื่อง จากข้อจำกัดในตัวอุปกรณ์ สำหรับแหล่งจ่ายกระแสอย่างง่าย ที่ใช้งานในวงจรรอนาลอกมีลักษณะ คั้นแสดงในรูปที่ 3.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้อัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.1 แหล่งจ่ายกระแสแบบพื้นฐาน

จากวงจรตามรูปที่ 3.1 นี้ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ซึ่งเมื่อพิจารณาค่าอัตราส่วนของกระแสเอาต์พุต I_O ต่อกับอินพุต I_{REF} จะได้ว่า [23].

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{\frac{K_1 \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{TO1})^2 (1 + \lambda V_{DS1})}{2}}{\frac{K_2 \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_{TO2})^2 (1 + \lambda V_{DS2})}{2}} \quad (3.1)$$

โดยในที่นี้ K_1 และ K_2 คือค่าที่กำหนดจากพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ (device parameter) ในมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ตามลำดับ โดยมีค่าเท่ากับ μC_{OX} และ λ คือค่าแชนเนลเลงท์มอดูเลชัน ถ้ากำหนดเงื่อนไขให้ M_1 และ M_2 เหมือนกัน (match) กล่าวคือ ให้การสร้างมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองอยู่ในสภาพเงื่อนไขเดียวกัน และอยู่ในสภาวะแชนเนลเลงท์เดียวกัน โดยมีค่าแรงดันขั้วเริ่มเท่ากัน และสมมติว่าผลที่เกิดจากแชนเนลเลงท์มอดูเลชันมีค่าน้อยมาก ($\lambda V_{DS} \ll 1$) แล้วจะพบว่าในกรณีที่กำหนดให้ค่าอัตราส่วนความกว้างต่อความยาวของแชนเนล (W/L) ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองเท่ากัน ค่าอัตราขยายกระแสตามสมการ (3.1) จะมีค่าประมาณเท่ากับหนึ่งนั่นคือ

$$\frac{I_O}{I_{REF}} \approx 1$$

หรือ

$$I_O \approx I_{REF} \quad (3.2)$$

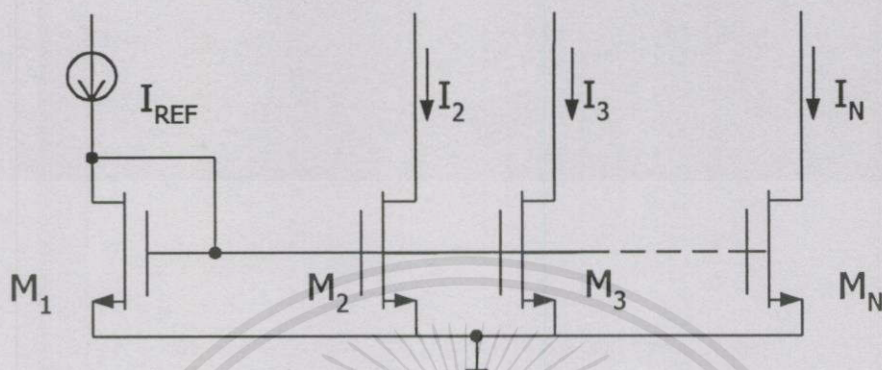
ส่วนในกรณีที่กำหนดให้ค่าอัตราส่วนความกว้างต่อความยาวของแชนเนลของ M_1 และ M_2 มีค่าแตกต่างกันแล้ว สมการ (3.1) จะกลายเป็น

$$I_O = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF} \quad (3.3)$$

สมการ (3.3) แสดงให้เห็นว่าเราสามารถจะทำการปรับค่ากระแสเอาต์พุต I_O ได้ด้วยการปรับอัตราส่วนความกว้างต่อความยาวของ M_1 และ M_2 สำหรับกรณีที่เกิดการวงจรมอสทรานซิสเตอร์ที่มีกระแสเอาต์พุตมากกว่าหนึ่งทางก็จะสามารถทำได้ด้วยการนำมอสทรานซิสเตอร์มาต่อเพิ่มเข้าไปดังวงจรที่แสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งในกรณีนี้หากสมมติว่าใช้เงื่อนไขในการวิเคราะห์เป็นแบบเดียวกันกับการหาค่าสมการที่ (3.3) จะได้ว่าค่ากระแสแต่ละทางของวงจรตามรูปนี้จะมีค่าเป็น

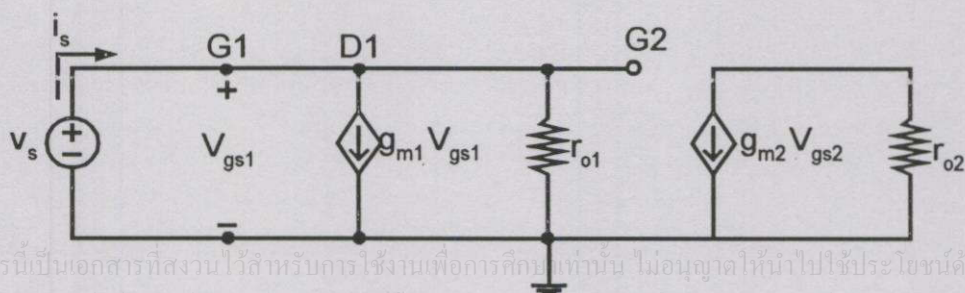
$$I_k = \frac{(W/L)_k}{(W/L)_1} I_{REF} \quad (3.4)$$

โดยที่ $k = 2, 3 \dots N$



รูปที่ 3.2 แหล่งจ่ายกระแสที่มีเอาต์พุตออกหลายทาง

จากรูปที่ 3.2 ค่ากระแสเอาต์พุตในแต่ละทางสามารถนำไปใช้งานได้โดยไม่ต้องคำนึงถึงผลกระทบของกระแสเกิดเหมือนอย่างกรณีของวงจรที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ต้องระวังผลกระทบอันเนื่องมาจากกระแสเบส ทั้งนี้เพราะค่ากระแสที่ไหลผ่านเกตมีค่าเป็นศูนย์ แต่อย่างไรก็ตามแหล่งจ่ายกระแสแบบพื้นฐานที่ต่อในลักษณะของรูปที่ 3.1 และ 3.2 ยังมีข้อด้อยบางประการสำหรับวงจรที่ต้องการค่ากระแสที่ถูกต้องหรือมีค่าอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งอันเนื่องจากค่าความต้านทานที่แต่ละเอาต์พุตมีค่าจำกัด ซึ่งการหาค่าความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสามารถทำได้ด้วยการใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model) โดยวงจรรูปที่ 3.1 นั้นมีความต้านทานอินพุตซึ่งหาได้โดยใช้วงจรเทียบเท่าดังแสดงในรูปที่ 3.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

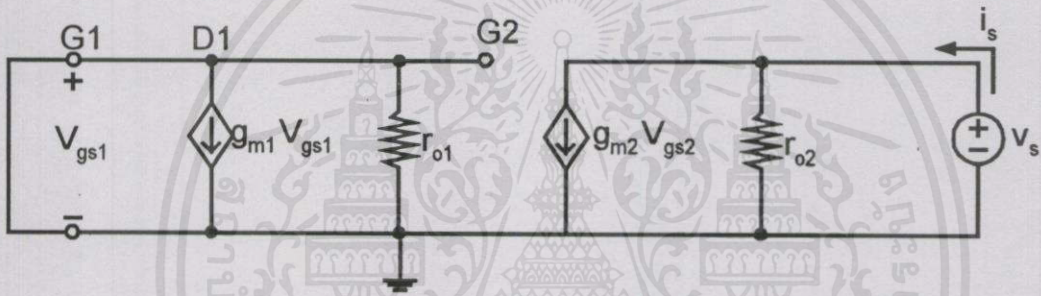
รูปที่ 3.3 แบบจำลองของวงจรตามรูปที่ 3.1 เพื่อใช้หาความต้านทานอินพุต

การหาค่าความต้านทานอินพุตทำได้โดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน v_s เข้าที่อินพุตแล้วหาค่ากระแส i_s ที่ไหลผ่านวงจร ซึ่งจะพบว่า

$$i_s = \frac{v_s}{r_{o1}} + g_{m1}V_{gs1} = \frac{v_s}{r_{o1}} + g_{m1}v_s \quad (3.5)$$

สามารถหาค่าความต้านทานอินพุต r_{in} ได้จากความสัมพันธ์ของ v_s และ i_s ได้ดังนี้

$$r_{in} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o1}} + g_{m1}} \quad (3.6)$$

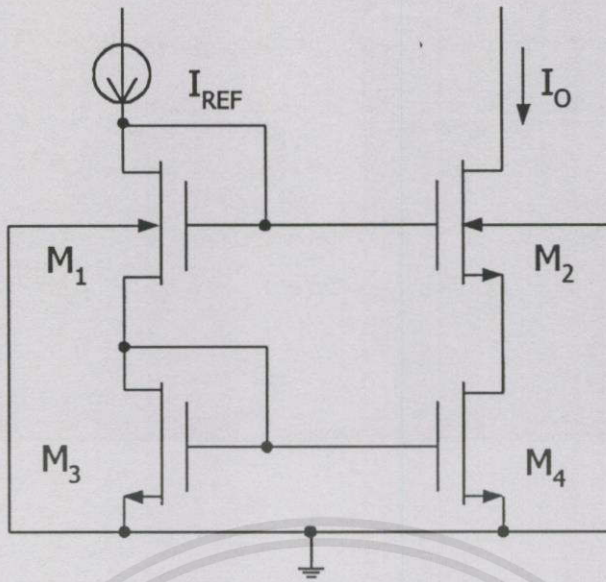


รูปที่ 3.4 แบบจำลองของวงจรตามรูปที่ 3.1 เพื่อใช้หาค่าความต้านทานเอาต์พุต

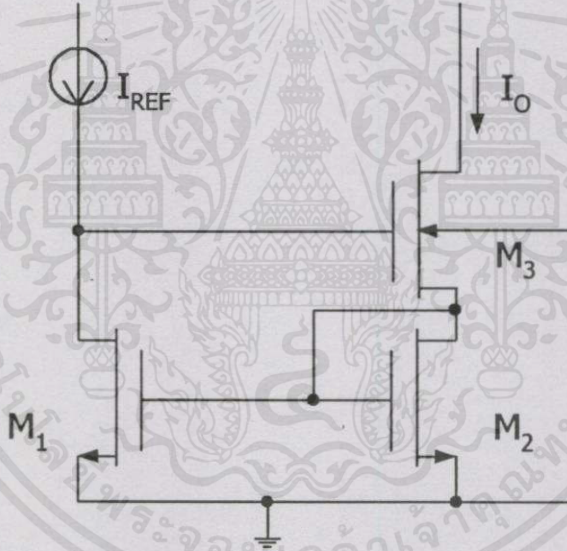
ในทำนองเดียวกันสามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุต r_{out} ได้จากการใช้วงจรตามรูปที่ 3.4 ซึ่งจะมีค่าเป็น

$$r_{out} = \frac{v_s}{i_s} = r_{o2} = \frac{1}{\mu_D} \quad (3.7)$$

ด้วยการวิเคราะห์จะพบว่าค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรรูป 3.1 มีค่าจำกัดตามค่าความต้านทาน r_{o2} ของมอสทรานซิสเตอร์ M_2 ทำให้กระแสที่ได้มีค่าไม่คงที่ เมื่อค่าตัวการะของวงจรมีค่าเปลี่ยนไปหรือกล่าวได้ว่าค่ากระแสที่ได้จะมีค่าไม่เท่ากับกระแสอ้างอิง ซึ่งวิธีการที่จะสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้มีคุณสมบัติที่ดีกว่าเดิมนี้จึงจำเป็นต้องอาศัยการประกอบวงจรที่ซับซ้อนมากขึ้น [23,31] จึงได้มีการต่อวงจรแบบอื่น เพื่อปรับปรุงค่ากระแสให้มีความคงค่าถูกต้องยิ่งขึ้นเมื่อค่าตัวการะของวงจรเปลี่ยนไปดังแสดงในรูปที่ 3.5



(ก).



(ข).

รูปที่ 3.5 แหล่งจ่ายกระแสที่ปรับปรุงขึ้น (ก). วงจรสะท้อนกระแสแบบคาคโคด (ข). วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

โดยวงจรที่ประกอบขึ้นแบบหนึ่งนั้นมีดังรูปที่ 3.5(ก) เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่เรียกว่าแบบคาคโคด และอีกแบบหนึ่งนั้นมีดังรูปที่ 3.5(ข) เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่เรียกว่าแบบวิลสัน ซึ่งวิธีการหาค่าความต้านทานอินพุต และความต้านทานเอาต์พุตของวงจรทั้งสองแบบนี้สามารถทำได้ดังเช่นกรณีของรูปที่ 3.1 ด้วยการใช้อนุสมการขนาดเล็กในการหาค่า โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบคาคโคดจะให้ค่าความต้านทานอินพุต r_{inc} และความต้านทานเอาต์พุต r_{out} [32] เป็น

$$r_{inc} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{2}{\frac{1}{2r_0} + \frac{g_m}{2}} \quad (3.8)$$

โดยที่ $g_{m1} = g_{m3} = g_m$ และ $r_{o1} = r_{o3} = r_o$

$$r_{outc} = \frac{v_s}{i_s} = r_{o2} + r_{o4} + g_{m4}r_{o2}r_{o4}(1+\eta_4) \quad (3.9)$$

และสำหรับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันนั้นจะให้ค่าความต้านทานอินพุต r_{inw} และ ความต้านทานเอาต์พุต r_{outw} มีค่าเป็น

$$r_{inw} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o1}} + g_m} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} r_{outw} &= \frac{v_s}{i_s} = r_{o3} \left(\frac{g_{m2} + g_{m3}g_{m1}r_{o1} + (1+\eta)g_{m3}}{g_{m2}} \right) + \frac{1}{g_{m2}} \\ &= r_{o2} + r_{o3}(1 + g_m r_{o1} + (1+\eta)) \end{aligned} \quad (3.11)$$

โดยที่ $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$

จากสมการ (3.9) และ (3.11) แสดงให้เห็นว่าความต้านทานเอาต์พุตที่ได้จากแหล่งจ่ายกระแสที่ได้ปรับปรุงขึ้นจะให้ค่าความต้านทานเอาต์พุตที่สูงกว่าแหล่งจ่ายกระแสแบบพื้นฐาน จึงทำให้แหล่งจ่ายกระแสที่ได้ปรับปรุงขึ้นมีคุณสมบัติที่สามารถจ่ายกระแสได้อย่างมีประสิทธิภาพดีกว่าแหล่งจ่ายกระแสแบบเดิม

แหล่งจ่ายกระแสที่ได้อธิบายมาแล้วทั้งหมดมีหลักการสร้างขึ้นจากเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามมอสทรานซิสเตอร์ก็สามารถนำมาใช้ต่อวงจรทำแหล่งจ่ายกระแสได้เช่นเดียวกัน เพียงแต่การคิดทิศทางของกระแส และแรงดันจะมีค่าทิศทาง (polarity) ตรงกันข้ามไปตามความเหมาะสมเท่านั้น ในการนำไปใช้งานก็จะขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของวงจรที่จะใช้ว่าต้องการชนิดของกระแสเป็นแบบใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ตัวต้านทานแบบไวงาน (active resistor)

ตัวต้านทานเป็นอุปกรณ์พื้นฐานที่มีความสำคัญ เพราะตัวต้านทานนั้นใช้เป็นตัวกำหนดหรือจำกัดกระแสในวงจร หรือใช้เป็นโหลดของวงจร ซึ่งการใช้ตัวต้านทานกับวงจรแบบดิสครีต (discrete circuit) คงไม่เกิดเป็นปัญหามากนัก แต่สำหรับกรณีของตัวต้านทานที่จะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรรวมนั้นจะสร้างปัญหาขึ้นอันเนื่องจากการสร้างความต้านทานนั้นจะต้องใช้พื้นที่ของชิป (chip area) มากคือกรณีที่ต้องการความต้านทานสูงๆ ขนาดของพื้นที่ในการสร้างแทนเป็นตัวต้านทานต้องใช้ในปริมาณที่มากทำให้วงจรรวมที่ได้มีขนาดใหญ่เป็นการไม่ประหยัดพื้นที่ชิปที่ใช้ในการสร้าง และค่าความต้านทานที่ได้ก็มักจะไม่มีความคลาดเคลื่อนคือเปลี่ยนแปลงตามค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่นอุณหภูมิเป็นต้น ด้วยเหตุนี้เองจึงได้มีการคิดสร้างตัวต้านทานเสมือน (equivalent resistor) เพื่อตัดปัญหาเรื่องของเนื้อที่ในวงจรรวม ซึ่งวิธีหนึ่งที่ใช้คือการนำเอาอุปกรณ์ไวงานชนิดต่างๆ (active device) มาใช้แทนเป็นตัวต้านทานซึ่งเรียกว่าตัวต้านทานแบบไวงาน (active resistor) [22,23,27,33]

สำหรับตัวต้านทานพื้นฐานแบบง่ายๆ ที่สร้างด้วยมอสทรานซิสเตอร์มีดังรูปที่ 3.6(ก) โดยอาศัยการต่อขาเกตไปยังขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อพิจารณาการทำงานจะพบว่าถ้า $V_{DS} = V_R = V_{GS} < V_{TO}$ มอสทรานซิสเตอร์จะไม่นำกระแส และเมื่อ $V_R \geq V_{TO}$ มอสทรานซิสเตอร์จะสามารถนำกระแสได้โดยจะอยู่ในย่านอิมิตัวซึ่งให้ค่ากระแสมีค่าเป็น

$$I_{DS} = K \frac{W}{2L} (V_R - V_{TO})^2 \quad (3.12)$$

โดยที่ V_R คือค่าแรงดันระหว่างขาเดรน และซอร์ส

กรณีที่ป้อนกระแสไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวก็จะสามารถหาค่าแรงดัน V_R ที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ได้คือ [23,27]

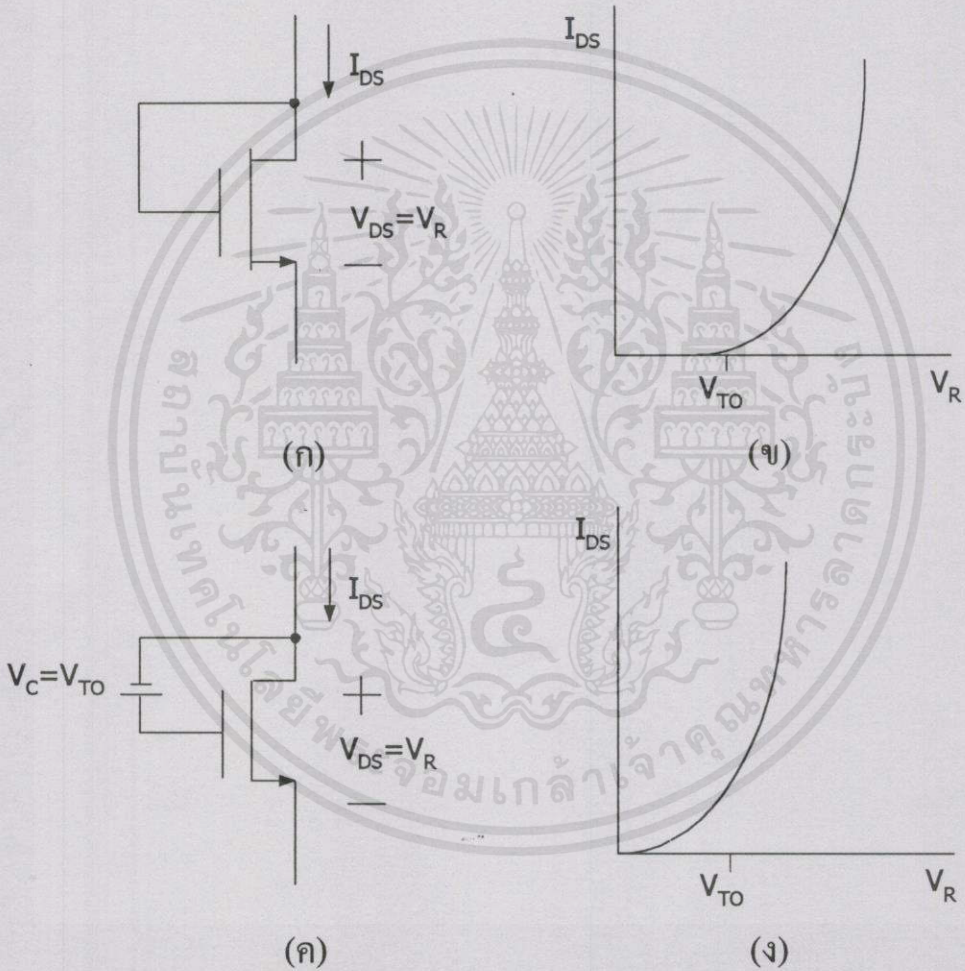
$$V_R = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{K \frac{W}{L}}} + V_{TO} \quad (3.13)$$

การต่อขาเดรนมายังเกตจะทำให้ได้คุณลักษณะความสัมพันธ์ของกระแส-แรงดัน $I_{DS} - V_R$ ดังรูปที่ 3.6(ข) จะสังเกตได้ว่าค่าคุณลักษณะกระแส-แรงดันที่พบจะมีลักษณะคล้ายกันกับค่าคุณลักษณะเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น มีอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ออกสารเป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น มีอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ออกสารเป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น มีอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

ไดโอดด้วยการใช้มอสทรานซิสเตอร์ (diode MOS transistor) [6,34] นอกจากนี้การต่อขาเดรนมายังเกตยังบ่งชี้ว่ากระแสจะถูกควบคุมด้วยค่าแรงดันระหว่างเดรน และซอร์ส ซึ่งทำให้ค่า

ทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ของทรานซิสเตอร์กลายเป็นแชนเนลคอนดักแตนซ์ (channel conductance: g_{ds}) ดังนั้นเราจึงสามารถหาค่าของความต้านทานของทรานซิสเตอร์สัญญาณขนาดเล็กของตัวทรานซิสเตอร์ได้เป็น

$$r_{out} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \approx \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{K \frac{W}{L} (V_R - V_T)} \approx \frac{1}{\sqrt{K \frac{W}{L} I_D}} \quad (3.14)$$



รูปที่ 3.6 (ก) การต่อมอสทรานซิสเตอร์เป็นตัวต้านทานแบบพื้นฐาน

(ข) คุณลักษณะกระแส-แรงดันของตัวต้านทานแบบพื้นฐาน

(ค) การต่อเป็นตัวต้านทานพื้นฐานโดยเพิ่มแรงดันควบคุม

(ง) คุณลักษณะกระแส-แรงดันของตัวต้านทานพื้นฐานที่เพิ่มแรงดันควบคุม

รูปที่ 3.6(ค) แสดงการต่อวงจรโดยการเพิ่มแหล่งจ่ายแรงดัน V_C ขึ้นโดยมอสทรานซิสเตอร์จะทำงานเมื่อ $V_R > 0$ ซึ่งค่าแรงดันระหว่างเกต และซอร์สจะมีค่าเท่ากับ $V_R + V_C$ ถ้ากำหนดให้ $V_C = V_T$ แล้ว กราฟแสดงคุณลักษณะกระแส-แรงดันที่เกิดขึ้นจะมีลักษณะดังรูปที่ 3.6(ง)

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่ต่อในลักษณะของรูปที่ 3.6(ก) นั้นจะพบว่ากรณีที่ $V_R > V_{TO}$ มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านอิ่มตัวตลอดเวลาโดยความต้านทานที่ได้ให้ค่าตามสมการ (3.14) ซึ่งค่าความต้านทานของมอสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวสามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับอัตราส่วนของความกว้างต่อความยาว (aspect ratio) ของตัวมอสทรานซิสเตอร์นั้น



รูปที่ 3.7 ตัวต้านทานชนิดลอยตัว

นอกจากความต้านทานที่สามารถสร้างขึ้นได้ด้วยการต่อคร่อมมาซึ่งเกิดแล้ว ยังสามารถสร้าง ความต้านทานแบบไวงานได้อีกลักษณะหนึ่งซึ่งไม่จำเป็นต้องต่อขาคร่อมเข้าที่เกต แต่จะอาศัยการต่อขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์เข้ากับแหล่งจ่ายไฟหรือแรงดันควบคุม V_C ดังรูปที่ 3.7 สำหรับการต่อในลักษณะเช่นนี้ มอสทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานแบบลอยตัว (floating resistor) ซึ่งย่านการทำงานจะไม่แน่นอนโดยขึ้นอยู่กับค่าแรงดันที่ขั้ว X และ Y กล่าวคือ ถ้า $V_{XY} < V_C - V_T$ มอสทรานซิสเตอร์ก็จะทำงานในย่านไม่อิ่มตัว และถ้า $V_{XY} \geq V_C - V_T$ แล้ว มอสทรานซิสเตอร์ก็จะทำงานในย่านอิ่มตัวโดยเงื่อนไขดังกล่าวนี้ถูกสมมติว่าค่าแรงดันที่ขาเกตมีค่า V_C คงที่ค่าหนึ่ง ในกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม่อิ่มตัวโดยค่าแรงดัน V_{XY} น้อยๆ ก็จะสามารถคำนวณหาความต้านทานแบบลอยตัวที่ได้ด้วยการประมาณคือ

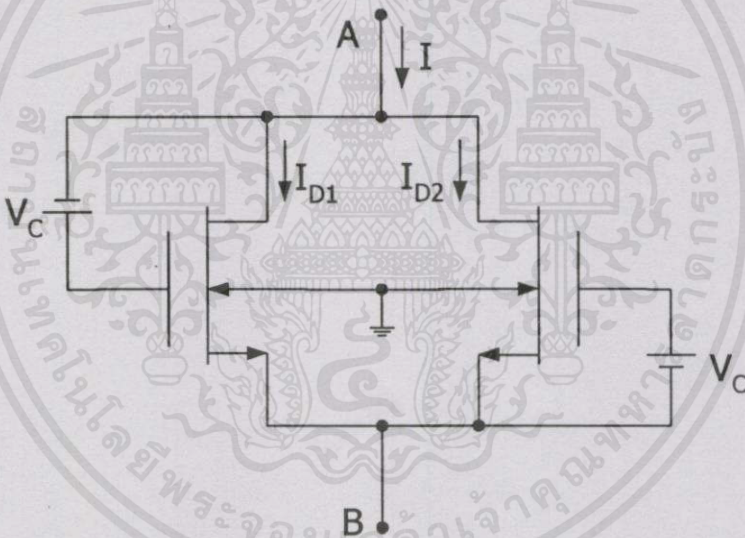
$$r_{XY} \approx \frac{L}{KW(V_C - V_T)} \quad (3.15)$$

จากสมการ (3.14) และ (3.15) จะพบว่าค่าของความต้านทานที่แสดงไว้จะมีรูปสมการที่เหมือนกันที่เอกสารเป็นเอกสารที่ส่งงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานาน นีเมอญุด เหน่า เป็เซประ เชนดำนการคิ ได้จากการประมาณ แต่ค่าความต้านทานที่มีอยู่จริงก็ยังมี ความแตกต่างกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อค่า

แรงดัน V_{XY} ของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมากขึ้น โดยที่มอสทรานซิสเตอร์ยังคงทำงานอยู่ในย่านไม่อิ่มตัวนั้นจะคำนวณหาค่าความต้านทานได้เป็น

$$r_{XY} = \frac{L}{KW(V_C - V_T - V_{XY})} \quad (3.16)$$

และจากการพิจารณาการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านไม่อิ่มตัวดังกล่าวจะพบว่าค่าความต้านทานที่ได้จะมีค่าเป็นแบบเชิงเส้น (linear resistor) กล่าวคือ ค่าความต้านทานจะคงที่โดยที่ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นนั้นจะมีค่าจำกัดด้วยค่าแรงดัน V_{XY} ประมาณ ± 0.5 โวลต์ ซึ่งกรณีต้องการช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นเพิ่มมากขึ้นก็จะสามารถกระทำได้ด้วยวิธีการการกำจัดพจน์กำลังสองที่อยู่ในรูปของสมการกระแสในย่านไม่อิ่มตัวออก ตัวอย่างการต่อวงจรที่สามารถกำจัดพจน์กำลังสองออกมีดังรูปที่ 3.8 [23]



รูปที่ 3.8 วงจรที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์เป็นตัวต้านทานที่มีการขยายช่วงของการทำงานเพิ่มขึ้น

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 3.8 นั้นจะสมมติเงื่อนไขว่ามอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเหมือนกัน และทำงานในย่านไม่อิ่มตัวซึ่งจะได้ว่า

$$I_{D1} = K \frac{W}{L} \left[((V_{AB} + V_C) - V_T) V_{AB} - \frac{V_{AB}^2}{2} \right] \quad (3.17)$$

นอกจากนี้ยังเป็นเอกสารที่ลงมือเขียนให้ด้วย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{DS2} = K \frac{W}{L} \left[(V_C - V_T) V_{AB} - \frac{V_{AB}^2}{2} \right] \quad (3.18)$$

$$I_{DS1} + I_{DS2} = I = 2K \frac{W}{L} (V_C - V_T) V_{AB} \quad (3.19)$$

$$r_{AB} = \frac{1}{2K \frac{W}{L} (V_C - V_T)} \quad (3.20)$$

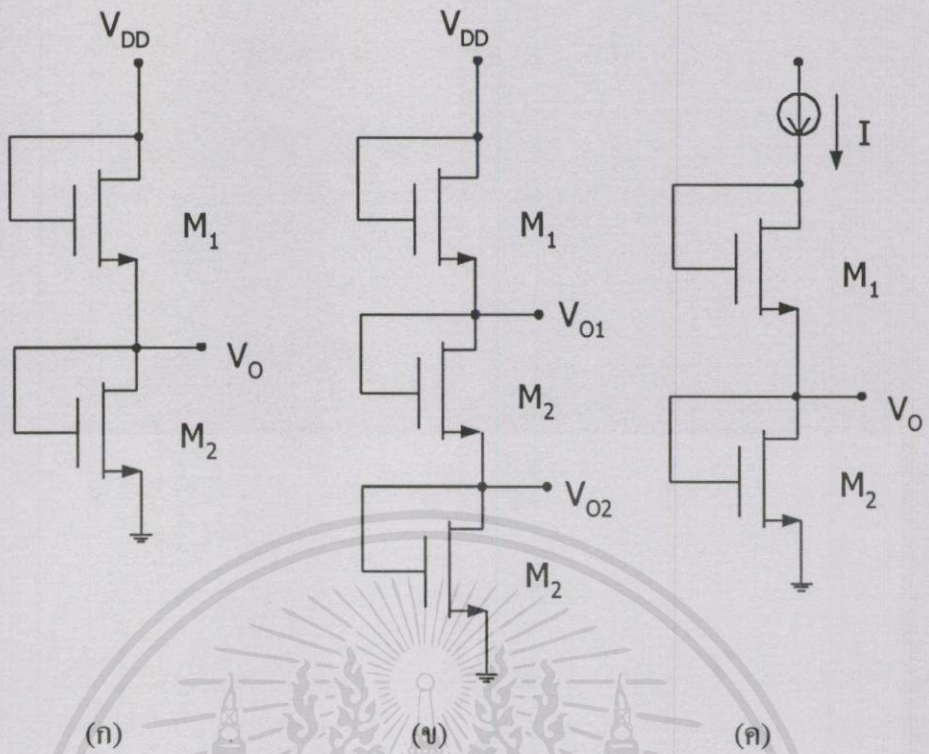
อย่างไรก็ตาม วิธีดังกล่าวนี้ก็ยังคงมีขอบเขตที่จำกัดอยู่ระดับหนึ่ง ซึ่งมีค่าจำกัดด้วยค่าแรงดัน V_{AB} ประมาณ ± 1 โวลต์ [35]

3.4 วงจรแรงดันอ้างอิง (voltage reference/MOS voltage divider/DC level shifter)

วงจรถูกออกแบบโดยทั่วไปจำเป็นต้องอาศัยการไบอัสวงจรเพื่อให่วงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องตามที่ต้องการซึ่งในหัวข้อที่ผ่านมาได้ทำการพิจารณาในส่วนของแหล่งกำเนิดกระแส ในหัวข้อนี้จะขอก้าวถึงในส่วนของการกำเนิดแรงดันที่จะใช้ในวงจรโดยอาศัยการต่อมอสทรานซิสเตอร์ในลักษณะต่างๆ การต่อขาคงมาซึ่งครนนอกเหนือจากการใช้เป็นตัวต้านทานดังที่ได้กล่าวมาแล้วยังสามารถนำมาต่อประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรแรงดันอ้างอิงหรือวงจรแบ่งแรงดันโดยการต่อวงจรมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.9 จากรูปจะพบว่ากระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในแต่ละวงจรมีขนาดเท่ากัน ดังนั้นจึงสามารถจะกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุต V_O ต่างๆ ได้โดยการกำหนดค่าของแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้กับวงจร และการกำหนดค่าของความกว้างต่อความยาวของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว เช่นในกรณีที่เราต้องการกระแสที่ไหลผ่านวงจรก็จะสามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการแทนค่าตัวแปรต่างๆ ลงในสมการ (3.13) ซึ่งจะหาค่าตอบได้ การต่อวงจรในลักษณะนี้จะมีข้อคือคือในกรณีของการเพิ่มแหล่งจ่ายไฟ หรือแหล่งจ่ายกระแสให้สูงขึ้นจะพบว่าค่ากำลังงานที่สูญเสียในตัวอุปกรณ์ก็จะมีค่ามากขึ้น โดยค่ากำลังสูญเสีย P_D สามารถคำนวณได้จาก

$$P_D = I \cdot V \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจรแรงดันอ้างอิงลักษณะต่างๆ (ก) และ (ข) วงจรกำเนิดแรงดันโดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน (ค) วงจรกำเนิดแรงดันโดยการป้อนแหล่งจ่ายกระแส

ถ้าพิจารณากรณีของรูป 3.9(ก). ทำการหาค่ากำลังสูญเสีย P_D ทำได้โดยหาค่าแรงดันที่ตกคร่อม และกระแสที่ไหลผ่าน ซึ่งจากรูปเนื่องจากกระแสไหลผ่านในตัวอุปกรณ์เท่ากัน โดยมอสมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานในย่านอิ่มตัว ดังนั้นสามารถหาค่า V_O ได้จาก

$$\frac{K_1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{DD} - V_O - V_{TO})^2 = \frac{K_2}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_O - V_{TO})^2 \quad (3.22)$$

ทำการจัดสมการหาค่า V_O โดยสมมติว่า $K_1 = K_2$ จะได้

$$V_O = \frac{\sqrt{\frac{S_1}{S_2}} (V_{DD} - V_{TO}) + V_{TO}}{1 + \sqrt{\frac{S_1}{S_2}}} \quad (3.23)$$

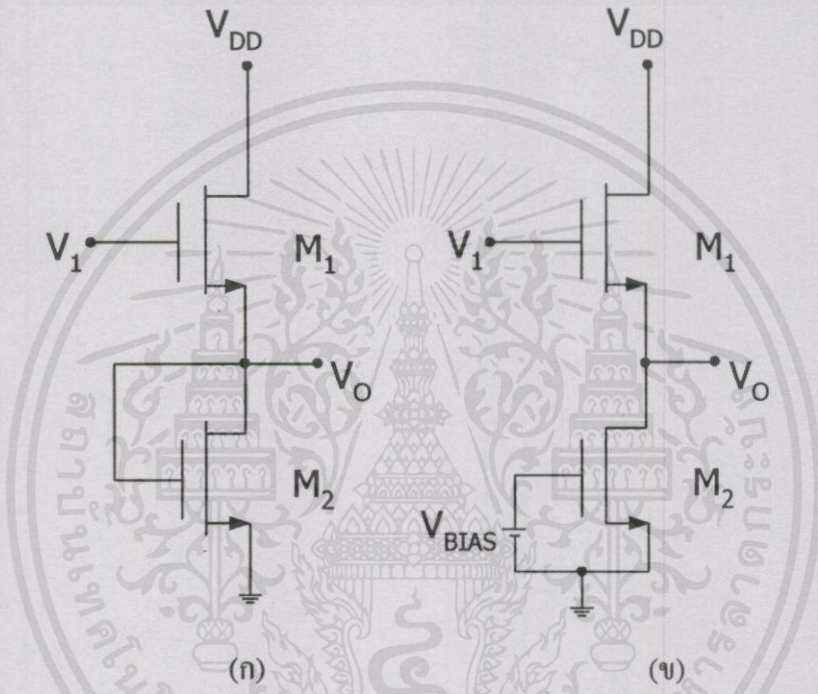
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในที่นี้ S_1 และ S_2 คือค่า $\left(\frac{W}{L} \right)_1$ และ $\left(\frac{W}{L} \right)_2$ ตามลำดับ

ค่ากระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_2 จะมีค่าเป็น

$$I_{DS_2} = \frac{K_2}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_O - V_{To})^2 \quad (3.24)$$

เมื่อใช้ค่าจากสมการ (3.23) และ (3.24) จะทำให้คำนวณหาค่ากำลังที่สูงเสียในตัวอุปกรณ์ได้ตามต้องการ



รูปที่ 3.10 วงจรเลื่อนระดับแบบซอร์สฟอลโลเวอร์ (ก) วงจรเลื่อนระดับโดยการไบอัสด้วยตนเอง (ข) วงจรเลื่อนระดับโดยการไบอัสจากภายนอก

นอกเหนือจากการต่ออนุกรมของมอสทรานซิสเตอร์ในลักษณะของไดโอดเพื่อกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตแล้ว อีกวิธีการหนึ่งที่ใช้กำหนดค่าแรงดันเอาต์พุต หรือเลื่อนระดับแรงดันได้คือการใช้วงจรเลื่อนระดับแบบซอร์สฟอลโลเวอร์ (source follower level-shift stages) ดังแสดงในรูปที่ 3.10 [6,30] โดย M_1 จะทำหน้าที่เป็นซอร์สฟอลโลเวอร์ (source follower) และ M_2 ทำหน้าที่เป็นตัวไบอัสกระแส ซึ่งถ้าพิจารณาค่าแรงดันเอาต์พุต V_O จากรูปที่ 3.10(ก) เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองทำงานในย่านอิ่มตัวจะได้

ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{K_1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_1 - V_O - V_{To})^2 = \frac{K_2}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_O - V_{To})^2 \quad (3.25)$$

เมื่อกำหนดให้ $K_1 = K_2$ และ $\left(\frac{W}{L}\right) = S$ จะหาค่า V_o ได้ดังนี้

$$V_o = \frac{\sqrt{\frac{S_1}{S_2}}(V_1 - V_{TO}) + V_{TO}}{1 + \sqrt{\frac{S_1}{S_2}}} \quad (3.26)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_o = \frac{V_1}{1 + \sqrt{\frac{S_2}{S_1}}} - \frac{V_{TO} \left(1 - \sqrt{\frac{S_2}{S_1}}\right)}{1 + \sqrt{\frac{S_2}{S_1}}} \quad (3.27)$$

โดยมีเงื่อนไขคือ $V_1 \leq (V_{DD} + V_{TO})$

สมการ (3.27) แสดงให้เห็นว่าแรงดัน V_o กำหนดได้จากการกำหนดค่า S ต่างๆ ซึ่งจะพบว่าถ้าให้ S_2 น้อยกว่า S_1 มาก แรงดันเอาต์พุตก็จะประมาณเท่ากับค่า V_{GS} ของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 ซึ่งมีค่าเป็น

$$V_o \approx V_1 - V_{TO} \quad (3.28)$$

และกรณีที่ $S_2 = S_1$ แล้ววงจรจะทำหน้าที่เป็นวงจรลดทอนแรงดัน โดยมีค่า

$$V_o = \frac{1}{2}V_1 \quad (3.29)$$

และในกรณีของรูป 3.8 (ข). ถ้ามอสทั้งสองตัวทำงานในย่านอิ่มตัวเราจะหาค่า V_o ได้จาก

$$\frac{K_1}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_1 - V_o - V_{TO})^2 = \frac{K_2}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_B - V_{TO})^2 \quad (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไปว่าละเมิดลิขสิทธิ์ อีกทั้ง $\left(\frac{W}{L}\right)$ ที่คิดแปลนที่อื่น และต้องคำนึงถึงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
โดยให้ $K_1 = K_2$ และ $\left(\frac{W}{L}\right) = S$ จะจัดเทอมหาเอาต์พุต V_o ได้

$$V_o = V_1 - \left(\sqrt{\frac{S_2}{S_1}} V_B \right) + V_{TO} \left(\sqrt{\frac{S_2}{S_1}} - 1 \right)$$

เมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น

$$V_o = V_1 - \left(1 - \sqrt{\frac{S_2}{S_1}} \right) V_{TO} - \sqrt{\frac{S_2}{S_1}} V_{bias} \quad (3.31)$$

โดยที่มีเงื่อนไขคือ

$$V_{bias} \leq \frac{V_1}{1 + \sqrt{\frac{S_2}{S_1}}} + \left[\frac{\sqrt{\frac{S_2}{S_1}}}{1 + \sqrt{\frac{S_2}{S_1}}} \right] V_{TO}$$

ซึ่งอาศัยสมการ (3.31) ก็จะสามารถกำหนดค่าแรงดัน V_o ได้เช่นเดียวกันโดยการกำหนดจากค่า S และในกรณีที่ $S_1 = S_2$ จะได้ว่า

$$V_o = V_1 - V_{bias} \quad (3.32)$$

จากการวิเคราะห์หาค่าเอาต์พุตของรูป 3.10 ดังกล่าวแล้วทำให้เห็นว่าวงจรทั้งสองสามารถนำมาใช้เป็นวงจรบัฟเฟอร์ หรือวงจรเลื่อนระดับแรงดันได้

วงจรพื้นฐานต่างๆ ที่ได้กล่าวมานี้จะถูกนำไปใช้เป็นส่วนประกอบในการสร้างวงจรคูณหรือหารสัญญาณที่จะนำเสนอต่อไป เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานให้เป็นไปตามเงื่อนไขที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

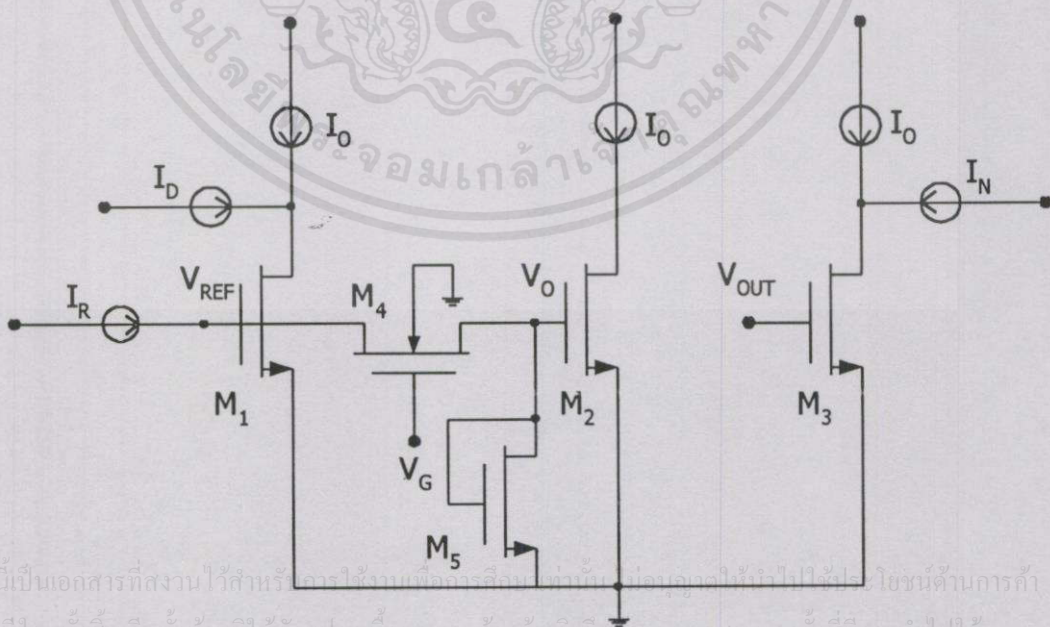
วงจรคูณ และหารสัญญาณที่นำเสนอ

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงการสร้างวงจรคูณ และหารสัญญาณที่นำเสนอที่สร้างขึ้นโดยอาศัย วงจรพื้นฐานที่ประกอบจากมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ร่วมกับมอสทรานซิสเตอร์ที่ ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทาน มาประกอบกันภายใต้เงื่อนไขที่กำหนด ซึ่งการสร้างเป็นวงจรมบูรณต์ก็จะ อาศัยวงจรพื้นฐานที่กล่าวถึงในบทที่ผ่านมาเพื่อช่วยในการบังคับกระแสหรือแรงดันให้เป็นไปตาม เงื่อนไข จากนั้นจะได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร ซึ่งประกอบด้วย การหาค่าความต้านทาน การ คำนวณหาค่าความคลาดเคลื่อน และช่วงขอบเขตเงื่อนไขการทำงานของวงจร นอกจากนี้เนื้อหาของ วิทยานิพนธ์ในบทนี้ยังได้แสดงผลการเลียนแบบ (simulation) การถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของ การคูณ และการหารสัญญาณ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ตลอดจนค่าเปอร์เซ็นต์ที่เอชดีของ วงจรไว้ด้วย

4.2 หลักการ

วงจรคูณ และหารสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีหลักการเบื้องต้นดังวงจรที่แสดงใน รูปที่ 4.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเอาไว้ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 วงจรพื้นฐานที่ใช้คูณ และหารสัญญาณกระแส

จากวงจรในรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_5$ ต่อร่วมกับแหล่งจ่ายกระแส I_O โดยมีกระแสอินพุตคือ I_R, I_D และ I_N ในการออกแบบของวงจรมันได้กำหนดเงื่อนไขดังนี้คือ ให้มอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ มีลักษณะเหมือนกัน กล่าวคือมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เป็นค่าเดียวกัน อาทิเช่นค่า V_T ค่า K ค่าความกว้างต่อความยาว และค่าอื่นๆ เป็นต้น ส่วน I_O ในที่นี้กำหนดให้เป็นค่าเดียวกันที่ถูกควบคุมด้วยวงจรภายนอก และมอสทรานซิสเตอร์ M_2 โดยมี M_4 และ M_5 จะทำงานในลักษณะตัวต้านทาน ในการพิจารณา $M_1 - M_3$ จะถูกสมมติให้ทำงานอยู่ในย่านไม่อิ่มตัวซึ่งจะให้กระแสเดรนที่สัมพันธ์กับค่าแรงดันต่างๆ เป็นไปในรูปของสมการ (2.9) และเพื่อความสะดวกในการพิจารณาจึงนำมาเขียนใหม่อีกครั้งดังนี้คือ

$$I_{DS} = K \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TO}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (4.1)$$

เมื่อพิจารณาถึงกระแสที่ไหลผ่าน M_1 จะได้

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= I_D + I_O \\ &= K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{REF} - V_{TO}) V_{DS1} - \frac{V_{DS1}^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (4.2)$$

และเมื่อพิจารณากับกระแสที่ไหลผ่าน M_3 จะได้

$$\begin{aligned} I_{DS3} &= I_N + I_O \\ &= K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{OUT} - V_{TO}) V_{DS3} - \frac{V_{DS3}^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (4.3)$$

กระแส I_O คือกระแสที่ผ่าน M_2 ดังนั้นจะได้

$$I_O = K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_O - V_{TO}) V_{DS2} - \frac{V_{DS2}^2}{2} \right] \quad (4.4)$$

เมื่อนำค่า I_O จากสมการ (4.4) แทนในสมการ (4.2) และ (4.3) แล้วทำการจัดเทอมหาค่า I_D และ I_N จะได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = K \frac{W}{L} \left[(V_{REF} V_{DS1} - V_O V_{DS2}) - (V_{DS1} - V_{DS2}) V_{TO} - \left(\frac{V_{DS1}^2 - V_{DS2}^2}{2} \right) \right] \quad (4.5)$$

และ

$$I_N = K \frac{W}{L} \left[(V_{OUT} V_{DS3} - V_O V_{DS2}) - (V_{DS3} - V_{DS2}) V_{TO} - \left(\frac{V_{DS3}^2 - V_{DS2}^2}{2} \right) \right] \quad (4.6)$$

เมื่อสังเกตจากสมการ (4.5) และ (4.6) พบว่าถ้าค่า V_{DS} ของมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ มีค่าเท่ากันแล้วจะหาความสัมพันธ์ต่อไปนี้ได้

$$(V_{OUT} - V_O) = (V_{REF} - V_O) \frac{I_N}{I_D} \quad (4.7)$$

จากสมการ (4.7) จะสังเกตได้ว่าค่าผลต่าง $(V_{OUT} - V_O)$ จะอยู่ในเทอมของผลหารของสัญญาณกระแส I_D, I_N คูณกับผลต่าง $(V_{REF} - V_O)$ เมื่อพิจารณาวงจรจากรูปที่ 4.1 พบว่าค่า V_{REF} และ V_O จะถูกกำหนดโดยความต้านทานของ M_4 และ M_5 ซึ่งในที่นี้ได้ออกแบบให้ M_4 ทำหน้าที่เป็นเสมือนตัวต้านทานที่เป็นแบบความต้านทานแบบลอยตัว (floating resistor) โดยสามารถควบคุมค่าความต้านทานได้ด้วยค่าแรงดันที่ขาเกต V_G และ M_5 ใช้เป็นความต้านทานแบบที่ค่าความต้านทานขึ้นอยู่กับค่ากระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวมอสทรานซิสเตอร์ โดยค่าความต้านทานในแต่ละกรณีจะแสดงได้ด้วยสมการ (3.15) และ (3.14) ตามลำดับ ซึ่งจะพบว่าค่าแรงดัน $(V_{REF} - V_O)$ ก็คือค่าแรงดันที่ตกคร่อม M_4 ดังนั้นค่าแรงดัน V_{M4} จะมีค่าสัมพันธ์กับค่า I_R ทำให้ได้ค่าแรงดันที่มีค่าเป็น

$$V_{M4} = I_R R_{M4} = (V_{REF} - V_O) = \frac{I_R}{K_4 \left(\frac{W}{L} \right)_4 (V_G - V_T)} \quad (4.8)$$

โดยที่ทั้งนี้จะต้องเลือกค่า V_G เพื่อให้ได้ค่า $(V_G - V_T) > V_{M4}$

อาศัยความสัมพันธ์ระหว่างสมการ (4.7) และ (4.8) จะทำให้จัดความสัมพันธ์ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

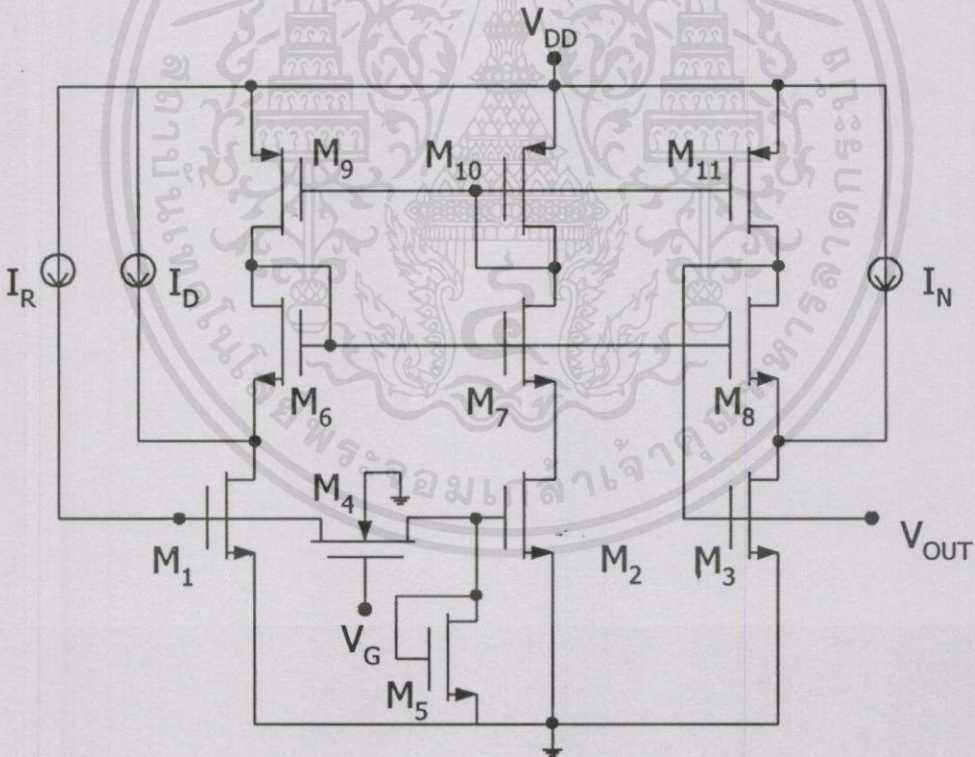
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต่อ $I_R I_N$ ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(V_{OUT} - V_O) = \frac{I_R I_N}{K_4 \left(\frac{W}{L} \right)_4 (V_G - V_T) I_D} \quad (4.9)$$

ค่าที่ได้จากสมการ (4.9) แสดงให้เห็นว่า $(V_{OUT} - V_O)$ ที่ได้ให้ผลในรูปของการคูณ และหาร สัญญาณกระแส นอกจากนี้วงจรยังสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยการปรับค่าแรงดันที่ขาเกต V_G และเพื่อให้มีกระแส I_R ไหลได้จึงจำเป็นต้องมี M_5 อยู่เพื่อให้เกิดทางเดินของกระแส I_R ครบวงจร

4.3 การสร้างวงจรสมบูร์ณ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการสร้างวงจรสมบูร์ณเพื่อใช้สำหรับการคูณ และหารสัญญาณ โดยมีรูปแบบมาจากวงจรพื้นฐานมาจากรูปที่ 4.1 และเพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขต่างๆ เพื่อให้ได้วงจรตามที่กำหนด ดังนั้นในการสร้างวงจรสมบูร์ณจึงต้องนำเอาวงจรพื้นฐานในบทที่ 3 มาเป็นตัวบังคับการทำงานให้เป็นไปตามเงื่อนไขที่ได้กำหนด ซึ่งสามารถสร้างวงจรสมบูร์ณได้ดังรูปที่ 4.2 วงจรสมบูร์ณจะประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_{11}$ โดยการทำงานของส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาจะสามารถแยกอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 วงจรสมบูร์ณที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ให้มีการจ่ายกระแส I_O ให้กับส่วนต่างๆ ได้เท่ากันจะอาศัยพิมอสทรานซิสเตอร์ $M_9 - M_{11}$ ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส โดยมี M_{10} เป็นตัวขับกระแสเพื่อให้เกิดมีการสะท้อนกระแสไปยัง

มอสทรานซิสเตอร์ M_9 และ M_{11} โดยค่ากระแสที่ได้จะถูกกำหนดโดยค่ากระแสที่ผ่าน M_2 ส่วน $M_6 - M_8$ จะทำหน้าที่กำหนดค่าแรงดันเพื่อควบคุมให้มอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว กล่าวคือ M_6 ที่ต่อในลักษณะของไดโอดจะถูกใช้เป็นตัวช่วยกำหนดแรงดันอ้างอิงของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 เพื่อให้ M_1 ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว โดยมี M_7 และ M_8 ซึ่งต่ออยู่ในลักษณะของวงจรรซอร์สฟอลโลเวอร์ (source follower) ทำหน้าที่เป็นวงจรมตามแรงดัน (voltage follower) ที่มีค่าแรงดันที่ซอร์สเท่ากัน และเพื่อกำหนดให้แรงดันที่เดรนของ $M_1 - M_3$ มีค่าเท่ากัน โดยค่าแรงดันนี้จะต้องทำให้ทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ทำงานในย่านไม่อิ่มตัวด้วย

เมื่อทำการพิจารณามอสทรานซิสเตอร์ M_{10} ที่ต่อในลักษณะของไดโอดจะพบว่าค่าแรงดันระหว่างขาเดรน และเกตจะเป็นไปตามเงื่อนไขคือ $V_{DG} \leq -V_{TO}$ (ค่า V_{TO} ของพีมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเป็นลบ) ทำให้ M_{10} ทำงานในย่านอิ่มตัวอยู่เป็นปกติ โดย M_{10} จะสร้างแรงดัน V_{SG} สะท้อนไปยังขาเกตของ M_9 และ M_{11} ให้มีค่าเท่ากัน และจากการออกแบบได้กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละส่วนของวงจรมีคุณลักษณะที่เหมือนกันและมีค่าพารามิเตอร์เดียวกัน ดังนั้น M_9 และ M_{11} จะทำงานในย่านอิ่มตัวเช่นกัน ซึ่งจะสังเกตได้ว่ามอสทรานซิสเตอร์ $M_9 - M_{11}$ จะทำงานในย่านอิ่มตัวได้ตลอดเวลาเมื่อ $V_{SG} > |V_{TO}|$ และค่าแรงดันที่ตกคร่อมเดรน และเกตต้องมีค่าไม่เกินค่าแรงดันขีดเริ่ม หรือ $V_{DG} \leq -V_{TO}$ และเมื่อทำการพิจารณามอสทรานซิสเตอร์ $M_6 - M_8$ จากรูปวงจร M_6 ถูกต่อในลักษณะของไดโอดจะพบว่า $V_{DG} \geq -V_{TO}$ (ค่า V_{TO} ของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเป็นบวก) ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M_6 ทำงานในย่านอิ่มตัว การต่อ M_6 ในลักษณะไดโอดจะให้ค่าแรงดันที่ป้อนไปยังขาเกตของ M_7 และ M_8 โดยค่าแรงดันดังกล่าวสามารถหาค่าได้จากแหล่งจ่ายไฟ V_{DD} ลบกับค่าแรงดันที่ตกคร่อม M_9 นั่นคือ $V_{DD} - V_{SG9} - V_{GD9}$ (โดยก่อนหน้า M_9 ทำงานในย่านอิ่มตัวจะพบว่าค่า $V_{SG} > |V_{TO}|$ และค่า V_{GD} ต้องมีค่าไม่เกินค่าแรงดันขีดเริ่ม) ซึ่งค่าแรงดันนี้จะไปบังคับให้แรงดันที่ขาเดรน และเกตของ M_7 และ M_8 เป็นไปตามเงื่อนไขคือ $V_{DG} \geq -V_{TO}$ จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M_7 และ M_8 ทำงานในย่านไม่อิ่มตัวเช่นกัน

จากการอธิบายการทำงานของวงจรมอบถึงมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละส่วนว่าทำงานในย่านใดแล้ว แต่สิ่งหนึ่งที่ช่วยในการกำหนดให้วงจรทำงานเป็นไปตามเงื่อนไขก็คือ การกำหนดค่าความกว้างต่อความยาวลงในตัวมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละตัว ซึ่งการคำนวณหาค่าความกว้างต่อความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ในวงจรมอบนั้น สามารถพิจารณาได้จากการที่ทราบย่านการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ และการกำหนดค่ากระแส I_D ของวงจรมอบที่ไหลผ่าน สำหรับวงจรมอบนี้สามารถหาค่าความกว้างต่อความยาวลงในตัวมอสทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้คือ เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ $M_6 - M_{11}$ ทำงานในย่านอิ่มตัว และ $M_1 - M_3$ ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ในการทำงานของย่านไม่อิ่มตัวนั้นค่า $V_{DS} < V_{GS} - V_{TO}$ ดังนั้นเพื่อให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขาเดรน และซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ มีค่าไม่สูงมาก จึงได้พิจารณาค่าแรงดันที่ตกคร่อมมอสทรานซิสเตอร์

$M_6 - M_{11}$ เป็นหลัก ซึ่งในที่นี้จะกำหนดให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขาเกต และซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ $M_6 - M_{11}$ มีค่าเท่ากับ 1.5 โวลต์. จากนั้นทำการกำหนดค่ากระแส I_0 ซึ่งในที่นี้จะกำหนดให้มีค่าไว้ที่ 40 ไมโครแอมแปร์ เมื่อทำการแทนค่าพารามิเตอร์ และค่าที่กำหนดลงในสมการกระแสในขานอิมตัวแล้ว จะสามารถหาค่าความกว้างต่อความยาวของ $M_6 - M_{11}$ ได้ดังตารางที่ 4.1 ถึง 4.3 สำหรับมอสทรานซิสเตอร์โมเดลระดับต่างๆ ตามลำดับ ส่วนการกำหนดค่าความกว้างต่อความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ไม่มีผลต่อการกำหนดค่าแรงดันแต่อย่างใด ดังนั้นเพื่อความง่ายจึงได้กำหนดค่าความกว้างต่อความยาวไว้ที่เท่ากัน

ตารางที่ 4.1 ค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์โมเดลระดับหนึ่ง

มอสทรานซิสเตอร์	$M_1 - M_3$	M_4	M_5	$M_6 - M_8$	$M_9 - M_{11}$
ค่า $\frac{W}{L} (\mu m)$	$\frac{8}{8}$	$\frac{15}{26}$	$\frac{10}{23}$	$\frac{47}{25}$	$\frac{129}{20}$

ตารางที่ 4.2 ค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์โมเดลระดับสองด้วย SCN2 ของ โมซิส (MOSIS)

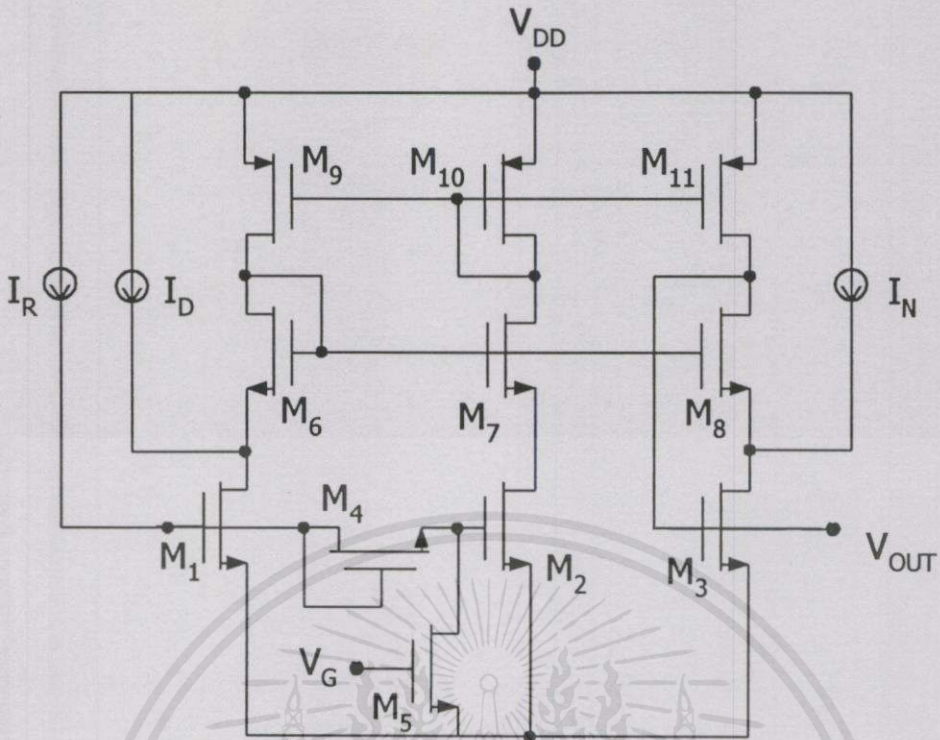
มอสทรานซิสเตอร์	$M_1 - M_3$	M_4	M_5	$M_6 - M_8$	$M_9 - M_{11}$
ค่า $\frac{W}{L} (\mu m)$	$\frac{5}{5}$	$\frac{30}{49}$	$\frac{10}{23}$	$\frac{61}{30}$	$\frac{51}{10}$

ตารางที่ 4.3 ค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์โมเดลระดับสามด้วยเทคโนโลยีแบบซีมอส 1.2 ไมครอนของโมซิส (MOSIS)

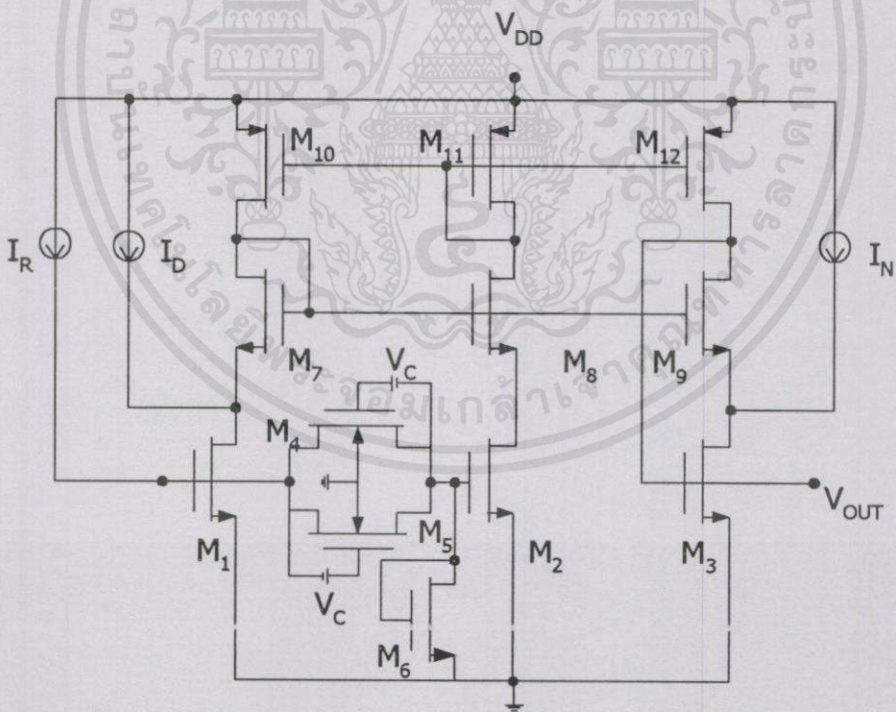
มอสทรานซิสเตอร์	$M_1 - M_3$	M_4	M_5	$M_6 - M_8$	$M_9 - M_{11}$
ค่า $\frac{W}{L} (\mu m)$	$\frac{5}{5}$	$\frac{30}{33}$	$\frac{10}{23}$	$\frac{117}{48}$	$\frac{60}{11}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

โดยส่วนนี้เป็นแอมพลิจูดที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.3 วงจรที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแสโดยต่อความต้านทานในลักษณะอื่นๆ
 (ก) วงจรที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแสโดยการสลับตำแหน่งของอุปกรณ์
 (ข) วงจรที่ใช้ในการคูณ และหารสัญญาณกระแสโดยต่อความต้านทานในรูปแบบอื่น

ในการออกแบบวงจรคูณ และหารสัญญาณนั้นนอกจากจะใช้มอสทรานซิสเตอร์แทนเป็นตัวต้านทานที่ต่อในลักษณะดังรูปที่ 4.2 แล้ว ยังสามารถจะทำการต่อในลักษณะอื่นๆ ได้อีก ยกตัวอย่าง ดังแสดงในรูปที่ 4.3 หรืออาจจะสลับตำแหน่งของอุปกรณ์ หรือการใช้ตัวต้านทานในรูปแบบอื่นๆ ได้ รายละเอียดอื่นๆ จะขอละไว้ที่จะกล่าวเพราะมีหลักการเช่นเดียวกัน ในที่นี้กล่าวไว้เพียงเพื่อเป็นการเสนอแนะสำหรับผู้ที่ต้องการจะทำการวิจัยต่อไปเท่านั้น

4.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร

ในเนื้อหาส่วนนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งจะประกอบด้วย การหาค่าความต้านทานของวงจร การหาค่าความคลาดเคลื่อนกรณีที่มีมอสทรานซิสเตอร์แตกต่างกัน และช่วงขอบเขตเงื่อนไขการทำงานของวงจรซึ่งแสดงได้ดังต่อไปนี้

4.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานของวงจร

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานของวงจรสามารถพิจารณาได้จากการใช้โมเดลของสัญญาณขนาดเล็ก โดยในเนื้อหาส่วนนี้จะได้แสดงการหาค่าความต้านทานอินพุตเป็นหลัก ส่วนความต้านทานเอาต์พุตของวงจรจะไม่ขอพิจารณา เนื่องจากวงจรที่นำเสนอไม่สามารถนำไปใช้ต่อกับโหลดที่กินกระแสได้โดยตรง ซึ่งการนำไปใช้งานจึงจำเป็นต้องต่อกับวงจรบัฟเฟอร์ (buffer) ก่อน ดังนั้นจึงไม่มีความจำเป็นในการพิจารณาหาค่าดังกล่าว ในการหาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรรูปที่ 4.2 สามารถหาค่าได้ดังนี้

พิจารณาความต้านทานอินพุต r_{IN} ทางด้าน I_N ซึ่งประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M_3 , M_8 และ M_{11} ที่แสดงดังรูปที่ 4.4(ก). ในการหาค่าความต้านทานอินพุตสามารถทำได้ด้วยการใช้โมเดลสัญญาณขนาดเล็กที่แสดงได้ดังรูปที่ 4.4(ข) โดยในที่นี้ r_{triode} คือค่าความต้านทานของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว จากนั้นทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน v_s เข้าที่อินพุตแล้วหาค่ากระแส i_s ที่ไหลผ่านวงจรดังรูปที่ 4.4(ค) และ 4.4(ง) ซึ่งจะพบว่า

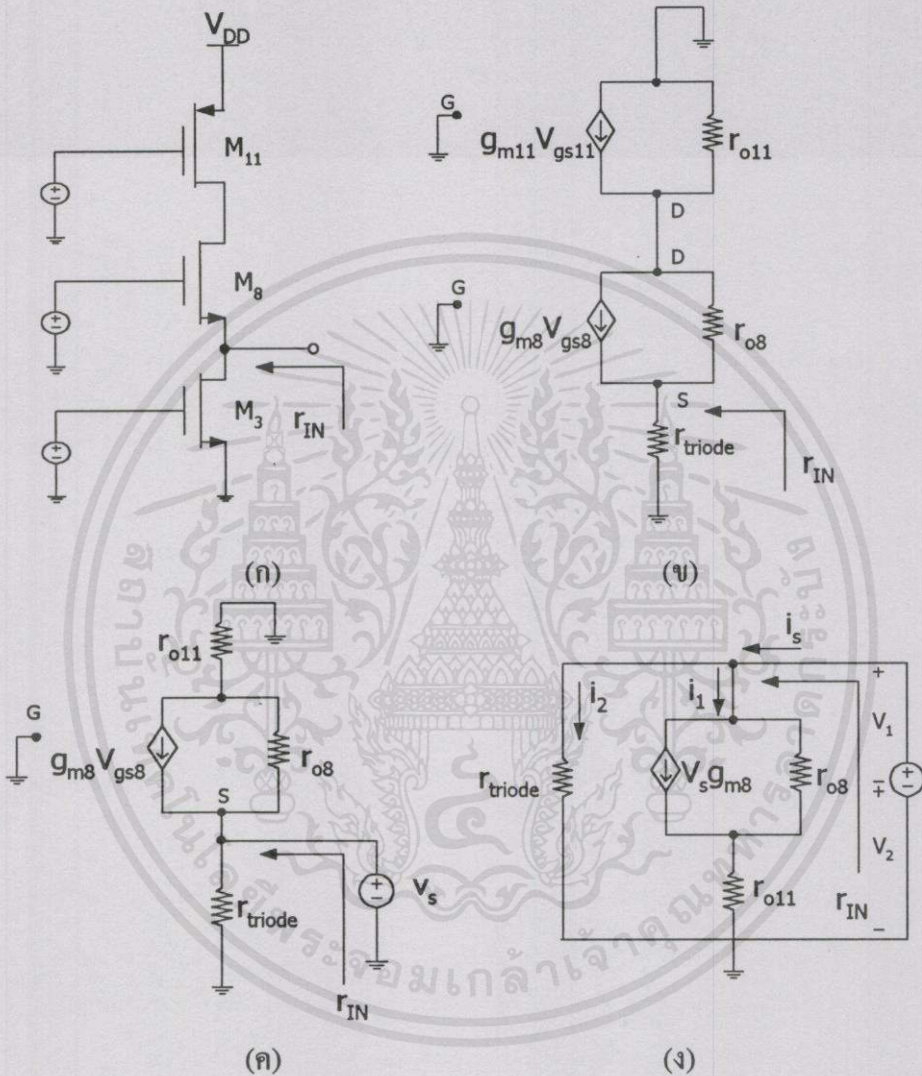
$$\begin{aligned} i_s &= i_1 + i_2 \\ &= \left(\frac{v_s}{r_{o8} + r_{o11}} + v_s g_{m8} \right) + \frac{v_s}{r_{triode}} \end{aligned} \quad (4.10)$$

สามารถหาค่าความต้านทานอินพุต r_{IN} ได้จากความสัมพันธ์ของ v_s และ i_s ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะในรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{IN} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o8} + r_{o11}} + \frac{1}{r_{triode}} + g_{m8}} \quad (4.11)$$

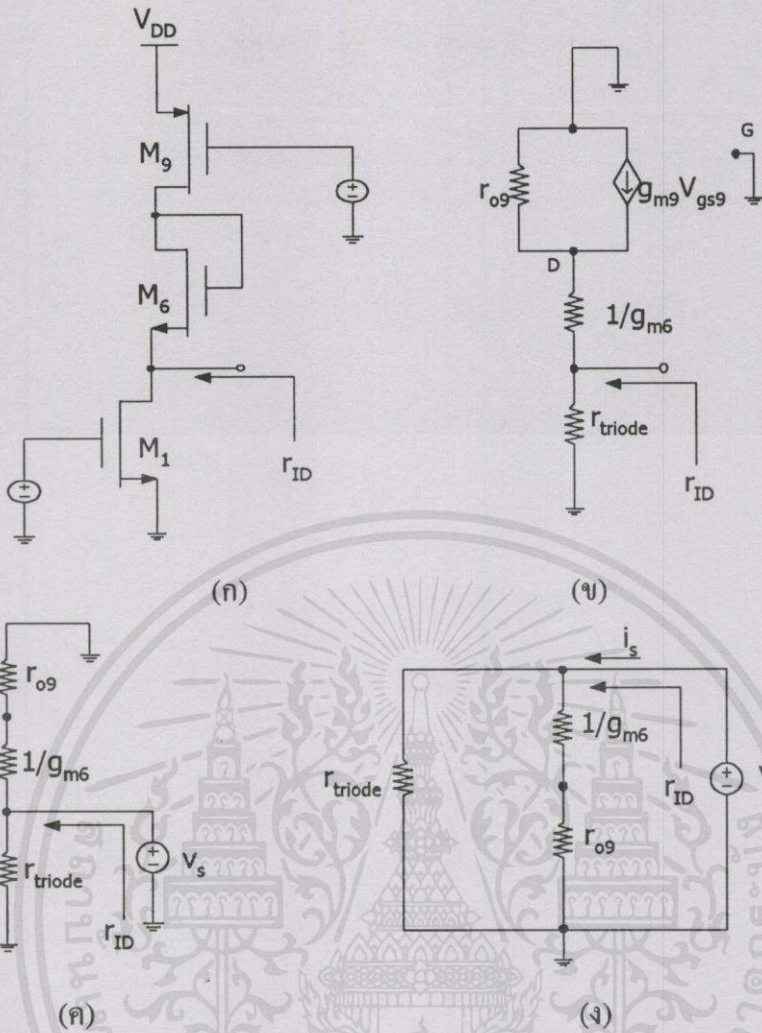
$$= (r_{o8} + r_{o11}) // r_{triode} // \frac{1}{g_{m8}}$$



รูปที่ 4.4 วงจรที่ใช้พิจารณาหาค่าความต้านทานอินพุตทางด้าน I_N

(ก) มอสมทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าด้านทานอินพุตทางด้าน I_N (ข) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์. (ค) และ (ง) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์เมื่อป้อนแหล่งจ่าย v_s เพื่อใช้หาค่า r_{IN}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าหาความต้านทานอินพุต r_{ID} ทางด้าน I_D ซึ่งประกอบด้วยมอสมทรานซิสเตอร์ M_1, M_6 และ M_9 ที่แสดงดังรูปที่ 4.5(ก).



รูปที่ 4.5 วงจรที่ใช้พิจารณาหาค่าความต้านทานอินพุตทางค่าน I_D

(ก) มอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าความต้านทานอินพุตทางค่าน I_D (ข) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ (ค) และ (ง) โมเดลสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์เมื่อป้อนแหล่งจ่าย v_s เพื่อใช้หาค่า r_{ID}

อาศัยโมเดลสัญญาณขนาดเล็กที่แสดงได้ดังรูปที่ 4.5(ข) จากนั้นทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน v_s เข้าที่อินพุตแล้วหาค่ากระแส i_s ที่ไหลผ่านวงจรดังรูปที่ 4.5(ค) และ 4.5(ง) หาค่าความต้านทานอินพุต r_{ID} ได้จากความสัมพันธ์ของ v_s และ i_s จะได้ว่า

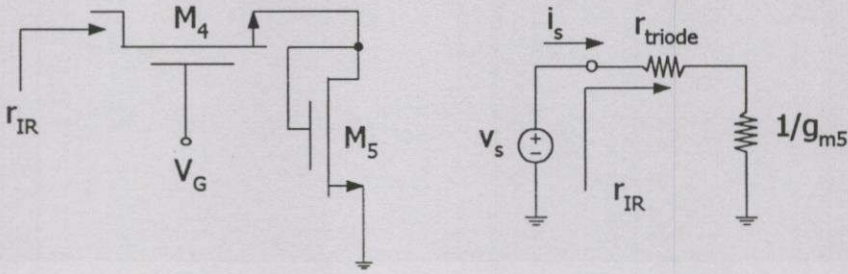
$$r_{ID} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o9} + \frac{1}{g_{m6}}} + \frac{1}{r_{triode}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่ และ g_{m6} อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left(r_{o9} + \frac{1}{g_{m6}} \right) // r_{triode}$$

(4.12)

ในทำนองเดียวกัน หาค่าความต้านทานอินพุต r_{IR} ทางด้าน I_R ซึ่งประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M_4 และ M_5 ที่แสดงได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรที่ใช้พิจารณาหาค่าความต้านทานอินพุตทางด้าน I_R

หาค่าความต้านทานอินพุต r_{IR} ได้จากความสัมพันธ์ของ v_s และ i_s จะได้ว่า

$$R_{IR} = r_{triode} + \frac{1}{g_{m5}} \quad (4.13)$$

4.4.2 การวิเคราะห์หาความคลาดเคลื่อนกรณีที่มีมอสทรานซิสเตอร์แตกต่างกัน

จากวงจรรูปที่ 4.2 ซึ่งก่อนหน้าได้อธิบายถึงการสร้างวงจรสมมูลที่ใช้ในการคูณและหารสัญญาณที่ประกอบขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละส่วนคือ $M_9 - M_{11}$ ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส $M_6 - M_8$ ที่ทำหน้าที่เป็นส่วนในการกำหนดแรงดัน และ $M_1 - M_3$ ที่ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว โดยแต่ละส่วนมีคุณลักษณะที่เหมือนกัน (match) กล่าวคือมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ และมีค่าความกว้างต่อความยาวที่เท่ากัน ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวในการทำงานจะส่งผลให้ค่ากระแส I_O ที่เกิดจากมอสทรานซิสเตอร์ $M_9 - M_{11}$ มีค่าเท่ากัน และค่าแรงดัน V_{DS} ที่ตกคร่อมมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ที่ทำงานในย่านไม่อิ่มตัวมีค่าเท่ากัน แต่เมื่อใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างกัน (mismatch) ในส่วนใดส่วนหนึ่งก็จะส่งผลทำให้ค่ากระแส I_O และแรงดัน V_{DS} ดังกล่าวมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้ผลของการคูณ และหารสัญญาณเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นโดยในหัวข้อนี้จะแสดงการวิเคราะห์หาความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นดังนี้

ในการวิเคราะห์จะสมมติให้ค่าแรงดัน V_{DS} ที่เท่ากันของมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ถูกอ้างอิงเป็นค่าเดิมคือ V_{DS2} โดยกำหนดให้เป็นค่าแรงดันระหว่างเดรน และซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M_2 และค่ากระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_2 คือค่า I_O สำหรับการวิเคราะห์หาความคลาดเคลื่อนนั้นจะพิจารณาว่าถ้าค่ากระแสที่ถูกสะท้อนไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_1 เปลี่ยนจาก I_O เดิมเป็น I_{X1} และ V_{DS2} เดิมเป็น V_{DS1} จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 I_{DS1} &= I_D + I_{X1} \\
 &= K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{REF} - V_{TO}) V_{DS1} - \frac{V_{DS1}^2}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

ในการทำงานเดียวกันถ้าค่ากระแสที่ถูกสะท้อนไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_3 เปลี่ยนจาก I_O เดิมเป็น I_{X3} และ V_{DS2} เดิมเป็น V_{DS3} จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 I_{DS3} &= I_N + I_{X3} \\
 &= K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{OUT} - V_{TO}) \Delta V_{DS3} - \frac{V_{DS3}^2}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

โดยค่า I_O เดิมคือค่ากระแสที่ไหลผ่าน M_2 มีค่าเป็น

$$I_O = K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_O - V_{TO}) V_{DS2} - \frac{V_{DS2}^2}{2} \right] \tag{4.16}$$

ถ้ากำหนดให้

$$\begin{aligned}
 I_{X1} &= I_O + \Delta I_1 \\
 I_{X3} &= I_O + \Delta I_3 \\
 V_{DS1} &= V_{DS2} + \Delta V_1 \\
 V_{DS3} &= V_{DS2} + \Delta V_3
 \end{aligned}$$

โดยที่ ΔI_1 และ ΔI_3 คือค่ากระแสที่คลาดเคลื่อนเล็กน้อยไปจาก I_O เดิม และ ΔV_1 และ ΔV_3 คือค่าแรงดันที่คลาดเคลื่อนเล็กน้อยไปจาก V_{DS2} เดิม แทนค่าที่กำหนดในสมการที่ (4.14) และ (4.15) จะได้

$$\begin{aligned}
 I_{DS1} &= I_D + I_O + \Delta I_1 \\
 &= K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{REF} - V_{TO}) (V_{DS2} + \Delta V_1) - \frac{(V_{DS2} + \Delta V_1)^2}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

และ

$$\begin{aligned}
 I_{DS3} &= I_N + I_O + \Delta I_3 \\
 &= K \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{REF} - V_{TO}) (V_{DS2} + \Delta V_3) - \frac{(V_{DS2} + \Delta V_3)^2}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

เมื่อนำค่า I_O จากสมการ (4.16) แทนลงในสมการ (4.17) และ (4.18) จะจัดเทอมหาค่า I_D และ I_N จะได้ว่า

$$I_D = K \frac{W}{L} \left[(V_{REF} - V_O) V_{DS2} + (V_{REF} - V_{TO}) \Delta V_1 - \frac{(2V_{DS2} \Delta V_1 + \Delta V_1^2)}{2} \right] - \Delta I_1 \quad (4.19)$$

และ

$$I_N = K \frac{W}{L} \left[(V_{OUT} - V_O) V_{DS2} + (V_{OUT} - V_{TO}) \Delta V_3 - \frac{(2V_{DS2} \Delta V_3 + \Delta V_3^2)}{2} \right] - \Delta I_3 \quad (4.20)$$

จากสมการ (4.19) กำหนดให้

$$\left[K(V_{REF} - V_{TO}) \Delta V_1 - \frac{K \Delta V_1^2}{2} - \Delta I_1 \right] = E_1$$

และจากสมการ (4.20) กำหนดให้

$$\left[K(V_{OUT} - V_{TO}) \Delta V_3 - \frac{K \Delta V_3^2}{2} - \Delta I_3 \right] = E_2$$

จะได้

$$I_D = K[(V_{REF} - V_O) - \Delta V_1] V_{DS2} + E_1 \quad (4.21)$$

$$I_N = K[(V_{OUT} - V_O) - \Delta V_3] V_{DS2} + E_2 \quad (4.22)$$

จากสมการ (4.21) หาค่า V_{DS2} จะได้ว่า

$$V_{DS2} = \frac{I_D - E_1}{K[(V_{REF} - V_O) - \Delta V_1]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่กล่าวถึงว่านี่คือสื่อที่หนึ่งเป็นต้นฉบับเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_N = \frac{K[(V_{OUT} - V_O) - \Delta V_3](I_D - E_1)}{K(V_{REF} - V_O) - \Delta V_1} + E_2 \quad (4.23)$$

ทำการจัดรูปสมการหา $(V_{OUT} - V_O)$ จะได้

$$(V_{OUT} - V_O) = \frac{(V_{REF} - V_O)I_N}{\left(1 - \frac{E_1}{I_D}\right)I_D} - \frac{I_N\Delta V_1 + \Delta V_3(I_D - E_1) - E_2K[(V_{REF} - V_O) - \Delta V_1]}{K\left(1 - \frac{E_1}{I_D}\right)I_D} \quad (4.24)$$

แทนค่า $(V_{REF} - V_O) = \frac{I_R}{K_4\left(\frac{W}{L}\right)_4(V_G - V_T)}$ ลงในสมการ (4.24) จะได้

$$(V_{OUT} - V_O) = \frac{I_R I_N}{K_4\left(\frac{W}{L}\right)_4(V_G - V_T)\left(1 - \frac{E_1}{I_D}\right)I_D} - \frac{I_N\Delta V_1 + \Delta V_3(I_D - E_1) - E_2K\left[\frac{I_R}{K_4\left(\frac{W}{L}\right)_4(V_G - V_T)} - \Delta V_1\right]}{K\left(1 - \frac{E_1}{I_D}\right)I_D} \quad (4.25)$$

จากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าผลของการคูณ และหารสัญญาณจะเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้น ซึ่งกรณีนี้ค่ากระแส I_O และค่าแรงดัน V_{DS} ของมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ มีค่าไม่แตกต่างกันแล้ว ผลในการคูณ และหารสัญญาณก็จะได้สมการ (4.9) เช่นเดิม

4.4.3 ช่วงขอบเขตเงื่อนไขการทำงานของวงจร

จากวงจรรูป 4.2 สามารถหาค่าขอบเขตสูงสุดของกระแส I_{Dmax} , I_{Nmax} และ I_{Rmax} ที่เป็นไปได้โดยพิจารณาเริ่มจากมอสทรานซิสเตอร์ M_{10}, M_7, M_2 โดยกำหนด M_{10} และ M_7 ทำงานในย่านอิ่มตัวส่วน M_2 ต้องทำงานในย่านไม่อิ่มตัวตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ตั้งแต่ต้นของการสร้างวงจร ซึ่งการหาขอบเขตสูงสุดที่ M_2 ยังทำงานในย่านไม่อิ่มตัวนั้นสามารถหาได้ด้วยการใช้ขอบเขตเงื่อนไขการแบ่งย่านจะพบว่า $V_{DSmax} = V_{DS2max} = (V_{Omax} - V_{TON})$

โดยที่ V_{DSmax} คือค่าแรงดันเดรนซอร์สสูงสุดที่ยังทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านไม่อิ่มตัว

V_{Omax} คือค่าแรงดันสูงสุดที่ป้อนให้กับมอสทรานซิสเตอร์ที่จุด V_{DSmax} ซึ่งมีการนำไปใช้

V_{TON} คือค่าแรงดันขีดเริ่มของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์

จากวงจรจะพบว่ากระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_{10}, M_7, M_2 มีค่าเท่ากัน ดังนั้นจะหาค่า $V_{DS\max}$ ได้ว่า

$$\beta_7(V_{GS7} - V_{TON})^2 = \beta_2(V_{O\max} - V_{TON})^2 \quad (4.26)$$

$$\text{โดยที่ } \beta = \frac{\mu C_{OX} W}{2L}$$

ทำการแทนค่า $V_{DS\max} = V_{DS2\max} = (V_{O\max} - V_{TON})$ ในสมการที่ (4.26) จะได้

$$\beta_7(V_{GS7} - V_{TON})^2 = \beta_2(V_{DS2\max})^2 \quad (4.27)$$

$$(V_{GS7} - V_{TON}) = \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}} V_{DS2\max} \quad (4.28)$$

แทนค่า V_{GS7} (ซึ่งค่า $V_{GS7} = (V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}|) - V_{DS\max}$) ลงในสมการ (4.28) เพื่อหาค่า $V_{DS\max}$ จะได้

$$V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| - V_{TON} = \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}} V_{DS2\max} + V_{DS2\max} \quad (4.29)$$

$$V_{DS\max} = V_{DS2\max} = \frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| - V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \quad (4.30)$$

โดยที่ V_{TOP} คือค่าแรงดันขีดเริ่มของพีมอสทรานซิสเตอร์

ในการออกแบบวงจรเบื้องต้นได้ทำการกำหนดค่า V_{SG10} ของวงจรเท่ากับ 1.5 โวลต์ ส่วนค่ากระแส I_O ที่ไหลในวงจรมีค่าสูงสุดเท่ากับ 40 ไมโครแอมแปร์ และต่ำสุดเท่ากับ 5 ไมโครแอมแปร์ ซึ่งการกำหนดนี้เพื่อหาค่าความกว้าง และความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ในส่วนต่างๆ ของวงจร เมื่อแทนค่าต่างๆ ที่กำหนดลงในสมการที่ (4.30) ก็จะทราบค่า $V_{DS\max}$ ต่อจากนั้นหาค่า $V_{O\max}$ โดยอาศัยสมการ (4.26) และใช้เงื่อนไขเดิมคือ $V_{DS\max} = V_{DS2\max} = (V_{O\max} - V_{TON})$ โดยแทนค่า $V_{GS7} = (V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}|) - V_{DS\max}$ จะได้ค่า $V_{O\max}$ ไม่นานนักให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกราดค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_7(V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| - V_{O\max})^2 = \beta_2(V_{O\max} - V_{TON})^2 \quad (4.31)$$

หาค่า $V_{O_{max}}$ จะได้ว่า

$$V_{O_{max}} = \frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}} V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \quad (4.32)$$

โดยในที่นี้เมื่อทราบ $V_{O_{max}}$ และ $V_{DS_{max}}$ สามารถหาค่า $I_{D_{max}}$ และ $I_{N_{max}}$ ได้จากการอาศัยเงื่อนไขที่มอสทรานซิสเตอร์ M_1, M_2, M_3 เหมือนกันทุกประการ และทำงานในย่านไม่อิ่มตัว โดยที่ค่าแรงดัน V_{DS} ของ M_1, M_2, M_3 มีค่าเท่ากันแล้ว จะทำให้ได้ $I_{D_{max}}$ และ $I_{N_{max}}$ ที่เป็นไปตามสมการ (4.5) และ (4.6) ตามลำดับนั้นคือ

$$I_{D_{max}} = K \frac{W}{L} (V_{REF_{max}} - V_{O_{max}}) V_{DS_{max}} \quad (4.33)$$

$$I_{N_{max}} = K \frac{W}{L} (V_{OUT_{max}} - V_{O_{max}}) V_{DS_{max}} \quad (4.34)$$

โดยที่ค่า $(V_{REF_{max}} - V_{O_{max}}) = \frac{I_{R_{max}}}{K_4 \left(\frac{W}{L}\right)_4 (V_G - V_T)}$ ส่วนค่า $V_{OUT_{max}} = V_{DD} - V_{SG11} - |V_{TOP}|$

สำหรับ $V_{O_{max}}$ ที่หามาได้จะถูกใช้เป็นตัวกำหนดค่า $I_{R_{max}}$ ที่เป็นไปตามสมการ (3.12) เมื่อมีการกำหนดค่าอัตราส่วนความกว้างต่อความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ M_5 นอกจากนี้ในการออกแบบวงจรได้กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ M_4 มีค่าแรงดันตกคร่อมสูงสุดเท่ากับ 0.7 โวลต์ ดังนั้น ค่า $(V_{REF_{max}} - V_{O_{max}}) = \frac{I_{R_{max}}}{K_4 \left(\frac{W}{L}\right)_4 (V_G - V_T)} = 0.7V$ เมื่อนำสมการ (4.33) และ (4.34) มา

แทนค่าตามเงื่อนไขต่างๆ ที่กำหนดก็จะได้ $I_{D_{max}}$ และ $I_{N_{max}}$ มีค่าเป็น

$$I_{D_{max}} = \frac{I_R}{\left(\frac{W}{L}\right)_4 (V_G - V_T)} \left(\frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| - V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \right) \quad (4.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{N\max} = K \left(V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| \right) \frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}} V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| - V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \quad (4.36)$$

ส่วน

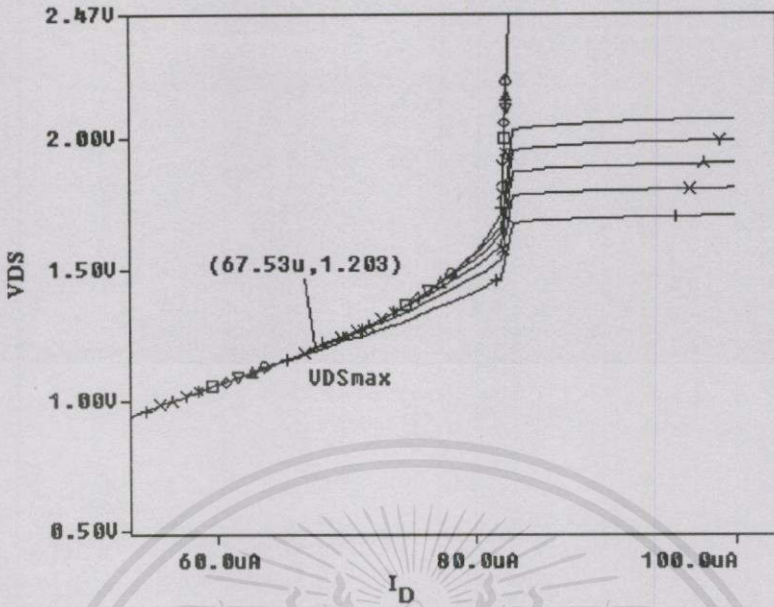
$$I_{R\max} = \beta_5 (V_{O\max} - V_{TON})^2 \quad (4.37)$$

สำหรับตัวอย่างการหาค่า $I_{D\max}$, $I_{N\max}$ และ $I_{R\max}$ โดยในที่นี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์ของโมเดลระดับหนึ่ง ซึ่งมีค่าความกว้างต่อความยาวดังตารางที่ 4.1 ค่า $V_{DD} = 5V$ $V_{SG} = 1.5V$ $|V_{TOP}| = 0.83$ $V_{TON} = 0.76$ ค่า $K_N = \mu C_{OX} = 78.1$ $\Phi = 0.6$ และ $\gamma = 0.2$ โดยอาศัยการวิเคราะห์วงจรข้างต้นหาค่า $V_{DS\max}$ จากสมการ (4.30) จะได้

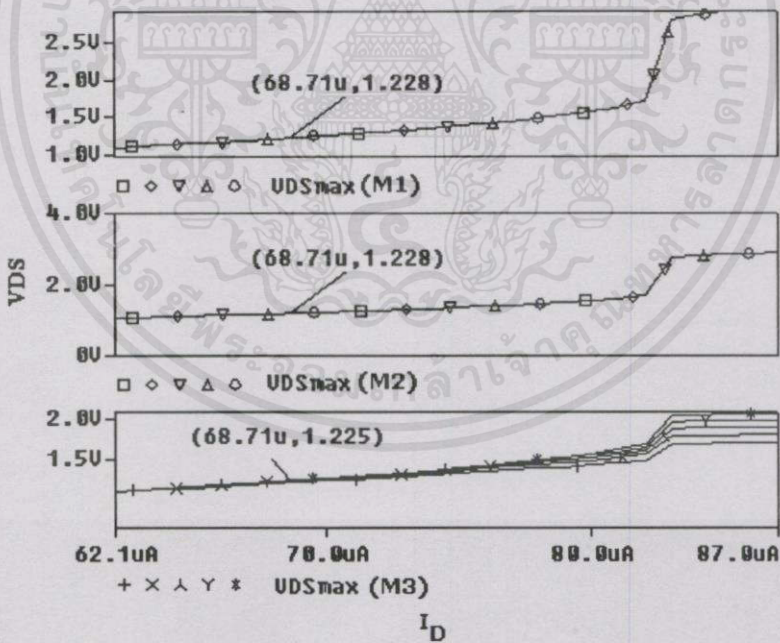
$$V_{DS\max} = V_{DS2\max} = \frac{V_{DD} - V_{SG10} - V_{TON} - |V_{TOP}|}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} = \frac{5 - 1.5 - 0.76 - 0.83}{1 + \sqrt{\frac{25}{47}}} = 1.1V \quad (4.38)$$

ทำการตรวจสอบค่าที่คำนวณได้ด้วยการเขียนแบบการทำงานของวงจรซึ่งในที่นี้ค่าแรงดันขอมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ต้องมีค่าเท่ากัน คือประมาณ 1.1 โวลต์ โดยได้ผลดังรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 แสดงผลของการเขียนแบบค่าแรงดัน $V_{DS\max}$ ขอมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลการเขียนแบบค่าแรงดัน V_{DSmax} พร้อมๆ กัน



รูปที่ 4.8 ผลการเขียนแบบค่าแรงดัน V_{DSmax} ของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นานนักจะนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่า $V_{O_{max}}$ จากสมการ (4.32) จะได้

$$V_{O_{max}} = \frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}} V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \quad (4.39)$$

$$= \frac{5 - 1.5 - 0.83 + \left(\sqrt{\frac{25}{47}}\right) 0.76}{1 + \sqrt{\frac{25}{47}}} = 1.86V$$

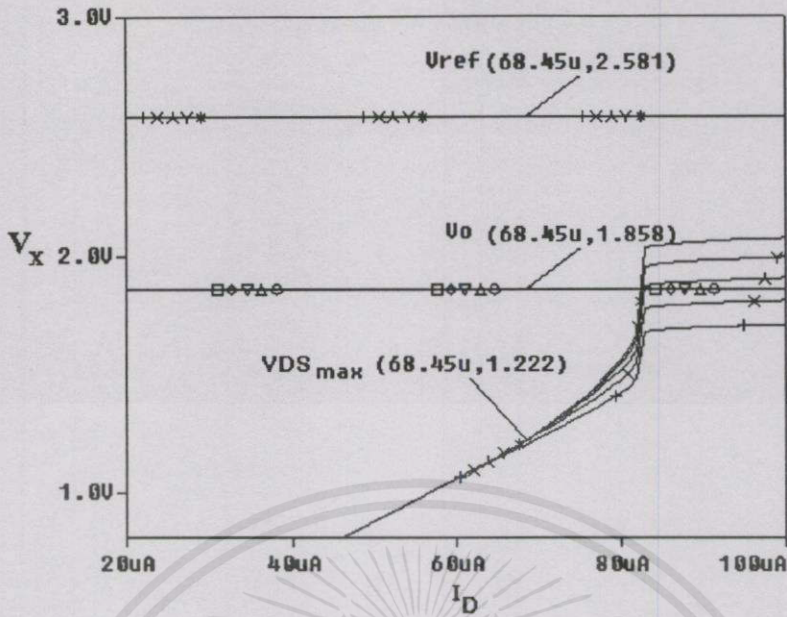
จากการทราบค่า $V_{O_{max}}$ ที่จุดนี้จะทำให้สามารถหาค่ากระแส $I_{R_{max}}$ โดยอาศัยสมการ (4.37) จะได้

$$I_{R_{max}} = \beta_5 (V_{O_{max}} - V_{TON})^2 \quad (4.40)$$

$$= \frac{78.110}{2 \cdot 23} (1.86 - 0.76)^2 = 20.5 \mu A$$

และจากการออกแบบวงจรที่ใช้ในการคูณ และการสัญญาณได้จะต้องมีเงื่อนไขการไหลของกระแส I_O ซึ่งค่าต่ำสุดได้กำหนดไว้ 5 ไมโครแอมแปร์โดยค่ากระแส I_O จะถูกกำหนดด้วยแรงดัน V_O ซึ่งเมื่อทราบค่า V_O ที่ต่ำที่สุดก็จะหาค่า I_R ที่ต่ำที่สุดได้จากสมการของย่านไม่อิ่มตัวถ้ากำหนดให้แรงดันระหว่างเกรน และซอร์สที่ต่ำที่สุดมีค่าเท่ากับ 0.1 โวลต์ ดังนั้นค่า V_O ที่ต่ำที่สุดที่ทำให้กระแส I_O ไหล 5 ไมโครแอมแปร์ได้จะมีค่าประมาณ 1.45 โวลต์ เมื่อคำนวณหาค่ากระแส I_R ที่ต่ำที่สุดก็จะมีค่าเท่ากับ 8 ไมโครแอมแปร์ หลังจากทำการป้อนค่ากระแสที่คำนวณได้ 20.5 ไมโครแอมแปร์แล้ว ทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยป้อนกระแส $I_{R_{max}}$ ก็จะได้ค่าแรงดันดังรูปที่ 4.9 ซึ่งจากรูปค่าแรงดันที่ได้จะสอดคล้องกับการวิเคราะห์ที่เป็นอย่างมากโดยจะแสดงด้วยค่า $V_{O_{max}}$ และค่าแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ M_4 โดยในที่นี้กำหนดให้มีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.7 โวลต์ ซึ่งจากรูปจะให้ผลตามที่คาดเอาไว้ และจากการทราบค่า $I_{R_{max}}$ จะสามารถหาค่า $I_{D_{max}}$ ได้จากสมการ (4.35) โดยมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ผลการเขียนแบบค่าแรงดัน $V_{O_{max}}$ และค่าแรงดันตกคร่อมมอสทรานซิสเตอร์ M_4 เมื่อป้อน กระแส $I_{R_{max}} = 20.5\mu$

$$I_{D_{max}} = \frac{I_{R_{max}}}{\left(\frac{W}{L}\right)_4 (V_G - V_{O_{max}} - V_T - 0.7)} \left(\frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| - V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \right) \quad (4.41)$$

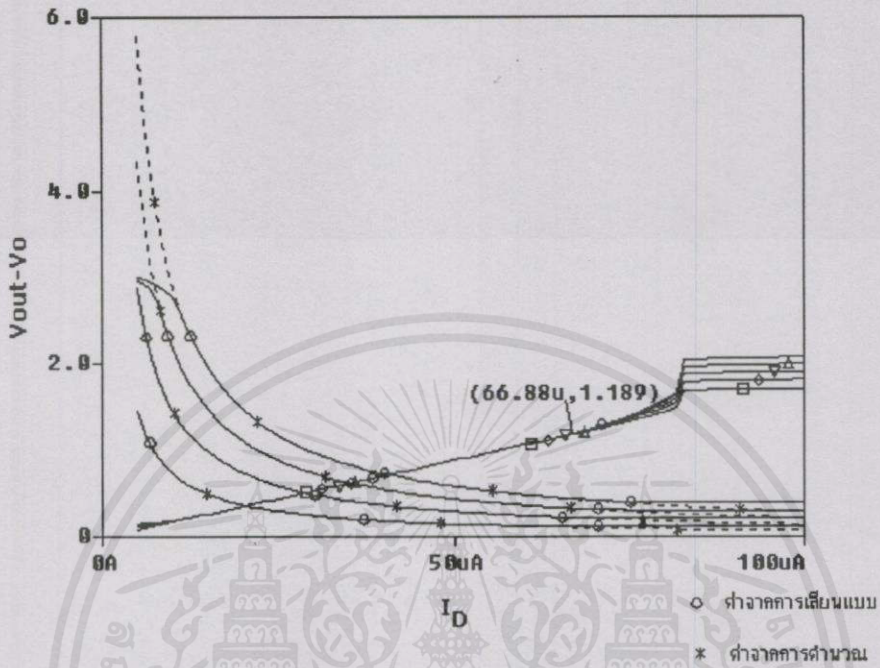
$$= \frac{20.5}{\frac{15}{26} (4 - 1.86 - 0.89 - 0.7)} (1.1) = 71\mu A$$

และทำนองเดียวกันจะสามารถหาค่า $I_{N_{max}}$ ได้จากสมการ (4.36) มีค่าเป็น

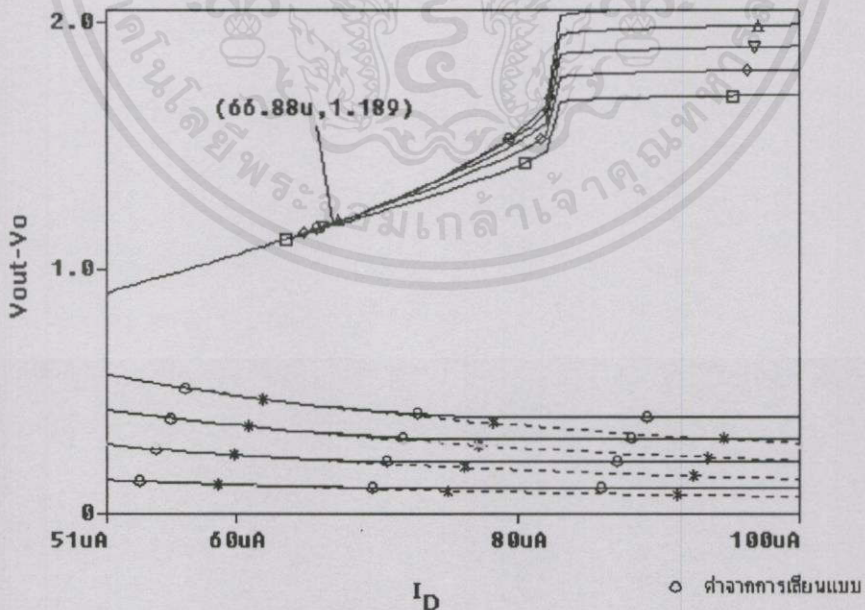
$$I_{N_{max}} = 78.1 \left(\frac{W}{L}\right)_3 \left((V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}|) - \frac{V_{DD} - V_{SG10} - |V_{TOP}| + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}} V_{TON}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_7}}} \right) V_{DS_{max}} \quad (4.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการกำหนดเงื่อนไขต่างๆ ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างไปเลยนแบบการทำงานของการทำงาน
สัญญาณ จะได้ผลดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11 โดยค่าที่ได้จะถูกยืนยันกับการคำนวณ



รูปที่ 4.10 ผลการเขียนแบบการทำงานของการทำงานสัญญาณ โดยเปรียบเทียบกับการคำนวณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้

รูปที่ 4.11 ผลการเขียนแบบการทำงานของการทำงานสัญญาณ โดยขยายภาพจากรูปที่ 4.10

ซึ่งจากการวิเคราะห์ทำให้สรุปช่วงของการการทำงานได้ โดยกรณีการหารสัญญาณเมื่อกำหนดค่า V_G เท่ากับ 4 โวลต์ และ $I_{R_{max}}$ เท่ากับ 20.5 ไมโครแอมแปร์ ค่าของ I_D และ I_N ต้องมีน้อยกว่า หรือเท่ากับ 70 ไมโครแอมแปร์ โดยที่ $\frac{I_N}{I_D}$ ประมาณหนึ่ง

ส่วนกรณีของการกรณีการคูณสัญญาณเมื่อกำหนดค่า V_G เท่ากับ 4 โวลต์ และ I_D เป็นค่าคงที่ โดย I_R ต้องมีค่าอยู่ระหว่าง 8 ไมโครแอมแปร์ถึง 20.5 ไมโครแอมแปร์ และ I_N ต้องมีน้อยกว่า หรือเท่ากับ 70 ไมโครแอมแปร์

4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร

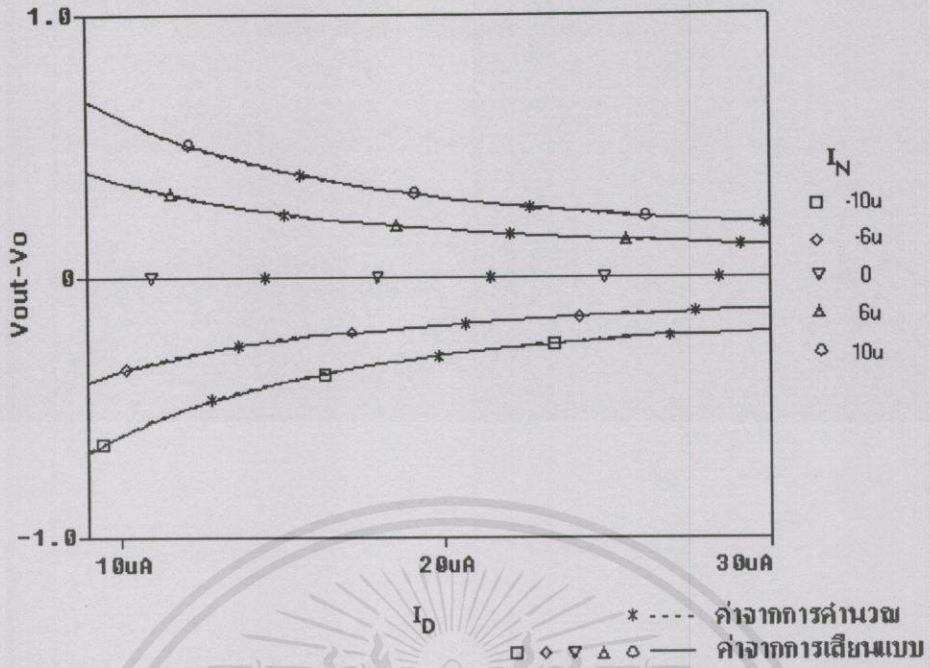
ในส่วนของการเลียนแบบ (simulation) การทำงานของวงจรในเนื้อหาส่วนนี้จะประกอบด้วย ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณ และการหารสัญญาณ ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร และการแสดงเปอร์เซ็นต์ที่เอชดี โดยสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

4.5.1 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณ และการหารสัญญาณ

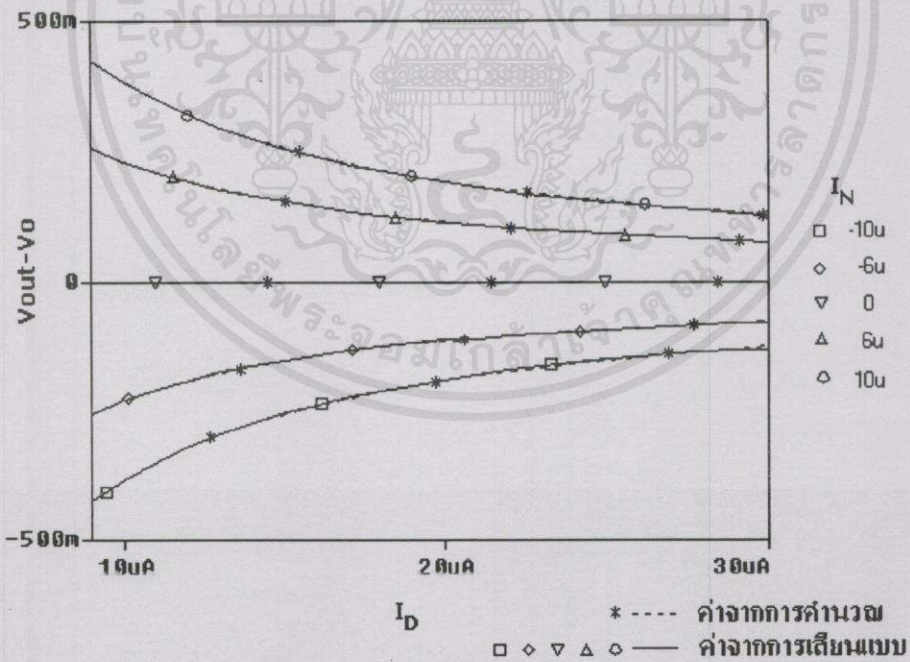
ในการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณ และการหารสัญญาณ จะใช้วงจรรูปที่ 4.2 ซึ่งการแสดงการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณ และการหารสัญญาณนี้ เพื่อแสดงว่าหลักการที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่ในการคูณ และหารสัญญาณได้ ดังนั้นจึงได้ทำการแสดงผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรด้วยโมเดลในระดับต่างๆ ไว้ โดยในที่นี้จะใช้โปรแกรม ออแคด (Orcad) ในการเลียนแบบในการทำงานดังกล่าว ในการเลียนแบบกรณีของวงจรทำหน้าที่ในการหารสัญญาณได้ป้อนแหล่งจ่ายไฟ V_{DD} ให้กับวงจรมีขนาด 5 โวลต์ ค่าพารามิเตอร์ในแต่ละโมเดลถูกนำมาจาก [36,37] ซึ่งแสดงไว้ในภาคผนวก และค่าความกว้างต่อความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละโมเดลจะมีค่าดังตารางที่ 4.1, 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

สำหรับการป้อนค่าพารามิเตอร์ให้กับมอสทรานซิสเตอร์เป็นโมเดลระดับหนึ่ง เมื่อนำวงจรไปเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของหารสัญญาณกระแสโดยได้กำหนดให้ I_R มีค่าคงที่เท่ากับ 18 ไมโครแอมแปร์ เมื่อป้อน V_G เท่ากับ 3.9 โวลต์ และป้อนค่ากระแส I_N และ I_D มีค่าต่างๆ จะได้ผลการเลียนแบบดังรูปที่ 4.12 และเพื่อแสดงว่าวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าอัตราขยายของวงจรได้จึงได้ทำการเปลี่ยนค่า V_G จาก 3.9 เป็น 4.2 โวลต์ ซึ่งให้ผลการเลียนแบบดังรูปที่ 4.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

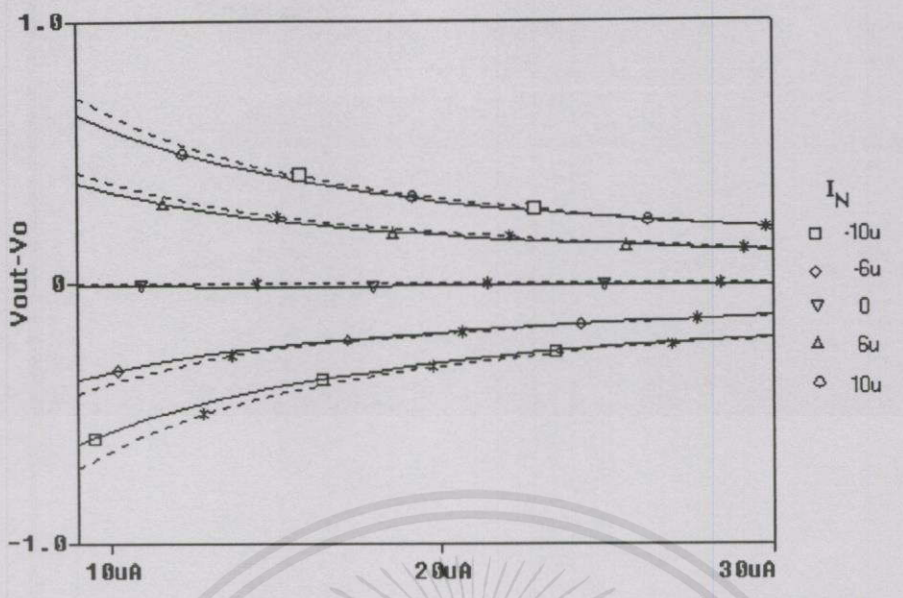


รูปที่ 4.12 ผลการเปลี่ยนแปลงการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 3.9 โวลต์

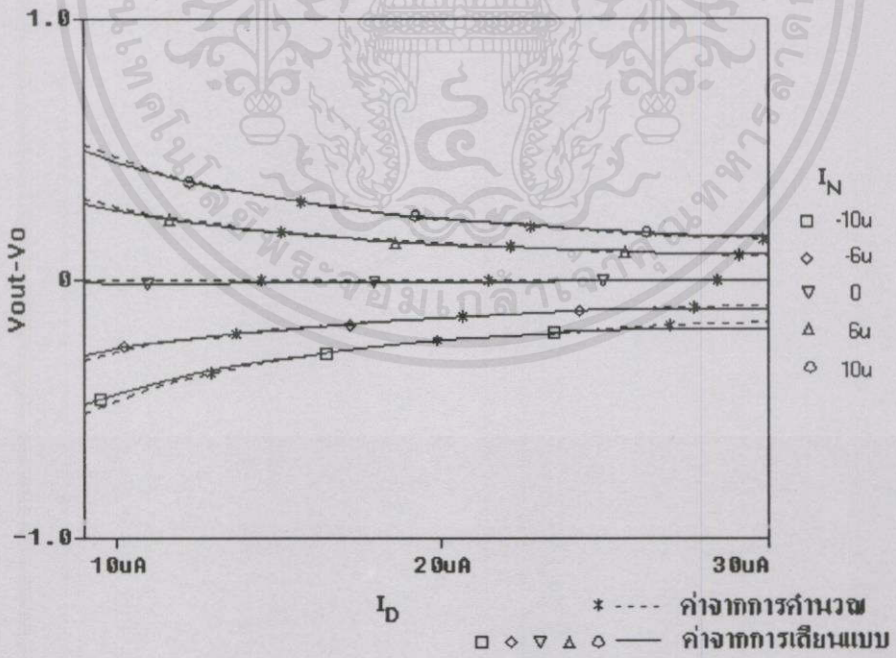


รูปที่ 4.13 ผลการเปลี่ยนแปลงการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์

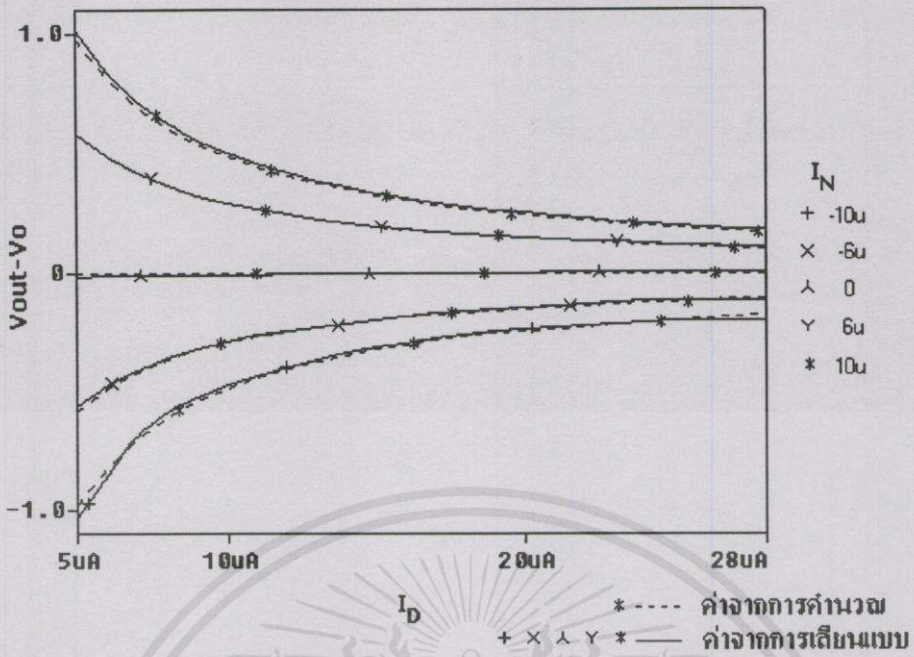
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



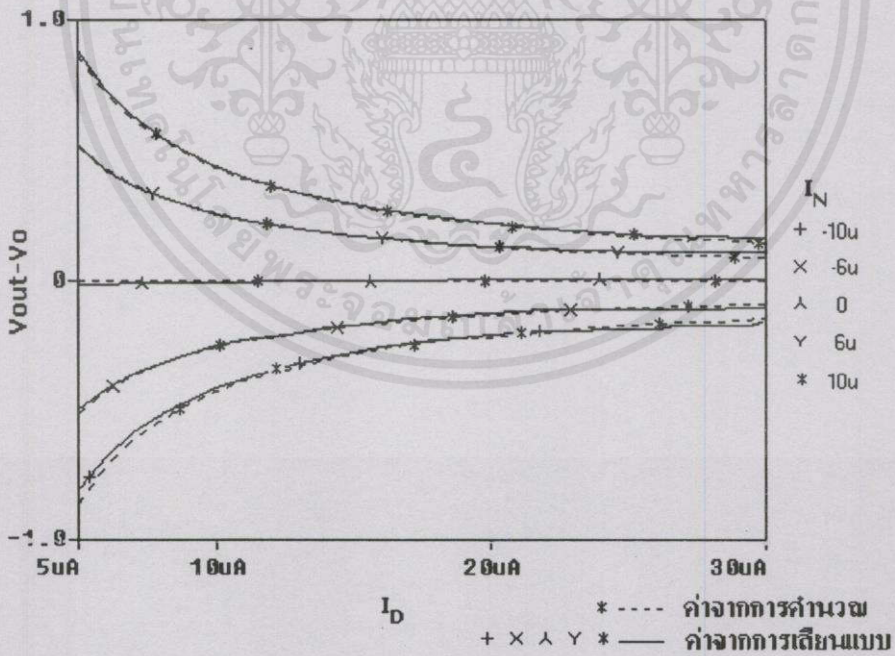
รูปที่ 4.14 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.1 โวลต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.15 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหารสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์



รูปที่ 4.16 ผลการเปลี่ยนแปลงการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหารสัญญาณกระแสเมื่อ V_G เท่ากับ 4.3 โวลต์



รูปที่ 4.17 ผลการเปลี่ยนแปลงการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหารสัญญาณกระแสเมื่อ V_G เท่ากับ 4.4 โวลต์

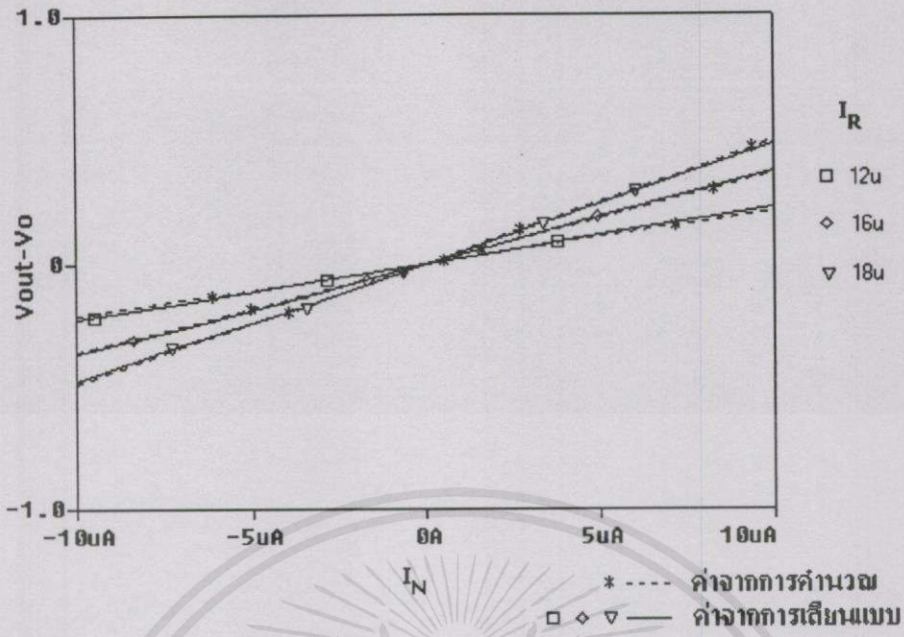
ส่วนกรณีของการป้อนพารามิเตอร์ให้กับมอดูลทรานซิสเตอร์เป็นโมเดลระดับสองด้วย SCN2 ของโมซิส (MOSIS) เมื่อนำวงจรไปเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของทรานซิสเตอร์กระแสโดยได้กำหนดค่าให้ I_R มีค่าคงที่เท่ากับ 13 ไมโครแอมแปร์ และ V_G เท่ากับ 4.1 โวลต์ และ 4.2 โวลต์ แล้วป้อนค่ากระแส I_N และ I_D มีค่าต่างๆ จะได้ผลการเขียนแบบดังรูปที่ 4.14 และ 4.15 ตามลำดับ และกรณีของการป้อนพารามิเตอร์ให้กับมอดูลทรานซิสเตอร์เป็นโมเดลระดับสามโดยใช้รูปวงจรมุขเดิมด้วยเทคโนโลยีแบบซิมอส 1.2 ไมครอนของโมซิส (MOSIS) เมื่อทำหน้าที่เป็นวงจรมุขเดิมของทรานซิสเตอร์กระแสโดยได้กำหนดค่าให้ I_R มีค่าคงที่เท่ากับ 14 ไมโครแอมแปร์ และ V_G เท่ากับ 4.3 โวลต์ และ 4.4 โวลต์ แล้วป้อนค่ากระแส I_N และ I_D มีค่าต่างๆ จะได้ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงได้ดังรูปที่ 4.16 และ 4.17 ตามลำดับ

กรณีของวงจรมุขเดิมในการคูณสัญญาณ

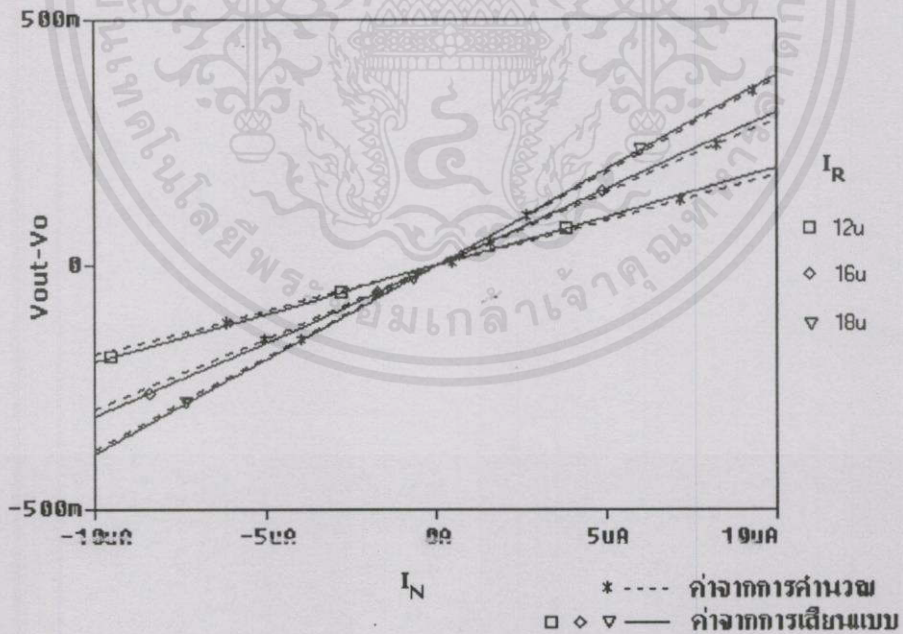
อาศัยวงจรมุขเดิมโดยป้อนแหล่งจ่ายไฟเท่าเดิม เมื่อทำการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณสัญญาณโดยทำการป้อนค่าพารามิเตอร์ให้กับมอดูลทรานซิสเตอร์เป็นโมเดลระดับหนึ่ง สำหรับในกรณีของการคูณสัญญาณกระแสจะกำหนดค่าให้ I_D มีค่าคงที่เท่ากับ 10 ไมโครแอมแปร์ และ V_G เท่ากับ 4.0 โวลต์ และ 4.2 โวลต์ เมื่อป้อนค่ากระแส I_N และ I_R มีค่าต่างๆ จะได้ผลการเขียนแบบดังรูปที่ 4.18 และ 4.19 ตามลำดับ

กรณีเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เป็นโมเดลระดับสองด้วย SCN2 ของโมซิส (MOSIS) สำหรับในกรณีของการคูณสัญญาณกระแสโดยกำหนดค่าให้ I_D มีค่าคงที่เท่ากับ 10 ไมโครแอมแปร์ และ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์ และ 4.4 โวลต์ เมื่อป้อนค่ากระแส I_N และ I_R มีค่าต่างๆ จะได้ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงได้ดังรูปที่ 4.20 และ 4.21 ตามลำดับ และในทำนองเดียวกันเมื่อป้อนค่าพารามิเตอร์เป็นโมเดลระดับสามโดยใช้เทคโนโลยีแบบซิมอส 1.2 ไมครอนของโมซิส (MOSIS) กรณีของการคูณสัญญาณกระแสจะกำหนดค่าให้ I_D มีค่าคงที่เท่ากับ 10 ไมโครแอมแปร์ และ V_G เท่ากับ 4.3 โวลต์ และ 4.4 โวลต์ เมื่อป้อนค่ากระแส I_N และ I_R มีค่าต่างๆ จะได้ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงได้ดังรูปที่ 4.22 และ 4.23 ตามลำดับ

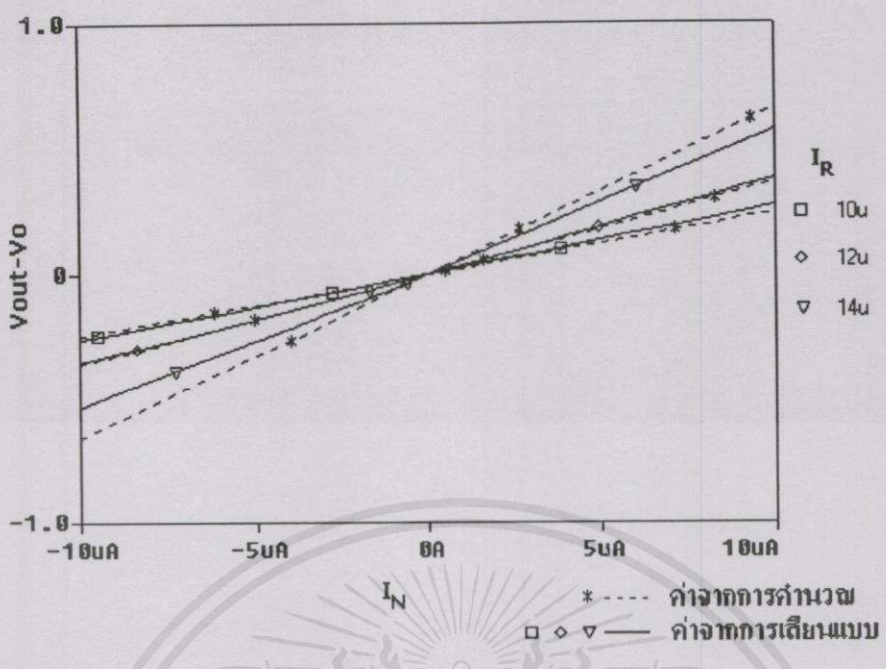
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



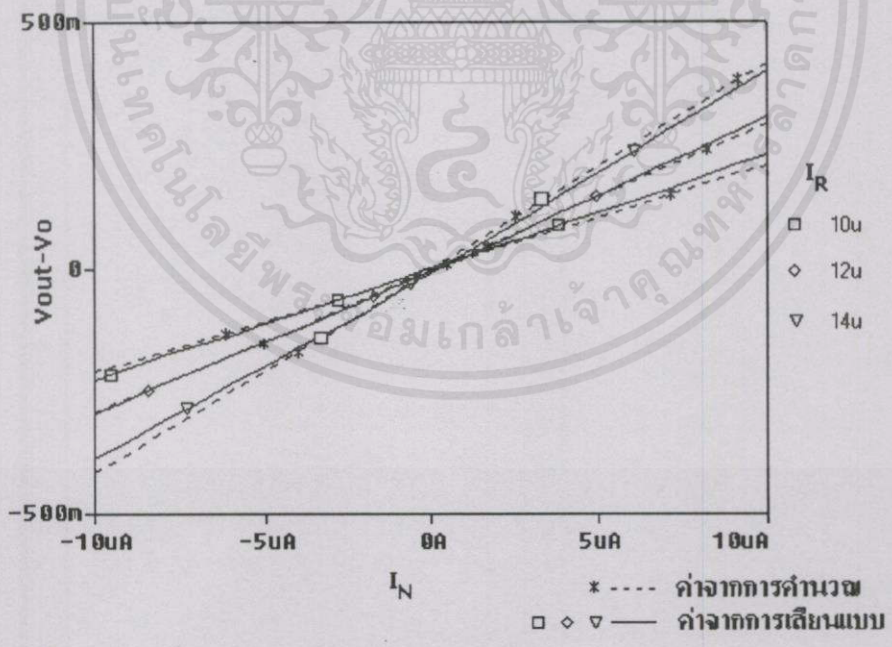
รูปที่ 4.18 ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคุณลักษณะกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4 โวลต์



รูปที่ 4.19 ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคุณลักษณะกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์

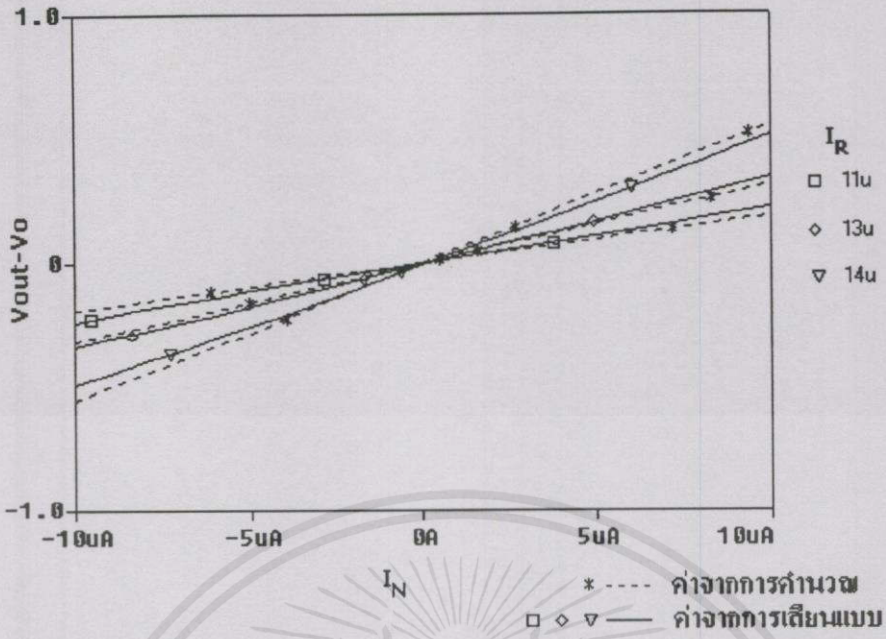


รูปที่ 4.20 ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์

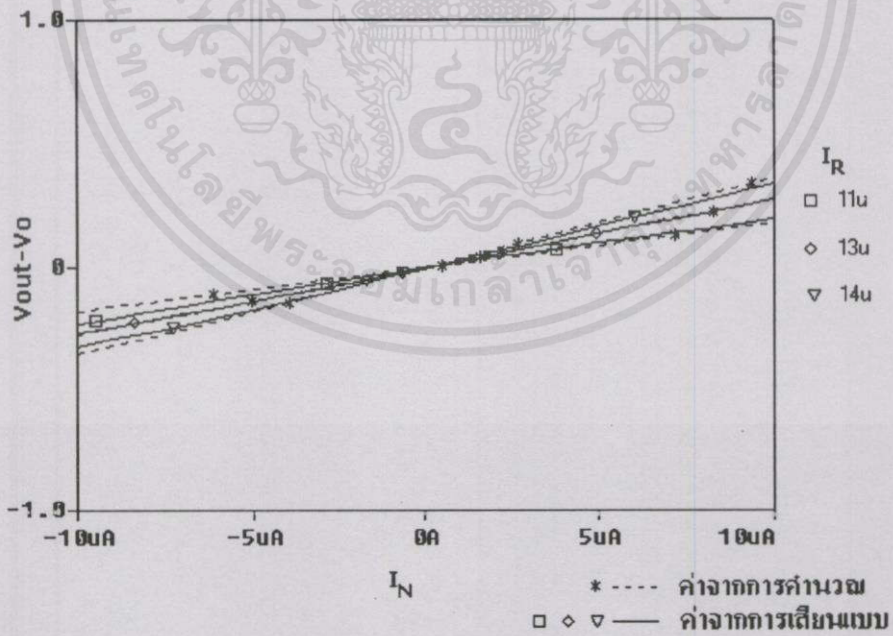


รูปที่ 4.21 ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณสัญญาณกระแส เมื่อ V_G เท่ากับ 4.4 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้นไปโอนถ่ายให้นำไปใช้ทำประโยชน์ด้านการค้า
 มิว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการค้ำสัญญาณกระแสเมื่อ V_G เท่ากับ 4.3 โวลต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.23 ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการค้ำสัญญาณกระแสเมื่อ V_G เท่ากับ 4.4 โวลต์

จากผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณ และการหารสัญญาณที่ได้แสดงไว้ตามรูป 4.12 ถึง 4.23 แสดงให้เห็นว่าให้ผลเป็นไปตามที่คาดไว้ทางทฤษฎี แต่อย่างไรก็ตามผลที่ได้ก็ยังคงเกิดความผิดพลาดซึ่งเมื่อทำการคำนวณหาเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสามารถคำนวณได้จาก

$$\text{error} = \frac{|\text{Simulation} - \text{Theory}|}{\text{Theory}} \times 100\%$$

Simulation คือค่าที่ทำการเขียนแบบได้ และ *Theory* คือค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

ซึ่งเมื่อพิจารณารูป 4.12 ถึง 4.23 สามารถหาเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสูงสุดได้ดังตารางที่ 4.4 จากโมเดลทั้งสามจะพบว่าค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดที่ปรากฏในโมเดลระดับหนึ่งจะมีค่าน้อยที่สุด เนื่องจากโมเดลที่ใช้ในการคิดคำนวณผลของการคูณ และการหารมีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎีมากที่สุด ส่วนโมเดลระดับสอง และสามจะมีค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดมากขึ้น เนื่องจากโมเดลที่ใช้จะรวมผลที่เกิดในตัวอุปกรณ์ทำให้ค่าที่ได้ต่างจากโมเดลระดับหนึ่ง นอกจากนี้ผลของการคูณจะเกิดค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดมากกว่าการหาร เนื่องจากการเปลี่ยนของกระแสเป็นแรงดันในค่าต่างๆ เกิดความคลาดเคลื่อนไม่เท่ากัน โดยที่การหารจะให้ค่ากระแสเพียงค่าเดียวในการกำหนดการทำงาน

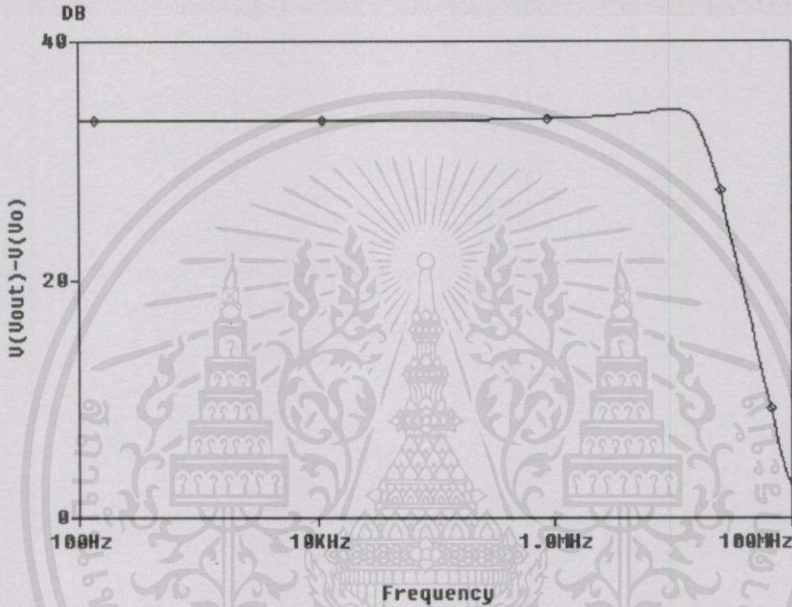
ตารางที่ 4.4 ค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสูงสุดของการคูณ และการหารสัญญาณ

พารามิเตอร์ โมเดล (Level)	เปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสูงสุด(%)			
	ค่า VG (โวลต์)	กรณีของการคูณ สัญญาณ	ค่า VG (โวลต์)	กรณีของการหาร สัญญาณ
1	4	7.4	3.9	0.8
	4.2	8.3	4.2	1.2
2	4.2	17	4.1	12
	4.4	14.1	4.2	7
3	4.3	22	4.3	6.2
	4.4	29	4.4	8.5

4.5.2 คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอ

ในการแสดงคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอนี้จะอาศัยผลการเขียนแบบการทำงานเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยแสดงผลตอบสนองของวงจร (frequency response) และการแสดงค่าเปอร์เซ็นต์ที่เสถียร (%THD) ซึ่งอาศัยรูปวงจรถ่ายที่ 4.2 โดยใช้โมเดลระดับหนึ่ง สำหรับการหาผลตอบสนองของวงจรสามารถหาได้โดยการกำหนดให้สัญญาณอินพุตตัวหนึ่งเป็นสัญญาณเอชซี และที่เหลือเป็นสัญญาณ

คี่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้สัญญาณอินพุต I_N เป็นสัญญาณเอซซึที่มีขนาด 1 มิลลิแอมแปร์ และให้สัญญาณอินพุต I_D และ I_R เป็นสัญญาณคี่ซึเมื่อทำการเลียนแบบการทำงานวงจรสามารถให้ผลตอบสนองได้ดังรูปที่ 4.24 ส่วนการหาค่าเปอร์เซ็นต์ที่เฮซคี่ สามารถวัดได้โดยการกำหนดให้กระแสอินพุต I_N เป็นสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเป็นค่าต่างๆ ส่วนสัญญาณที่เหลือกำหนดให้เป็นสัญญาณคี่ซึ ซึ่งสามารถแสดงเปอร์เซ็นต์ที่เฮซคี่ได้เมื่อขนาดของสัญญาณ I_N เปลี่ยนแปลงดังกราฟรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองของวงจรที่นำเสนอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษามเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา กระแส I_N (uA) จึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.25 ค่าเปอร์เซ็นต์ที่เฮซคี่

$$K \frac{W}{2L} (V_O - V_X - V_{TO})^2 = K \frac{W}{2L} (V_{SS} - V_{TO})^2 \quad (5.1)$$

หา V_X ได้เป็น

$$V_X = V_O - V_{SS} \quad (5.2)$$

พิจารณา M_{14} และ M_{15} โดยที่มอสทรานซิสเตอร์ M_{15} ทำงานในย่านอิ่มตัวมีเงื่อนไขคือ

$V_{GS15} \leq \frac{V_{OUT} + V_{TO}}{2}$ แล้วจะได้สมการเป็น

$$K \frac{W}{2L} (V_{OUT} - V_Y - V_{TO})^2 = K \frac{W}{2L} (V_X + V_{SS} - V_{TO})^2 \quad (5.3)$$

ดังนั้นหาค่า V_Y ได้ตามนี้

$$V_Y = V_{OUT} - V_X - V_{SS} \quad (5.4)$$

ทำการหาค่า V_Y โดยการแทนสมการ (5.2) ลงในสมการ (5.4) จะได้

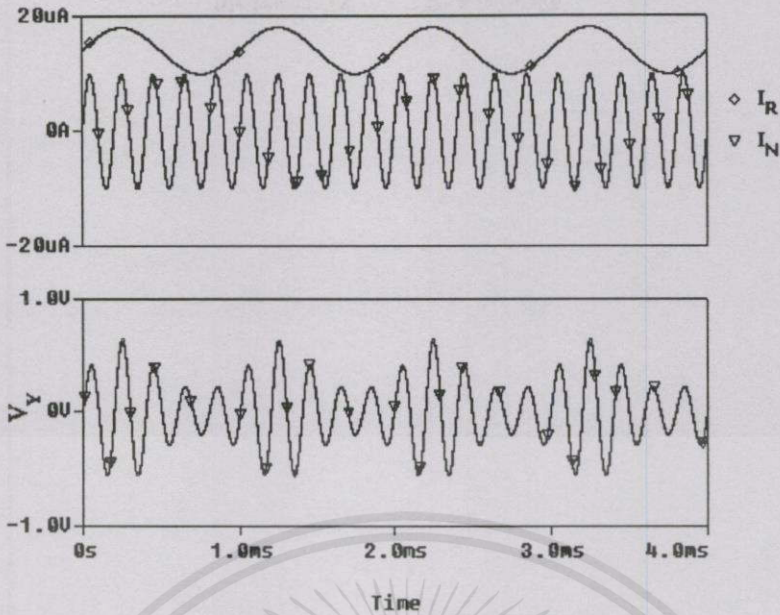
$$V_Y = V_{OUT} - V_O \quad (5.5)$$

ค่าที่ได้จากสมการ (5.5) สามารถนำไปใช้งานได้

สำหรับกรณีของวงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรคูณสัญญาณจะถูกนำมาใช้ในการเลียนแบบผลการมอดูเลตแอมพลิจูดแบบมีคลื่นพาห้ (AM-large carrier) ที่ใช้ในงานวิทยุกระจายเสียง อาศัยรูปวงจร 5.1 กำหนดให้แหล่งจ่ายไฟ V_{DD} มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์. และ V_{SS} เท่ากับ -2 โวลต์ จากนั้นกำหนดให้สัญญาณข่าวสารแทนด้วย I_R ที่เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 100 เฮิรตซ์ โดยมีขนาดเท่ากับ 4 ไมโครแอมแปร์ และถูกออฟเซตที่ 14 ไมโครแอมแปร์ ส่วน I_N จะแทนสัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 5 กิโลเฮิรตซ์ โดยมีขนาด ± 10 ไมโครแอมแปร์ และกำหนดให้ I_D เป็นค่าคงที่มีค่าเท่ากับ 10 ไมโครแอมแปร์ โดยมี $V_G = 4$ โวลต์ ซึ่งผลการเลียนแบบสามารถแสดงได้

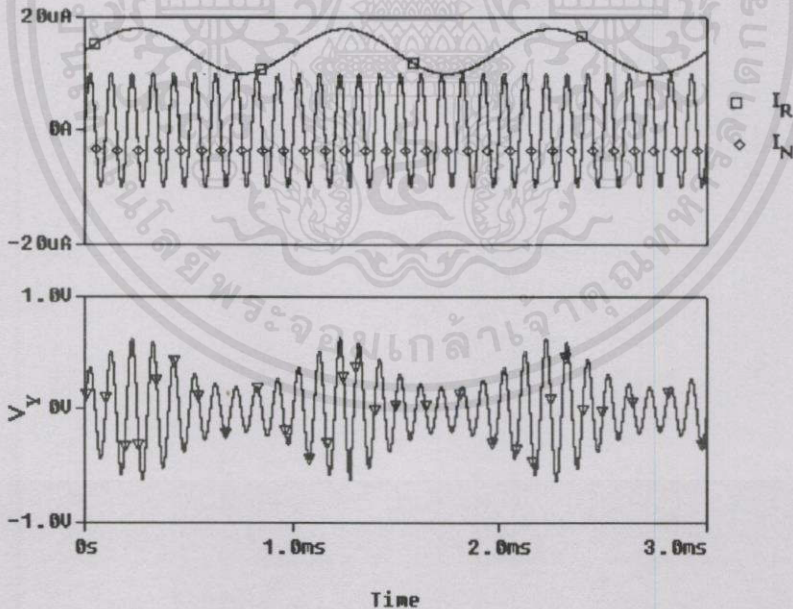
ผังรูป 5.2 เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ผลการเลียนแบบการมอดูเลตสัญญาณกระแส

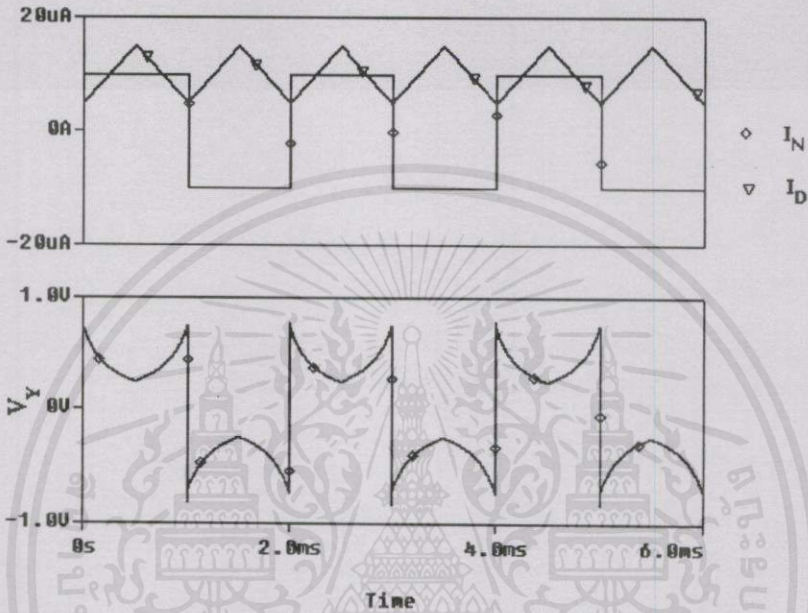
และเมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ I_R จาก 100 เฮิรตซ์เป็น 1 กิโลเฮิรตซ์ และ I_N จาก 5 กิโลเฮิรตซ์ เป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ โดยมีขนาดของสัญญาณเท่าเดิมจะได้ผลการเลียนแบบดังรูปที่ 5.3



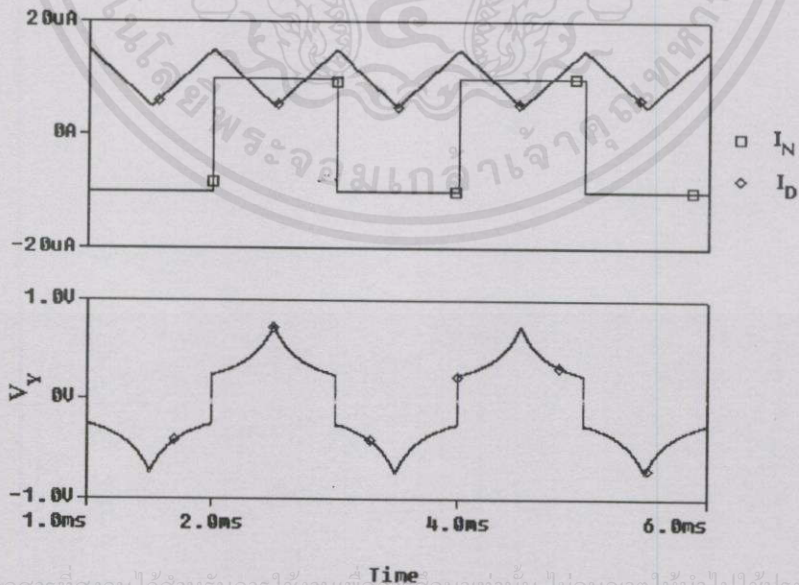
รูปที่ 5.3 ผลการเลียนแบบการมอดูเลตสัญญาณกระแสเมื่อความถี่สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สำหรับกรณีของวงจรให้ทำหน้าที่เป็นวงจรหารสัญญาณกระแสจะแสดงการใช้งานโดยอาศัยการกำหนดสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรซึ่งในที่นี้ กำหนดให้ I_N แทนด้วยสัญญาณกระแสรูปสี่เหลี่ยม โดยมีค่าเท่ากับ ± 10 ไมโครแอมแปร์ ส่วน I_D จะแทนด้วยสัญญาณกระแสรูปสามเหลี่ยม โดยมี

โดยมีค่าเท่ากับ ± 10 ไมโครแอมแปร์ ส่วน I_D จะแทนด้วยสัญญาณกระแสรูปสามเหลี่ยม โดยมีขนาดเท่ากับ 10 ไมโครแอมแปร์ ส่วน I_R จะแทนด้วยค่าคงที่มีเท่ากับ 20 ไมโครแอมแปร์ และให้ V_G เท่ากับ 4.2 โวลต์ ซึ่งผลการเขียนแบบการทำงานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 และผลการเขียนเมื่อทำการเลื่อนตำแหน่งของค่าสัญญาณก็จะได้ผลดังรูปที่ 5.5 ซึ่งจะเห็นว่าการประมวลดังกล่าวให้ผลได้ดีตามที่ควรเป็นโดยหลักการพื้นฐานที่ได้กล่าวมาแล้ว



รูปที่ 5.4 ผลการเขียนแบบการทำงานสัญญาณกระแส



รูปที่ 5.5 ผลการเขียนแบบการทำงานสัญญาณกระแสกรณีเลื่อนตำแหน่งของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่หวังให้มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรคุณ และหารสัญญาณกระแสอีกรูปแบบหนึ่งที่สามารถปรับค่าอัตราขยายของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการประกอบวงจรจะอาศัยมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม้อิ่มตัว และมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทาน ผลของการคูณ และการหารสัญญาณจะอยู่ในรูปผลต่างของแรงดันที่มีขนาดค่อนข้างใหญ่โดยตรงทำให้ไม่ต้องอาศัยวงจรสำหรับเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันอีกต่อหนึ่ง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดทำเนื้อหาออกเป็น 6 บทได้แก่ บทที่ 1 คือบทนำ ในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมา ความสำคัญของปัญหา และเหตุจูงใจของการสร้างวงจรคุณ และหารสัญญาณ ในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในโหมดอินฮานซ์เมนต์เพื่อใช้อ้างอิงในการอธิบาย โดยเนื้อหาของบทนี้ประกอบด้วยสัญลักษณ์ และโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ การเกิดช่องทางเดินกระแสหรือแชนแนล การไหลของกระแส I_{DS} การกำหนดขอบเขตของการทำงานด้วยการกำหนดค่าแรงดันที่ขาต่างๆ รวมถึงโมเดลของสัญญาณขนาดเล็ก และผลกระทบที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในมอสทรานซิสเตอร์ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงวงจรพื้นฐานอันได้แก่ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ ตัวต้านทานแบบไวงาน และแรงดันอ้างอิง โดยในส่วนของวงจรพื้นฐานนี้จะถูกนำไปเป็นส่วนประกอบของวงจรที่นำเสนอเพื่อใช้ในการบังคับการทำงานให้เป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนด ในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงการสร้างวงจรที่นำเสนอโดยการอาศัยคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านไม้อิ่มตัว ร่วมกับมอสที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทาน ในการสร้างวงจรสมบูรณ์ได้อาศัยวงจรพื้นฐานในบทก่อนหน้ามาช่วยบังคับให้วงจรทำงานตามเงื่อนไขที่กำหนด ซึ่งเมื่อนำวงจรที่ได้ไปเลียนแบบการทำงานก็จะให้ผลที่สอดคล้องกับทฤษฎี แต่อย่างไรก็ตามการเลียนแบบจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นอันเนื่องมาจากความคลาดเคลื่อนของกระแส I_O ที่ไหลผ่าน และค่าแรงดัน V_{DS} ที่ตกคร่อมมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ มีค่าแตกต่างกันจากการหาเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสูงสุดในตารางที่ 4.4 จะเห็นว่าผลในการคำนวณหาเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสูงสุดของโมเดลระดับหนึ่งให้ค่าที่น้อยสุดเมื่อเทียบกับโมเดลระดับอื่น บทที่ 5 ได้กล่าวถึงการนำวงจรคุณ และหารสัญญาณไปใช้งานโดยได้แสดงตัวอย่างการมอดูเลตสัญญาณแบบมีคลื่นพาห์สำหรับกรณีของวงจรคุณสัญญาณ ส่วนการหารสัญญาณจะอาศัยการป้อนสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม และสี่เหลี่ยมเข้าสู่วงจร ซึ่งผลการเลียนแบบทั้งสองให้ผลตามหลักการ แต่อย่างไรก็ตามวงจรนั้นยังมีจุดด้อยในเรื่องการต่อเอาต์พุตไปใช้งานทั้งนี้เพราะวงจรไม่สามารถต่อกับโหลดที่กินกระแสได้โดยตรง ดังนั้นการนำไปใช้งานจึงจำเป็นต้องต่อวงจรบัฟเฟอร์เพิ่มเติมขึ้นด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] W. Gai, H. Chen and E. Seevinck. "Quadratic Translinear CMOS Multiplier-Divider Circuit." *Electronics Letters*, vol. 33, May 1997, PP.85-86.
- [2] K. Kimura. "An MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Base on the Multitail Technique Using a Quadritail Cell as a Multiplier Core." *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 8, August 1995, pp. 448-454.
- [3] N.I. Khachab and M. Ismail. "MOS Multiplier/Divider Cell for Analogue VLSI." *Electronics Letters*, vol. 25, November 1989, PP.1550-1552.
- [4] S. Soclof. **Application of Analog Integrated circuit.** Prentice Hall.
- [5] ชรรมนุญ สุขหวาน, วินัย ศิริผลหลาย, จริญญา เลิศจรัสอร่ามดี, วิภา แสงพิสิทธิ์. "เครื่องรับแบบวงปิดของคอสแทสที่ปรับปรุงขึ้นใหม่." *วิศวกรรมลาดกระบัง*, ปีที่ 17, ฉบับที่ 2, มิถุนายน 2543 หน้า 24-30
- [6] Alen B. Grebene. **Bipolar and MOS Integreted Circuit Design.** John Wiley & son, 1984.
- [7] วิจิตรา โอคง, วิวัฒน์ กิรานนท์, จริญญา เลิศจรัสอร่ามดี, วิภา แสงพิสิทธิ์. "วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์แบบใหม่." *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21* หน้า 24-30
- [8] ปราโมทย์ วาดเขียน, สมผล โกศลวิตร, โมไนย ไกรฤกษ์, ธงชัย มณีชูเกตุ, จีรสุดา เกษร. "วงจรมีค่าความถี่เป็นสัปดาห์ไฟฟ้าแบบง่าย." *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21* หน้า 24-30
- [9] S.I. LIU and Y.S. Hwang. "CMOS Four Quadrant Multiplier Using Bias Offset Crosscouple Pair." *Electronics Letters*, vol. 29, September 1993, PP.1737-1738.
- [10] K. Bult and H. Wallinga "A CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier." *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. sc-21, June 1986, pp. 430-435.
- [11] Jiann H. Tsay, Shen I. Liu, J.J.Chen and T.P. Wu. "CMOS Four-Quadrant Multiplier Using Triode Transistors Based on Regulated Cascode Structure." *Electronics Letters*, vol. 31, June 1995, PP.962-963.

- [12] C. Dualibe, M. Verleysen and P. Jespers. "Two Quadrant CMOS Analogue Divider." *Electronics Letters*, vol. 34, June 1998, PP.1164-1165.
- [13] S.-I. Lui and J.-J. Chen. "Realisation of analogue divider using current feedback amplifiers." *IEE Proc Circuit Devices Syst.*, vol. 142, February 1995, PP.45-48.
- [14] Bogdon M. Wilamowski "VLSI analog Multiplier/Divider circuit." *IEEE*, 1998, PP.493-496.
- [15] H. Wasaki, Y. Horio and S. Nakamura. "Current Multiplier/Divider circuit" *Electronics Letters*, vol. 27, March 1991, PP.504-506.
- [16] C.-C. Chang and S.-I. Liu. "Weak inversion four-quadrant Multiplier and Two Quadrant Divider." *Electronics Letters*, vol. 34, October 1998, PP.2079- 2080.
- [17] C. Toumazou, F.J. Lidgley and A. Payne. **Emerging Techniques for High Frequency BJT Amplifier Design (A Current Mode Perspective)** . ICECS 1994
- [18] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haigh. **Analogue IC Design: the Current Mode Approach**. Peter Peregrinus Ltd. 1990
- [19] Yannis P. Tsvividis. **Operation and Modeling of the MOS Transistor**. McGraw-Hill 1988
- [20] Oliver J. McCarthy, **MOS Device and Circuit Design**. John Wiley & Son 1982.
- [21] E.S. Yang. **Microelectronic Devices**. McGraw-Hill 1988
- [22] M. Ismail and T. Fiez. **Analog VLSI Signal and Information Processing**. McGraw-Hill 1994
- [23] P.E. Allen and D.R. Holberg. **CMOS Analog Circuit Design**. Holt RineHart and Winston 1987
- [24] P.R. Gray and R.G. Meyer. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. Third Edition. John wiley & Son 1977
- [25] J.P. Uyemura. **Circuit Design for CMOS VLSI**. Kluwer Academic Publishers 1993

- [26] A. Bellauar and M.I. Elmasry. **Low Power Digital VLSI Design Circuits and Systems.** Kluwer Academic Publishers 1995
- [27] R.L. Geiger, P.E. Allen and N.R. Strader. **VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuit.** McGraw-Hill 1990
- [28] E.S. Yang. **Microelectronic Devices.** McGraw-Hill 1988
- [29] D.P. Foty. **MOSFET Modeling with SPICE Priciples and practice.** Prentice Hall 1997
- [30] E.W. Greeneich. **Analog Integrated Circuits.** Chapman & Hall 1997
- [31] Z. Wang. "Analytical Determination of output Resistance and DC Matching Errors in MOS Current Mirrors." IEE Procs., vol. 137, October 1990
- [32] Muhammed H. Rashid. **Microelectronic circuit Analysis and Design.** PWS Publishing company
- [33] Y. Tsvividis, M. Banu and J. Khoury. "Continuous-Time MOSFET-Filter in VLSI." IEEE J. Solid State Circuits, vol. 21, February 1986
- [34] Norbert R. Malik. **Electronic Circuit Analysi,Simulation, and Design.** Prentice Hall International 1995
- [35] K. Nagaraj. "New CMOS floating voltage-controlled Resistor." Electronics Letters, vol. 4, April 1986, PP.667-668
- [36] H.O. Elwan and Ahmed M. Soliman. "Low-Voltage Low Power CMOS Current Conveyors." IEEE Trans. Circuits and systems, vol. 44, September 1997, pp.828-835
- [37] S.A. Mahmoud and A.M. Soliman. "Novel MOS-C Oscillators Using the Current Feedback Op-Amp." Int J. Electronics 2000, vol. 87, pp. 269-280

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลียนแบบการทำงานของวงจร

ในการวิเคราะห์การทำงานหรือตรวจสอบหาเอาต์พุตของวงจรมอกเหนือจากการต่อวงจรจริงแล้ว ก็ยังมีอีกวิธีการหนึ่งคือการใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ในการเลียนแบบหรือจำลอง (simulation) การทำงานของวงจรมันๆ ซึ่งในการวิเคราะห์หรือตรวจสอบผลการทำงานด้วยการต่อวงจรจริงในกรณีที่วงจรมีจำนวนของอุปกรณ์ไม่มาก การกระทำดังกล่าวเป็นเรื่องไม่ยุ่งยากที่จะกระทำเช่นนั้น แต่อย่างไรก็ตาม สำหรับวงจรที่มีจำนวนอุปกรณ์ปริมาณมากๆ แล้ว ดังตัวอย่างเช่น วงจรรวมเป็นต้นการกระทำดังกล่าวจะเป็นเรื่องที่ยุ่งยาก และเป็นการไม่สะดวกอย่างยิ่ง ด้วยเหตุนี้การใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ในการเลียนแบบจึงมีบทบาทอย่างมาก ดังเห็นได้จากความสะดวกที่จะได้รับเช่น การเลียนแบบของวงจรรวมเพื่อใช้ในการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ก่อนการประกอบจริง (fabrication) เป็นต้น สำหรับโปรแกรมที่ใช้ในการเลียนแบบก็จะมีหลากหลายชนิดแต่ที่ได้รับความนิยมอย่างมากก็คือ โปรแกรมสไปร์ SPICE (simulation program with integrated circuit emphasis) ซึ่งสไปร์ที่มีการใช้งานอยู่ในปัจจุบันพอจะแยกเป็นกลุ่มต่างๆ ได้เช่น ที่ใช้งานในกลุ่มของโรงงานอุตสาหกรรมไอซีจะเป็นพวก เฮดสไปร์ (HSPICE) โดยการทำงานจะอยู่บนเวคคสเดชั่น (workstation) โดยเฮดสไปร์จะทำงานอยู่บนตัวปฏิบัติการ (operation system: OS) ที่เป็น ยูนิกซ์ (unix) หรือกลุ่มที่ใช้งานด้านการศึกษาก็คือ พีสไปร์ (PSPICE) และ ออแคด (OrCAD) ซึ่งใช้งานในระบบปฏิบัติการที่เป็นดอส (DOS) และ วินโดวส์ (windows) ตามลำดับ จากโปรแกรมสไปร์ที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นในแต่ละกลุ่มจะมีรายละเอียดปลีกย่อยที่แตกต่างกันแต่เนื้อหาของโปรแกรมหลักๆ ก็ยังคงเหมือนกัน [29] สำหรับในส่วนของวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะขอกกล่าวถึงสไปร์ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์พอสเซป โดยในส่วนของมอสทรานซิสเตอร์สามารถจะจำแนกโมเดล (model) อย่างง่ายๆ ได้เป็น 3 ระดับ (level) โดยแต่ละระดับจะมีความแตกต่างกันออกไปตามการกำหนดการใช้งาน [25,29] ซึ่งสิ่งที่แสดงให้เห็นชัดคือเซตของสมการตลอดจนค่าพารามิเตอร์ (ค่าพารามิเตอร์ทางขบวนการผลิต (process parameter) และ ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า (electrical parameter)) ที่ใช้ในแต่ละระดับก็จะแตกต่างกันออกไปโดยพอจะสรุประดับการใช้งานได้ดังต่อไปนี้

โมเดลระดับ 1 (level 1)

เป็นระดับที่ใช้แทนโมเดลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ง่ายที่สุด หรือเป็นที่รู้จักกันว่าเป็นโมเดลของ Shichman and Hodges [23] โดยจำนวนของพารามิเตอร์ที่กำหนดใช้งานในระดับนี้มีจำนวนไม่มากหรืออาจจะมองได้ว่าเป็น โมเดลพื้นฐานเพื่อทำการวิเคราะห์หาความเป็นไปได้ของวงจรไปใช้

โมเดลระดับ 2 (level 2)

เป็นระดับที่ใช้แทนโมเดลของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีการเพิ่มจำนวนของพารามิเตอร์เข้ามา โดยเฉพาะอย่างยิ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้านอกเหนือจากที่มีอยู่ในโมเดลระดับ 1 โดยค่าพารามิเตอร์ที่เพิ่มขึ้นจะมาจากการคิดผลกระทบที่เกิดขึ้นภายในมอสทรานซิสเตอร์ โดยจะนำค่าของประจุที่เปลี่ยนแปลงมาพิจารณาซึ่ง โมเดลระดับนี้จะให้ความถูกต้องของกระแสใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากขึ้นอีกระดับหนึ่ง

โมเดลระดับ 3 (level 3)

เป็นโมเดลที่มาจากกึ่งการทดลอง (semi-empirical) โดยในโมเดลระดับนี้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อลดจุดด้อยบางประการในโมเดลระดับ 2 และให้ผลที่สอดคล้องในกรณีช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์สั้น (short channel) โดยโมเดลนี้จะลด และเพิ่มค่าพารามิเตอร์บางตัวที่อยู่ในโมเดลระดับ 1 และ 2

นอกเหนือจากระดับทั้ง 3 ที่ได้กล่าวมาแล้ว ในปัจจุบันก็ยังคงมีการพัฒนาโมเดลให้มีระดับที่สูงขึ้นไปเรื่อยๆ โดยที่การพัฒนาที่เกิดขึ้นนี้ก็เพื่อให้สอดคล้องและเหมาะสมกับเทคโนโลยีที่นับวันขนาดของมอสทรานซิสเตอร์จะเล็กลงเรื่อยๆ ซึ่งระดับที่สูงขึ้นนี้ก็ให้ความถูกต้อง และใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากยิ่งขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบ

โมเดล พื้นฐาน

.MODEL NMOS NMOS LEVEL=1 TOX=2.5E-8
 +NSUB=14E+15 VTO=0.76 PHI=0.6 UO=566

.MODEL PMOS PMOS LEVEL=1 TOX=2.5E-8
 +NSUB=20E+15 VTO=-0.83 PHI=0.6 UO=201

โมเดล SCN2 ของ MOSIS

.MODEL NENH NMOS LEVEL=2 LD=0.250000U TOX=408.000001E-10
 +NSUB=6.264661E+15 VTO=0.77527 KP=5.518000E-05 GAMMA=0.5388
 +PHI=0.6 UO=652 UEXP=0.100942 UCRIT=93790.5 DELTA=1.000000E-01
 +VMAX=100000 XJ=0.250000U LAMBDA=2.752568E-03 NFS=2.06E+11 NEFF=1
 +NSS=1.000000E+10 TPG=1.000000 RSH=31.020000 CGDO=3.173845E-10
 +CGSO=3.173845E-10 CGBO=4.260832E-10 CJ=1.038500E-04 MJ=0.649379
 +CJSW=4.743300E-10 MJSW=0.326991 PB=0.800000

.MODEL PENH PMOS LEVEL=2 LD=0.213695U TOX=408.000001E-10
 +NSUB=5.574486E+15 VTO=0.77048 KP=2.226000E-05 GAMMA=0.5083
 +PHI=0.6 UO=263 UEXP=0.169026 UCRIT=23491.2 DELTA=7.31456
 +VMAX=17079.4 XJ=0.250000U LAMBDA=1.41E-02 NFS=2.77E+11 NEFF=1.001
 +NSS=1.000000E+10 TPG=-1.000000 RSH=88.940000 CGDO=2.712940E-10
 +CGSO=2.712940E-10 CGBO=3.651103E-10 CJ=2.375000E-04 MJ=0.532556
 +CJSW=2.707600E-10 MJSW=0.252466 PB=0.800000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคโนโลยี แบบซิมอส 1.2 ไมครอนของ MOSIS

.MODEL NEN NMOS LEVEL=3 PHI=0.600000 TOX=2.6400E-08
 +XJ=0.200000U TPG=1 VTO=0.9573 DELTA=2.8320E+00 LD=4.9090E-08
 +KP=8.3843E-05 UO=641.0 THETA=9.4100E-02 RSH=6.8510E+01
 +GAMMA=0.7792 NSUB=3.1290E+16 NFS=1.98E+12 VMAX=1.7240E+05
 +ETA=1.3650E-01 KAPPA=3.3040E-03 CGDO=9.6315E-11 CGSO=9.6315E-11
 +CGBO=2.2662E-10 CJ=5.1113E-04 MJ=0.4670 CJSW=3.7279E-10
 +MJSW=0.286904 PB=0.800000

.MODEL PEN PMOS LEVEL=3 PHI=0.600000 TOX=2.6400E-08
 +XJ=0.200000U TPG=-1 VTO=-0.8406 DELTA=2.9950E-01 LD=1.2370E-09
 +KP=2.5454E-05 UO=194.6 THETA=7.6950E-02 RSH=3.1440E+02
 +GAMMA=0.5768 NSUB=1.7150E+16 NFS=3.46E+12 VMAX=1.0930E+05
 +ETA=3.0470E-02 KAPPA=4.4120E+00 CGDO=2.4270E-12 CGSO=2.4270E-12
 +CGBO=2.7364E-10 CJ=3.8950E-04 MJ=0.4794 CJSW=3.8646E-10
 +MJSW=0.358053 PB=0.800000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลาดกระบัง

ENGINEERING

ปีที่ 16 ฉบับที่ 4

ธันวาคม 2542

1. การวิเคราะห์และเลือกใช้หม้อแปลงจำหน่ายเพื่อลดค่าพลังงานสูญเสีย	1
ยี่งูชาติ วงศ์ใหญ่ ศุภี บรรจงจิตร นันทิศจี กฤษณจินดา บุณยสิทธิ์ กิ่งเกษม เจนศักดิ์ เขกประวณิชวัฒน์	
2. การควบคุมมลพิษทางไฟฟ้ากระแสแรงดันด้วยพีซีซีบีปรับค่าพ่วง	6
ชัยรัตน์ วิสุทธีรัตน์ ศุภี บรรจงจิตร นันทิศจี บุณยสิทธิ์	
3. การออกแบบระบบสายส่งแรงสูง 500 kV. กรณีศึกษานานนิงมาว 3 - ท่าตะโก โดยใช้คอมพิวเตอร์	12
ธานี ไชยประทีปสุวรรณ ศุภี บรรจงจิตร มงคล นีลาจินดาโคตรฤกษ์	
4. การวางแนวระบบไฟฟ้ากำลังโดยใช้โปรแกรมของ Paolino	18
จิรภัทร อุบลวัฒน์ มงคล นีลาจินดาโคตรฤกษ์	
5. การพัฒนาการออกแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าในหาระยะ	24
ศูนย์ ทนของเหล็ก ยี่งูชาติ นันทิศจี	
6. โพลไฟฟ้ากระแสสลับแบบอิเล็กทรอนิกส์	30
ประภาส ไทรสุวรรณ อนุวัฒน์ จางานิชนิต อุทธนา สวทนต์	
7. การปรับปรุงการทดสอบของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสแรงดันสูงโดยใช้คอมพิวเตอร์แบบ 2 มิติ	36
คมกฤษณ์ ธนสุวรรณ ประภาส ไทรสุวรรณ อนุวัฒน์ จางานิชนิต	
8. ในโครงการศึกษาทางแรงของสายโมโนเฟสด้วยประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้าในระบบสองสถานะแบบ HFC	41
นพรัตน์ ประเสริฐสิทธิ์ กฤตกร ก่อถาวร สมเดช โกศลวิชัย	
9. การวิเคราะห์ประสิทธิภาพการสื่อสารข้อมูลในโครงข่าย HFC ภายใต้สภาพแวดล้อมของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางรับ	47
กัญญา ปิทธิประเสริฐ สิทธิ นงนวิธธนา วาสิค ธนไพฑูย์ ไกรสินธุ์ ธีรวิวัฒน์ ยี่งูชาติ สุพรรณิระไชย	
10. วิธีการแก้ปัญหาการเกิดผลึกในการลดอัตราในระบบ II.261 โดยการใช้วิธีการประมวลผลทางวิเคราะห์การเคลื่อนที่	53
นงนวิธธนา ธีรวิวัฒน์ ยี่งูชาติ ธนไพฑูย์ ไกรสินธุ์ ธีรวิวัฒน์	
11. การศึกษาคุณภาพของสัญญาณในระบบส่งทางไกลที่ส่งผ่าน HDSL	69
โรจนา ดอกไม้ กอบชัย เตชะทัญ วราภรณ์ อัครมนบุญ ราชัญ บุญใจจันทร์ มนต์ อาชดุทธิ์	
12. การส่งผ่านจลนศาสตร์การเคลื่อนที่เป็นพหุ	65
ณัฐพงษ์ พัฒนพงษ์ กอบชัย เตชะทัญ ทรพร พงษ์ชัย ธีรวิชัย อาชดุทธิ์	
13. การวิเคราะห์สมรรถนะของ DS-SSMA โดยใช้วิธีจำลองทางระบบภาคสนามแบบสลับกัน	70
นพรัตน์ สมบุญ กอบชัย เตชะทัญ สมเดช ก่อถาวร	
14. การสร้างระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์	76
ธนาภรณ์ พลนันทน์ สุรพันธ์ อัมมาม ทิพย์ศรี ศรีวิชัย กอบชัย เตชะทัญ นพรัตน์ พงษ์	
15. การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลที่ทำงานในโหมดของกระแสต่อเนื่องด้วยวิธีวิเคราะห์แบบอิมพัลส์	82
บุญชัย นนอบ พงษ์ศรี ศรีนันทน์ กอบชัย เตชะทัญ วิษณุ กฤษณ์สินทรัพย์	
16. วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าได้โดยใช้เทคนิคการ	87
อนุสิษฐ์ พลนันทน์ศิริ จิรา เมธีชัยวัฒน์ วิภา แสงศิริพันธ์ ปราโมทย์ วาณิช	
17. ระบบควบคุมแบบดิจิทัลของเครื่องจักรควบคุมแบบเคลื่อนที่ตามเส้น	93
ภาวิรินทร์ นิธิวิชัย วาสิค บุญจาทปรนสิริ อนุสิษฐ์ เมธีชัยพันธ์	
18. การออกแบบและพัฒนาระบบ SNMP Agent	100
จิรเมธ พรพัฒน์จิรพันธ์ บรรจง ปิยะ	
19. การวิเคราะห์ของเครื่องต้นแบบภาคในเชิงปฏิบัติเพื่อให้เกิดแรงดันที่ถูกต้อง	106
มงคล มงคลวงศ์โรจน์ วชิรพรต กิ่งเมือง	
20. สมรรถนะทางเทคนิคการวัดของระบบส่งสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณ-นิวเคลียร์	112
มงคล มงคลวงศ์โรจน์ สุทาน พงษ์จันทร์แก้ว	
21. การทดสอบการไหลของของไหลแบบการกระจาย	118
อภิสิทธิ์ เสมศิริ	
22. การศึกษาความสัมพันธ์ของเวลาที่ปรากฏการเปลี่ยนมุมทางเรขาคณิต	123
อัศวเดช สินธุภักดิ์ เมืองแก้ว สุทัศน์	
23. สมรรถนะการวัดของเครื่องวัดความถี่แบบอนาล็อก	129
อัศวเดช สินธุภักดิ์ เมธา นนศิริสิทธิ์	
24. การคำนวณของระบบส่งกำลังเพื่อรับภาระของจากระบบการวัดการเคลื่อนที่และสัญญาณอินพุตใหม่	136
กฤษณา ศิวามานนท์ อัครนันทน์ วราภรณ์ อัครมนบุญ	
25. การวิเคราะห์ของหม้อแปลงไฟฟ้าแรงดันสูงโดยใช้วิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลข	141
กับระบบควบคุมอัตโนมัติ	
ธีรวิชัย ศรีวิชัยโรจน์ นพรัตน์ พงษ์	
26. การควบคุมการไหลของพลังงานในระบบที่มีตัวนำไฟฟ้าที่มีความต้านทาน	147
วิชัย ศรีวิชัยโรจน์ นพรัตน์ พงษ์	
27. เครื่องควบคุมการไหลของพลังงานในระบบ 4 ความถี่โดยใช้วิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลข	154
มงคล มงคลวงศ์โรจน์ นพรัตน์ พงษ์	

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสภาวิศวกร... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ

วงจรรคูณ/หารสัญญาณสองควอดแดรนต์ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์

Electronically tunable two-quadrant multiplier/divider circuit

วินัย ศิริมลหลาย วลัยลักษณ์ ประสงค์สุข

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

จิจรุา เพ็ชรกิจ วิภาวัลย์ นาคทรัพย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรคูณ/หารสัญญาณกระแสสองควอดแดรนต์ที่มีพื้นฐานอยู่บนการนำคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม้อิ่มตัวมาใช้งานร่วมกับคุณสมบัติของมอสที่ทำหน้าที่เป็นควอดแดรนต์ โดยการทำงานของวงจรรคูณ/หารสัญญาณนี้จะอยู่ในโหมดของกระแสและให้เอาต์พุตเป็นแรงดันที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ การเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรมีผลเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

Abstract

A circuit performing as the division or multiplication operator is proposed which relies on MOS transistors that are operated in their non-saturation region and in co-operation with active MOS resistors. The proposed circuit which operated in current-mode and given output in voltage, could be also adjust gain by electronically tune. The simulation results are given to confirm the theoretical analysis.

1. บทนำ

วงจรรคูณและหารสัญญาณนับว่าเป็นวงจรที่มีประโยชน์และมีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลายในด้านการสื่อสาร เครื่องมือวัด และอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น ดังนั้นวงจรรคูณและหารสัญญาณจึงได้ถูกพัฒนาไปอย่างคืบเนื่อง [1-6] โดยมีรูปแบบและหลักการสร้างที่แตกต่างกันออกไป เช่น อาศัยคุณสมบัติของวงจรถอดแตรทวิทรานสลิเนียร์ (quadratic-translinear) [1] อาศัยคุณสมบัติของวงจรรานสกอนคักแดนซ์แอมพลิฟาย์ หรือ การเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (transconductance amplifier or VIC) [2-5] เป็นต้น โดยทั่วไปแล้วการทำงานของวงจรรคูณและ

หารสัญญาณส่วนใหญ่จะแบ่งได้เป็นสองโหมด คือ โหมดกระแส (current-mode) กับโหมดแรงดัน (voltage-mode) ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรที่ทำงานในโหมดของกระแสจะให้คุณสมบัติที่เหนือกว่าวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดันหลายประการ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำไปใช้งานร่วมกับวงจรส่วนอื่นที่ทำงานในโหมดแรงดันนั้นจำเป็นจะต้องอาศัยวงจรหรืออุปกรณ์ในการแปลงค่าสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันด้วย ซึ่งวิธีการดังกล่าวมีนัยยะจะทำให้เอาต์พุตที่ได้มีความเสถียรและเชื่อถือได้มากขึ้นแล้ว ยังทำให้วงจรมีความยุ่งยากและซับซ้อนยิ่งขึ้นด้วย เหตุนี้จึงได้มีผู้นำเสนอวงจรมีการทำงานในโหมดผสม (mixed-mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จีน [6] กล่าวคือวงจรจะทำงานในโหมดของกระแสและให้เอาต์พุตเป็นแรงดัน ซึ่งวงจรที่นำเสนอใน [6] นั้นให้คุณสมบัติในโหมดคอมมอนเฉพาะการหารสัญญาณกระแสเท่านั้น

บทความนี้จึงได้นำเสนอวงจรที่ทำหน้าที่เป็นได้ทั้งการคูณและหารสัญญาณกระแสที่ทำงานในโหมดคอมมอนโดยไม่ต้องอาศัยวงจรหรืออุปกรณ์ในการแปลงค่าใดๆ คือการนำเอาคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (non-saturation) มาใช้งานร่วมกับมอสที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานทำให้ได้วงจรที่มีคุณสมบัติในการคูณ/หารสัญญาณกระแสได้สองแควดแควดภายในวงจรถ่ายกันซึ่งการทำงานของวงจรมีข้อคือไม่ขึ้นกับค่าอุณหภูมิ เอาต์พุตมีค่าสูงและสามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้วงจรประกอบขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดจึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (Integrated circuit) อีกด้วย

2. แนวความคิดและหลักการ

วงจรมคูณ/หารสัญญาณกระแสที่นำเสนอมีวงจพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_O กระแสอินพุต I_N, I_D และ I_K และมอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ในการออกแบบวงจรมันได้กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ มีคุณลักษณะเหมือนกันและทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ส่วน M_1 และ M_3 ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทาน สำหรับการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงไม่อิ่มตัวนั้นกระแสคร่อมมีค่าเป็นดังนี้

$$I_D = K \left[(V_{GS} - V_{TO})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (1)$$

โดยที่ K คือค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มีค่าเท่ากับ $\mu C_{ox} W/L$

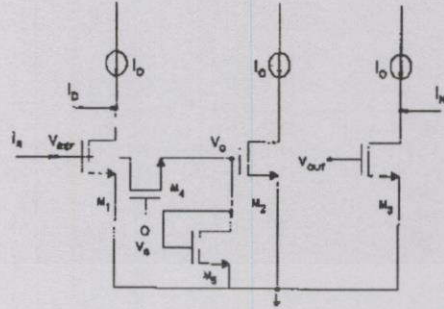
V_{GS} คือแรงดันที่ขาคท-ซอส

V_{DS} คือแรงดันที่ขาแควน-ซอส

V_{TO} คือแรงดันจิดเริ่ม (กรณีแรงดันที่ขาซอส-ซอสตรงเท่ากับศูนย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานที่ใช้คูณหารสัญญาณกระแส

จากการกำหนดให้ $M_1 - M_3$ ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวเมื่อพิจารณาค่ากระแสคร่อมของ M_1 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_D + I_O \\ &= K \left[(V_{REF} - V_{TO})V_{DS1} - \frac{V_{DS1}^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

และเมื่อพิจารณากระแสคร่อมในส่วนของ M_3 จะได้

$$\begin{aligned} I_{D3} &= I_N + I_O \\ &= K \left[(V_{OUT} - V_{TO})V_{DS3} - \frac{V_{DS3}^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (3)$$

โดย I_O เป็นค่ากระแสคร่อมของ M_2 มีค่าเป็น

$$I_O = K \left[(V_O - V_{TO})V_{DS2} - \frac{V_{DS2}^2}{2} \right] \quad (4)$$

จากการกำหนดให้ $M_1 - M_3$ ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะพบว่า ถ้าค่า V_{DS} ของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสามตัวมีค่าเท่ากันแล้ว จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสมการ (2), (3) และ (4) มีค่าดังนี้คือ

$$(V_{OUT} - V_O) = (V_{REF} - V_O) \frac{I_N}{I_D} \quad (5)$$

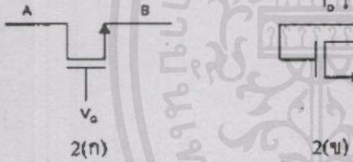
เมื่อพิจารณาสมการ (5) จะพบว่าค่าแรงดันเอาต์พุต $(V_{OUT} - V_O)$ อยู่ในเทอมของผลหารของสัญญาณกระแส

I_N และ I_D ถูกกับค่าแรงดัน ($V_{REF} - V_O$) เมื่อพิจารณาจากวงจรรูปที่ 1 พบว่าค่าแรงดัน V_{REF} และ V_O จะถูกกำหนดโดย M_4 และ M_5 ซึ่งได้ออกแบบให้ทำหน้าที่เป็นเสมือนตัวต้านทาน (active resistors) [7] โดยลักษณะของมอสที่แสดงดังในรูปที่ 2(ก) สามารถควบคุมค่าความต้านทานได้ด้วยค่าแรงดันที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์ ส่วนอีกรูปแบบหนึ่งที่แสดงดังในรูปที่ 2(ข) ค่าความต้านทานขึ้นอยู่กับค่ากระแส I_D และแรงดัน V_{DS} ที่ตกคร่อมมอสทรานซิสเตอร์โดยค่าความต้านทานในแต่ละกรณีจะเขียนแทนได้ด้วยสมการ (6) และ (7) ตามลำดับ

$$R_{DS} = \frac{1}{K_n(V_{GS} - V_{TO})} \quad (6)$$

โดยที่ $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TO})$

$$R_{DS} = \frac{1}{(2KI_D)^{1/2}} \quad (7)$$



รูปที่ 2 ลักษณะของมอสที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทาน

เมื่อกำหนดให้ V_{M_4} และ R_{M_4} เป็นค่าแรงดันและค่าความต้านทานระหว่างเกตกับซอร์สของ M_4 ตามลำดับแล้ว จะได้ค่าแรงดัน V_{M_4} ที่มีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทาน R_{M_4} และกระแส I_R เป็นดังนี้

$$V_{M_4} = I_R R_{M_4} = \frac{(V_{REF} - V_O)}{K_n(V_G - V_T)} \quad (8)$$

โดยที่ $V_{M_4} < (V_G - V_T)$

$$V_T = V_{TO} + \gamma \left(\sqrt{2|I| + V_{SB}} - \sqrt{2|I|} \right)$$

ซึ่ง γ คือค่าสัมประสิทธิ์ของบอดีเอฟเฟกต์ (Body Effect Coefficient)

ϕ คือค่าเฟอร์มิโพเทนเชียล (Fermi Potential)
 V_{SB} คือค่าแรงดันที่บ่อนที่ขาซอร์ส-ซับสเตรท

เมื่อทำการแทนค่า ($V_{REF} - V_O$) จากสมการ (8) ลงในสมการ (5) จะได้ว่า

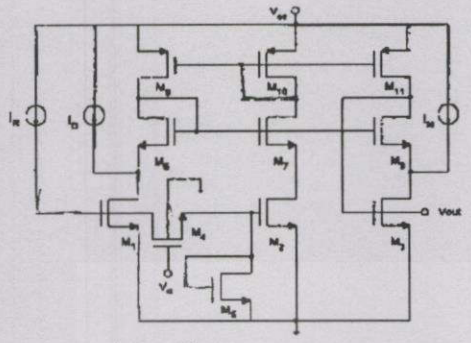
$$(V_{OUT} - V_O) = \frac{I_R I_N}{K_n(V_G - V_T) I_D} \quad (9)$$

ค่าแรงดันเอาท์พุท ($V_{OUT} - V_O$) ที่ได้มาจากสมการ (9) แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าผลที่ได้สามารถที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรคูณและหารของสัญญาณกระแสได้ นอกจากนี้วงจรยังสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยค่าแรงดันที่ขาเกต V_G แต่อย่างไรก็ตามวงจรจะยังไม่สามารถให้ผลของการคูณหารได้ถ้าปราศจากมอสทรานซิสเตอร์ M_5 เนื่องจากถ้าไม่มีมอสทรานซิสเตอร์ M_5 การไหลของกระแส I_R ก็จะไม่เกิดขึ้น

3. ผลการเขียนแบบทางคอมพิวเตอร์

ได้อาศัยหลักการตามที่ได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อที่ 2 มาสร้างเป็นวงจรเพื่อการเขียนแบบการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ขึ้น ซึ่งวงจรที่ได้ทำการออกแบบขึ้นมาทดสอบแสดงดังในรูปที่ 3 โดยวงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_{11}$ ในส่วนของวงจรจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ $M_2 - M_{11}$ ทำงานเป็นส่วนองแหล่งจ่ายกระแสคงที่ให้กับวงจรทั้งหมดโดยมี M_{10} เป็นตัวสะท้อนกระแส I_D ส่วนทรานซิสเตอร์ M_6 ที่ต่อในลักษณะของไดโอดจะทำหน้าที่เป็นส่วนองแรงดันอ้างอิงให้กับทรานซิสเตอร์ M_1 เมื่อกำหนดให้ M_1 ทำงานในช่วงโวลเทจฟอลโลวเออร์ (voltage follower) เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน (voltage follower) เพื่อทำหน้าที่ให้ M_2 และ M_3 ทำงานเช่นเดียวกับ M_1 และในส่วนอง M_4 และ M_5 จะทำหน้าที่เสมือนตัวต้านทานเพื่อเป็นตัวกำหนดแรงดันโวลเทจให้แก่ M_1 และ M_2 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน

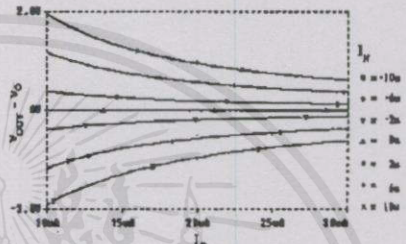
ได้ทำการเลียนแบบวงจรด้วยคอมพิวเตอร์โดยกำหนดให้ไฟเลี้ยงวงจร V_{CC} มีค่า 5 โวลต์ และค่า W/L ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวแสดงในตารางที่ 1 ในการออกแบบ W/L ของวงจรที่นำเสนอนี้สามารถพิจารณาได้จากการกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวซึ่งหมายถึงว่าแรงดันส่วนใหญ่จะตกคร่อมทรานซิสเตอร์ในส่วนบน ($M_6 - M_{11}$) ดังนั้นเพื่อให้ทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_3$ ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวก็จะทำให้โดยการสมมติค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ในส่วนบนและกระแสที่ไหลผ่านในส่วนนั้น แล้วทำการคำนวณหา W/L ที่ทำให้เกิดค่าที่กำหนดก็จะได้ W/L ตามต้องการ

ทรานซิสเตอร์	$M_1 - M_3$	M_4	M_5	$M_6 - M_{11}$	$M_{12} - M_{11}$
ค่า	8	15	10	16	33.6
$\frac{W}{L} (\mu m)$	8	20	40	2	6.3

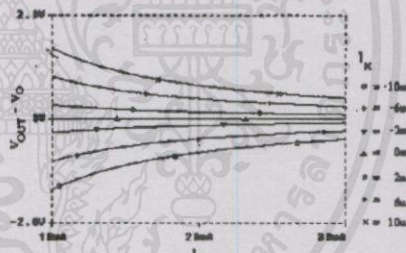
ตารางที่ 1 ค่า W/L ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจร

เมื่อนำวงจรไปเลียนแบบการทำงานให้ทำหน้าที่เป็นวงจรหารสัญญาณกระแสได้กำหนดให้ I_R มีค่าคงที่เท่ากับ 12 ไมโครแอมแปร์ และ V_G เท่ากับ 3.5 และ 3.8 โวลต์ เมื่อป้อน I_N และ I_D มีค่าต่างๆ ได้ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงแสดงดังรูปที่ 4 และ 5 สำหรับการเลียนแบบการทำงานในกรณีวงจรทำหน้าที่

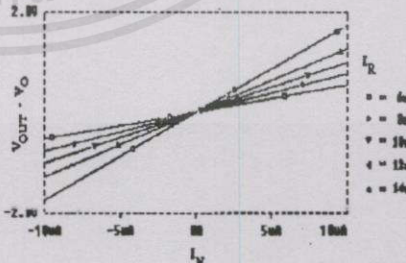
เป็นวงจรคูณสัญญาณได้กำหนดให้ I_D มีค่าคงที่เท่ากับ 15 ไมโครแอมแปร์ และ V_G มีค่า 3.8 และ 4.2 โวลต์ เมื่อป้อน I_R และ I_N มีค่าต่างๆ จะได้การถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงแสดงดังรูปที่ 6 และ 7 ซึ่งผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหารและการคูณแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้สองควอดแรนซ์โดยขนาดของเอ๊าท์พุทที่ได้ขึ้นอยู่กับค่าปรับค่าแรงดัน V_G



รูปที่ 4 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหาร เมื่อ $V_G = 3.5$ โวลต์

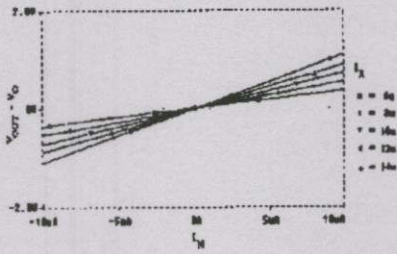


รูปที่ 5 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการหาร เมื่อ $V_G = 3.8$ โวลต์



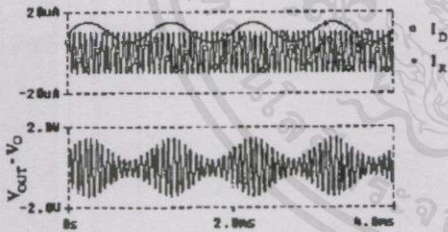
รูปที่ 6 ผลการเลียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟตรงของการคูณ เมื่อ $V_G = 3.8$ โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

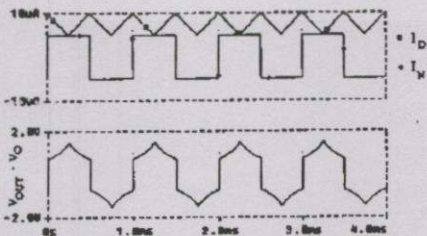


รูปที่ 7 ผลการเขียนแบบการถ่ายโอนคุณสมบัติทางไฟฟ้าตรงของการคูณ เมื่อ $V_G = 4.2$ โวลต์

นอกจากนี้ยังได้ทดสอบการนำวงจรคูณ/หารสัญญาณไปประยุกต์ใช้โดยได้ทำการแสดงผลการเขียนแบบการมอดูเลทของสัญญาณโคไซน์ I_D เป็นสัญญาณไซน์ที่มีค่า 5 ไมโครแอมแปร์โดยขอเฟสค่า 10 ไมโครแอมแปร์ที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ และ I_N เท่ากับ 10 ไมโครแอมแปร์ที่ 15 กิโลเฮิรตซ์ ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 8 และกรณีของการหารสัญญาณเมื่อป้อนกระแสอินพุต I_N เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมและกระแสอินพุต I_D เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมโดยได้ผลการเขียนแบบการทำงานแสดงดังรูปที่ 9



รูปที่ 8 ผลการเขียนแบบการมอดูเลทสัญญาณ



รูปที่ 9 ผลการเขียนแบบการหารสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารผลงาน วิชาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สรุป

วงจรที่นำเสนอนี้ถูกออกแบบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวให้ทำงานร่วมกับมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทาน โดยวงจรสามารถให้คุณสมบัติในการคูณหรือหารสัญญาณในโหมดผสมได้สองควอดแดรนต์ภายในวงจรเดียวกันซึ่งการทำงานของวงจรที่นำเสนอนี้มีข้อดีคือค่าอัตราที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ ให้ค่าสูง และสามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนั้นวงจรคูณ/หารสัญญาณที่นำเสนอนี้ประกอบขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดจึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมด้วย สำหรับการนำวงจรไปใช้งานจริงนั้นควรออกแบบในส่วนของแหล่งจ่ายกระแสที่ I_D ให้มีคุณสมบัติที่ต่อเพื่อผลของการคูณหรือหารสัญญาณมีค่าถูกต้องมากยิ่งขึ้น

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] W. Gai, H. Chen and E. Seevinck, "Quadratic-Translinear CMOS Multiplier-Divider Circuit," *Electron. Lett.*, Vol.33, No.10, pp. 860-861, May, 1997.
- [2] S.T. Lee, K.T. Lau, and L. Siek, "Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier for Artificial Neural Networks," *Electron. Lett.*, Vol.31, No.1, pp. 48-49, Jan., 1995.
- [3] K.T. Lau, S.T. Lee and V.K.S. Ong, "Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier Cell for VLSI-Signal and Information Processing," *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, Vol.145, No.2, pp. 132-134, April, 1998.
- [4] J.H. Tsay, S.I. Liu, J.J. Chen and Y.P. Wu, "CMOS Four-Quadrant Multiplier Using Triode Transistors Based on Regulated Cascode Structure," *Electron. Lett.*, Vol.31, No.12, pp. 962-963, Jun., 1995.
- [5] S.I. Liu, "Low Voltage CMOS Four-Quadrant Multiplier," *Electron. Lett.*, Vol.30, No.25, pp. 2125-2126, Dec., 1994.

- [6] C. Dualibe, M. Verleysen, and P. Jespers, "Two-Quadrant CMOS Analogue Divider," *Electron. Lett.*, Vol.34, No.12., pp. 1164-1165, Jun., 1998.
- [7] P.E. Allen and D.R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*, New York, Holt, Rinehart and Winston, 1987.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลาดกระบัง

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง

ENGINEERING

ปีที่ 17 ฉบับที่ 2

มิถุนายน 2543

1. การวิเคราะห์ข้อมูลใน ISUP ของโครงข่ายบริการร่วมระบบดิจิทัล ฉัตรชัย วัฒนพันธุ์ พิเชฐ ม่วงนวล บุญย สุขเกษม	1
2. ระบบควบคุมการใช้งานโทรศัพท์สำหรับศูนย์อายุทศอัตโนมัติ สุรเชษฐ์ ศิษยาภิรมย์ พิเชฐ ม่วงนวล อวิธ พึ่งมา	6
3. การศึกษาปริมาณการฟีดแบ็กของสายโทรศัพย์ที่ก่อให้เกิดกับศูนย์อายุศก่อนนำภายในท้องถิ่นเพื่อปรับปรุงวงจรเชื่อมต่อโทรศัพท์ให้ เหมาะสมกับปริมาณการสื่อสารในภาคกลาง ชูชาติ พุทธระกูล วินัย สังฆวิจิตร พิเชฐ ม่วงนวล อวิธ พึ่งมา	12
4. การปรับปรุงสถานีฐานของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ AMPS โดยวิธีกำลังสองน้อยที่สุด อรรถดิษฐ์ อินทร์น้อย พิเชฐ ม่วงนวล อวิธ พึ่งมา	18
5. เครื่องรับแบบวงปิดของคอสตาสที่ปรับปรุงขึ้นใหม่ ธรรมบุญ สุขหวาน วินัย ศิวนิธสหาย จริญญา เด็จวิธวรัตน์ วิภา แสงพิลาภัย	24
6. การประยุกต์โครงข่ายเชื่อมต่อกายในบีการส่ง PCM-TDM frame ดำรงศักดิ์ จันทร์เรือง กอบชัย เดชหาญ	30
7. Discrete Array Antenna Pattern Synthesis with Side Lobe Level Controllable Chuwong Phongcharoenpanich Voravit Ongwongwattana Sompol Koksutvit Mooni Krairiksh	36
8. การแสดงคุณสมบัติการเชื่อมต่อโทรศัพย์เคลื่อนที่ระบบ และการบีบอัดข้อมูลลงบนเครือข่ายเฟรมวีดิโอ ชวีชัย มะพะสาจูไร กอบชัย เดชหาญ อาสิน สุวรรณวงศ์	41
9. การทดลองกระบวนการที่ถูกต้องควบคุมระยะไกลผ่านทางอินเตอร์เน็ต สรรเพชญ์ เขื่อนแก้ว ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์ วินัย วิวิธญา	47
10. วงจรกำเนิดความถี่ 57 เมกะเฮิร์ต แบบ RC ที่สามารถปรับค่าออฟเซตของเสาที่ทุกโหนดด้วยแรงดันควบคุม วินัย สังฆวิจิตร พิเชฐ ม่วงนวล อวิธ พึ่งมา อติศักดิ์ มนต์ประภัสสร	53
11. การสร้างตัวกรองเชิงเลขแบบหลายแถบความถี่ สายพันธ์ หอมจันทร์ สุวัฒน์ ชัยมัน พงษ์ เกษอยู่ กอบชัย เดชหาญ	59
12. การควบคุมการสแตนด์ Dot Matrix ขนาดใหญ่โดยไฮโมโครไปรเซสเซอร์สไลด์แบบ Master-Slave ประวิทย์ชัย อมากรักษ์ พิเชฐ ม่วงนวล กวีล พึ่งมา	65
13. ตัวควบคุมพีซีที่โอแบบปรับค่าสมรรถนะด้วยตัวเอง อุมาพร ทองรักษ์ กิตติ ไทพรวิวัฒน์ กิจ นิมิต บุญภิรมย์	71
14. การตรวจหาเชื่อมมาเรียในภาพเซลล์เม็ดเลือดแดงโดยการเปรียบเทียบผลลัพธ์ของฮิสโตแกรม กรีซ สมกันธา สมชัย เขียวลาวัณย์ บุญยวีร์ เครือพราว	77
15. การออกแบบขนาดของหัวอ่านแม่เหล็กไฟฟ้าที่เหมาะสมที่สุดโดยเทคนิคโปรแกรมทางคณิตศาสตร์ มงคล มงคลวงศ์โรจน์ อมรรักษ์ ฉัตรสวัสดิ์	83
16. อุปกรณ์จัดเรียงในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันต่ำโดยใช้เทคนิคเชิงเลข สินธยา เมืองน้อย กอบชัย เดชหาญ สมชัย จุลณะปิยะ	89
17. การวิเคราะห์ขนาดกระแสไฟฟ้าของสายเคเบิลที่ใช้ในข้อจอร์ฟรางเดินสาย และต่อร้อยสายได้คืน ไชยา สายพันธ์ คูลี บรรจงจิตร	95
18. การลดสัญญาณรบกวนในสายนำโทรเลขในระบบไฟฟ้ากำลังแบบ 3 เฟส 4 สาย ที่ต้องมีการไฟฟ้าที่ไม่เป็นเชิงเส้น วิรเทพ พงศ์ศรีเพชร จงวิทย์ บุญเสียง	101
19. การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะการทำงานในสภาวะคงตัว เอก พันธุ์พุ่ม สหพร อุดมสิน ชัยภูมิ วรรณะสาร	107
20. การวิเคราะห์เปรียบเทียบสมรรถนะของเทคนิคควบคุมกระแสสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบควบคุมด้วยฟลักซ์ พิเชษฐ ฉัตรพาน วิจิตร วิจิตร วรชิตานนท์	113
21. การพัฒนาการออกแบบที่เหมาะสมสำหรับหม้อแปลงไฟฟ้าขนาดเส็กแบบเซลล์ ก้องเกียรติ กาญจนวัฒน์ ชัยวุฒิ ฉัตรอุทัย	119
22. Effects of Feed Temperature on The Coupling of Endothermic-Exothermic Reactions in a Multitubular Heat Exchanger Reactor Teerapol Buranawood Piyarat Itanukul Nopasakorn Thumthipit Prakhon Kir-haiya	125
23. การออกแบบเพื่อหาขนาดที่เหมาะสมที่สุดของเครื่องแลกเปลี่ยนความร้อน โดยใช้วิธีบรุษเดน-เฟลด์เซอร์-โกลด์เฟรบน-ชันโน มงคล มงคลวงศ์โรจน์ วรวิทย์ พึ่งเจริญ	131
24. พหุคูณทางสถิติและพหุคูณศาสตร์ของแบริ่งเพลาของหม้ออ้อลินด้วยสารหล่อลื่นมอน-นิวตรอนเมียม โดตาแคนท์ มงคล มงคลวงศ์โรจน์ ชนิษฐา วรชิตานนท์	137
25. การวิเคราะห์การสั่นสะเทือนของเพื่องเชิง มงคล มงคลวงศ์โรจน์ ชนิษฐา วรชิตานนท์	143

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับแบบวงปิดของคอสเทสที่ปรับปรุงขึ้นใหม่

An improved Costas loop

ธรรมบุญ สุขหวาน วินัย ศิริผลหลาย จริญญา เลิศจรธรรมาติ วิภา แสงพิสิทธิ์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอเครื่องรับแบบวงปิดของคอสเทสที่ได้ปรับปรุงขึ้นด้วยการลดจำนวนวงจรของความถี่ต่ำผ่านในวงปิดของคอสเทสแบบสามัญที่ใช้ออกไปได้ถึง 2 วงจร ซึ่งนอกจากจะทำให้เกิดการประหยัดอุปกรณ์แล้ว ก็จะทำให้เกิดการหน่วงเวลาของการประมวลสัญญาณในวงจรน้อยลงด้วย จึงทำให้ผลตอบสนองของวงจรเร็วขึ้น ผลการทดลองของวงจรเพื่อหาค่ามอดูเลตสัญญาณเอเอ็มชนิดแอมป์ข้างคู่จตุรคลื่นพาห้ให้ผลการหาค่ามอดูเลตสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์

Abstract

The paper presents an improved version of the Costas loop. With the proposed method, the two typical low-pass filter circuits are eliminated. In addition to an obvious advantage of component saving, a smaller delay time in signal processing is achieved resulting in a faster response. The experimental result shows that the new method can completely demodulate an AM-double sideband-suppressed carrier signal.

1. บทนำ

วงจรหาค่ามอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent demodulator) มีความสำคัญในระบบสื่อสารและโทรคมนาคม เพราะมีความสามารถในการแยกเอาสัญญาณคลื่นพาห้และข้อมูลของสัญญาณนาฬิกาออกจากสัญญาณที่รับเข้ามา จึงมีประโยชน์อย่างมากในการวิเคราะห์สัญญาณทั้งในระบบการมอดูเลตแบบอนาล็อกและการมอดูเลตแบบดิจิทัล [1-6] การแยกสัญญาณคลื่นพาห้ที่นิยมทำกันอยู่หลายวิธี นิยมใช้วงจรปิดของคอสเทส (Costas loop) เพื่อทำให้เกิดการซิงโครไนซ์ (synchronization) ของคลื่นพาห้ทางเครื่องรับทั้งในทางความถี่และเฟส [1,4] ในโลกแห่งเทคโนโลยีปัจจุบันที่สายอากาศ, เครื่องรับ และระบบประมวลสัญญาณต่างๆ ที่ใช้ล้วนมีประสิทธิภาพสูงในการเพิ่มกำลังสัญญาณ (signal power) ทำให้สามารถเพิ่มอัตราบิต (bit rate) ในระบบดิจิทัลแบบต่างๆ ได้สูง โดยเฉพาะในระบบการวัดทางไกล (telemetry system)

ซึ่งในเรื่องนี้องค์กร CCSDS (Consultative Committee for Space Data System) ได้ถึงกับมีข้อเสนอแนะให้ใช้เครื่องรับแบบวงปิดของคอสเทสที่ปรับระบบการรับส่งสัญญาณแบบขจัดคลื่นพาห้ (suppressed carrier system) [6] ดังนั้น จะเห็นได้ว่าวงปิดของคอสเทสที่มีความสำคัญมากในระบบการซิงโครไนซ์สัญญาณคลื่นพาห้ต่างๆ ไม่เฉพาะจำกัดอยู่แต่เพียงในระบบการส่งสัญญาณเอเอ็มแบบขจัดคลื่นพาห้ (AM suppressed carrier) [7] เท่านั้น

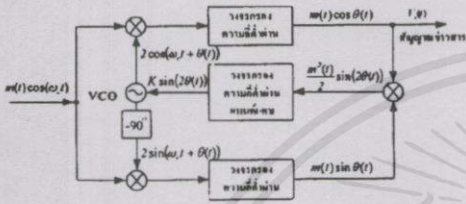
รูปแบบของวงปิดแบบคอสเทสที่พบกันอยู่โดยทั่วไปนั้นเป็นวง PLL (phase locked loop) แบบวงคู่ (double loop) ซึ่งใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) ประกอบอยู่ในวงจรถึง 3 ชุด [1-9] จากการพิจารณาวิเคราะห์วงจรแบบคอสเทสที่นิยมใช้กันอยู่อย่างละเอียด ทำให้เราพบว่าเราสามารถที่จะลดจำนวน LPF ลงได้เหลือเพียง 1 PF ชุดเดียว จึงได้ทำการวิเคราะห์และได้ทำการประกอบวงจรด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ที่หาได้จากห้องทดลอง พบว่าวงจรทำงานได้ เป็นไปตามหลักการอย่างดี

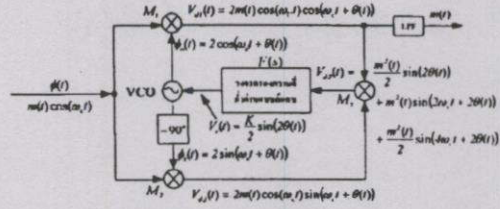
2. หลักการ

รูปแบบพื้นฐานโดยทั่วไปของวงจรมอดูเลเตอร์แบบคอสเทตส์ มีดังแสดงในรูปที่ 1 [6-8] หลักการทำงานของวงจรนี้ มีอยู่ใน เอกสารวิชาการทั่วไปเช่น [7,8] โดยค่าตัวแปร $m(t)$ ที่แสดง



รูปที่ 1 บล็อกโคอะแกรมเครื่องรับแบบวงจรมอดูเลเตอร์ของคอสเทตส์

ในรูปที่ 1 นี้คือ สัญญาณข้อมูลที่มอดูเลตแบบเอเอ็มมากับ คลื่นพาหะรูปไซน์ $\cos(\omega_c t)$ และ $\theta(t)$ คือ ค่าความค้างเฟส (รวมถึงความถี่ขยับของคลื่นพาหะทางเครื่องส่งกับคลื่นพาหะ ทางเครื่องรับ ซึ่งผลผลิตออกมาจากวงจรวีซีโอ (VCO: Voltage Controlled Oscillator) ในสถานะทรานเซียนต์ (transient state) $\theta(t)$ จะมีค่าไม่เป็นศูนย์ ซึ่งหมายความว่าคลื่นพาหะทาง เครื่องรับจะมีความถี่และเฟสไม่ตรงกับค่าความถี่และเฟส ของคลื่นพาหะทางเครื่องส่ง แต่เมื่อวงจรมอดูเลเตอร์ทำงานเข้าสู่ สถานะคงตัว (steady state) ค่า $\theta(t)$ จะมีค่าเข้าสู่ศูนย์ ซึ่งหมายความว่า ค่าคลื่นพาหะของเครื่องรับจากวงจรวีซีโอ จะซิงโครไนซ์กับคลื่นพาหะของเครื่องส่งทั้งความถี่และเฟส วงจรมอดูเลเตอร์ของคอสเทตส์ตามรูปที่ 1 นั้น เมื่อนำมา พัฒนาใหม่แล้วจะได้เป็นวงจรดังแสดงในรูปที่ 2 ในวงจร ที่พัฒนาใหม่นี้ ไม่มีการใช้ LPF ที่กรองความถี่สูงที่อยู่ใน แอต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์สัญญาณ M_1 ในส่วนบนและ M_2 ส่วนล่างของวงจร ซึ่งแตกต่างไปจากวงจรในรูปที่ 1 เหตุผลคือใช้แฉวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ต่ำชนิดแบนด์แคร์ที่มี แบนด์วิดท์ (bandwidth) น้อยกว่าค่าความถี่ต่ำสุดของ



รูปที่ 2 บล็อกโคอะแกรมเครื่องรับแบบวงจรมอดูเลเตอร์ที่ปรับปรุงขึ้นใหม่

สัญญาณ $m'(t)$ ที่อินพุตของวงจรวีซีโอเท่านั้น เมื่อปรับ ปรับวงจรมอดูเลเตอร์แล้ว จะพบว่าวงจรมอดูเลเตอร์สัญญาณ M_1 และ วงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ต่ำสามารถให้ปริมาณเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ $\theta(t)$ ออกมาได้ เช่นเดียวกับวงจรมอดูเลเตอร์รูปที่ 1 การทำงาน ของวงจรมอดูเลเตอร์รูปที่ 2 สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้คือ สมมติให้สัญญาณอินพุตของระบบตามรูปที่ 2 คือ

$$\phi(t) = m(t) \cos(\omega_c t) \tag{1}$$

และให้สัญญาณคลื่นพาหะที่เกิดจากวงจรวีซีโอในระยะ เริ่มแรกคือ

$$\phi(t) = 2 \cos(\omega_c t + \theta(t)) \tag{2}$$

โดยที่ค่าตัวแปรต่าง ๆ นั้น กำหนดให้เหมือนกับค่าตัวแปรต่างๆ ในรูปที่ 1 ทุกประการ

สัญญาณเอาต์พุตของ VCO นี้ส่วนหนึ่งจะถูกส่ง ผ่านวงจรมอดูเลเตอร์เฟส (-90°) ทำให้เกิดสัญญาณ

$$\phi(t) = 2 \sin(\omega_c t + \theta(t)) \tag{3}$$

ซึ่งที่อินพุตข้างหนึ่งของวงจรมอดูเลเตอร์ M_1 โดยการพิจารณาทางเดินของสัญญาณตามรูปที่ 2 จะได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ M_1 และ M_2 คือ $V_{u1}(t)$ และ $V_{u2}(t)$ ตามลำดับดังต่อไปนี้คือ

$$V_{u1}(t) = 2m(t) \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \theta(t)) \tag{4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{s1}(t) = 2m(t)\cos(\omega_s t)\sin(\omega_s t + \theta(t)) \quad (5)$$

สัญญาณ $V_{s1}(t)$ และ $V_{s2}(t)$ นี้จะถูกนำไปคูณกัน โดยวงจรคูณ M , ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุต $V_{s2}(t)$ ตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} V_{s2}(t) &= 4m^2(t)\cos^2(\omega_s t)\cos(\omega_s t + \theta(t))\sin(\omega_s t + \theta(t)) \\ &= \frac{m^2(t)}{2}\sin(2\theta(t)) + m^2(t)\sin(2\omega_s t + 2\theta(t)) \\ &+ \frac{m^2(t)}{2}\sin(4\omega_s t + 2\theta(t)) \end{aligned} \quad (6)$$

เมื่อสัญญาณ $V_{s2}(t)$ นี้ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบนด์แคบ วงจรจะกรองสัญญาณที่มีความถี่สูง (2 พจน์หลังของ (6)) ออก และจะเหลือค่า $m^2(t)$ ออกเป็นไฟตรง ซึ่งถ้ากำหนดค่าให้ค่าเฉลี่ยนี้เป็น K ก็จะทำให้ค่าเอาต์พุต $V_c(t)$ ของวงจรกรองสัญญาณที่มีค่าเป็นดังต่อไปนี้คือ

$$V_c(t) = \frac{K}{2}\sin(2\theta(t)) \quad (7)$$

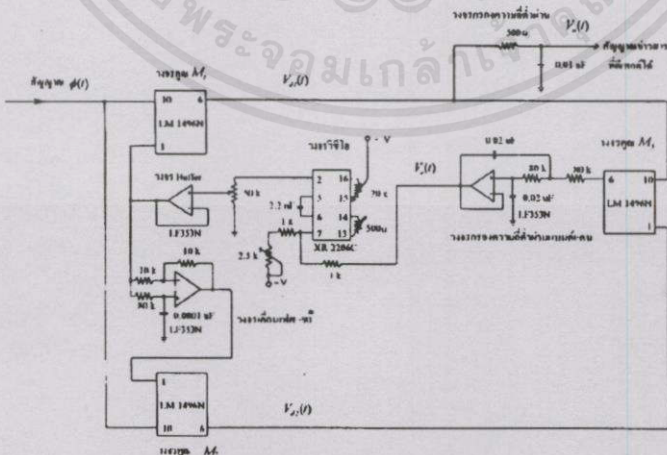
เนื่องจาก $\sin(2\theta(t)) \approx 2\theta(t)$ เมื่อ $\theta(t)$ มีค่าน้อย ดังนั้นจะได้

$$V_c(t) \approx K\theta(t) \quad (8)$$

นั่นคือเราจะได้ $V_c(t)$ ไปควบคุมวงจรวีซีไอด้วยค่าที่แปรตามค่าผิดพลาดของเฟส และถ้าเรานำเลือกวงจรวีซีไอที่มีค่าความถี่ลดลงเมื่ออินพุตเป็นค่าบวก แต่มีค่าความถี่เพิ่มขึ้นเมื่ออินพุตเป็นค่าลบ ดังนั้น $V_c(t)$ นี้จะไปควบคุมทำให้ค่าการผิดพลาดของเฟสของสัญญาณ $\phi_c(t)$ จากวีซีไอมีค่าลดลง พฤติกรรมของวงจรมารูปที่ 2 นี้จะเกิดซ้ำอยู่เช่นนี้ตลอดเวลา จนกระทั่ง $\theta(t)$ มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ $\phi_c(t)$ มีค่ากลายเป็น $2\cos(\omega_s t)$ ซึ่งเป็นคลื่นพาห่ที่มีความถี่และเฟสเท่ากับคลื่นพาห่ที่รับเข้ามา นั่นคือในสถานะคงตัว วิธีนี้จะผลิตความถี่ได้จึงโครโนซ์กับคลื่นพาห่จากเครื่องส่งตามต้องการ

3. การทดลองและผล

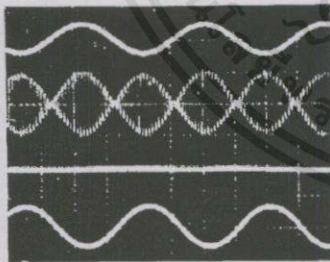
เป็นที่ทราบกันดีว่าวงปิดแบบคอสแทสนี่นิยมใช้กันในการติดตามสัญญาณเอเอ็มชนิดที่เรียกว่าการติดตามแบบซิงโครนัส (Synchronous detection) วงจรที่นำเสนอสามารถนำมาปรับปรุงเพียงเล็กน้อย คือเพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่เอาต์พุตของวงจรมคูณ M , ขึ้นก็จะได้วงจรมติดตามสัญญาณเอเอ็มแบบซิงโครนัสตามต้องการ เราได้ทำการทดลองของวงจรดังกล่าวนี้ โดยใช้อุปกรณ์ที่หาได้จากห้องทดลอง วงจรที่ประกอบขึ้นจาก IC และอุปกรณ์ต่าง ๆ มีดังแสดงในรูปที่ 3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้อธิบายการใช้งานที่อาจารย์มอบหมายไปบนภาคนี้ นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

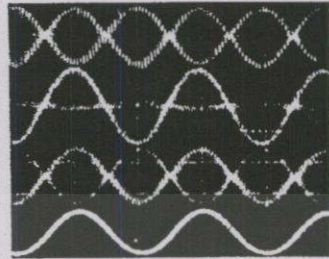
ในการทดลองนี้ได้ใช้ IC LM1496N เป็นวงจรถูก
 M_1 , M_2 และ M_3 ใช้ IC XR2206C เป็นวงจรรีจิสเตอร์
 และใช้ op-amp เบอร์ LF 353N มาสร้างเป็นวงจรเลื่อนเฟส
 (-90°) วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบนด์แคบ ความถี่คัทออฟ
 100 Hz และวงจรรีเฟเตอร์ ภายในวงปิดแบบคอสแทสซึ่ง
 ได้ปรับปรุงขึ้นใหม่ และได้เพิ่มวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ
 RC ความถี่คัทออฟ 32 kHz ขึ้นที่ขา 1 ของวงจรถูก M_1
 เพื่อกองความถี่สูงออกเพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารออกมา
 ในตำแหน่งของ $V_{out}(t)$ ตามต้องการ

ได้ทดลองใช้สัญญาณรูปไซน์ 500 Hz (แสดงโดย
 สัญญาณบนสุดในรูปที่ 4) มอดูเลตแบบแอมป์ซันคิซจึค
 คลื่นพาห์ (AM - suppressed carrier) ด้วยคลื่นพาห์
 ความถี่ 20 kHz ซึ่งได้สัญญาณเอเอ็ม $\phi(t)$ ดังแสดงในรูปที่ 4
 แถบสัญญาณที่ 2 จากข้างบน ป้อนเป็นสัญญาณอินพุต
 ของวงปิดแบบคอสแทสในรูปที่ 3 จะทำให้เกิดสัญญาณ
 ความถี่รีจิสเตอร์เป็นไฟตรง ดังแสดงโดยสัญญาณแถบที่ 3
 ในรูปที่ 4 และได้สัญญาณเอคส์ทรา $V_{out}(t)$ ที่ดีเทกต์ได้
 ห้างแสดงในแถบสัญญาณล่างสุดของรูปที่ 4 จะพบว่า
 สัญญาณที่ดีเทกต์ได้ เหมือนกับสัญญาณเดิมก่อนทำการ
 มอดูเลตตามต้องการ



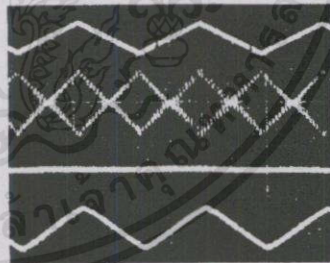
รูปที่ 4 สัญญาณบนสุดคือสัญญาณข่าวสารรูปคลื่นไซน์
 สัญญาณที่ 2 คือ สัญญาณมอดูเลต $\phi(t)$ สัญญาณที่ 3 คือ
 สัญญาณ $V_{out}(t)$ และสัญญาณที่ 4 คือ สัญญาณข่าวสารที่
 ดีเทกต์ได้จากวงจรนี้

ในการทดลองนี้ เมื่อวัดสัญญาณ $V_{in}(t)$ และ
 $V_{out}(t)$ จะมีลักษณะดังแสดงโดยแถบสัญญาณที่ 2 และที่ 3
 ในรูปที่ 5 โดยทั้งสี่นี้ อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 สัญญาณบนสุดคือ สัญญาณ $\phi(t)$ สัญญาณที่ 2 คือ
 สัญญาณ $V_{in}(t)$ สัญญาณที่ 3 คือ $V_{out}(t)$ และสัญญาณที่ 4
 ก็คือ สัญญาณข่าวสารที่ดีเทกต์ได้

ได้ทดลองเปลี่ยนสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เป็น
 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 500 Hz มอดูเลตกับคลื่นพาห์
 ที่มีความถี่ 20 kHz เช่นเดิม จะได้ผลการทดลองดังแสดง
 ในรูปที่ 6 และรูปที่ 7 ซึ่งจะพบว่าเราสามารถดีเทกต์
 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมออกมาได้อย่างดี ซึ่งแสดงให้เห็นว่า
 ความถี่ harmonic ต่างๆของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมนี้ สามารถ
 ถูกตรวจจับออกมาได้อย่างครบสมบูรณ์



รูปที่ 6 สัญญาณบนสุดคือ สัญญาณข่าวสารรูปคลื่น
 สามเหลี่ยม สัญญาณที่ 2 คือ สัญญาณมอดูเลต $\phi(t)$
 สัญญาณที่ 3 คือ สัญญาณ $V_{out}(t)$ และสัญญาณที่ 4 คือ
 สัญญาณข่าวสารที่ดีเทกต์ได้จากวงจรนี้

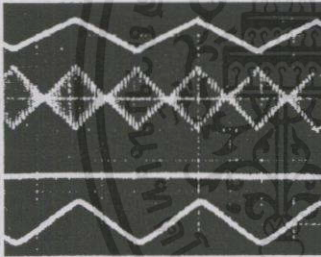
นอกจากนี้แล้วยังให้ที่ ทเวร ทดสอบโดยลอง
 เคลื่อนความถี่ของคลื่นพาห์ของสัญญาณเอเอ็มไปอีก
 เล็กน้อยคือ ให้คลื่นพาห์กลายเป็น 20.18 kHz และได้
 ทำการดีมอดูเลตสัญญาณด้วยวงจรที่ได้ปรับปรุงใหม่นี้

นอกจากนี้แล้วยังให้ที่ ทเวร ทดสอบโดยลอง
 เคลื่อนความถี่ของคลื่นพาห์ของสัญญาณเอเอ็มไปอีก
 เล็กน้อยคือ ให้คลื่นพาห์กลายเป็น 20.18 kHz และได้
 ทำการดีมอดูเลตสัญญาณด้วยวงจรที่ได้ปรับปรุงใหม่นี้

พบว่ายังได้ผลดีเช่นเดิมดังแสดงในรูปที่ 8 แสดงว่าวงจรสามารถทำการซิงโครไนซ์สัญญาณจากวีซีโอกับสัญญาณ



รูปที่ 7 สัญญาณบนสุดคือ สัญญาณมอดูเลต $\phi(t)$ สัญญาณที่ 2 คือ สัญญาณ $V_{1c}(t)$ สัญญาณที่ 3 คือ $V_{2c}(t)$ และสัญญาณที่ 4 ก็คือ สัญญาณข่าวสารที่ตีเทคได้



รูปที่ 8 เมื่อความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณเอเอ็ม มีความถี่เพิ่มขึ้นจาก 20 kHz เป็น 20.18 kHz

คลื่นพาห์ได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นจึงเห็นได้ชัดเจนว่าผลการทดลองทุกตอนสนับสนุน และยืนยันหลักการที่ได้นำเสนอว่าทำงานได้จริงเป็นอย่างดี

4. สรุปและวิจารณ์

บทความนี้ได้นำเสนอวงปิดแบบคอสเทส ที่ได้ปรับปรุงขึ้นมาใหม่ วงจรมีข้อดีที่สามารถลดวงจรของวงความถี่ต่ำลงได้ถึง 2 ชุด ทำให้เหลือวงจรของวงความถี่ต่ำแบบแคบอยู่เพื่อใช้เป็นส่วนประกอบของวงจรตีเทคเฟสอีกเพียงวงเดียว เป็นการแน่นอนว่าวงจรของวงความถี่ต่ำนี้เองที่จะช่วยประหยัดต้นทุนอุปกรณ์ และที่สำคัญจะมีผลทำให้ค่าหน่วงเวลา (delay time) ภายใน

วงจรลดน้อยลงด้วย ซึ่งเป็นเหตุทำให้ผลตอบสนองของวงจรมีความเร็วยิ่งขึ้น วงจรสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับการซิงโครไนซ์คลื่นพาห์ในงานสื่อสารต่างๆทั้งในระบบอนาลอกและระบบดิจิทัล โดยประเด็นสำคัญของบทความเป็นการนำเสนอหลักการเบื้องต้นในการซิงโครไนซ์ความถี่ สัญญาณรบกวนในทอมความถี่สูงที่ไม่ต้องการจะถูกขจัดออกไปด้วยวงจรของวงความถี่ต่ำผ่านแบบแบนด์แคบ ได้ทำการทดลองต่อวงจรเพื่อสนับสนุนหลักการที่เสนอด้วยการตีเทคสัญญาณเอเอ็มแบบซิงค์คลื่นพาห์ ซึ่งไม่สามารถใช้วงจรเอนVELOPE ดีเทกเตอร์ (Envelope detector) ได้ ผลการทดลองให้เหตุผลที่เหมือนสัญญาณข่าวสารเดิม การทดลองนี้จะเห็นว่าวงจรนี้ทำงานได้ดีจึงเป็นการคาดหวังได้ว่าวงจรที่ได้ปรับปรุงใหม่นี้จะได้รับความนิยมนิยมเป็นแม่แบบแทนวงปิดแบบคอสเทสเดิม

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] B. F. McGuffin and P. Kwong, "I/Q Channel Reversal Correcting Properties of an SQPSK Costas Loop with Integrated Symbol," IEEE Trans. Commu., Vol.36, No.9, pp.1082-1086, 1988
- [2] M. Sangriotis and I. Xezonakis, "Digital Costas Loop-Like PLL for The Carrier Recovery of A QPSK Signal," Electron. Lett., Vol.29, No.10., pp.897-899, 1993
- [3] S. Norimatsu and K. Iwashita, "PSK Optical Homodyne Detection Using External Cavity Laser Diodes in Costas Loop," IEEE Photon. Technol. Lett., Vol.2, No. 5., pp.374-376, 1990
- [4] M. Amourah and R. Geiger, "A Modified Costas Loop for Clock Recovery and Frequency Synthesis," Circuits and System, Proc. IEEE ISCAS'98, pp.171-175, 1998
- [5] A. Mileant and S. Hinedi, "Lock Decton in Costas Loops," IEEE Trans. Commu., Vol.40, No.3, pp.480-483, 1992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนและการทำวิจัยในชั้นเรียน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [6] T. M. Nguyen, "The Behavior of a Costas Loop in the Presence of Space Telemetry Signals," IEEE Trans. Comm., Vol.40, No.1., pp.190-198, 1992
- [7] B. P. Lathi, "Modern Digital and Analog Communication Systems," Holt, Rinehart and Winston, Inc., Florida, 1968
- [8] F.G Stremmler, "Introduction to Communication System," Addison-Wesley Publishing Company, Philipines, 1990
- [9] J. Stensby, "False Lock in Costas Loops," System Theory, Proc. TSS'98, pp.75-79, 1998



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายวินัย ศิริผลหลาย เกิดเมื่อวันที่ 16 เมษายน 2515 ที่จังหวัดขอนแก่น สำเร็จการศึกษา
วิทยาศาสตรบัณฑิต (อุตสาหกรรม) จากสถาบันราชภัฏพระนคร ปีการศึกษา 2536

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2542 จนถึงปัจจุบัน

1. “วงจรคุณ/หารสัญญาณสองควอดเร้นซ์ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ” ที่วิศวกรรม
ลาดกระบัง ปีที่ 16 ฉบับที่ 4 เดือน ธันวาคม 2542
2. “เครื่องรับแบบวงปิดของคอสแทสที่ปรับปรุงขึ้นใหม่” ที่วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 17 ฉบับที่ 2
เดือน มิถุนายน 2543



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้