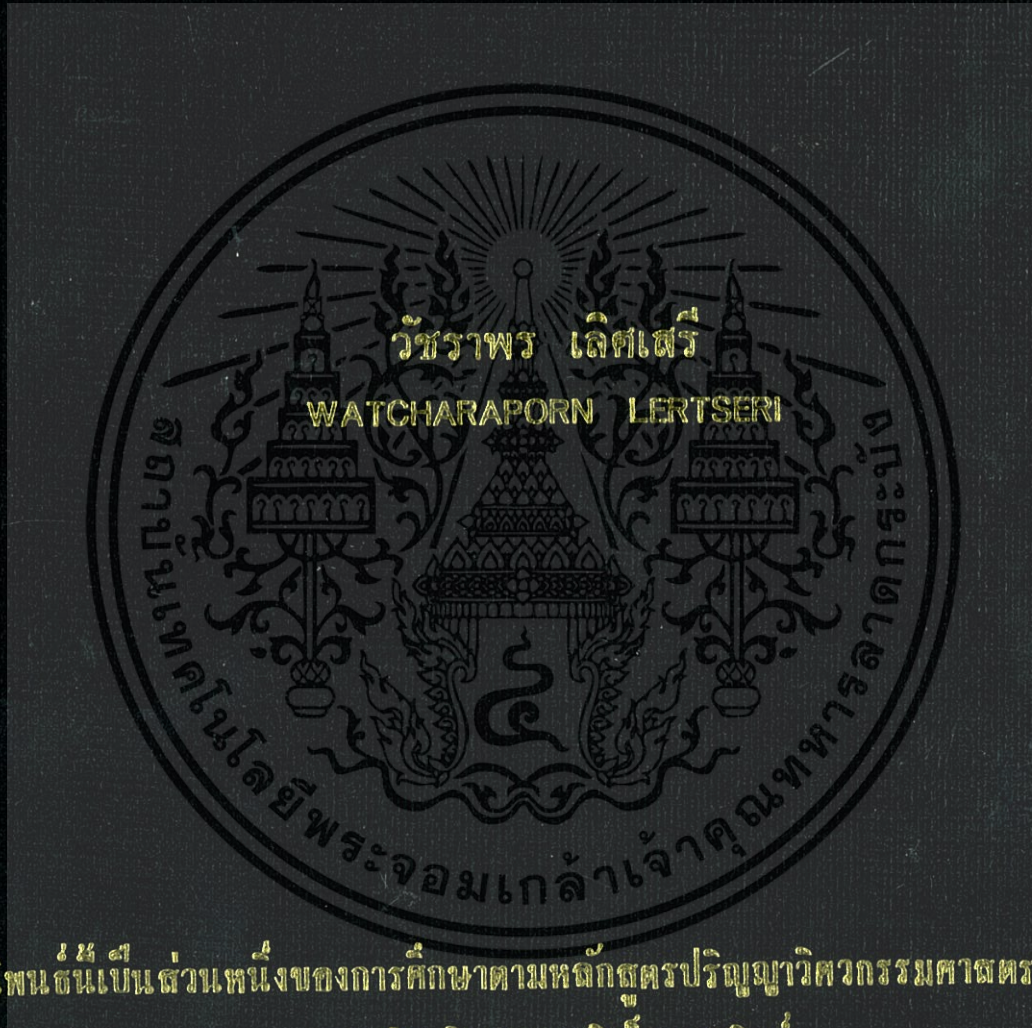


วงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมกระแสขาออกได้

ADJUSTABLE CURRENT MODE STARTUP CIRCUIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2556

KMITL-2013-EN-M-040-110

วงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมกระแสขาออกได้

ADJUSTABLE CURRENT MODE STARTUP CIRCUIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ KMITL 2013-EN-M-040-110 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADJUSTABLE CURRENT MODE STARTUP CIRCUIT



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONICS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2013

KMITL 2013-EN-M-040-110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2013





FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมกระแสขาออกได้
Thesis Title Adjustable Current Mode Startup Circuit
นักศึกษา นางสาววิชาพร เลิศเสรี
รหัสประจำตัว 52610714
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.จิรวัดน์ ปานกลาง
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2013-EN-M-040-110

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ดร.กลิน	วิเชียรชม	
รศ.ดร.อภิรัตน์	ธนชยานนท์	
ผศ.ดร.พินิจ	กำหอม	
รศ.จิรวัดน์	ปานกลาง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 3 พฤษภาคม พ.ศ. 2556 เวลา 14.00-16.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 3 พฤษภาคม พ.ศ. 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจrstารท์พในโหมตกระแสที่สามารถควบคุมกระแสขาออกได้
นักศึกษา	นางสาว วัชรพร เลิศเสรี
รหัสนักศึกษา	52610714
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. จิรวัดน์ ปานกลาง

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจrstารท์พในโหมตกระแสที่สามารถควบคุมกระแสขาออกได้ โดยอาศัยวงจrstารท์พกระแสแบบวิลสัน ผู้วิจัยได้ทำการทดลองโดยจำลองการทำงานของวงจrstารท์พด้วยโปรแกรม PSPICE ใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบมอสของโมเดล MOSIS รุ่น BSIM3V3 ในการออกแบบการทำงานของวงจrstารท์พกระแสแบบวิลสัน เพื่อให้ความต้านทานเสมือนทางเอาท์พุทที่สูงขึ้นเมื่อต่อในลักษณะคาสโคด และเพิ่มแรงดัน V_{BIAS} จากภายนอกตั้งแต่ 0-5 โวลต์เพื่อปรับจูนค่ากระแส I_{START} การออกแบบวงจrstารท์พประกอบด้วยวงจrstารท์พกระแส แหล่งจ่ายไฟที่ดี และส่วนของสัญญาณ PWD และ PWU โดยมีแรงดัน V_{BIAS} เป็นตัวควบคุมกระแส แหล่งจ่ายไฟที่ดีประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและชนิดเอ็น ส่วนของสัญญาณ PWD และ PWU ได้จากวงจrstารท์พอินเวอร์เตอร์ที่เป็นตัวควบคุมสวิทช์ในระบบ จำลองการทำงานเพื่อหาค่ากระแส I_{START} ที่ปรับค่าได้, แรงดันไฟตรงที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจrstารท์พสามารถทำงานได้, ช่วงของแรงดัน V_{BIAS} ที่สามารถปรับค่าได้, ค่าความต้านทาน R_{CTRL} และ R_L ที่เหมาะสมในการออกแบบ, ค่าการหน่วงเวลาของทั้งวงจrstารท์พอินเวอร์เตอร์และระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Adjustable Current Mode Startup Circuit
Student	Miss. Watcharaporn Lertseri
Student ID	52610714
Degree	Master of Engineering
Program	Electronics Engineering
Year	2013
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Jirawath Parnklang

ABSTRACT

The thesis presents the Adjustable current mode startup circuit based on wilson current mirror to generate high output impedance. PSPICE software was used to simulate the MOSFET transistor system of BSIM3V3 MOSIS model. The thesis found that a design of cascode wilson current mirror is high output impedance and V_{BIAS} 0-5 volts for adjustable I_{START} . The startup circuit comprises current controlled, current source and PWD , PWU signal The current controlled has V_{BIAS} 0-5 volts, current source include PMOS and NMOS transistor and in part PWD , PWU signal generate form inverter circuit has NMOS and PMOS as a switch. The experimental to determine I_{START} adjustment, the voltage minimum of the start up circuit to operation, the range of V_{BIAS} , resistance R_{CTRL} and R_L is right in the design, delay of the inverter circuit and system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดีด้วย แรงผลักดันและกำลังใจอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ครอบครัวเลิศเสรี สำหรับโอกาสทางการศึกษา เงินทุนการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และการดูแลใส่ใจเป็นกำลังใจและคำปรึกษาในการศึกษามาโดยดีตลอด

ขอขอบพระคุณคำปรึกษาและคำชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหาต่างๆ พร้อมทั้งการฝึกฝนทั้งด้านวิชาการและด้านความอดทนจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. จิรวัดน์ ปานกลาง สำหรับความรู้และการอบรมสั่งสอนแนวทางการดำเนินชีวิต

ขอขอบพระคุณ คณาจารย์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ความรู้ ความเข้าใจ และคำปรึกษาแก้ไข ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัยสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้เงินสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ทุกคนที่ข้าพเจ้ารู้จักที่คอยให้คำปรึกษา กำลังใจที่ดีเสมอมา ให้ความช่วยเหลือ พร้อมทั้งคำปรึกษา และมีรูปภาพ ตลอดระยะเวลาของการศึกษา

วัชรพร เลิศเสรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน.....	4
1.6 ขอบเขตของการวิจัย.....	5
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	6
บทที่ 2 พื้นฐานของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต.....	7
2.1 โครงสร้างพื้นฐาน สัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า.....	8
2.1.1 มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement MOSFET).....	9
2.1.2 มอสเฟตแบบเอ็นดีพลีชัน (Depletion MOSFET).....	12
2.2 คุณสมบัติและการทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์.....	14
2.2.1 การทำงานในย่านต่างๆ.....	14
2.3 การวิเคราะห์สมการกระแสของมอสเฟต.....	19
2.4 ความนำถ่ายไอออน หรือ ทรานส์คอนดักแตนซ์.....	24
2.5 ผลกระทบต่างๆในมอสเฟต.....	25
2.5.1 ผลของแรงดันไบอัสฐานรอง หรือ ไบอัสด้านหลังของเกต.....	24
2.5.2 ผลของแชลแนลขนาดสั้น หรือผลของมอสเฟตที่มีขนาดเล็ก.....	25
2.6 การควบคุมแรงดันขีดเริ่ม.....	28
2.6.1 เทคโนโลยีของซิลิกอนเกต(Silicon Gate Technology).....	29
2.6.2 การควบคุมความจุไฟฟ้าที่เกต.....	29
2.6.3 การปรับค่าแรงดันขีดเริ่มโดยการฝังไอออน.....	30
2.7 วงจรสมมูลอย่างง่ายของมอสเฟต.....	31
2.8 สรุป.....	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	33
3.1 วงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit).....	33
3.1.1 วงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแส.....	35
3.1.2 วงจรสตาร์ทอัพในโหมดแรงดัน.....	35
3.1.3 Static Start up	35
3.1.4 Dynamic Start up.....	35
3.2 วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ.....	35
3.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	39
3.4 สรุป.....	45
บทที่ 4 การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพที่สามารถปรับค่ากระแสได้โดยการควบคุมแรงดัน.....	47
4.1 แนวความคิดในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ.....	47
4.1.1 ส่วนประกอบของวงจรสตาร์ทอัพ.....	48
4.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ.....	48
4.2.1 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror).....	49
4.2.2 วงจรควบคุมกระแส (Current controller).....	51
4.2.3 ทรานซิสเตอร์แบบ MOS ทำหน้าที่เป็นสวิตช์.....	53
4.2.4 สัญญาณ PWD และ PWU (Power Down and Power UP signal).....	58
4.2.4.1 Voltage Transfer Characteristics.....	60
4.2.4.2 Noise Margin.....	62
4.2.4.3 Propagation Delay.....	63
4.3 วงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบ.....	65
4.3.1 พื้นฐานการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ.....	66
4.3.1.1 การทำงานของวงจรสตาร์ทอัพ.....	66
4.3.2 วงจรสตาร์ทอัพแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ.....	68
4.4 สรุป.....	70
บทที่ 5 ผลการจำลองการทำงานวงจรที่ออกแบบ.....	72
5.1 ความเป็นมาของโปรแกรม SPICE.....	73
5.2 โปรแกรม SPICE สำหรับมอสทรานซิสเตอร์.....	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3 The BSIM3V3 SPICE Model.....	76
5.4 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ.....	77
5.5 การจำลองการทำงานส่วนประกอบย่อยของวงจrstารท์อัพ.....	78
5.5.1 ผลการจำลองการทำงานวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror).....	79
5.5.2 ผลการจำลองการทำงานวงจrstายกระแส.....	104
5.5.3 ผลการจำลองการทำงานวงจrstก้าเนิดสัญญาณ PWD และ PWU.....	114
5.5.4 ผลการทดลอง เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลงแบบต่อเนื่อง (Ramp Function).....	127
5.5.5 การแปลงวงจrstารท์อัพที่นำเสนอเป็นวงจrstารท์อัพแบบไดนามิกส์.....	132
5.6 การประยุกต์ใช้งาน.....	140
5.7 สรุปการออกแบบวงจrstารท์อัพ (Start up Circuit).....	143
บทที่ 6 ผลการจำลองการทำงานวงจrstออกแบบ.....	144
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	144
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	144
บรรณานุกรม.....	145
ภาคผนวก.....	147
ภาคผนวก ก. พารามิเตอร์ที่สำคัญของมอสทรานซิสเตอร์.....	155
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	156
ประวัติผู้เขียน.....	161

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า	
2.1	สถานะและเงื่อนไขการเกิดช่องทางเดินกระแสของ NMOS: $V_{tn} > 0, V_{eff} = V_{sg} - V_{tn}$	27
2.2	สถานะและเงื่อนไขการเกิดช่องทางเดินกระแสของ PMOS: $V_{tp} > 0, V_{eff} = V_{sg} - V_{tp}$	27
4.1	แสดงตารางพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นที่ใช้ในการเป็นสวิตช์.....	64
4.2	แสดงตารางพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีที่ใช้ในการเป็นสวิตช์.....	70
4.3	มอสทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมแก่การออกแบบสวิตช์.....	71
4.4	พารามิเตอร์ที่เหมาะสมแก่การออกแบบวงจรรินเวอร์เตอร์(Inverter circuit).....	73
4.5	ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมแก่การออกแบบวงจรรินเวอร์เตอร์.....	79
5.1	พารามิเตอร์ที่ใช้ในโปรแกรมSpice ParametersของSPICE Model BSIM3V3 model..	91
5.2	ทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรรัดประจุที่ออกแบบของโมเดล T05Y.....	93
5.3	เมื่อทำการปรับค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์.....	96
5.4	เมื่อป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ตั้งแต่ 1-5 โวลต์ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 ต่างๆกัน.....	97
5.5	ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 เท่ากับ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอน หาค่า R_{CTRL} ที่เหมาะสมเมื่อกำหนดให้กระแส $I_{START} = 1mA$	99
5.6	ค่ากระแส I_{START} เมื่อต่อตัวต้านทานโหลด R_L ที่ความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M2 0.35,0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอน.....	102
5.7	ค่ากระแส I_{START} กับความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M5 ที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์.....	108
5.8	ค่ากระแส I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่เปลี่ยนแปลงโดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์.....	109
5.9	ค่ากระแส I_{START} กับค่าความต้านทาน R_L ที่เปลี่ยนแปลงโดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์.....	112
5.10	ค่ากระแส I_{START} กับค่าแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 แตกต่างกัน.....	115
5.11	กระแส I_{START} ที่แรงดัน V_{BIAS} สูงสุดเท่ากับ 5 โวลต์ ในแต่ความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M6 ที่แตกต่างกัน.....	119
5.12	พารามิเตอร์ที่ใช้ในรูปแบบรูปที่ 5.38.....	123

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง(ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.13 ตารางเปรียบเทียบค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต (R_{out}) ของวงจรที่ทำการออกแบบและวงจรพื้นฐาน.....	128
5.14 ความกว้างมอดูเลชันซิสเตอร์ที่เหมาะสมแก่การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์.....	129
5.15 พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องในการจำลองการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์.....	131
5.16 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานวงจรสตาร์ทอัพ.....	132
5.17 มอดูเลชันซิสเตอร์ที่เหมาะสมแก่การออกแบบสวิตช์.....	134
5.18 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานวงจรสตาร์ทอัพ.....	135



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	ไดอะแกรมในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ.....	5
2.1	แผนผังแสดงการแบ่งกลุ่มทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า.....	6
2.2	ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า.....	7
2.3	ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ โหมดที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น.....	9
2.4	ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ โหมดที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพี.....	10
2.5	ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดดีพลีชันโหมดที่มี ช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น.....	11
2.6	ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดดีพลีชันโหมดที่มี ช่องทางเดินกระแสชนิดพี.....	12
2.7	การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ เมื่อ $0 < V_G < V_T, V_D > 0$	13
2.8	การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ เมื่อ $V_G > V_T, V_D$ มีค่าน้อย.....	14
2.9	การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ เมื่อ $V_G > V_T, V_D = V_{D(sat)}$	15
2.10	การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ เมื่อ $V_G > V_T, V_D > V_{D(sat)}$	17
2.11	การสรุปคุณสมบัติแรงดัน-กระแสของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....	18
2.12	โครงสร้างเอ็นมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ และรูปร่างของช่องทางเดินกระแสถูก เหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นได้ส่วนเกท.....	19
2.13	(ก) การให้แรงดันไบอัสระหว่างฐานรองและขั้วซอส.....	24
	(ข) ผลของการให้แรงดันไบอัสที่ฐานรอง.....	24
2.14	(ก)และ (ข) ความยาวของช่องทางเดินกระแสที่ลดลงเมื่อ $V_D > V_{D(sat)}$	26
2.15	ชั้นของออกไซด์ที่เกท มีขนาดบางเกิดมอสเฟตได้ง่าย แต่ชั้นอื่นมีขนาดหนา เพื่อ ป้องกันไม่ให้เกิดมอสเฟต.....	30
2.16	การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพี เมื่อ เปลี่ยนแปลงความเข้มข้นของไอออนที่ฝัง.....	30
2.17	(ก) มอสทรานซิสเตอร์ ที่พิจารณาเป็นแบบของ Two port network.....	31
	(ข) วงจรสมมูลของมอสเฟตกรณีที่มีสัญญาณความถี่ต่ำ.....	31
	(ค) วงจรสมมูลของมอสเฟตกรณีที่มีสัญญาณความถี่สูง.....	31
3.1	ไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบรวมของวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ.....	34
3.2	วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงแบบไบอัสด้วยตนเอง (Self-biased current reference).....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.4	วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 3.2.....	37
3.5	แสดงวงจรที่มีสตาร์ทอัพอย่างง่าย.....	38
3.6	แสดงวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพแบบ Static start-up.....	38
3.7	แสดงวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพในรูปแบบของ Dynamic Start up.....	39
3.8	วงจรถ้าเนตกระแสอ้างอิงแบบไบอัสด้วยตนเอง (Self-biased current reference).....	40
3.9	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{GS1} และ I_1 จากสมการที่ 3.6 และ 3.7.....	41
3.10	แสดงวงจรสตาร์ทอัพที่เพิ่มเข้าไปในวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ.....	41
3.11	แสดงวงจรถ้าเนตแรงดันอ้างอิงโดยใช้แรงดันอุณหภูมิ.....	42
3.12	แสดงวงจรถ้าเนตแรงดันอ้างอิงแบบแกนที่ใช้ออสซิลเลชันซิสเตอร์ต่อแบบคาสโคด.	43
3.13	แสดงวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพในรูปแบบ Static start up.....	44
3.14	แสดงวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพในรูปแบบ Dynamic start up.....	45
3.15	แสดงวงจรถ้าเนตแรงดันอ้างอิงแบบแกนและวงจรสตาร์ทอัพ.....	46
3.16	วงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบ.....	47
3.17	แสดงวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบ.	47
3.18	แสดงไดอะแกรมในการออกการลดค่าแรงดันโดยใช้ออสซิลเลชันซิสเตอร์ชนิดNMOS	48
3.19	แสดงวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบโดยใช้ออสซิลเลชันซิสเตอร์ชนิด NMOS.....	48
3.20	แสดงวงจรถ้าเนตแรงดันอ้างอิงแบบแกน.....	49
3.21	แสดงวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบ.....	49
3.22	วงจรสตาร์ทอัพที่ใช้ในการลดกระแสขณะที่วงจร Stand-by	50
4.1	แนวความคิดในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ.....	51
4.2	องค์ประกอบของวงจรสตาร์ทอัพ.....	52
4.3	วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน (Simple current mirror).....	54
4.4	วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน.....	54
4.5	วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson current mirror).....	56
4.6	วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	57
4.7	วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง(Improved Wilson current mirror).....	58
4.8	วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode current mirror).....	60
4.9	วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	60
4.10	วงจรควบคุมกระแส (Current controlled).....	62
4.11	วงจรเสมือนของวงจรควบคุมกระแส.....	62
4.12	คุณสมบัติ I_0-V_0 ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์.....	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านคัทออฟ.....	66
4.14 แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านลิเนียร์.....	66
4.15 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit).....	69
4.16 วงจรเสมือนของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วง saturation	69
4.17 คุณสมบัติของวงจรอินเวอร์เตอร์ (Voltage Transfer Characteristics).....	70
4.18 ช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	71
4.19 Noise Margin Definition.....	72
4.20 Propagation Delay.....	73
4.21 วงจรพื้นฐานในการออกแบบ.....	75
4.22 ส่วนประกอบวงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit).....	76
4.23 วงจรสตาร์ทอัพแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ.....	78
5.1 การออกแบบวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน.....	79
5.2 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน.....	80
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความกว้าง M_2 ที่แรงดันไฟตรง 5 โวลต์	82
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ความกว้าง ของมอสทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างกัน.....	83
5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M_2} เท่ากับ 0.35 ไมครอน.....	85
5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M_2} เท่ากับ 0.7 ไมครอน.....	86
5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M_2} เท่ากับ 1.05 ไมครอน.....	86
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M_2} เท่ากับ 1.4 ไมครอน.....	86
5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M_2} เท่ากับ 1.75 ไมครอน.....	87
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M_2} เท่ากับ 0.35 ไมครอน.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.11	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 0.7 ไมครอน.....	88
5.12	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.05 ไมครอน.....	89
5.13	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.4 ไมครอน.....	89
5.14	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.75 ไมครอน.....	90
5.15	ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตกับความถี่ วงจรรูปที่ 5.1	90
5.16	วงจรถ่ายโอนกระแสแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ.....	91
5.17	วงจรมีอนของวงจรถ่ายโอนกระแสแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ.....	91
5.18	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับค่าความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ $M5$	94
5.19	ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.35 ไมครอน.....	96
5.20	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.7 ไมครอน.....	96
5.21	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.05 ไมครอน.....	97
5.22	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.4 ไมครอน.....	97
5.23	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.75 ไมครอน.....	98
5.24	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.35 ไมครอน.....	100
5.25	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.7 ไมครอน.....	100
5.26	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.05 ไมครอน.....	100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.27	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.4 ไมครอน.....	100
5.28	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.75 ไมครอน.....	101
5.29	ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ $M5$ แตกต่างกัน.....	102
5.30	ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตกับความถี่วงจรรูปที่ 5.16	104
5.31	วงจระสะท้อนกระแสแบบวิลสันต่อแบบคาสโคดที่ทำการออกแบบ.....	104
5.32	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 0.35 ไมครอน.....	106
5.33	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 0.7 ไมครอน.....	106
5.34	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 1.05 ไมครอน.....	106
5.35	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 1.4 ไมครอน.....	107
5.36	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 1.75 ไมครอน.....	107
5.37	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความกว้างของ $M6$ ที่แตกต่างกัน.....	108
5.38	วงจระสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน V_{BIAS}	109
5.39	วงจระปรับจูนกระแสโดยการควบคุมแรงดัน V_{BIAS}	110
5.40	แรงดัน V_{BIAS} ที่สามารถควบคุมได้ ที่ R_L เท่ากับ 1 กิโลโอห์ม.....	111
5.41	แรงดัน V_{BIAS} ที่สามารถควบคุมได้ ที่ R_L เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม.....	111
5.42	แรงดัน V_{BIAS} ที่สามารถควบคุมได้ ที่ R_L เท่ากับ 10 กิโลโอห์ม.....	111
5.43	วงจระเสมือนของวงจระสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน V_{BIAS}	112
5.44	ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตกับความถี่วงจรรูปที่ 5.38	113
5.45	วงจระกำเนิดสัญญาณ PWD และ $PWR UP$	114
5.46	คุณสมบัติของ CMOS Inverter (VTC).....	115
5.47	แสดงการหน่วงเวลาของอินเวอร์เตอร์ (a) แรงดันอินพุต (b) แรงดันเอาต์พุต.....	116
5.48	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน W/L กับ r_o ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N...	119
5.49	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน W/L กับ r_o ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P...	121
5.50	วงจระสตาร์ทอัพ (Start up Circuit) ที่ทำการออกแบบ.....	122
5.51	กระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{BIAS} ที่ R_L เท่ากับ 1 กิโลโอห์ม.....	124
5.52	กระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{BIAS} ที่ R_L เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม.....	125
5.53	กระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{BIAS} ที่ R_L เท่ากับ 10 กิโลโอห์ม.....	125

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.54	กระแสรั่วไหล ($I_{Leakage}$) เมื่อป้อนสัญญาณ $PWD=0$ โวลต์ $PWR UP = 5$ โวลต์.....	126
5.55	กระแส I_{START} กับเวลาในโหมด Transient (a),(b),(c) ที่ $V_{BIAS}=1.5,2.5,3.5$ โวลต์	126
5.56	ค่าแหล่งจ่ายแรงดัน V_{DD} ที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจร start up ทำงาน.....	127
5.57	วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ.....	128
5.58	ผลการจำลองการทำงานเมื่อวงจรที่ต้องการสตาร์ทได้รับการสตาร์ท.....	129





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจrstาร์ทอัพ (Start up Circuit) เป็นวงจรที่มีความสำคัญของวงจรหนึ่ง ในภาคของวงจรรอนาล็อก ซึ่งวงจรมักถูกใช้ในการไบอัสทรานซิสเตอร์ ด้วยเหตุผลที่ว่าวงจรมีจะเป็นตัวกระตุ้นให้วงจรถูกไบอัสในสแตตถัดไป ทำงานในจุดทำงานเพื่อลดการเกิดความเสียหายของตัวอุปกรณ์ วงจรมีถูกนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่ต้องการใช้งานต่างๆ เช่น วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิง หรือ วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง

ปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภทวงจรรวมนั้นมีการใช้งานเพื่อควบคุมการทำงานอยู่ 2 โหมดคือ โหมดของแรงดัน และ โหมดของกระแส แต่ในปัจจุบันจะมีการใช้งานเพื่อควบคุมการทำงาน โหมดกระแสมากกว่าเนื่องจาก ในทศวรรษที่ผ่านมา มีความพยายามที่จะลดแรงดันไฟเลี้ยงในวงจร และระบบอิเล็กทรอนิกส์เนื่องมาจากความต้องการ ที่จะนำมาใช้กับอุปกรณ์แบบพกพา หรืออุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สาย ที่ต้องใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงาน ดังนั้นจึงมีการใช้เทคนิคการทำงานในโหมดกระแส (Current mode) ซึ่งมีข้อดีหลายประการ เมื่อเทียบกับเทคนิคการทำงานในโหมดแรงดัน ได้แก่ มีช่วงพลวัตที่กว้าง (Larger dynamic range) มีแบนด์วิธที่กว้างและบริโภคกำลังงานต่ำ ดังนั้นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภทวงจรรวมที่ทำงานในโหมดกระแสจึงมีความน่าสนใจ แต่ทว่าโดยส่วนใหญ่แล้ววงจรรวมซึ่งมีทรานซิสเตอร์เป็นองค์ประกอบ จะมีลักษณะค่าตอบของสมการมากกว่า 2 คำตอบโดยคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ ทำให้ต้องมีการใช้วงจrstาร์ทอัพเข้ามาเพื่อให้วงจรถูกทำงานในจุดทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภทนี้

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นการออกแบบวงจrstาร์ทอัพจำเป็นต้องออกแบบให้วงจรมีคุณสมบัติที่สามารถสร้างกระแสให้กับวงจรที่ต้องการใช้ โดยการสร้างกระแสอ้างอิงขึ้นมาเพื่อจ่ายกระแสให้กับวงจร ก่อนที่วงจรจะเริ่มทำงานได้เอง และเมื่อวงจรถูกจ่ายกระแสให้มัน สามารถทำงานได้เองแล้ว วงจrstาร์ทอัพก็จะหยุดทำงานลง สามารถปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้อยู่ในช่วงที่ต้องการ กระแสเอาต์พุตที่ปรับค่าได้นั้นถูกควบคุมด้วยแรงดัน

ในการออกแบบวงจrstาร์ทอัพเพื่อให้สามารถสร้างกระแสให้กับวงจรที่ต้องการใช้งานนั้น ปัจจุบันได้มีการนำเสนอแนวทางต่างๆมากมาย โดยที่แนวทางต่างๆนั้นส่วนใหญ่จะเป็นวงจrstาร์ทอัพที่สร้างกระแสให้กับวงจรที่ต้องการใช้งานเพียงอย่างเดียว ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงจะออกแบบวงจrstาร์ทอัพที่สร้างกระแสให้กับวงจรที่ต้องการใช้งานเพียงอย่างเดียว และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สตาร์ทอัพที่สามารถสร้างกระแสให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน และสามารถปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ โดยที่กระแสเอาต์พุตนี้ถูกควบคุมด้วยแรงดัน

ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีซีมอสส่วนใหญ่ที่สร้างขึ้นจากโมเดลพื้นฐานของ BSIM3v3 ของ MOSFET ทรานซิสเตอร์ ซึ่งโมเดลนี้เป็นโมเดลพื้นฐานสำหรับการสร้างวงจรสตาร์ทอัพจาก MOSFET ทรานซิสเตอร์และจะมีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกันกับโมเดล MOSFET level 49 ของโปรแกรม OrCad PSPICE ซึ่งเป็นโปรแกรมที่นำมาใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพ[1] โดยจะเป็นโปรแกรมที่มีความนิยมอย่างมากในการใช้ออกแบบการจำลองการทำงานของวงจรไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์จากกระบวนการสร้างของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำต่างๆไป เช่น ไดโอด, ออปแอมป์ และ ทรานซิสเตอร์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพและการปรับค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรสตาร์ทอัพโดยการควบคุมแรงดันไบอัสของวงจรที่ทำการออกแบบ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1.2.1 ศึกษาทฤษฎีและหลักการการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพ รวมถึงพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้อง
- 1.2.2 เพื่อศึกษาคูสมบัติของวงจรสตาร์ทอัพ
- 1.2.3 ออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ ที่สามารถปรับค่ากระแสได้
- 1.2.4 นำเสนอผลการจำลองการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรที่ทำการออกแบบสามารถปรับค่ากระแสได้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวงจรสตาร์ทอัพจากหลายบทความ โดยทั่วไปจะทำการวิเคราะห์หาความสามารถของวงจรสตาร์ทอัพ ข้อดีและข้อเสียต่างๆของการออกแบบภายใต้เงื่อนไขของการนำไปประยุกต์ใช้งานและขนาดของเทคโนโลยีที่นำมาใช้ในการออกแบบ ในบทความของงานวิจัยส่วนใหญ่จะนำหลักการพื้นฐานของวงจรสตาร์ทอัพที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานมาทำการออกแบบและปรับปรุง จากการออกแบบและเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของ มอสทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้งาน ค่าแรงดันที่ใช้ในการไบอัส ซึ่งเป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งของวงจรสตาร์ทอัพ

สำหรับวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการนำวงจรสตาร์ทอัพที่เป็นวงจรสะท้อน

กระแสวิลสันแบบคาสโคดมาทำการออกแบบและปรับปรุงแก้ไขให้สามารถเห็นจุดเด่นของวงจร เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สตาร์ทอัพในการนำมาประยุกต์ใช้งานซึ่งต่างจากผลงานตีพิมพ์อื่นๆ โดยจะใช้โปรแกรมเพื่อทำการออกแบบและจำลองการทำงานของวงจร ผลการจำลองการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพที่ได้ทำการออกแบบจะถูกนำเสนออยู่ในรูปของข้อมูลเชิงตัวเลขและกราฟแสดงแนวโน้มของข้อมูล ทั้งนี้วงจรสตาร์ทอัพจะมีพื้นฐานมาจากวงจรสะท้อนกระแสของวิลสัน โดยอาศัยหลักการสะท้อนกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ และปรับค่ากระแสเอาต์พุตโดยการควบคุมแรงดันตามลักษณะการนำไปประยุกต์ใช้งานในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ปัจจุบันวงจรสตาร์ทอัพโดยทั่วไปมีอยู่มากมาย และมีการออกแบบที่แตกต่างกันออกไป พร้อมทั้งมีคุณสมบัติแตกต่างกันไปตามการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยภาพรวมของวงจรสตาร์ทอัพทั้งหลายจะมีคุณสมบัติที่สามารถสร้างกระแสหรือแรงดันให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน แต่วงจรที่ต้องการใช้งานนั้นมีอยู่แพร่หลายมาก ซึ่งมีความต้องการสตาร์ทอัพทั้งในโหมดกระแสและแรงดัน การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพในการนำไปใช้งานจะนิยมไปทางด้านวงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแส เนื่องจาก บริโกลกำลังไฟที่ต่ำกว่า การนำไปใช้งานได้สะดวกกว่า อีกทั้งยังสามารถลดขนาดของวงจรให้อยู่ในรูปแบบวงจรรวม เพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานในปัจจุบัน ในงานวิจัยฉบับนี้จึงออกแบบวงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแส

การทำงานของวงจรสตาร์ทอัพ มีพื้นฐานมาจากวงจรสะท้อนกระแสวิลสันต่อแบบคาสโคด โดยวงจรสตาร์ทอัพประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ที่เชื่อมต่อกันหลายๆตัว ซึ่งหลักการการทำงานของวงจรมีความต้องการความต้านทานเสมือนทางอินพุตสูง ความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตสูงด้วย แต่เนื่องจากวงจรที่ทำการออกแบบมีพื้นฐานมาจากวงจรสะท้อนกระแสซึ่งหลักการคือมีความต้านทานเสมือนทางอินพุตต่ำ และมีความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตสูง เราจึงทำการออกแบบวงจรที่ต่อกันในลักษณะคาสโคดเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามต้องการ หลักการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพจะทำงานในลักษณะ เมื่อวงจรได้รับสัญญาณ PWD และ PWU จากภายนอก โดยได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ ถ้าวงจรได้รับสัญญาณ PWD มีค่าเท่ากับ V_{DD} และ PWU มีค่าเท่ากับกราวด์ทำให้วงจรในส่วนของการควบคุมกระแสนั้น มีกระแส I_{START} ไหล และเมื่อวงจรได้รับสัญญาณ PWD มีค่าเท่ากับกราวด์และ PWU มีค่าเท่ากับ V_{DD} ในส่วนของการควบคุมกระแสนั้น กระแส I_{START} ไม่ไหล เรานำค่ากระแสที่ได้ไปประยุกต์ใช้งานในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความต้องการวงจรสตาร์ทอัพ เนื่องจากวงจร

อิเล็กทรอนิกส์ประเภทนี้ไม่สามารถทำงานได้เองจึงต้องมีวงจรสตาร์ทอัพเข้าไปกระตุ้นให้วงจรทำงาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน

ในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรสตาร์ทอัพที่ผ่านมาจะเป็นการศึกษาคุณสมบัติการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพและการออกแบบวงจร โดยการปรับเปลี่ยนการออกแบบในลักษณะต่างๆ การออกแบบพารามิเตอร์ที่สำคัญของมอเตอร์านซิสเตอร์ที่นำมาใช้ ความแม่นยำในการสะท้อนกระแส ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของวงจรพื้นฐานวงจรสตาร์ทอัพ แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นอกจากจะศึกษาการทำงานที่กล่าวมาข้างต้นทั้งหมด เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้ร่วมกับวงจรอื่นๆ หรือนำไปใช้ร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ โดยการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพที่สามารถปรับกระแสโดยการควบคุมแรงดันตามลักษณะการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

1.6 ขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมกระแสเอาท์พุทได้โดยการควบคุมแรงดัน โดยใช้เทคโนโลยีซิมอส 0.35 ไมโครเมตร วงจรที่นำเสนอถูกพัฒนาจากวงจรสะท้อนกระแสวิสันต์ต่อในลักษณะคาสโคด ควบคุมไปกับการปรับกระแสได้โดยการควบคุมแรงดัน การที่ออกแบบให้วงจรสามารถปรับค่ากระแสได้นั้นเนื่องจากวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพในปัจจุบันมีอยู่หลากหลายมาก ซึ่งในแต่ละวงจรมีความต้องการกระแสที่ใช้ในการทำงานที่แตกต่างกัน เป็นการสิ้นเปลืองระยะเวลาในการออกแบบแต่ละครั้งเพื่อให้เหมาะสมกับวงจรที่ต้องการ เพราะทำให้ต้องเปลี่ยนสเกลของวงจรใหม่เพื่อให้เหมาะแก่การนำไปประยุกต์ใช้งาน จึงเลือกที่จะออกแบบให้สามารถปรับค่ากระแสได้ วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ที่ไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ ช่วงกระแสเอาท์พุทที่สามารถปรับค่าได้มีค่าเท่ากับ 0-1 มิลลิแอมป์ มีการป้อนสัญญาณพัลส์ PWD และ PWU ให้กับวงจรซึ่งได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ จากนั้นเป็นการประยุกต์ใช้วงจรสตาร์ทอัพที่นำเสนอมาใช้งานกับวงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพ

การดำเนินการวิจัย มีการกำหนดขอบเขต ขั้นตอนของงานวิจัย มุ่งเน้นในการนำเสนอวงจรสตาร์ทอัพที่มีความสามารถในการปรับค่ากระแสได้โดยการควบคุมแรงดัน ซึ่งจะทำการศึกษาลักษณะพื้นฐานของวงจรสตาร์ทอัพ ออกแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม OrCad PSPICE เพื่อจำลองการทำงานของวงจร แล้วทำการวิเคราะห์องค์ประกอบส่วนต่างๆของวงจรที่ประกอบไปด้วย

- อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอเตอร์านซิสเตอร์ที่เหมาะสมแก่การออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD}

- ค่าความต้านทาน R_L

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของวงจรสตาร์ทอัพแล้ว ทำการวิเคราะห์หาค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรสตาร์ทอัพ

1.7 ขั้นตอนการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการแบ่งเนื้อหาหลักออกเป็น 6 บทด้วยกันดังนี้

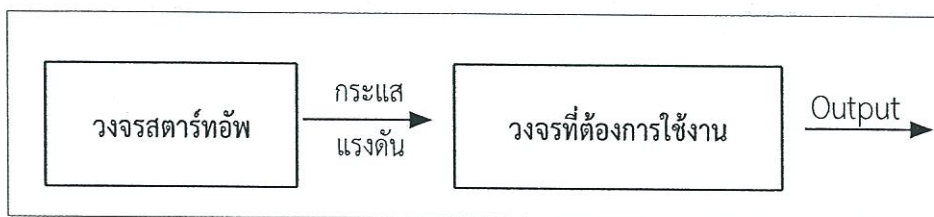
บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและจุดประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎี แนวความคิดของงานวิจัย การศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อนำไปสู่การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพจากวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานแบบวิลสันเพื่อให้มีค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูงขึ้น ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟตที่เลือกนำมาใช้งาน ในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ที่เป็นแนวความคิดเบื้องต้นที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ และการนำวงจรสตาร์ทอัพ ไปประยุกต์ใช้งานที่สามารถพบเจอได้ในชีวิตประจำวัน

บทที่ 4 ศึกษาปัญหาที่พบเจอของวงจรสตาร์ทอัพ แล้วทำการเสนอการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพและปรับปรุงวงจรสะท้อนกระแสซึ่งเป็นพื้นฐานของวงจรสตาร์ทอัพให้ความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูงขึ้น สามารถปรับค่ากระแสได้ โดยอาศัยแรงดัน V_{BIAS} เป็นตัวควบคุม ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะประกอบไปด้วยวงจรสตาร์ทอัพ (Start Up Circuit) ที่มีองค์ประกอบภายในวงจรดังนี้ วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) วงจรควบคุมกระแส (Current Controlled) และสวิตช์ (Switch) เพื่อนำวงจรมาดังกล่าวไปสู่แนวทางการออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อยกระดับค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูงขึ้น รวมไปถึงการปรับค่ากระแส I_{START} ได้โดยการควบคุมแรงดัน V_{BIAS} ของวงจรสตาร์ทอัพ กระแสเอาต์พุต I_{START} ถูกนำไปใช้ในวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ จะแสดงดังไดอะแกรมข้างล่างนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 ไดอะแกรมในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ

บทที่ 5 การออกแบบและปรับปรุงวงจรสตาร์ทอัพ โดยใช้โปรแกรม OrCad PSPICE เพื่อจำลองการทำงานของวงจร โดยทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรสตาร์ทอัพ และวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงาน รวมทั้งการประยุกต์ใช้งาน

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวกที่ประกอบด้วย ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของมอเตอร์ซีสเตอร์ที่เลือกนำมาใช้งาน และผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

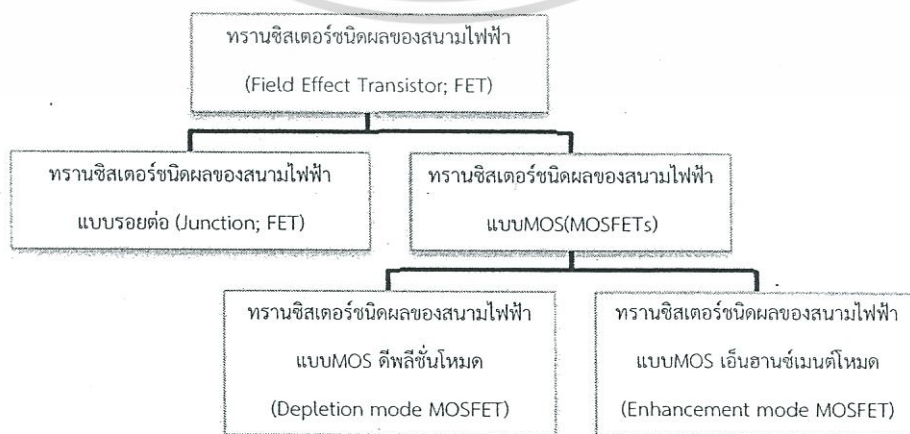


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

พื้นฐานของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต

ทรานซิสเตอร์เป็นชื่อเรียกอุปกรณ์ที่ใช้ควบคุมการเคลื่อนที่ของประจุไฟฟ้า ทรานซิสเตอร์ที่ได้รับความนิยมใช้งานอย่างแพร่หลายแบ่งออกเป็นสองกลุ่มใหญ่ ได้แก่ ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor, BJT) และทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า (Metal Oxide Semiconductor, MOSFET) ในที่นี้จะขออธิบายเฉพาะทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้สนามไฟฟ้า ในการเปลี่ยนแปลงสภาพของสารกึ่งตัวนำ เพื่อให้เกิดการนำกระแส เมื่อได้รับแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสม โดยทั่วไปมักเรียกว่า “เฟต” (FET) เฟตแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าแบบรอยต่อ (Junction Field Effect Transistor) หรือ เจเฟต (JFET) และทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าแบบโลหะสารกึ่งนำ-ออกไซด์- (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) หรือมอสเฟต (MOSFET) และสามารถแบ่ง MOSFET ออกเป็น 2 ชนิด คือ ทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าแบบดีพลีชันโหมด (Depletion mode MOSFET) และ ทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement mode MOSFET) ดังรูปที่ 2.1 ในที่นี้จะกล่าวถึง MOSFET เท่านั้น MOSFET เป็นทรานซิสเตอร์ที่สร้างขึ้นในช่วงทศวรรษ 1970s ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ในยุคที่สองหลังจากที่ได้มีการสร้างทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ (BJT) มาก่อนหน้านั้นแล้ว MOSFET เป็นทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติดีกว่าทรานซิสเตอร์ BJT ที่สามารถสร้างได้ง่ายกว่า BJT มาก และยังสามารถลดขนาดให้เล็กลงได้ จึงทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้ นอกจากนี้การสร้างวงจรรวมโดยใช้ MOSFET สามารถทำงานได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้าในการไบอัส ซึ่งต่างจากทรานซิสเตอร์ BJT ที่ต้องใช้กระแส ทำให้วงจรมอสเฟต มีขนาดเล็ก[2]



รูปที่ 2.1 แผนผังแสดงการแบ่งกลุ่มทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า

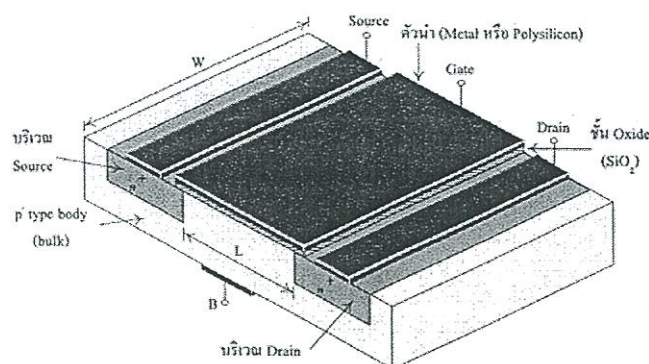
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัจจุบันทรานซิสเตอร์ที่เรียกว่า MOSFET เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายมากที่สุด โดยเฉพาะในวงจรรวมแบบดิจิทัลเกต ตั้งแต่ดิจิทัลเกตแบบต่าง ๆ ไปจนถึงไมโครโปรเซสเซอร์และหน่วยความจำ ทั้งนี้ความนิยมของ MOSFET มีสาเหตุมาจากคุณสมบัติที่สามารถเราสามารถสร้างมอสเฟทให้มีขนาดเล็กได้ ทำให้วงจรรวมขนาดใหญ่มาก (VLSI) ในปัจจุบันโดยส่วนมากจะถูกสร้างขึ้นมาจากด้วยเทคโนโลยีแบบ MOS

MOSFET ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่นำกระแสได้ด้วยพาหะส่วนใหญ่(เพียงชนิดเดียว) ซึ่งกระแสที่ไหลใน Channel ระหว่าง Source กับ Drain แล้วถูกมอดูเลตโดยแรงดันที่ใส่เข้าไปที่ขา Gate ตัวอย่างเช่นใน n-type MOS ทรานซิสเตอร์ (nMOS) พาหะส่วนใหญ่จะเป็นอิเล็กตรอน จะมีแรงดันค่าบวกที่ Gate (V_G) เมื่อเทียบกับ Substrate จะทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของจำนวนอิเล็กตรอนใน Channel ซึ่งจะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสระหว่างขา Source กับ Drain สำหรับกรณีของ nMOS ถ้า V_{GS} มีค่าน้อยกว่าค่าแรงดัน Threshold Voltage (V_T) จะทำให้ Channel ไม่สามารถนำกระแสได้ (Cut-off) สำหรับ pMOS จะตรงกันข้าม ซึ่งพารามิเตอร์ที่สำคัญก็คือ Threshold Voltage ซึ่งเป็นค่าแรงดันที่ทำให้ MOSFET ทรานซิสเตอร์เริ่มที่จะนำกระแส (Turn on)

2.1 โครงสร้างพื้นฐาน สัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า

ทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า หรือมอสเฟทแตกต่างจากเจเฟตที่โครงสร้างภายในเจเฟตนั้นระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแส (Channel) มีโครงสร้างเป็นรอยต่อพี-เอ็น แต่มอสเฟทนั้นระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแสมีโครงสร้างเป็นชั้น (Layer) ของซิลิคอนไดออกไซด์ (SiO_2) ดังรูปที่ 2.2 มอสเฟทมี 2 ชนิดคือ มอสเฟทชนิดดีพลีชัน (Depletion,D) และมอสเฟทชนิดเอนฮานซ์เมนต์ (Enhancement,E) แต่ละประเภทยังแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น และ แบบช่องทางเดินกระแสชนิดพี



รูปที่ 2.2 ลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากคุณสมบัติและโหมดการทำงาน สามารถแบ่งทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟตได้เป็น 2 ชนิดคือแบบเอ็นฮานซ์เมนต์และแบบเอ็นดีพลีชัน

มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์

มอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement,E) หรือมอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ (Induced channel MOSFET) ในขณะที่มีแรงดันที่เกตเป็นศูนย์โวลต์ จะไม่มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้น ไม่มีกระแสเดรนไหล จะทำงานในลักษณะสร้างช่องทางเดินกระแสได้เท่านั้น การเพิ่มแรงดันไบอัสจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำช่องทางเดินกระแส มีประจุเคลื่อนที่ได้มากขึ้น ที่ผิวของสารกึ่งตัวนำ เกิดเป็นกระแสเดรนไหลในช่องทางเดินกระแส ลักษณะการนำทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ไปประยุกต์เป็นสวิตซ์ไฟฟ้านั้นจะใช้เป็นสวิตซ์แบบ normally off

มอสเฟตแบบเอ็นดีพลีชัน

มอสเฟตชนิดดีพลีชันโหมด (Depletion,D) หรือมอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสที่เกิดจากการแพร่สารเจือ (Induced channel MOSFET) ในขณะที่มีแรงดันที่เกตเป็นศูนย์โวลต์ มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้นได้ เนื่องจากการแพร่อะตอมสารเจือ และกระแสเดรนสามารถไหลได้ในขณะที่แรงดันเกตเป็นศูนย์สำหรับลักษณะการนำทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ไปประยุกต์เป็นสวิตซ์ไฟฟ้านั้นจะใช้เป็นสวิตซ์แบบ normally on

นอกจากนี้จะพิจารณาชนิดของพาหะที่นำกระแสในทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งทรานซิสเตอร์ออกเป็น 2 ชนิด

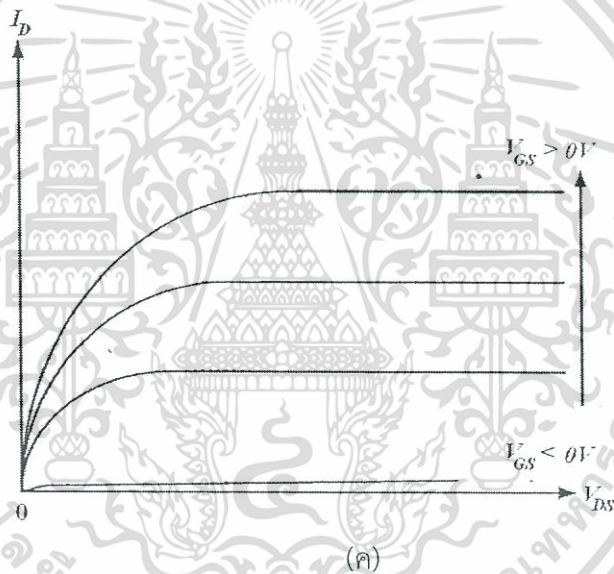
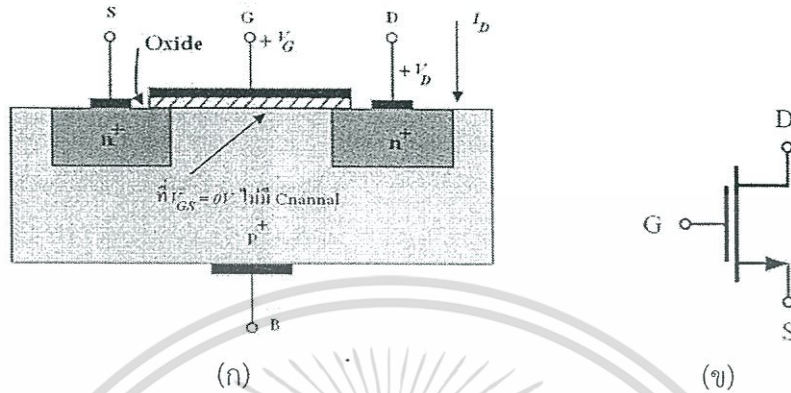
1. มอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น (n-channel MOSFET) หรือ เอ็นมอส (NMOS) จะมีกระแสที่เกิดจากการนำไฟฟ้าของอิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น
2. มอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพี (p-channel MOSFET) หรือ พีมอส (PMOS) จะมีกระแสที่เกิดจากการนำไฟฟ้าของโฮลในช่องทางเดินกระแสชนิดพี

2.1.1 มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement MOSFET)

คุณสมบัติการทำงานสามารถอธิบายได้โดยโครงสร้างในรูปที่ 2.3 (ก) MOSFET ประกอบด้วยสี่ส่วน คือ ฐานรอง (Substrate; S) เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี หรือบางครั้งเรียกว่า “บอดี” (Body; B) โดยมีขั้วไฟฟ้า 3 ขั้วคือ เกต (Gate; G) เป็นส่วนที่ทำมาจากออกไซด์ของโลหะ โดยสร้างให้เกิดความต่างศักย์ตกคร่อมระหว่างแผ่นสองแผ่นเพื่อ สร้างสนามไฟฟ้าเพื่อควบคุมการเข้าออกของสัญญาณไฟฟ้าซอร์ส (Source; S) เป็นส่วนขาเข้าของสัญญาณและ เดรน (Drain; D) เป็นส่วนขาออก

เอกสารอ้างอิงสัญญาณ โดยที่เดรนและซอร์สถูกสร้างซึ่งโดยการเติมด้วยอะตอมสารเจือชนิดเอ็นอย่างเข้มข้น ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

k^+ ลงไปในฐานรองชนิดพี เนื่องจากความสมมาตรในเชิงโครงสร้าง ขา D และ S ของ PMOS ในวงจร จะถูกกำหนดจากแรงดันที่ปรากฏที่ขาทั้งสอง กล่าวคือถ้าแรงดันที่ขาใดสูงกว่าขานั้นจะเป็น S ระยะห่างระหว่างเดรนและซอร์สถูกเรียกว่า “ ช่องทางเดินกระแส ”

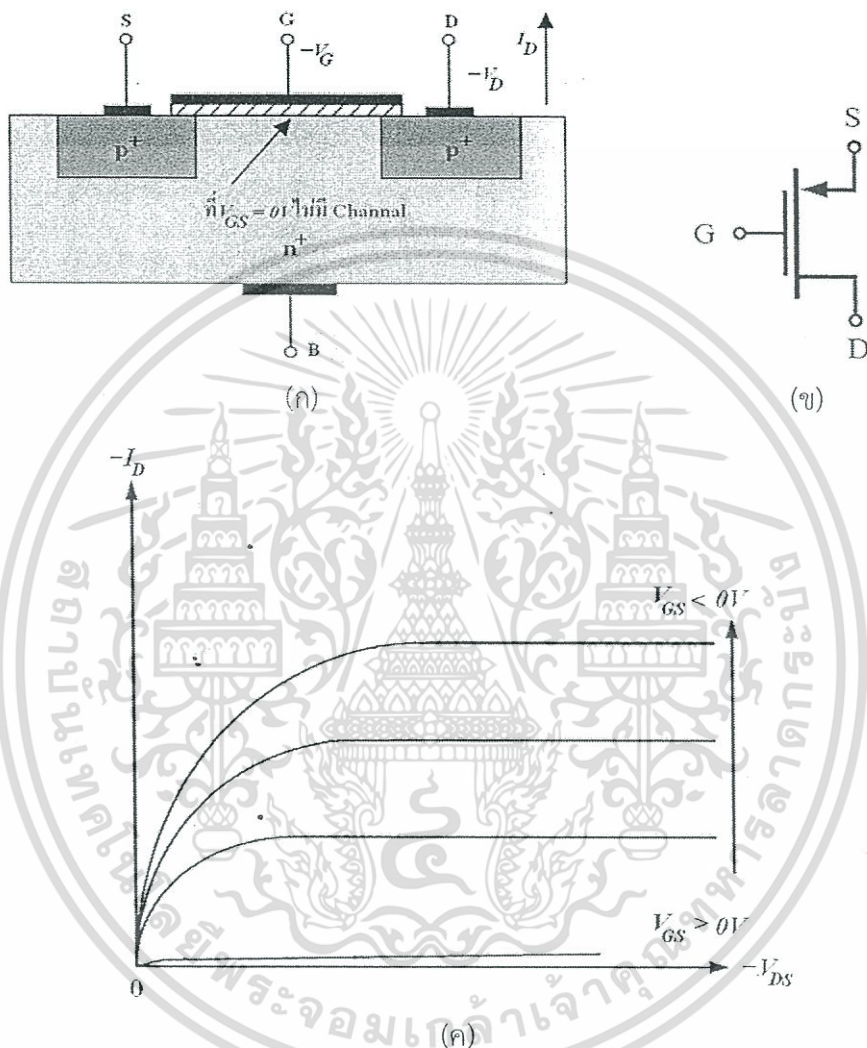


รูปที่ 2.3 ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดเอ็นแชนซ์เมนต์โหมด ที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น

เมื่อไม่พิจารณาสถานะพื้นผิว (Surface stage) ที่ปรากฏอยู่ที่ผิวสัมผัสระหว่าง Si - SiO₂ ที่แรงดันเกต $V_{GS} = 0V$ จะไม่มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้นดังรูปที่ 2.3 (ก) เนื่องจากระหว่างสารเอ็นที่ขาเดรนและซอร์สเป็นสารพี ทำให้เมื่อป้อนแรงดันบวกเข้าที่ขาเกต จะเกิดประจุลบขึ้นทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่จากสารเอ็นที่ขาซอร์สมายังเดรนได้ จึงทำให้มอสเฟททำงานได้ ดังนั้นมอสเฟทแบบนี้จะทำงานได้ต้องป้อนแรงดันที่ขาเกตเป็นแรงดันบวกเท่านั้น และแรงระหว่างขาเกตและซอร์ส V_{GS} ที่ป้อนให้ต้องมีค่ามากกว่า $V_{GS(th)}$ (Gate Source thresshold voltage) และรูปที่ 2.3 (ข)

เอกสารนี้แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟทแบบเอ็นแชนซ์เมนต์ ในรูปที่ 2.3 (ค) แสดงคุณสมบัติ I_D ชนิด V_D ของไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์แบบที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น ซัวซอร์สและฐานรองมักจะถูกต่อลงกราวด์ และแรงดันเดรนจะมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์ส อิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นจะเคลื่อนที่จากซอร์สไปยังเดรน ซัวซอร์สจึงมีลักษณะคล้ายกับแหล่งจ่ายประจุพาหะ และทำให้มีกระแสไหลไปยังซัวของเดรน



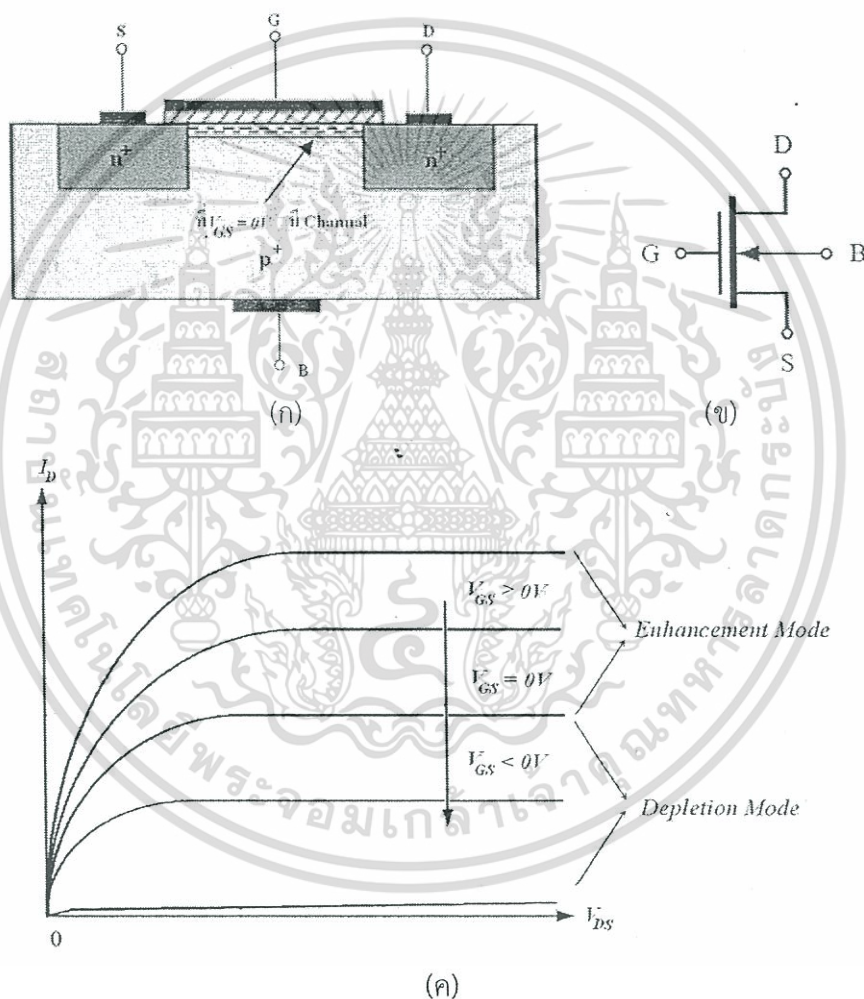
รูปที่ 2.4 ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพี

ในทำนองเดียวกัน ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.4 ก) ข) และ ค) ตามลำดับ โดยแรงดันเดรนจะมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับซอร์ส โสไลนช่องทางเดินกระแสชนิดพีจะเคลื่อนที่จากซอร์สไปยังเดรน ทำให้มีกระแสเดรนไหลออกไหลออกจากเดรน โดยมีทิศการไหลตรงข้ามกับกรณีที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 มอสเฟตแบบเอ็นดีพีลีชั้น (Depletion MOSFET)

ดีมอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น ประกอบด้วยชั้นจากรูปร่างของชนิดพี (p-substrate) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำทำจากซิลิกอน ขั้วเดรนและขั้วซอร์สถูกเจือด้วยสารกึ่งตัวนำ n^+ (n-doped region) ทั้งสองส่วนนี้จะเชื่อม กับช่องทางเดินกระแส สำหรับขั้ว G จะต่อกับวัสดุผิวนอกที่เป็นโลหะโดยมีซิลิกอนไดออกไซด์ Si - SiO₂ กันช่องทางเดินกระแสกับขั้ว G (ซิลิกอนไดออกไซด์เป็นฉนวนประเภทไดอิเล็กทริก) เมื่อมีสนามไฟฟ้าจ่ายเข้ามาที่ชั้นของ SiO₂ ก็จะสร้างสนามไฟฟ้า และสร้างชั้นฉนวนขึ้นเพื่อกันขั้วเกตกับช่องทางเดินกระแส

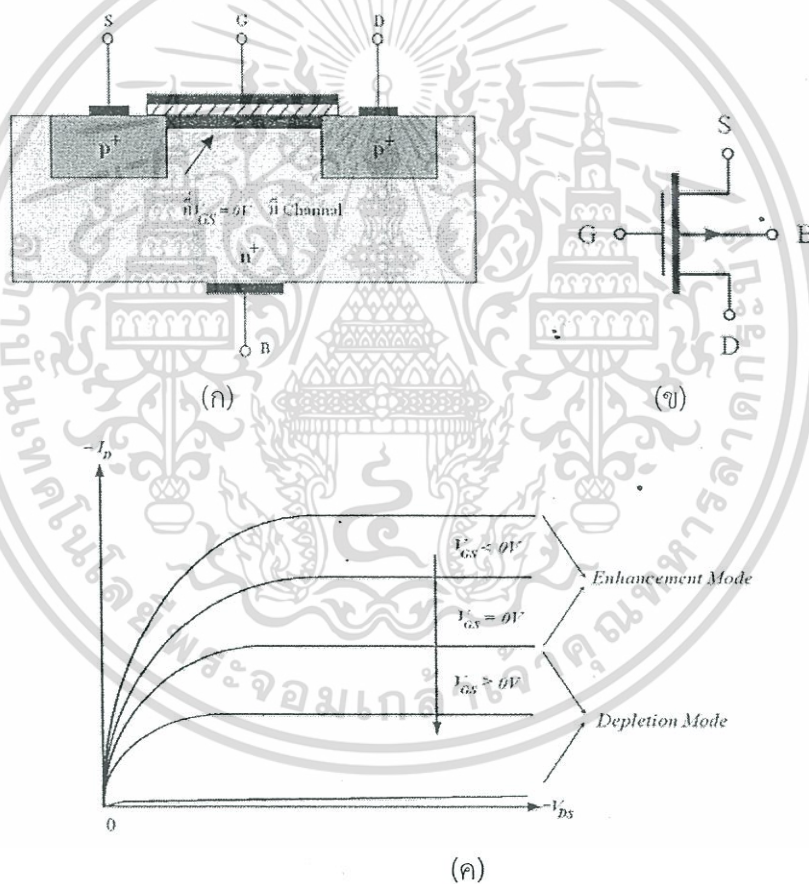


รูปที่ 2.5 ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดเอ็นดีพีลีชั้นโหมดที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น

เนื่องจากดีมอสเฟตทำงานได้ในสองลักษณะคือ ดีพีลีชั้นโหมด (Depletion Mode) ด้วยการควบคุม กระแสเดรนด้วยแรงดันเกตที่เป็นลบ (Negative Gate Voltage) และ เอนฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode) โดยการใช้แรงดันเกตที่เป็นบวก (Positive Gate Voltage) ควบคุมการ

เอกสารนี้ให้ของกระแสเดรน การทำงานและคุณสมบัติเบื้องต้นของดีมอสเฟต พิจารณาจากรูปที่ 2.5 (ก) ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างจะคล้ายกับมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ แต่ในกรณีนี้ ในขณะที่แรงดันเกต $V_{GS} = 0V$ ทรานซิสเตอร์มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้น เนื่องจากช่องทางเดินกระแสถูกสร้างขึ้นจากการแพร่ อะตอมสารเจือชนิดเอ็นเข้าไปในฐานรองซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานและมีกระแสไหล และเมื่อมีการไบอัสให้ขาเกตมีแรงดันเป็นลบ $V_{GS} < 0V$ เมื่อเทียบกับขาซอร์สจะทำให้มีประจุลบเกิดขึ้นที่ขาเกต และเกิดประจุบวกปรากฏขึ้นทางด้านที่ติดฉนวนซิลิกอนออกไซด์ ส่งผลให้เนื้อสารเอ็นที่มีอยู่น้อยมีขนาดลดลง ทำให้ช่องว่างระหว่าง ขาเดรนและซอร์สมากขึ้น กระแสเดรนก็จะไหลได้น้อยลงขณะที่แรงดันเกตมีค่าเป็นลบมากขึ้น จะเห็นได้จากรูปที่ 2.5 (ค) และเมื่อแรงดันเกตมีค่าเป็นบวก ประจุที่ถูกเหนี่ยวนำมีค่ามากขึ้น กระแสเดรนก็จะไหลได้มากขึ้นตามแรงดันเกต



รูปที่ 2.6 ลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามไฟฟ้าชนิดเอ็นดีพีสัขนั้โหมดที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพี

สำหรับดีมอสเฟตชนิดพีแชนแนล จะมีช่องทางเดินกระแสระหว่างเดรนและซอร์สเป็นสาร

ชนิดพีและมีวัสดุรองเป็นสารชนิดเอ็น ดังรูปที่ 2.6 (ก) และมีเกตติดอยู่ระหว่างช่องทางเดินกระแส

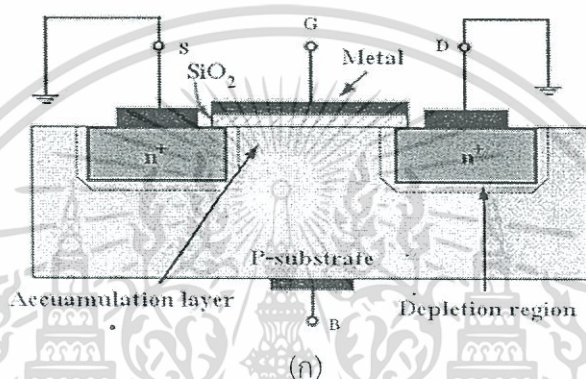
เอกสารนี้โดยมีซิลิกอนไดออกไซด์เป็นฉนวนกั้นระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแสให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 คุณสมบัติและการทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์

2.2.1 การทำงานในย่านต่างๆ

มอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ ถูกใช้งานอย่างกว้างขวางกว่าทรานซิสเตอร์ชนิดผลของสนามแบบอื่นๆ อธิบายคุณสมบัติการทำงานสามารถอธิบายได้โดยโครงสร้างในรูปที่ 2.7 (ก)-(ข) แสดงถึงการทำงานในช่วงต่างๆของ V_{GS} และ V_{DS} การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นั้น ช่องทางเดินกระแสจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นบริเวณใต้ส่วนของเกต



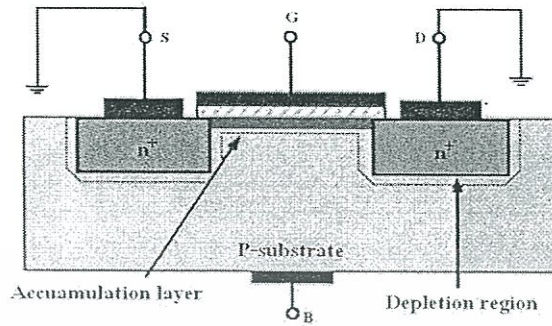
รูปที่ 2.7 การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ เมื่อ $0 < V_{GS} < V_{T}$, $V_{DS} > 0$

ในกรณีนี้มีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานคล้ายกับตัวเก็บประจุ โดยเกตและผิวของซิลิกอนใต้ฉนวนซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบของตัวเก็บประจุ โดยมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนกั้นระหว่างกลาง พิจารณารูปที่ 2.7 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ถ้าหากแรงดัน $V_{GS} = 0$ กระแสจะไม่สามารถไหลจากเดรนไปยังซอร์สได้เลย

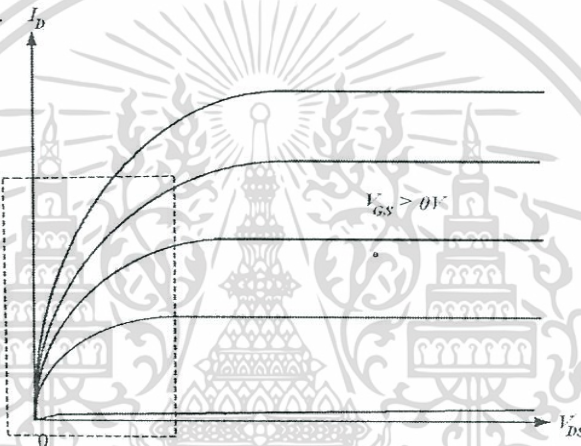
ถ้าเราป้อน V_{GS} ซึ่งเป็นแรงดันบวกให้กับมอสชนิดเอ็นจะเกิดสภาพของตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับฐานรอง ประจุลบจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซอร์ส เข้ามาสะสมที่บริเวณช่องทางเดินกระแส มีผลทำให้บริเวณช่องทางเดินกระแสที่ และเรียกว่า Accumulation Channel ที่บริเวณซอร์สและเดรนที่เป็น เอ็น ถูกแยกกันด้วยช่องทางเดินกระแสที่ เมื่อมองในลักษณะวงจรสมมูลแล้ว จะพบว่ามีลักษณะของไดโอดสองตัวหันหลังชนกัน (back - to - back - diode) ถ้า V_{GS} มีค่ามากพอประจุบวกที่เกตจะเหนี่ยวนำให้เกิด ประจุลบจำนวนมากที่สารกึ่งตัวนำชนิดพี ซึ่งอยู่ระหว่างเดรนและซอร์ส ให้กลายเป็นสารกึ่งตัวนำ ชนิดเอ็น ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสจาก n^+ ซอร์สไปยัง n^+ เดรน ในทำนองเดียวกัน ในมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนล หรือ พีมอส จะสามารถที่จะทำให้ออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดช่องทางเดินกระแสชนิดพี ในบริเวณของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (ฐานรอง) โดยการป้อนแรงดันไบอัสที่เกตเป็นค่าลบ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.8 การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นแชนแนล เมื่อ $V_{GS} > V_T, V_{DS}$ มีค่าน้อย

เมื่อมีแรงดันเกตเพิ่มมากขึ้น แต่มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่มค่าของแรงดัน V_{GS} ที่พอดีทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส นั้น จะเรียกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage: V_T) ซึ่งจะมีค่าเป็นบวกสำหรับเอ็นมอส และเป็นลบสำหรับพีมอส ถ้ามีความต่างศักย์ระหว่าง เทรน-ซอร์ส ก็จะทำให้กระแสเริ่มต้นที่จะไหลโดยสนามไฟฟ้าชั้นออกไซด์ที่เกิดขึ้นจากแรงดันเกต จะผลักให้โฮลในสารกึ่งตัวนำที่ผิวสัมผัส Si - SiO₂ เคลื่อนที่ห่างออกไป ความหนาแน่นของโฮลในบริเวณดังกล่าวจึงมีค่าลดลงจากเดิมผลดังกล่าวทำให้เกิดเป็นบริเวณปลอดพาหะขึ้นในสารกึ่งตัวนำดังในรูปที่ 2.8 (ก) และแสดงการทำงานด้วยเส้นกราฟภายในเส้นประดังรูปที่ 2.8 (ข) สำหรับกรณีค่าแรงดันที่เกตและแรงดันซอร์สน้อยกว่า V_T จะไม่มีกระแสไหลระหว่างซอร์สและเทรน ซึ่งถือว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานและไม่นำกระแส (ตามความเป็นจริงแล้วจะมีกระแสไหลเล็กน้อยเมื่อแรงดันเกตและแรงดันซอร์สมีค่าเข้าใกล้ V_T เมื่อแรงดันเกตและแรงดันซอร์สมีค่า V_{GS} มีค่ามากกว่า V_T ทำให้มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้น

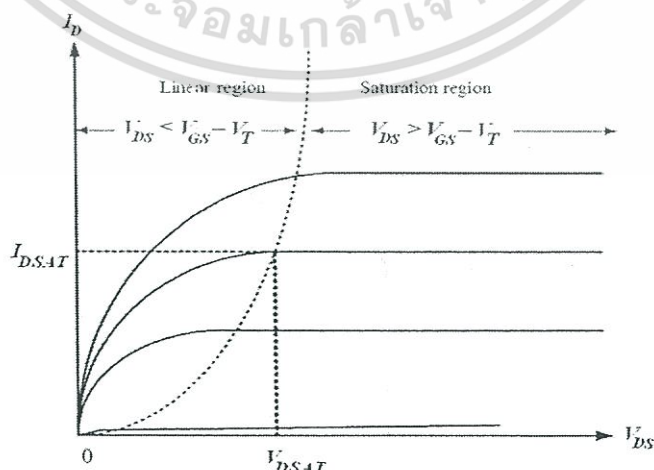
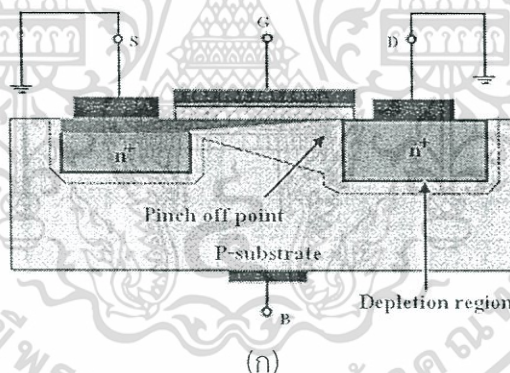
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเมื่อ V_{GS} เพิ่มขึ้น ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแสเพิ่มขึ้นด้วย หรืออาจจะกล่าวได้ว่าค่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม $V_{GS} - V_T$ ซึ่งนิยามเป็น “ผลของแรงดันเกต - ซอร์ส” (Effective Gate - Source Voltage; V_{eff}) ดังนั้น ค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอน จะมีค่าเท่ากับ

$$Q = C_{ox} (V_{GS} - V_T) = C_{ox} V_{eff} \quad (2.1)$$

โดยที่ C_{ox} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

เมื่อแรงดันเกต-ซอร์ส มีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย ทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านช่องทางเดินกระแสและมีค่าความต่างศักย์ที่ซอร์สและเดรน มีผลทำให้เกิดกระแสเดรนไหลจากเดรนไปยังซอร์ส การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้เสมือนเป็นตัวต้านทาน ในขณะที่แรงดัน V_{DS} มีค่าต่ำๆ กระแสเดรนจะแปรผันโดยตรงกับค่าของแรงดัน $V_{GS} - V_T$

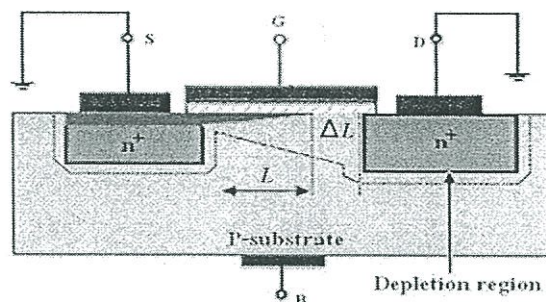


(ข)

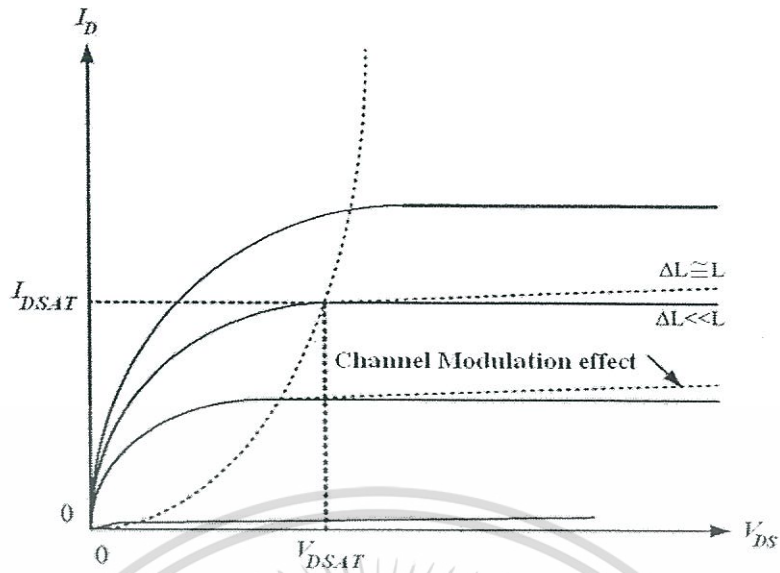
เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 2.9 การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นแชนซ์เม้นท์ เมื่อ $V_{GS} > V_T$, $V_{DS} = V_{DSAT}$ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแรงดันเดรน-ซอร์สมีค่าเพิ่มมากขึ้น ความหนาแน่นของประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสจะลดลงตามช่องทางเดินกระแสจากขั้วซอร์สไปยังเดรน การลดลงของประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสนี้มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมช่องทางเดินกระแสที่ตำแหน่งต่างๆไม่เท่ากัน กล่าวคือขณะที่แรงดันเดรนมีค่ามากกว่าแรงดันซอร์ส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากขั้วซอร์สไปยังเดรนอย่างต่อเนื่องภายในช่องทางเดินกระแส มีผลให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและช่องทางเดินกระแสจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ V_{GS} ที่ตำแหน่งด้านซอร์สและแรงดันช่องทางเดินกระแสจะมีค่าต่ำสุดที่ปลายด้านเดรน และแรงดันเกตที่ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสเท่ากับ $V_G = V_{GS} - V_T$ แต่เมื่อ $V_{GS} < V_T$ กระแสจะไม่ไหลและไม่มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้น เพื่อที่จะทำให้ช่องทางเดินกระแสจะต้องมีค่าความต่างศักย์เป็นบวก จึงทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส โดยในขณะนี้ทรานซิสเตอร์ทำงานและอยู่ในช่วงไม่อิ่มตัว กระแสเดรน I_D จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของแรงดันเดรนและซอร์ส V_{DS} อย่างไม่เป็นเชิงเส้นตามกราฟ การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้ $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ เรียกว่าช่วงไม่อิ่มตัว (Linear Region) ทรานซิสเตอร์จะเริ่มทำงานเข้าสู่ภาวะอิ่มตัวและลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.9

เมื่อ V_{DS} มีค่ามากขึ้นจนกระทั่งมีค่า $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ความต่างศักย์ระหว่างเกต กับ ฐานรองด้านที่ติดกับเดรน จะมีค่าเป็นศูนย์ เราเรียกสภาวะที่เกิดขึ้นของช่องทางเดินกระแสในขณะนี้ว่า "Pinch Off" ซึ่งช่องทางเดินกระแสจะมีค่าแคบมากจนเกือบเป็นศูนย์ เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าที่จะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมประจุเพื่อทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกัน $V_{SB} = 0$ จะเกิดสภาวะของไบอัสย้อนกลับ ระหว่างเดรนกับฐานรอง จะมีบริเวณปลอดพาหะเกิดขึ้นรอบ ๆ เดรนและความกว้างบริเวณปลอดพาหะนี้ จะเพิ่มมากขึ้น และมีความเข้มของสนามไฟฟ้าสูงขึ้น ในขณะที่ $V_{DS} = V_T$ ช่องทางเดินกระแสที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นจาก V_{GS} จะแคบมากในบริเวณใกล้กับเดรน อัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสเดรนจะลดลงเมื่อ V_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น ถึงแม้ว่า V_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่า $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ ช่องทางเดินกระแสจะแคบมากจนเกือบเป็นศูนย์กระแสเดรน : I_D จะไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้อีกตาม ถึงแม้ว่า V_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา (ก) เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.10 การทำงานของมอสเฟตแบบเอ็นแชนซ์เมนต์ เมื่อ $V_{GS} > V_T$, $V_{DS} > V_{DSAT}$

ในขณะที่ V_{DS} มีค่ามากกว่า $V_{GS} - V_T$ กระแสเดรนจะมีค่าคงที่ ไม่เพิ่มขึ้นตาม V_{DS} อีกต่อไป เราเรียกสถานะ หรือบริเวณการทำงานขณะนั้นว่า สภาวะแอคทีฟ (Active Region) หรือสภาวะอิ่มตัว (Saturation Region) ในความเป็นจริง ในขณะที่ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ ช่องทางเดินกระแสจะเกิดสภาวะ Pinch Off และมีความยาวลดลงดังรูปที่ 2.10 แต่จากการที่มีบริเวณปลอดภัย และสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นที่เดรนและช่องทางเดินกระแสที่อยู่ติดกับเดรน อิเล็กตรอนที่เดินทางมาถึงบริเวณช่องทางเดินกระแสที่ Pinch Off จะถูกเร่งโดยสนามไฟฟ้าที่มีค่าสูงของบริเวณปลอดภัยที่เดรน ทำให้เกิดสภาวะกระแสไหลเกือบคงที่ และจากการที่ช่องทางเดินกระแสมีความยาวลดลงเมื่อ V_{DS} สูงขึ้น ทำให้กระแสสูงขึ้นเล็กน้อย เหตุการณ์เช่นนี้เรียกว่า Channel Length Modulation

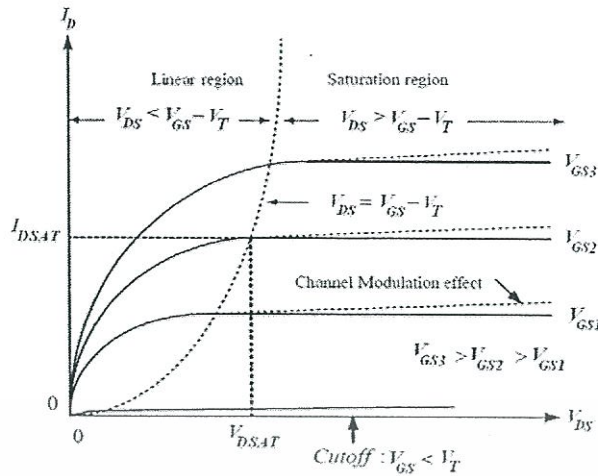
ถ้าเราเพิ่มค่าแรงดันของ V_{GS} ประจวบกับที่เกทจะเพิ่มขึ้น จะทำให้อิเล็กตรอนที่ช่องทางเดินกระแสมากขึ้น ความต้านทานของช่องทางเดินกระแสลดลง กระแสจะไหลเดรนจะไหลได้มากขึ้นและเมื่อค่าแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นถึงค่าหนึ่ง จะทำให้อายุต่อระหว่างเดรนกับฐานรอง ซึ่งได้รับไบอัสย้อนกลับเกิดการเบรกดาวน์ ซึ่งมักจะทำให้ออสทราอนซิสเตอร์เสียหาย

หลักการการทำงานเหมือนกับมอสทราอนซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนซ์เมนต์ - เอ็นแชนแนล ทุกประการ ซึ่งเราต้องจ่ายแรงดันไบอัสให้กับเกทเป็นลบ และแรงดันที่ไฟฟ้าที่เดรนจะมีค่าเป็นลบ

สำหรับ N MOS ; $V_T > 0$ กระแส I_D จะไหลได้เมื่อ $V_{GS} > V_T$

สำหรับ P MOS ; $V_T < 0$ กระแส I_D จะไหลได้เมื่อ $|V_{GS}| > |V_T|$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



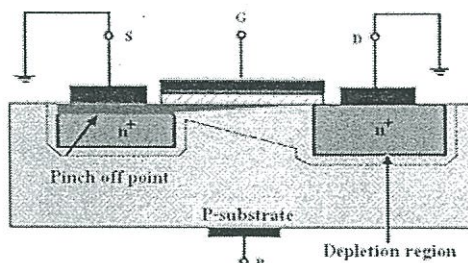
รูปที่ 2.11 คุณสมบัติ แรงดัน-กระแสของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล

พิจารณาลักษณะเฉพาะของความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับแรงดันของขั้วเดรน-ซอร์ส V_{DS} โดยป้อนแรงดันไฟตรง V_{GS} และ V_{DS} เมื่อแรงดันไฟตรง V_{GS} มีค่าคงที่ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดัน V_{DS} แล้วพิจารณาค่ากระแส I_D ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.11 โดยสามารถแบ่งย่านการทำงานได้ 3 ช่วง โดยพิจารณาจากค่า $V_{GS} - V_T$ และค่า V_{DS} คือ

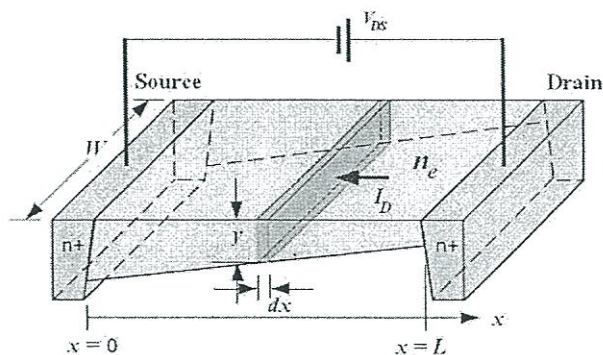
1. ช่วงที่มอสเฟตไม่นำกระแส (Cut-off region) กระแสเดรนเท่ากับศูนย์ เมื่อ $V_{GS} < V_T$
2. ช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัวหรือช่วงเชิงเส้น (Linear region or triode region) เมื่อ $V_{DS} < V_{GS} - V_T$
3. ช่วงนำกระแสอิ่มตัว (Saturation region) เมื่อ $V_{DS} > V_{GS} - V_T$

2.3 การวิเคราะห์สมการกระแสของมอสเฟต

การหาสมการของกระแสของมอสเฟต ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน-แรงดันเดรน ที่แรงดันเกตค่าคงที่ต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา(ก)เท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.12 ก) โครงสร้างเอ็นมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ และ ข) รูปร่างของช่องทางเดินกระแสถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นได้ส่วนเกท

พิจารณารูปที่ 2.12 ซึ่งเป็นส่วนของเอ็นมอสซึ่งช่องทางเดินกระแสถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นได้ส่วนเกท โดย $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ จะทำให้มีจำนวนประจุลบ Q_e (ต่อตารางพื้นที่) เมื่อมีความต่างศักย์ V_{DS} ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศทางแกน x แรงดันทั้งหมดจะคร่อมช่องทางเดินกระแส สามารถที่ทำได้พิจารณาได้ว่าเกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานส่วนย่อย ๆ (ΔR) โดยค่าพิถิตความนำ ($\delta_n = q\mu_n n_e$) เมื่อ n_e คือความหนาแน่นของอิเล็กตรอน (ต่อหน่วยปริมาตร) ถือว่าสมำเสมอหรือเท่ากันตลอดช่องทางเดินกระแส สามารถหาค่า Q_e ได้จาก

$$Q_e = -C_{ox} (V_{GS} - V_T) \quad (2.2)$$

เมื่อมีแรงดัน V_{DS} เข้ามาจะส่งผลให้ปริมาณประจุที่ถูกเหนี่ยวนำลดลง

$$Q_e(x) = -C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(x)] \quad (2.3)$$

ในช่องทางเดินกระแสถือว่ามีความต้านทานที่สมำเสมอ การเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าเป็นไปอย่างเชิงเส้น พิจารณาในช่วงระยะทางสั้นๆ (Δx) ความต้านทาน (ΔR) จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเป็น ΔV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{E}(x) = -\frac{dV_x}{dx} \quad (2.4)$$

$$dV_x = I_D dR \quad (2.5)$$

$$dR = \frac{dx}{\sigma A} = \frac{dx}{(q\mu_n)(Wy)} = \frac{dx}{-\mu W Q_e} \quad (2.6)$$

$$dV_x = \frac{I_D dx}{-\mu W Q_e} = \frac{I_D dx}{\mu C_{ox} W [V_{GS} - V_T - V(x)]} \quad (2.7)$$

$$I_D dx = -\mu C_{ox} W [V_{GS} - V_T - V(x)] dV_x \quad (2.8)$$

ในช่วงความยาวของช่องทางเดินกระแส L มีแรงดันตกคร่อมทั้งหมดคือ V_{DS} ดังนั้น

$$\int_0^L I_D dx = \int_0^{V_{DS}} \mu C_{ox} W [(V_{GS} - V_T) - V(x)] dV_x \quad (2.9)$$

$$\int_0^L I_D dx = \int_{V_{DS}-V_T}^{V_{GS}-V_{DS}-V_T} \mu C_{ox} W d[(V_{GS} - V_T) - V(x)] \quad (2.10)$$

$$I_{DS}(L-0) = \mu C_{ox} W \left[\frac{(V_{GS} - V_T - V(x))^2}{2} \right]_{V_{GS}-V_T}^{V_{GS}-V_{DS}-V_T} \quad (2.11)$$

$$I_{DS}L = \mu C_{ox} W \left[\frac{(V_{GS} - V_T - V_{DS})^2}{2} - \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} \right] \quad (2.12)$$

$$I_{DS}L = \mu C_{ox} W \left[\frac{(2V_{GS} - 2V_T - V_{DS})}{2} V_{DS} \right] \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า ในย่านเชิงเส้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{DS} กับแรงดัน V_{DS} ของทรานซิสเตอร์จะอยู่ในรูปกำลังสอง (quadratic) คือ

$$I_D L = \mu C_{ox} W \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.14)$$

หรือ

$$I_D = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.15)$$

โดย นิยามของ K_p คือ Process Transconductance ของกระบวนการผลิต (เนื่องจากพารามิเตอร์ทุกตัวเป็นค่าเฉพาะในกระบวนการผลิตหนึ่งๆ) และนิยามว่า β คือ Gain factor แล้ว

$$K_p = \mu C_{ox}, \beta = K_p \left(\frac{W}{L} \right) = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (2.16)$$

สมการกระแส-แรงดันของมอสทรานซิสเตอร์จะเขียนได้เป็น

$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.17)$$

โดย μ คือ ค่าความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ของประจุพาหะ (Mobility)

C_{ox} คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจาก SiO_2 ระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแส ต่อหน่วยพื้นที่ (F/m^2)

W, L คือ ความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส

$\beta = K_p \left(\frac{W}{L} \right)$ เรียกว่า Device Transconductance.

$K_p = \mu C_{ox}$ เรียกว่า Process Transconductance โดยที่ค่าของ K_p และ β มีหน่วยเป็น AV^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วง Ohmic หรือ Triode $|V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_T|$ หรือ $|V_{DS}|$ มีค่าต่ำ ๆ ดังนั้น พจน์ $\frac{V_{DS}^2}{2}$ ในสมการที่ (2.17) จะมีค่าต่ำจนสามารถตัดทิ้งได้ สมการที่ (2.17) จึงมีค่าประมาณเป็น

$$I_D = \beta [(V_{GS} - V_T) V_{DS}] \quad (2.18)$$

การทำงานของทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า ในขณะที่ V_{DS} มีค่าต่ำ ๆ หรือ $|V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_T|$ ซึ่งเราเรียกการทำงานนี้ว่า Ohmic หรือ Triode Region ค่าของกระแสเดรน: I_D จะมีค่าโดยประมาณดังสมการที่ (2.17) มอสทรานซิสเตอร์จะเสมือนเป็นความต้านทาน โดยค่าความต้านทาน R_{DS} จะมีค่าประมาณเป็น

$$\frac{V_{DS}}{I_D} = R_{DS} \approx \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_T)} \quad (2.19)$$

ช่วง Active หรือ Saturation หรือ Pinch Off

เมื่อเพิ่ม V_{DS} ขึ้นไปอีกจนถึงค่าหนึ่ง สมมติฐานที่ว่าแรงดันของช่องทางเดินกระแส จะทำให้เกิด inversion layer ขึ้นอย่างสมบูรณ์ก็จะเป็นจริงอีกต่อไป การทำงานในสภาวะ Active หรือ Saturation ของมอสทรานซิสเตอร์ $|V_{DS}| \geq |V_{GS}| - |V_T|$ โดยการแทนค่า V_{DS} ในสมการที่ (2.17) ด้วย $|V_{DS}| = |V_{GS}| - |V_T|$ แรงดันที่ตกคร่อมช่องทางเดินกระแส จะคงตัวอยู่ที่ $|V_{GS}| - |V_T|$ กระแสก็จะคงที่ (อิ่มตัว) เช่นกันดังนั้น สมการที่ (2.17) จะประมาณเป็น

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.20)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าหากแรงดัน $|V_{DS}| \geq |V_{GS}| - |V_T|$ และแรงดัน V_{DS} น้อยกว่าแรงดันพังทลายเดรน-ฐานรอง แล้ว ประแสจะมีค่าคงที่ (ขึ้นกับ V_{GS} แต่ไม่ขึ้นกับ V_{DS})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ความนำถ่ายโอน หรือ ทรานส์คอนดักแตนซ์

อัตราส่วนระหว่างการเปลี่ยนแปลงของกระแสเดรนกับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกต ในขณะที่แรงดันเดรนมีค่าคงที่ อัตราส่วนนี้ถูกนิยามว่าความนำถ่ายโอน หรือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญของมอสเฟตอีกค่าหนึ่งที่แสดงประสิทธิภาพการทำงานของมอสเฟต โดยที่ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D(\text{Constant})} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) ความนำถ่ายโอน g_m คล้ายคลึงกับอัตราการขยายของมอสเฟต พิจารณาจากกำลังสองในช่วงอิมิตัวและช่วงเชิงเส้น แทนในสมการที่ (2.17) ลงในสมการที่ (2.21) จะทำให้ได้ค่าของความนำถ่ายโอน g_m ในช่วงเชิงเส้นจะเขียนได้เป็น

$$g_{m(\text{Linear})} = \beta V_D = C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} V_D \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) จะพบว่าค่าของความนำถ่ายโอนในช่วงเชิงเส้น จะแปรโดยตรงกับค่าของแรงดันเดรน โดยไม่ขึ้นกับแรงดันเกต และกรณีที่มีมอสเฟตทำงานเข้าสู่ช่วงอิมิตัว กระแสเดรนจะกลายเป็นกระแสเดรนอิมิตัว พิจารณาค่าของความนำถ่ายโอนในช่วงอิมิตัว โดยการแทนค่ากระแสในสมการที่ (2.20) ลงในสมการที่ (2.22) จะมีค่าเป็น

$$g_{m(\text{Sat})} = \beta(V_G - V_T) = C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} (V_G - V_T) \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) ค่าของความนำถ่ายโอนในช่วงอิมิตัว จะแปรโดยตรงกับค่าของแรงดันเกต โดยไม่ขึ้นกับแรงดันเดรน นอกจากนี้ยังขึ้นกับรูปร่าง ค่าสภาพคล่องของพาหะในช่องทางเดินกระแส และขนาดความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของมอสเฟตด้วย การออกแบบมอสเฟต โดยทั่วไปแล้วจะออกแบบให้มีค่าความนำถ่ายโอน g_m ค่าสูงๆ และให้มีขนาดความยาวของ

ช่องทางเดินกระแสค่าน้อยๆ เช่น น้อยกว่า 1 ไมโครเมตร ($L < 1\mu m$) เพื่อให้มอสเฟทมีความเร็วในการทำงานสูง และสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีขึ้น

2.5 ผลของช่องทางเดินกระแสขนาดสั้น หรือผลของมอสเฟทที่มีขนาดเล็ก (Short channel effect or small dimension effect)

MOS transistor จะมีพฤติกรรมเป็นแบบ short channel เมื่อความยาว (effective length) ของช่องนำพาหะ L_{eff} มีขนาดใกล้เคียง หรือ อยู่ในลำดับ (order) เดียวกับความหนาของย่าน depletion ที่รอยต่อ source และ drain พฤติกรรมแบบ short channel นี้เกิดจากปรากฏการณ์ทางกายภาพ 2 ประการคือ

- 1) การถึงขีดจำกัดของความเร็วเคลื่อนลอย (drift velocity) ของอิเล็กตรอนในช่องนำพาหะ
- 2) การเปลี่ยนแปลงของแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) เนื่องจากการหดสั้นลงของช่องนำพาหะ

เมื่อ V_{GS} มีค่าสูงขึ้น (เทียบกับ V_T) สนามไฟฟ้าตามแนวตั้งที่เกิดขึ้นระหว่าง gate กับ source ก็จะมีค่าสูงขึ้นด้วย ทำให้สามารถดึงดูดพาหะอิสระ (อิเล็กตรอน) ในช่องนำพาหะได้มากขึ้นและแรงขึ้นกว่าเดิม พาหะส่วนใหญ่ก็就会被ดึงดูดให้ไปสะสมกันอย่างหนาแน่นที่บริเวณใต้ชั้น oxide การที่ช่องนำพาหะมีขนาดแคบลงและมีความหนาแน่นของพาหะสูง จะทำให้การเคลื่อนที่ของพาหะอิสระ (อิเล็กตรอน) เป็นไปได้ยากกว่าเดิม เนื่องจากอัตราการแข่งขันกับอนุภาค (ทั้งที่เป็นอิเล็กตรอนอิสระและที่ถูกเหนี่ยวนำ) จะสูงเพิ่มขึ้นด้วย

ถ้าเพิ่มแรงดัน V_{DS} ให้สูงขึ้นจนกระทั่ง $V_{DS} = V_{DSAT}$ โดยที่ $V_{DSAT} = V_{GS} - V_T$ จะทำให้เกิดการขาดตอน (pinch-off) ของช่องทางเดินกระแส ช่วงที่ติดกับบริเวณ D พอดี เมื่อ $V_{DS} > V_{DSAT}$ จุด pinch-off จะเลื่อนไปทางซ้ายเล็กน้อย (ทำให้ความยาวของช่องทางเดินกระแส ลงจาก L เป็น L'). แสดงดังรูปที่ 2.14 (ก) ดูเหมือนว่าภายใต้เงื่อนไข กระแส I_D จะหยุดไหลเนื่องจากช่องทางเดินกระแส ได้ถูกตัดขาด อย่างไรก็ตามสิ่งที่เกิดขึ้นคือกระแสจะยังคงไหลอยู่ เพราะอิเล็กตรอนที่วิ่งจาก S เข้าสู่ช่องทางเดินกระแสจะมีความเร็วมากขึ้นเรื่อยๆจนมาถึงจุด pinch-off อิเล็กตรอนจะถูกสนามไฟฟ้าที่ ระหว่างจุด pinch-off และบริเวณ D กวาดให้เข้าไปสู่บริเวณ D ได้อย่างรวดเร็ว

ตารางที่ 2.1 สภาวะและเงื่อนไขการเกิดช่องทางเดินกระแสของ NMOS:

$$V_{Tn} > 0, V_{DSAT} = V_{sg} - V_{Tn}$$

สภาวะ	เงื่อนไข	ช่องทางเดินกระแส	แรงดันตกคร่อม
คัทออฟ (cut-off)	$V_{GS} < V_{Tn}$	ไม่มี	$V_{DSAT} < 0$
ไตรโอด (triode)	$V_{GS} > V_{Tn}$ และ $V_{DS} < V_{DSAT}$	เกิดช่องทางเดินกระแส ระหว่าง drain และ source	$V_{DSAT} > V_{DS} > 0$
แอ็คทีฟ (active)	$V_{GS} > V_{Tn}$ และ $V_{DS} > V_{DSAT}$	ช่องนำกระแสตัดขาดและ มีแรงดันตกคร่อม V_{DSAT}	$V_{DS} > V_{DSAT} > 0$

ตารางที่ 2.2 สภาวะและเงื่อนไขการเกิดช่องทางเดินกระแสของ PMOS:

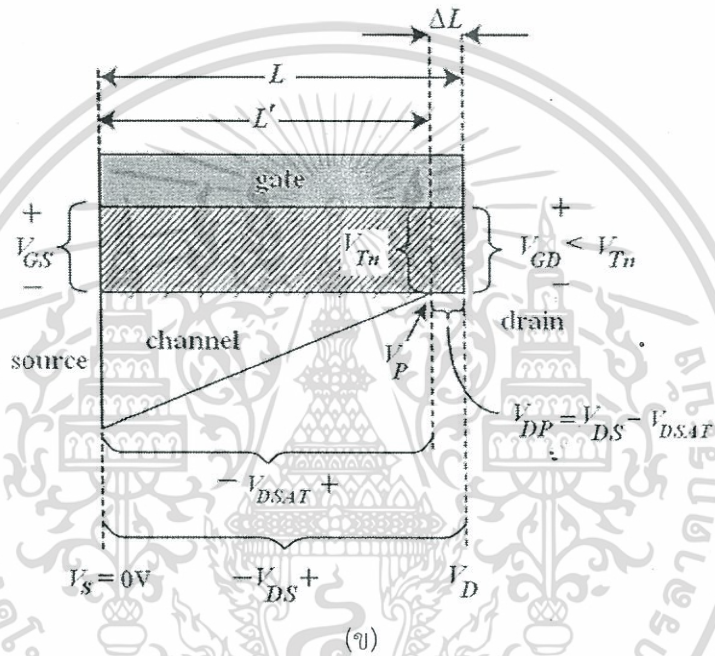
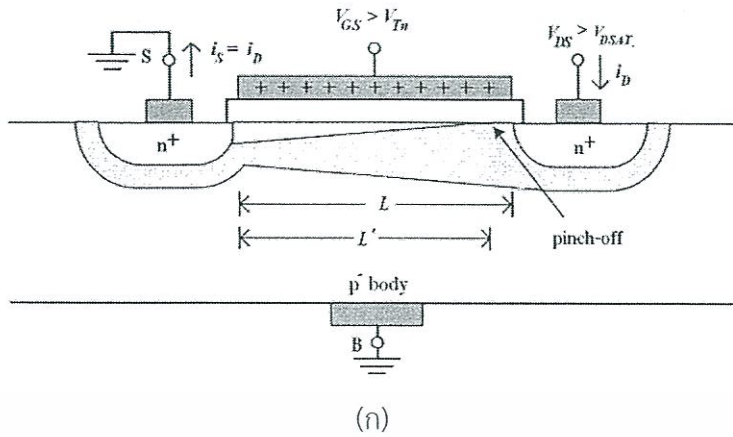
$$V_{Tp} < 0, V_{DSAT} = V_{sg} - |V_{Tp}|$$

สภาวะ	เงื่อนไข	ช่องทางเดินกระแส	แรงดันตกคร่อม
คัทออฟ (cut-off)	$V_{SG} < V_{Tp} $	ไม่มี	$V_{DSAT} < 0$
ไตรโอด (triode)	$V_{SG} > V_{Tp} $ และ $V_{SD} < V_{DSAT}$	เกิดช่องทางเดินกระแส ระหว่าง drain และ source	$V_{DSAT} > V_{SD} > 0$
แอ็คทีฟ (active)	$V_{SG} > V_{Tp} $ และ $V_{SD} > V_{DSAT}$	ช่องนำกระแสตัดขาดและ มีแรงดันตกคร่อม V_{DSAT}	$V_{SD} > V_{DSAT} > 0$

ขณะที่ V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้น ความคล่องตัวของอิเล็กตรอนอิสระ (Electron Mobility) จะลดลงเมื่อเทียบกับ ในสารกึ่งตัวนำทั่วไป ผลกระทบของสนามไฟฟ้าแนวตั้งที่มีต่อความคล่องตัวของอิเล็กตรอน $\mu_{n,eff}$ สามารถบรรยายได้โดยสูตรประมาณเชิงทดลอง (Empirical Formula) ดังนี้คือ

$$\mu_{n,eff} = \frac{\mu_{no}}{1 + \eta \cdot (V_{GS} - V_T)} \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 (ก) และ (ข) ความยาวของช่องทางเดินกระแสที่ลดลงเมื่อ $V_{DS} > V_{DSAT}$

เนื่องจาก $V_p = V_G - V_{Tn}$ (หรือ $V_{PS} = V_{GS} - V_{Tn} = V_{DSAT}$) ทำให้แรงดันที่ตกคร่อม channel จะยังคงเท่ากับ V_{DSAT} เสมอส่งผลให้ I_D ไหลค่อนข้างคงที่ และสนามไฟฟ้าที่คร่อมระหว่างจุด pinch-off กับบริเวณเดรน คือ $V_{DP} / \Delta L$ ทำให้ผลของช่องทางเดินกระแสกลายเป็น ความยาวช่องทางเดินกระแสประสิทธิผล หรือ Channel length modulation effect: จาก $I_D = V_{DSAT} / R_{channel}$ ในทางปฏิบัติเมื่อ V_{DS} เพิ่มขึ้นจะทำให้ I_D สูงขึ้นเล็กน้อย เนื่องจากการหดของช่องทางเดินกระแส จะทำให้ $R_{channel}$ ลดลง

นอกจากนี้ในทางปฏิบัติแรงดันระหว่างบอดี้และซอร์สจะทำให้ V_{Tn} มีค่าเปลี่ยนไป ซึ่งก็จะไปส่งผลต่อกระแส I_D เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Body Effect

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ μ_{no} คือ ความคล่องตัวเมื่อสนามไฟฟ้ามีระดับต่ำ

การเสื่อมโทรมลงของความคล่องตัวของพาหะอิสระ นอกจากจะทำให้ความสามารถของ MOS transistor ในการจ่ายกระแสลดลงแล้วยังไปเปลี่ยนแปลงลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของ transistor อีกด้วย ทำให้กระแสขาออกผิดเพี้ยนไปในลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้น (จากเดิมซึ่งมีเพียงฮาร์โมนิกคู่ก็จะเพิ่มฮาร์โมนิกคี่เข้าไปด้วย) ลักษณะสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้นนี้จะมี ความสำคัญมากในการออกแบบ Analog IC

2.6 การควบคุมแรงดันขีดเริ่ม

แรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) เป็นฟังก์ชันที่เกิดขึ้นจากเทคโนโลยีการผลิตและจากการประยุกต์แรงดันไบแอส V_{SB} ขณะที่ขนาดของอุปกรณ์เล็กลง โมเดลนี้ก็จะไม่เที่ยงตรง และค่า threshold potential จะเป็นฟังก์ชันของ L, W และ V_{DS}

ถูกนิยามว่า หมายถึงแรงดันไบแอสที่เกทค่าน้อยสุดซึ่งทำให้เกิดภาวะ” สตรองอินเวอร์ชัน” หรืออาจหมายถึงแรงดันที่เกท ซึ่งมีผลทำให้ $\phi_s = 2\phi_F$ และเขียนแทนด้วย V_T แรงดันขีดเริ่ม ถือเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดอย่างหนึ่งของมอสทรานซิสเตอร์และ เป็นฟังก์ชันที่เกิดขึ้นจากเทคโนโลยีการผลิตและจากการประยุกต์แรงดันไบแอส V_{SB} ขณะที่ขนาดของอุปกรณ์เล็กลง โมเดลนี้ก็จะไม่เที่ยงตรง และค่า threshold potential จะเป็นฟังก์ชันของ L, W และ V_{DS}

การเกิดแรงดันขีดเริ่ม สามารถอธิบายได้จากการสมมติให้แขนเนลของช่วง depletion ขึ้นอยู่กับค่าแรงดันที่ให้กับขาท และค่า depletion charge ภายใต้เกททำให้เกิดสนามไฟฟ้าของ จากลักษณะโครงสร้างของมอสอดุมคติโดยทั่วไป แรงดันไบแอสที่เกท จะทำให้เกิดมีแรงดันตกคร่อม ส่วนต่างๆ คือแรงดันตกคร่อมชั้นของออกไซด์ V_{ox} และแรงดันตกคร่อมในสารกึ่งตัวนำ ϕ_s หรือ

$$V_G = V_{ox} + \phi_s \quad (2.25)$$

แรงดันที่ขาทก็คือนแรงดันขีดเริ่ม V_T ดังนั้น

$$V_T = V_{ox} + 2\phi_F \quad (2.26)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_T = \phi_{ms} - \frac{Q_i}{C_{ox}} = -\frac{Q_{dm}}{C_{ox}} + 2\phi_F \quad (2.27)$$

เราสามารถสรุปได้ว่าค่าแรงดัน แรงดันขีดเริ่ม ของมอสทรานซิสเตอร์อยู่ภายใต้ช่วงของความกว้างของแชนเนลช่วง depletion ของแชนเนลไม่สามารถหยุดได้อย่างกะทันหันที่ขอบของทรานซิสเตอร์แต่จะขยายออกไปบ้างตาม field oxide ดังนั้นค่าแรงดันเกตจะต้องสนับสนุนกันกับช่วง depletion charge นี้เพื่อใช้ในการสร้างแชนเนล ผลกระทบนี้จะไม่เป็นที่สนใจสำหรับทรานซิสเตอร์ทั่วไป แต่จะให้ความสนใจกับอุปกรณ์ที่มีค่า W น้อยซึ่งเป็นผลทำให้เพิ่มค่าแรงดันขีดเริ่ม สำหรับทรานซิสเตอร์ขนาดเล็กที่มีค่าของ L, W น้อยๆ ผลกระทบของแชนเนลขนาดเล็กและแคบจะทำให้ยกเลิกแต่ละส่วนแยกออกไปจากกัน[3]

2.6.1 เทคโนโลยีของซิลิกอนเกต (Silicon gate Technology)

การใช้ผลึกหลายรูปของซิลิกอนเป็นเกตแทนตัวนำ จะทำให้ความแตกต่างของฟังก์ชันงานระหว่างเกต และฐานรอง มีค่าน้อยมากหรืออาจเป็นศูนย์ได้ หรือ $\phi_{ms} = 0$ ดังนั้นมอสเฟทที่มีโครงสร้างแบบนี้จึงมีค่าแรงดันขีดเริ่มต่ำ นอกจากนี้ เทคโนโลยีของซิลิกอนเกต ยังมีประโยชน์อย่างยิ่งในงานวงจรรวม (Integrated circuits) เพราะเป็นเทคโนโลยีที่สามารถสร้างมอสเฟทที่มีขนาดเล็กมากๆได้ วงจรรวมที่ประกอบด้วยมอสเฟทแบบซิลิกอน จึงมีคุณสมบัติที่ดี เช่น มีความหนาแน่นของทรานซิสเตอร์สูง (High density) และทำงานได้ดีที่ความถี่สูง (High frequency)

นอกจากนี้แล้วเกตที่ทำจากซิลิกอนที่มีความทนทานต่ออุณหภูมิได้สูงกว่าอะลูมิเนียม ทำให้ไม่มีปัญหายุ่งยากในกระบวนการสร้างที่ต้องใช้อุณหภูมิสูง

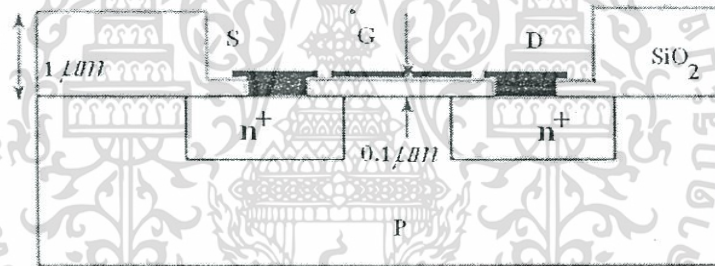
2.6.2 การควบคุมความจุไฟฟ้าที่เกต

เป็นอีกวิธีที่จะทำให้แรงดันขีดเริ่มมีค่าต่ำ และเนื่องจาก $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ ดังนั้นเพื่อที่จะให้ค่าความจุไฟฟ้าที่เกตมีค่าสูง เราจึงจะต้องสร้างให้ชั้นออกไซด์ที่เกตมีขนาดบางๆ (t_{ox} ค่าต่างๆ) ผลของความหนาแน่นของค่าความจุไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้น จะทำให้แรงดันขีดเริ่มมีค่าเป็นลบน้อยลง ในกรณีของช่องทางเดินกระแสชนิดพี และกรณีของช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นแรงดันขีดเริ่มจะมีค่าเป็นบวกเล็กน้อย เมื่อค่า $-\phi_{dm} > Q_i$ แต่สำหรับในทางปฏิบัติความหนาแน่นของชั้นออกไซด์ที่เกต มีค่าระหว่าง

100-1000 Å หรือ 0.01 - 0.1 μm และเพื่อให้ได้ชั้นออกไซด์ที่บริสุทธิ์ สะอาด และคุณสมบัติเป็นไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉนวนอย่างสมบูรณ์ ชั้นออกไซด์ส่วนเกตจะต้องได้รับการสร้างอย่างระมัดระวังและเทคโนโลยีที่เหมาะสม

โดยปกติเราจะต้องการให้แรงดันขีดเริ่มของโครงสร้างมอสในส่วนที่เป็นเกต ให้มีค่าต่ำๆ เพื่อควบคุมให้มอสเฟทสามารถทำงานได้โดยง่าย แต่สำหรับโครงสร้างมอสในส่วนอื่นๆที่ไม่ใช่มอสเฟทหรือบริเวณที่ว่างระหว่างของตัวมอสเฟทในวงจรรวม เราต้องการให้มีแรงดันขีดเริ่มค่าสูงเพื่อป้องกันไม่ให้โครงสร้างมอสส่วนนี้เกิดเป็นมอสเฟทที่ไม่ต้องการได้ การป้องกันดังกล่าวทำได้โดยโครงสร้างให้ชั้นของออกไซด์ในส่วนอื่นๆที่ไม่ใช่มอสเฟทที่ต้องการได้ ทำได้โดยการสร้างชั้นออกไซด์ในส่วนอื่นๆที่ไม่ใช่มอสเฟทที่ต้องการให้มีค่าความหนาสูง ซึ่งชั้นนี้เราจะเรียกว่า “ฟิลด์ออกไซด์” (field oxide; FOX) หรือ “ชั้นออกไซด์” (Thin oxide) ดังรูป 2.15 ในวงจรรวมแบบมอส ชั้นของฟิลด์ออกไซด์มีความหนาประมาณ $1 \mu\text{m}$ ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสได้ยาก และจะช่วยลดหรือป้องกันการเสียหาย หรือการลัดวงจรได้เป็นอย่างดี



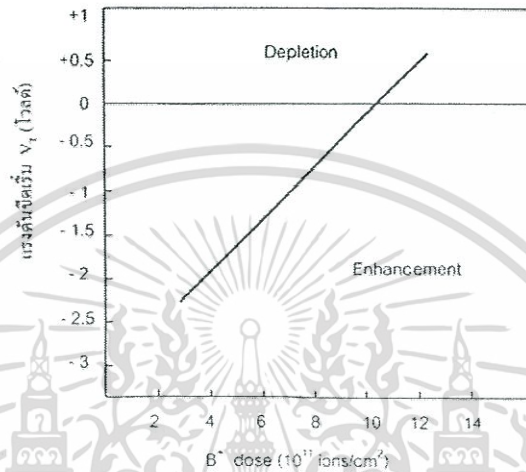
รูปที่ 2.15 ชั้นของออกไซด์ที่เกต มีขนาดบางทำให้มอสเฟททำงานได้ง่าย แต่ชั้นอื่นมีขนาดหนาเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดมอสเฟท

2.6.3 การปรับค่าแรงดันขีดเริ่มโดยการฝังไอออน

อุปกรณ์การฝังไอออน หรือ Ion Implantation เป็นเครื่องมือสำหรับการกำหนดหรือควบคุมแรงดันขีดเริ่ม โดย Ion Implantation จะมีความแม่นยำและถูกต้องในการคุมความหนาแน่นของอะตอมสารเจือที่จะเติมลงไปในส่วนกึ่งตัวนำ เช่น มอสเฟทที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพี จะฝังอะตอมสารเจือชนิดพีผ่านชั้นออกไซด์บางๆ ลงไปในฐานรองที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ประจุลบของไอออนที่เข้าไป จะทำให้ประจุบวกที่บริเวณปลอดพาหะ Q_{dm} มีค่าลดลง ดังนั้นจึงทำให้ค่าของแรงดันขีดเริ่มลดลง และสำหรับมอสเฟทที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น จะฝังไอออนของโบรอนซึ่งเป็นอะตอมสารเจือชนิดพีผ่านชั้น ลงไปในฐานรองที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีเล็กน้อย ดังนั้นจึงทำให้ค่าของแรงดัน

เอกสารขีดเริ่มมีค่าเป็นบวกไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับพลังงานที่ใช้ในการฝังไอออน จะมีค่าประมาณ 50-100 keV. และใช้เวลาประมาณ 10 วินาทีต่อแผ่นผลึก 1 แผ่น ถ้าหากมีการฝังไอออนที่มีความเข้มข้นสูง จะทำให้ค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนแปลงมาก และจะส่งผลให้มอสเฟตเปลี่ยนแปลงจากเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดไปเป็นดีพลีชันโหมดได้[4]



รูปที่ 2.16 การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสชนิดพี เมื่อเปลี่ยนแปลงความเข้มข้นของไอออนที่ฝัง[4]

2.7 สรุป

ในบทนี้ เป็นการอธิบายเฉพาะโครงสร้างการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ เนื่องจากเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในส่วนใหญ่ ใช้มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นแฮลแนลเป็นหลัก จากโครงสร้างต่อมาอธิบายลักษณะการไหลของกระแสจากเดรนไปซอร์ส ว่ามีกลไกอย่างไร การเกิดช่องทางเดินกระแส (Inversion Layer) กระแสในช่วงคัทออฟ ช่วงไตรโอด และช่วงอิ่มตัว โดยแต่ละช่วงก็ จะทำให้กระแสเดรนมีฟังก์ชันแตกต่างกันออกไป ดังนั้นในการออกแบบจะต้องพิจารณาถึงจุดทำงาน ทั้งสามกรณีของ กระแสเดรน เพื่อให้การออกแบบวงจรเพื่อใช้งานมีประสิทธิภาพสูงสุดด้วย

เมื่อทรานซิสเตอร์ในย่านเชิงเส้น ค่ากระแส I_D จะขึ้นอยู่กับ V_{DS} และ V_{GS} ทั้งสองค่า แต่เมื่อ เข้าสู่ย่านอิ่มตัว ค่ากระแส I_D จะขึ้นอยู่กับ V_{GS} เพียงอย่างเดียว (แต่ในความเป็นจริงค่า I_D อาจขึ้นอยู่กับตัวแปรอื่นอีก เช่นค่า K_p ซึ่งก็มีค่าขึ้นอยู่กับ W/L นั่นก็คือค่ากระแส I_D ก็มีค่าขึ้นอยู่กับขนาดของ ทรานซิสเตอร์ทั้งความกว้าง W และความยาว L ของช่องทางเดินกระแสทำให้การออกแบบสร้าง ทรานซิสเตอร์ MOSFET ทำได้ง่ายกว่าทรานซิสเตอร์ bipolar มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทนี้เราจะศึกษาการทำงานของมอstrandซิสเตอร์ในย่านการทำงานต่างๆ รวมถึงพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อค่ากระแส เพื่อนำไปออกแบบการทำงานของมอstrandซิสเตอร์ในวงจร Start up ซึ่งสามารถอธิบายในบทถัดไป



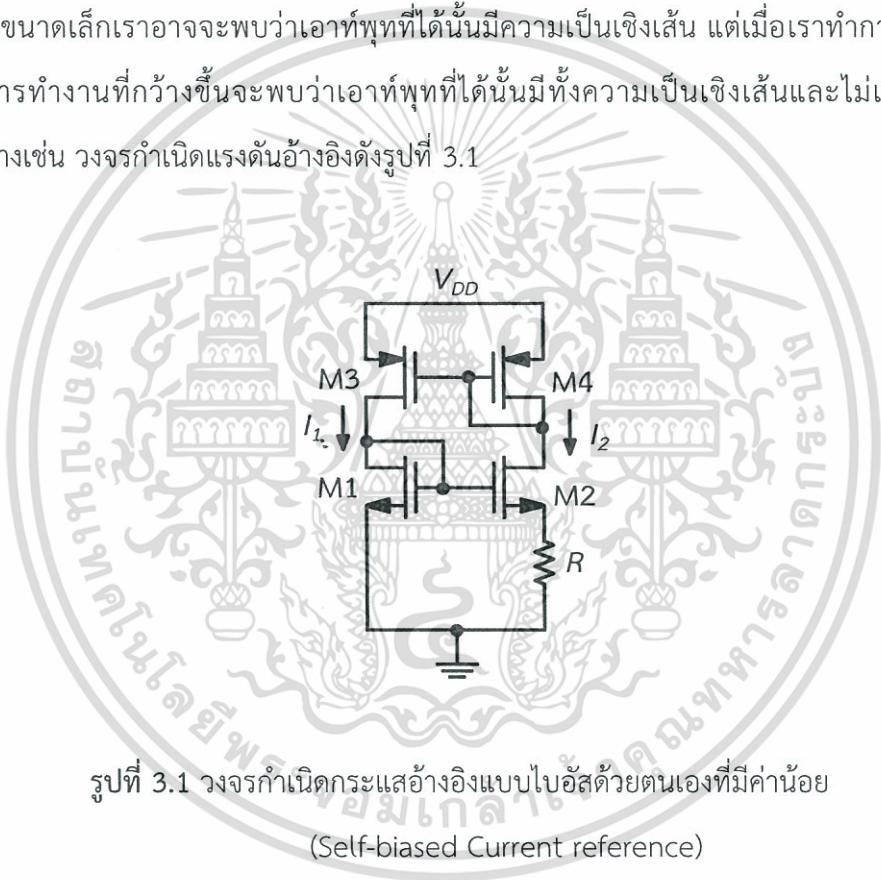
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

3.1 วงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit)

วงจรรีเลย์ทรอนิกส์โดยทั่วไปส่วนใหญ่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นต่อรวมกันอยู่ในวงจร อุปกรณ์เหล่านี้เมื่อนำมาวิเคราะห์วงจรในรูปแบบวงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็กเราอาจจะพบว่าเอาท์พุทที่ได้นั้นมีความเป็นเชิงเส้น แต่เมื่อเราทำการวิเคราะห์ในช่วงการทำงานที่กว้างขึ้นจะพบว่าเอาท์พุทที่ได้นั้นมีทั้งความเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น ยกตัวอย่างเช่น วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงดังรูปที่ 3.1



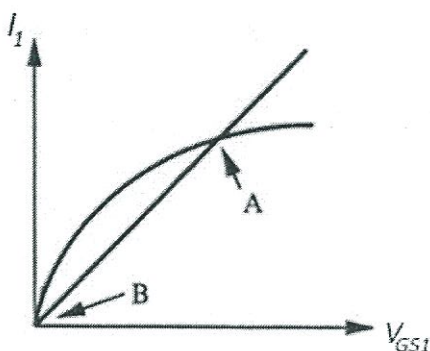
รูปที่ 3.1 วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงแบบไบอัสด้วยตนเองที่มีค่าน้อย (Self-biased Current reference)

ถ้า $(W/L)_3 = (W/L)_4$ สามารถวิเคราะห์วงจรรูปที่ 3.1 เพื่อหาค่า I_1 และ I_2 ได้ดังนี้

$$I_1 = I_2 \tag{3.1}$$

$$\sqrt{\frac{2I_1L_1}{\mu_n C_{ox} W_1}} = \sqrt{\frac{2I_2L_2}{\mu_n C_{ox} W_2}} + RI_2 \tag{3.2}$$

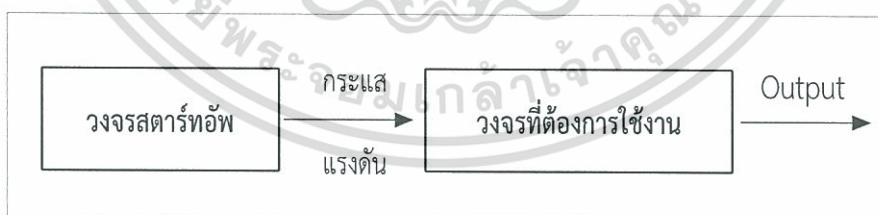
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 คำตอบของสมการที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ

จากสมการที่ (3.2) นำมาวิเคราะห์โดยการพล็อตกราฟดังรูปที่ 3.2 พบว่าได้คำตอบของสมการ 2 คำตอบคือ A และ B ซึ่งจุด B เป็นจุดที่วงจรไม่สามารถทำงานได้ มีค่ากระแสเท่ากับศูนย์ ซึ่งเราสามารถอธิบายจากการทำงานของวงจรได้ดังนี้

จากวงจรเราเมื่อจ่ายแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้แก่วงจร กระแส I_2 ที่ไหลผ่านขาเดรน-ซอร์สของ M4 ไม่สามารถไหลผ่านไปยัง M2 ได้เนื่องจากในสถานะเริ่มต้น M2 อยู่ในโหมดคัทออฟ (Cut-off) ส่งผลให้แรงดันที่ขาเดรนและขาเกตของ M4 มีค่าเทียบเท่า V_{DD} และส่งผลให้ M4 ไม่ทำงานเนื่องจาก $(V_{GS_{M4}} < V_T)$ ดังนั้นส่งผลให้ M3 ไม่ทำงานไปด้วย เนื่องจากไม่มีการสะท้อนกระแสเกิดขึ้น จึงทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านไปไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ M1 ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ไม่ทำงาน ด้วยสาเหตุนี้วงจรจึงไม่สามารถทำงานได้ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรเพิ่มเติมเข้ามาเพื่อช่วยให้วงจรสามารถทำงานได้ โดยเราเรียกวงจรนั้นว่า “วงจรสตาร์ทอัพ”



รูปที่ 3.3 ไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบรวมของวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ

จากรูปที่ 3.3 เป็นไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบรวมของวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรสตาร์ทอัพที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือแรงดันให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน และนำเอาท์พุทที่ได้จากวงจรที่ได้ไปใช้งาน วงจรสตาร์ทอัพสามารถแบ่งโหมดการทำงานออกเป็น 2 แบบคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 วงจรสตาร์ทอัพในโหมดกระแส (Current mode Start up Circuit) คือ วงจรที่สามารถจ่ายกระแสให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน โดยการสตาร์ททวงจรมัน เป็นการสตาร์ทด้วยกระแส แล้วทำให้วงจรทำงาน มีแรงดันเป็นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรคือกระแส โดยเอาต์พุตที่ได้นั้นถูกสร้างขึ้นมาเพื่อจ่ายให้วงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพและมีความต้องการทำงานในโหมดกระแส

3.1.2 วงจรสตาร์ทอัพในโหมดแรงดัน (Voltage mode Start up Circuit) คือ วงจรสตาร์ทอัพที่สามารถจ่ายแรงดันให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน โดยการสตาร์ททวงจรมัน เป็นการสตาร์ทด้วยแรงดัน แล้วทำให้วงจรทำงาน มีแรงดันเป็นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรคือแรงดัน โดยเอาต์พุตที่ได้นั้นถูกสร้างขึ้นมาเพื่อจ่ายให้วงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพและมีความต้องการทำงานในโหมดแรงดัน

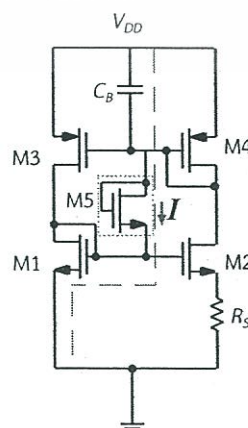
รูปแบบของวงจรสตาร์ทอัพแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

3.1.3 Static Start up คือ วงจรที่สามารถจ่ายกระแสหรือแรงดันให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน เมื่อวงจรที่ต้องการใช้งานนั้นสามารถทำงานได้เองแล้ว วงจรสตาร์ทอัพก็จะยังคงสภาพการทำงานอยู่

3.1.4 Dynamic Start up คือ วงจรที่สามารถจ่ายกระแสหรือแรงดันให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน เมื่อวงจรที่ต้องการใช้งานนั้น สามารถทำงานได้เองแล้ว วงจรสตาร์ทอัพก็จะหยุดการทำงานลง ทั้งวงจร Static Start up และ Dynamic Start up ต่างก็เป็นวงจรที่ช่วยให้วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพสามารถทำงานได้

3.2 วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ[5]

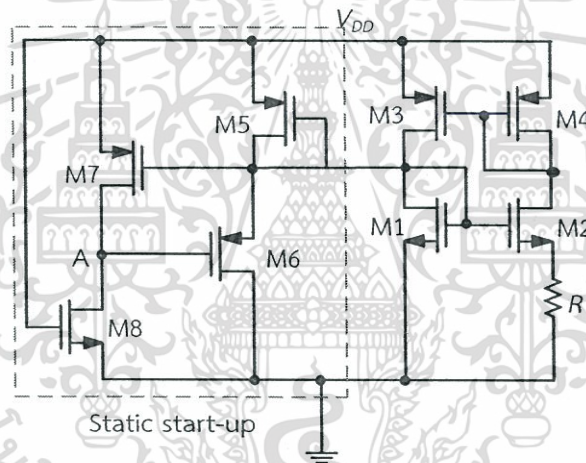
จากวงจรในรูปที่ 3.1 และกราฟแสดงการทำงานในรูปที่ 3.2 เราสามารถออกแบบวงจรสตาร์ทอัพเข้ามาช่วยเพื่อให้วงจรทำงานและกระแสไหลดังรูปที่ 3.4



เอกสารนี้รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงแบบไบอัสด้วยตนเองที่มีค่าน้อย และวงจรสตาร์ทอัพ(M5)[5] ารค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

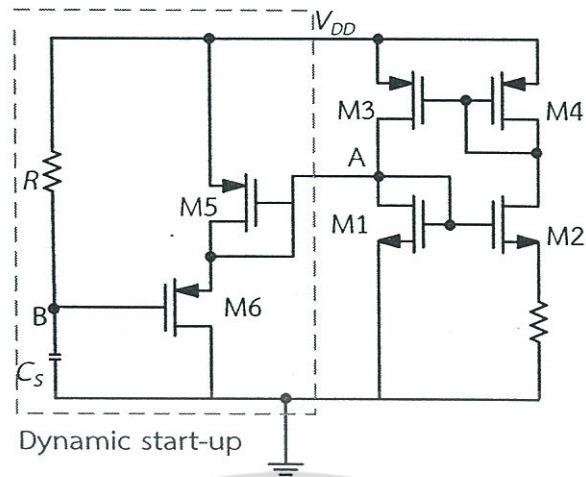
รูปที่ 3.4 เป็นวงจรมอสทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มมอสทรานซิสเตอร์ M5 ต่อแบบไดโอดเข้ามาช่วยให้วงจรสามารถทำงานได้ เมื่อมีการจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้แก่วงจร ในสภาวะเริ่มต้น C_B จะเสมือนลัดวงจรทำให้มีกระแสไหลมายัง M5 ที่ถูกต่อแบบไดโอด ดังนั้นเกิดแรงดันที่ขาเกตและขาซอร์สของ M1 ทำให้ M1 นำกระแส ส่งผลทำให้ M4 และ M2 นำกระแสด้วย เมื่อตัวเก็บประจุ C_B เกิดการชาร์จประจุจนเต็ม แรงดันที่ขาเกตและขาซอร์สของ M5 มีค่าลดลงทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M5 หยุดนำกระแส การกระทำของมอสทรานซิสเตอร์ M5 ในลักษณะนี้เรียกว่า “สตาร์ทอัพ” ลักษณะที่ M5 หยุดนำกระแสแล้ววงจรยังสามารถทำงานได้นี้เรียกว่า วงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์

นอกจากนี้วงจรดังรูปที่ 3.1 ยังสามารถเพิ่มวงจรมอสทรานซิสเตอร์ประเภท Static Start up เพื่อให้วงจรทำงานได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรที่ต้องการวงจรมอสทรานซิสเตอร์แบบ Static start-up[6]

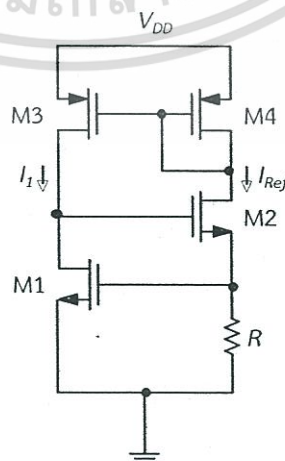
จากรูปที่ 3.5 แสดงวงจรที่ต้องการวงจรมอสทรานซิสเตอร์ในรูปแบบของ Static start-up เมื่อวงจรได้รับแรงดันไฟตรง V_{DD} M8 จะเริ่มนำกระแส ทำให้ที่โหนด A มีค่าแรงดันเทียบเท่ากราวด์ส่งผลทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M5, M6 และ M7 นำกระแส เป็นผลให้มอสทรานซิสเตอร์ M1 ทำงานและมีการสะท้อนกระแสไปที่มอสทรานซิสเตอร์ M2 นำกระแส มีแรงดันตกคร่อมที่ตัวต้านทานและยังส่งผลให้มอสทรานซิสเตอร์ M4 และ M3 นำกระแส วงจรสตาร์ทอัพประเภทนี้จะยังคงทำงานอยู่ในลักษณะนี้ต่อไปในขณะที่วงจรมอสทรานซิสเตอร์ทำงาน และวงจรมอสทรานซิสเตอร์นี้เป็นวงจรมอสทรานซิสเตอร์ที่สร้างกระแสหรือแรงดันให้กับวงจรมอสทรานซิสเตอร์ให้สามารถทำงานได้ การทำงานในลักษณะนี้เรียกว่า Static Start up



รูปที่ 3.6 วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพในรูปแบบของ Dynamic Start up[6]

จากรูปที่ 3.6 แสดงวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพในรูปแบบของ Dynamic Start up เมื่อวงจรได้รับแรงดันไฟตรง V_{DD} ทำให้มีการชาร์จประจุที่ตัวเก็บประจุ C_s และในสภาวะเริ่มต้นทำให้มีแรงดันที่จุด B เท่ากับศูนย์ ส่งผลทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M6 นำกระแส ส่งผลทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M5 นำกระแสด้วยและทำให้มีกระแสไหลไปยังจุด A ส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ M1 ในส่วนวงจรอ้างอิงกระแสเริ่มทำงานและทำให้ทรานซิสเตอร์ M2, M3 และ M4 ทำงานด้วย เมื่อมีการชาร์จประจุ C_s จนเต็มจะทำให้แรงดันที่จุด B มีค่าเท่ากับ V_{DD} ส่งผลทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M6 หยุดนำกระแสและทำให้วงจรสตาร์ทอัพนี้หยุดการทำงานลง

เรานำหลักการพื้นฐานของวงจรที่กล่าวมาแล้วนั้นมาพิจารณาวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ โดยการวิเคราะห์วงจรดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงแบบไบอัสด้วยตนเอง (Self-biased current reference)

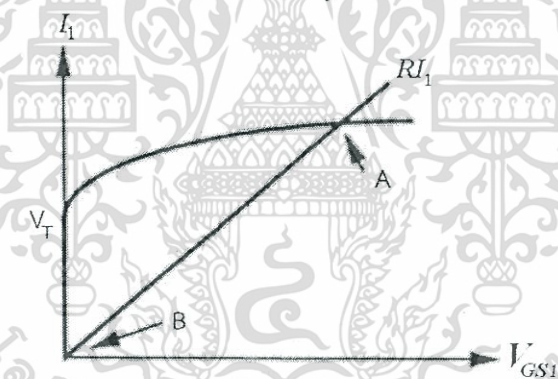
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพโดยที่ M3 และ M4 เป็นวงจรสะท้อนกระแส พื้นฐานและมีความสมพียงกัน ดังนั้นกระแสทั้งสองฝั่งไหลเท่ากัน ($I_{Ref}=I_1$) กระแส I_1 ที่ไหลผ่าน M1 ทำให้เกิดแรงดัน V_{GS1} ในขณะที่ I_{Ref} ไหลผ่าน M2 และตัวต้านทาน R ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ R เท่ากับ $I_{Ref}R$ สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_{GS1} = RI_1 \quad (3.3)$$

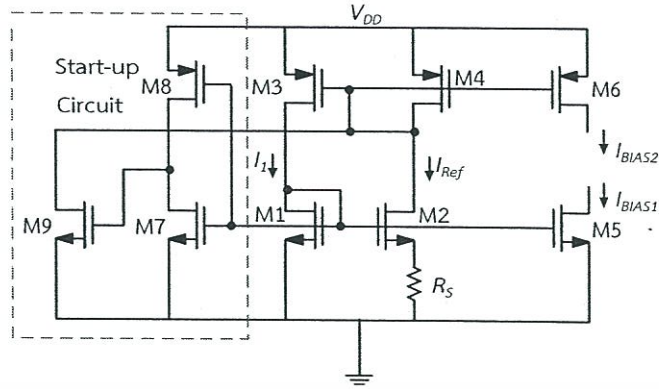
$$V_{GS1} = V_T + \sqrt{\frac{2I_1L_1}{\mu_n C_{ox} W_1}} \quad (3.4)$$

สมการที่ (3.3) และ (3.4) ได้จากการวิเคราะห์ห้วงจร จากนั้นนำมาเขียนกราฟพิจารณา V_{GS1} และ I_1 ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_1 และ V_{GS1} จากสมการที่ (3.3) และ (3.4)

จากรูปที่ 3.8 แสดงจุดตัดของกราฟสองจุดคือ A และ B ที่จุด B มีค่ากระแสและแรงดันเท่ากับศูนย์ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวจึงมีการนำวงจรสตาร์ทอัพเพิ่มเข้ามาเพื่อกระตุ้นให้วงจรทำงานและไม่เกิดกรณีดังกล่าวดังรูปที่ 3.9



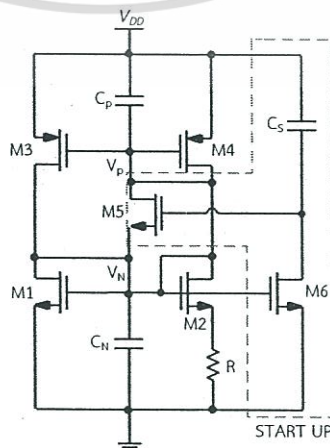
รูปที่ 3.9 วงจรสตาร์ทอัพที่เพิ่มเข้าไปในวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ[7]

จากรูปที่ 3.9 เมื่อวงจรเริ่มทำงานโดยที่ M3 และ M4 อาจจะทำงนในโหมด cut-off หรือที่จุด B ดังรูปที่ 3.8 ส่งผลทำให้กระแส $I_{Ref} = 0$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า $V_{GS1} = 0$ เนื่องจาก V_{GS1} ถูกป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ M7 และ M8 ดังนั้นแรงดันที่ขาเกตของ M9 มีค่ามากจนทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M9 นำกระแสและส่งผ่านไปยัง M3 และ M4 เริ่มนำกระแสในที่สุด

3.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

มีงานวิจัยมากมายที่เกี่ยวข้องกับการสร้างและประยุกต์ใช้งานวงจรสตาร์ทอัพ เช่น วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิง และ วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง เป็นต้น

วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงซึ่งนำเสนอโดย Soumyajit Mandal, Scott Arfin and Rahul Sarpeshkar[8] แสดงในรูปที่ 3.10 ได้นำเสนอวงจรสตาร์ทอัพสำหรับวงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงอย่างง่าย เพื่อกระตุ้นให้วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงทำงานที่จุดทำงาน

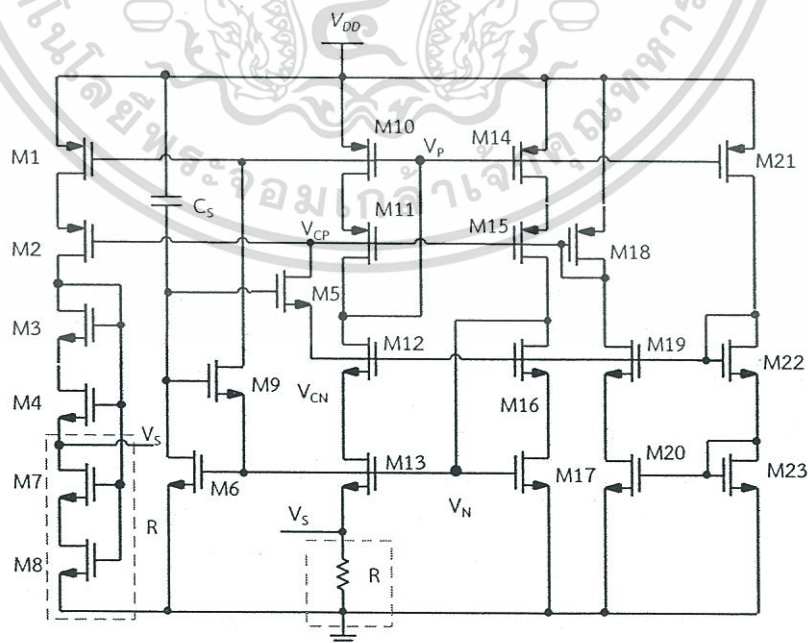


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 3.10 วงจรสตาร์ทอัพที่ช่วยให่วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิงทำงาน[8]ขึ้นด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรประกอบไปด้วย มอสทรานซิสเตอร์ M1-M4 ทำหน้าที่เป็นวงจรสร้างกระแสอ้างอิง M5-M6 และตัวเก็บประจุ C_s ทำหน้าที่เป็นตัวกระตุ้นให้วงจรทำงาน อธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้ เมื่อจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้กับวงจร ในสภาวะเริ่มต้นยังไม่เกิดการชาร์จประจุ แรงดันที่โหนด V_p และ C_s มีค่าแรงดันเทียบเท่า V_{DD} ขณะที่โหนด V_N มีค่าเทียบเท่ากราวด์ ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ M5 จึงนำกระแส เกิดกระแสไหล ทำให้โหนด V_p มีค่าแรงดันลดลง ส่งผลให้ M4 นำกระแส เกิดกระแสไหลผ่าน M4 ไปยัง M5 ไปชาร์จ C_N ส่งผลให้แรงดันที่ขาเกตของ M1 เพิ่มขึ้นส่งผลให้ มอสทรานซิสเตอร์ M1 เริ่มนำกระแส ส่งผลให้ M6 นำกระแสด้วยทำให้ C_s ถูกชาร์จประจุและแรงดันที่ขาเกตของ M5 มีค่าลดลงจนหยุดการทำงานของวงจรส่วนสตาร์ทอัพ

ดังนั้นการหยุดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ M5 ลงนี้ เรียกว่าวงจรสตาร์ทอัพ ในรูปแบบไดนามิกส์ ซึ่งวงจรในรูปแบบนี้มีข้อดีคือ เป็นวงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ ซึ่งมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน สามารถทำงานที่แรงดันต่ำได้ ข้อเสียคือ ไม่สามารถปรับค่ากระแสเอาท์พุทได้ ถ้าต้องนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่หลากหลายมากยิ่งขึ้น ทำให้ต้องมีการเปลี่ยนสเกลของตัววงจรใหม่ เนื่องจากถ้าแรงดันไฟตรง V_{DD} เปลี่ยน ค่ากระแสสตาร์ทหรือแรงดันก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย อาจส่งผลให้วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพนั้นไม่สามารถทำงานได้

นอกจากวงจรข้างต้นแล้วในงานวิจัยนี้ยังนำวงจรสตาร์ทอัพไปประยุกต์ใช้กับวงจรกำเนิดกระแสไอ้วงจรหนึ่งซึ่งก็มีลักษณะการทำงานที่คล้ายกันดังรูปที่ 3.11

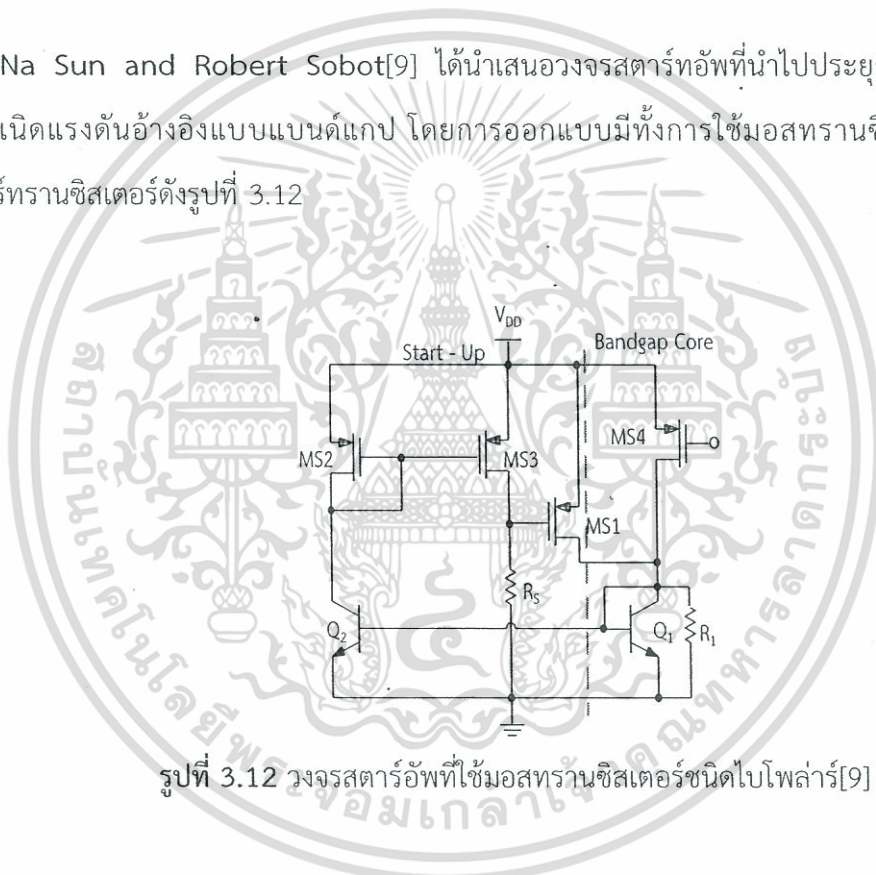


รูปที่ 3.11 วงจรสตาร์ทอัพโดยใช้ซีมอสที่ใช้กับวงจรกำเนิดกระแส[8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรสตาร์ทอัพดังรูปที่ 3.11 เป็นวงจรรสตาร์ทอัพที่มีการทำงานลักษณะคล้ายกับวงจรรูปที่ 3.10 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรมันได้ดังนี้ เมื่อวงจรได้รับแรงดันไฟตรง V_{DD} ในสถานะเริ่มต้นที่ยังไม่เกิดการชาร์จประจุที่ C_s ทำให้ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ M5 มีแรงดันเท่ากับ V_{DD} ส่งผลให้ M5 นำกระแส และไหลไปยังมอสทรานซิสเตอร์ M22 และ M23 ซึ่งต่อแบบไดโอด กระแสของ M22-M23 ถูกสะท้อนมาที่ M20 และ M19 เป็นผลให้วงจรมันเกิดกระแส M10 - M16 ทำงาน นอกจากนี้ M6 ก็ถูกไบอัสให้ทำงานจึงส่งผลให้แรงดันที่ขาเกตของ M5 ลดลงจนทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M5 หยุดนำกระแส การกระทำเช่นนี้เป็นการทำงานของวงจรรสตาร์ทอัพในรูปแบบไดนามิกส์

Na Sun and Robert Sobot[9] ได้นำเสนอวงจรรสตาร์ทอัพที่นำไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรมันเกิดแรงดันอ้างอิงแบบแบนด์แกป โดยการออกแบบมีทั้งการใช้มอสทรานซิสเตอร์และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 3.12

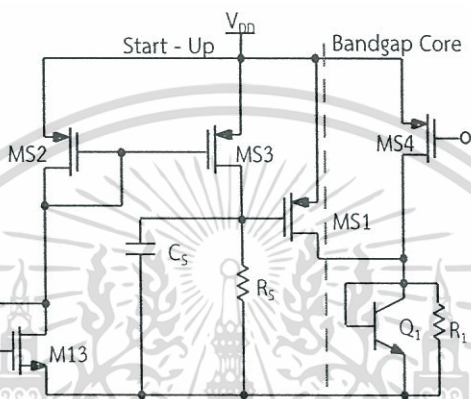


รูปที่ 3.12 วงจรรสตาร์ทอัพที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์[9]

วงจรรสตาร์ทอัพดังรูปที่ 3.12 ประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ MS1, MS2, MS3, Q1, Q2 และตัวต้านทาน R_s ตามลำดับ อธิบายการทำงานของวงจรมันได้ดังนี้ เมื่อจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้กับวงจรมัน แรงดันที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ MS1 มีค่าเท่ากับ 0 ทำให้ MS1 นำกระแส กระแสไหลไปยัง R_1 และ Q_1 ลงสู่กราวด์ กระแสที่ไหลผ่าน Q_1 ถูกสะท้อนไปยัง Q_2 เมื่อกระแสที่ Q_2 ไหล ส่งผลให้มอสทรานซิสเตอร์ MS2 นำกระแส กระแสที่ไหลผ่าน MS2 ถูกสะท้อนไปยังมอสทรานซิสเตอร์ MS3 เกิดเป็นแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_s แรงดันที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ MS1 มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ V_{GS} ของ MS1 มีค่าลดลงส่งผลให้ MS1 หยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีข้อเสียอยู่สองประการ ประการแรกคือ มอสทรานซิสเตอร์ MS1 อาจจะหยุดการทำงานเร็วเกินไปส่งผลให้ Q_1 และ R_1 ยังไม่สามารถทำงานได้เต็มที่ ประการที่สอง คือ เกิดกระแสรั่วไหลที่กระแสที่ไหลผ่าน MS4 ผ่านมายัง Q_1 และถูกสะท้อนไปยัง Q_2 เพื่อแก้ปัญหาเหล่านี้จึงมีการออกแบบใหม่โดยมีการเพิ่มตัวเก็บประจุ C_S เพื่อหน่วงเวลาการหยุดการทำงานของ Q_1 และ ใช้มอสทรานซิสเตอร์ M13 แทนที่ Q_2 ดังแสดงในรูปที่ 3.13

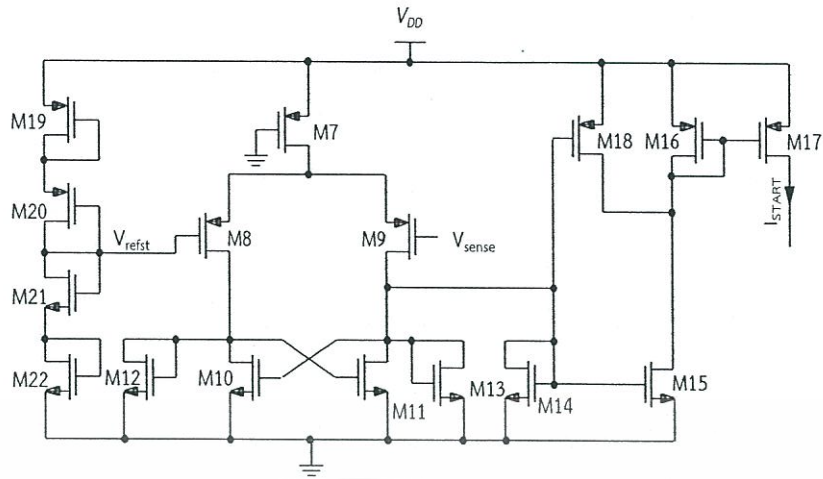


รูปที่ 3.13 วงจรสตาร์ทอัพที่ถูกออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดซีเอ็มอส[9]

เมื่อจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้กับวงจร ในสภาวะเริ่มต้นยังไม่เกิดการชาร์จที่ประจุที่ C_S ทำให้ MS1 ทำหน้าที่จ่ายกระแสให้ Q_1 และ R_1 นอกจากนั้นกระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ต่อแบบไดโอด MS2 และ M13 จะถูกสะท้อนไปยัง MS3 เข้าสู่ ตัวต้านทาน R_S และ C_S อิทธิพลของ C_S ทำให้แรงดันที่ขาเกตของ MS1 ค่อยๆ เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนทำให้ MS1 หยุดนำกระแส

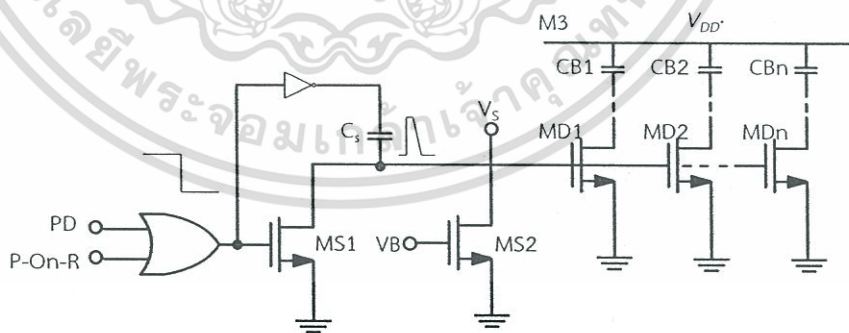
Burak Kelleci and Aydin Ulker Karsilayan[10] ได้นำเสนอวงจรสตาร์ทอัพที่แสดงในรูปที่ 3.14 ประกอบด้วย M19-M22 ทำหน้าที่เป็นวงจรสร้างแรงดันอ้างอิง (V_{refst}) M7-M13 ทำหน้าที่เป็นวงจรคอมพาราเตอร์เพื่อเปรียบเทียบแรงดัน V_{refst} กับ V_{sense} M14-M18 ทำหน้าที่เป็นวงจรสร้างกระแส I_{START} ของวงจร การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ถ้าแรงดัน V_{sense} มีค่ามากกว่า V_{refst} กระแสไบอัสจาก M7 จะไหลผ่าน M8 ส่งผลทำให้แรงดันที่ขาเดรนของ M9 มีค่าเท่ากับ 0 ทำให้ M14 และ M15 คัทออฟ ส่งผลทำให้กระแส I_{START} มีค่าเท่ากับ 0 เมื่อแรงดัน V_{sense} มีค่าต่ำกว่า V_{refst} กระแสจาก M7 จะไหลผ่านทาง M9 ส่งผลทำให้ M4 และ M5 นำกระแสทำให้มีกระแสไหลผ่าน M15 และ M16 และสะท้อนเป็น I_{START} ผ่านทาง M17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 วงจรสตาร์ทอัพโดยใช้วงจรคอมพาราเตอร์เพื่อเปรียบเทียบแรงดัน[10]

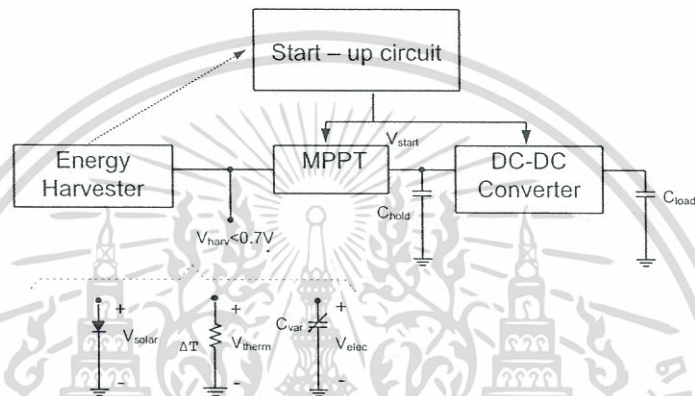
Nima Maghari and Omid Shoaief[11] ได้นำเสนอวงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ สตาร์ทอัพเพื่อประยุกต์ใช้งานกับวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง แสดงดังรูปที่ 3.15 ประกอบไปด้วย MS1-MS2 และสัญญาณอินพุตเป็น Power Down กับ Power-on-Reset (PD กับ P-On-R) อธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อสัญญาณ PD หรือ P-On-R ได้รับสัญญาณ HIGH ส่งผลให้มอสทรานซิสเตอร์ MS1 นำกระแส ดังนั้นสัญญาณที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ถูกส่งมายัง C_s เป็นสัญญาณ LOW ไม่เกิดการชาร์จประจุ ขณะที่ เมื่อ PD ได้รับสัญญาณ LOW เกิดการชาร์จประจุ C_s เพียงนาโนวินาที ที่ V_s เพิ่มขึ้น หลังจาก PD เป็น LOW ส่งผลให้ MD1, MD2 และ MDn นำกระแสตามลำดับ



รูปที่ 3.15 วงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ที่ประยุกต์ใช้กับวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง[11]

Edgardo M'endez-Delgado and Guillermo J. Serrano[12] ได้นำเสนอวงจร สตาร์ทอัพในโหมดแรงดันสำหรับระบบสะสมพลังงานในการเก็บเกี่ยว ดังรูปที่ 3.16 อธิบายได้ดังนี้ จากบล็อกการทำงาน แหล่งสะสมพลังงานในการเก็บเกี่ยว วงจรสตาร์ทอัพในระบบนี้จะถูกสะสมอยู่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

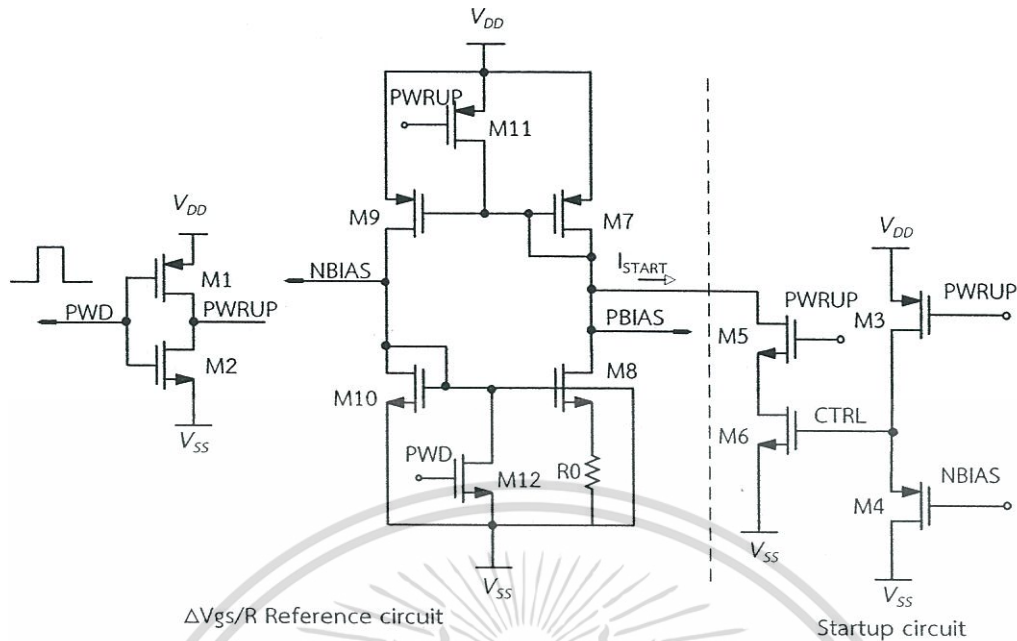
ในรูปแบบของตัวเก็บประจุหรือแบตเตอรี่ พลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ถูกใช้ไปเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟแก่ วงจร คุณสมบัติของวงจรสตาร์ทในระบบเก็บเกี่ยวสามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ำ ดังนั้น แรงดันที่ต่ำในวงจรเพิ่มระดับแรงดัน (charge pump) กลายเป็นปัญหาหลักเมื่อมีการผลิตอยู่ใน รูปแบบไอซี วงจรเพิ่มระดับแรงดันและวงจรกำเนิดสัญญาณในปัจจุบันมีการเพิ่มแรงดันจากโฟโต เซลล์และแหล่งจ่ายแรงดันแต่วงจรจะถูกจำกัดโดยแหล่งจ่ายแรงดัน วงจรทั้งสองต้องการวงจรสตาร์ท อัจฉริยะที่มีประสิทธิภาพสูง



รูปที่ 3.16 วงจรสตาร์ทอ็อพสำหรับระบบสะสมพลังงานในการเก็บเกี่ยว[12]

Qadeer Ahmad Khan, Sanjay Kumar Wadhwa and Kulbhusan Misri[13] ได้นำเสนอวงจรสตาร์ทอ็อพในโหมดกระแส ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสให้กับวงจรกำเนิดกระแส อังอิงประกอบไปด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ PWD และ PWRUP ทำหน้าที่ป้อนสัญญาณดังกล่าวไปยังวงจรสตาร์ทอ็อพ ซึ่งประกอบไปด้วย M7-M12 ทำหน้าที่จ่ายกระแส I_{START} สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อสัญญาณ PWD เท่ากับ HIGH และ PWRUP = LOW ทำให้ มอสทรานซิสเตอร์ M12 นำกระแส เนื่องจากแรงดันที่ขาเกตและซอร์สของ M12 มีค่ามากกว่าแรงดัน ชีดเริ่มของมอสทรานซิสเตอร์ $V_{GS} > V_T$ ส่งผลทำให้แรงดันที่ขาเกตของ M8 และ M10 มีค่าเท่ากับ แรงดันที่ขาเดรนและซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M12 ซึ่งมีแนวโน้มเท่ากับกราวด์ ทำให้ มอสทรานซิสเตอร์ M8 และ M10 ไม่นำกระแสและมีผลทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่าน ในขณะที่สัญญาณ PWRUP = LOW ส่งผลให้มอสทรานซิสเตอร์ M11 นำกระแส ไหลผ่านไปยัง M7 เป็นกระแส I_{START} จ่ายไปยังวงจรที่ต้องการสตาร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 วงจรสตาร์ทที่อู้กับสัญญาณ Power Down [13]

3.4 สรุป

จากที่กล่าวมาเราจะพบว่าวงจรสตาร์ทที่อู้เป็นวงจรที่มีความสำคัญวงจรหนึ่ง ซึ่งมีบทบาทในการช่วยให้วงจรต่างๆในระบบสามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์ เช่น แท็ก RFID, ระบบสะสมพลังงาน, วงจร Boost DC-DC converter เป็นต้น ประเภทของวงจรสตาร์ทที่อู้สามารถแบ่งออกได้เป็นวงจรสตาร์ทที่อู้แบบ Static start up และแบบ Dynamic start up วงจรสตาร์ทที่อู้ในปัจจุบันมีการทำงานทั้งในโหมดกระแสและแรงดัน แต่เนื่องจากในปัจจุบันนี้มีความต้องการในการสร้างวงจรที่สามารถใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำ จึงนิยมออกแบบวงจรให้ทำงานในโหมดกระแส เนื่องจากวงจรในโหมดกระแสนั้นมีข้อดีตรงที่สามารถทำงานที่ไฟเลี้ยงต่ำได้ดีอยู่ที่ มีค่าความต้านทานภายในวงจรที่น้อยทำให้การสวิงของแรงดันภายในวงจรมีค่าน้อยและยังมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง ลดการใช้กำลังงานไฟฟ้า โดยการออกแบบให้ความต้านทานทางด้านอินพุตและเอาต์พุตที่สูง ทั้งนี้การออกแบบวงจรสตาร์ทที่อู้เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่สมบูรณ์และเป็นไปตามความต้องการย่อมมีปัจจัยในส่วนของพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบจากที่ได้จากการค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เช่น แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง (V_{DD}) อยู่ที่ 0-5 โวลต์ เวลาในการเริ่มสตาร์ทวงจร (Start-up time) อยู่ในช่วง 25 นาโนวินาที - 200 มิลลิวินาที กระแสสตาร์ทที่สามารถจ่ายได้ (I_{START}) อยู่ในช่วง 50 นาโนแอมป์ - 250 ไมโครแอมป์ นำข้อมูลจำเพาะดังกล่าวนี้มาพิจารณาการออกแบบวงจรสตาร์ทที่อู้ที่จะนำเสนอ โดยพบว่า ข้อมูลจำเพาะนี้ ค่ากระแส I_{START} ที่สามารถจ่ายได้ในแต่ละวงจรจะไม่สามารถปรับจูนค่ากระแสได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจึงนำเสนอวงจรสตาร์ทอัพที่ปรับจนค่ากระแสได้โดยการควบคุมแรงดัน ดังจะอธิบายในบทถัดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

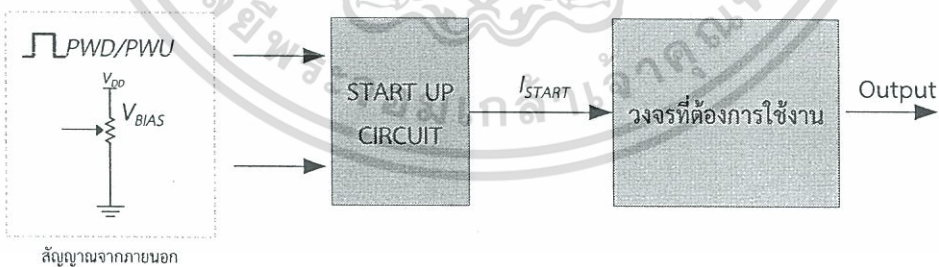
บทที่ 4

การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพที่สามารถปรับค่ากระแสได้ โดยการควบคุมแรงดัน

บทนี้ จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสสตาร์ทให้กับวงจรที่ต้องการกระแสในการเริ่มทำงาน วงจรสตาร์ทอัพที่นำเสนอพัฒนามาจากวงจรสตาร์ทอัพสำหรับวงจรแหล่งกำเนิดกระแสและแรงดันอ้างอิง (Low Power Start up Circuits for Voltage and Current Reference with Zero Steady State Current)[13] ในปัจจุบันการทำงานของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์เน้นการทำงานในโหมดกระแสมากกว่าแรงดัน เนื่องจากกินกำลังไฟฟ้าน้อย บทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้ในการออกแบบ การเลือกใช้มอสทรานซิสเตอร์ในการทำหน้าที่เป็นสวิทช์ วงจรควบคุมกระแส จากหลักการดังกล่าวนำมาพิจารณาการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ โดยวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบนี้มีความสามารถในการปรับค่ากระแสได้ โดยการควบคุมแรงดันที่ไบอัสให้กับวงจร

4.1 แนวความคิดในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ

การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพมีแนวคิดในการออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ มีการทำงานดังรูปที่ 4.1

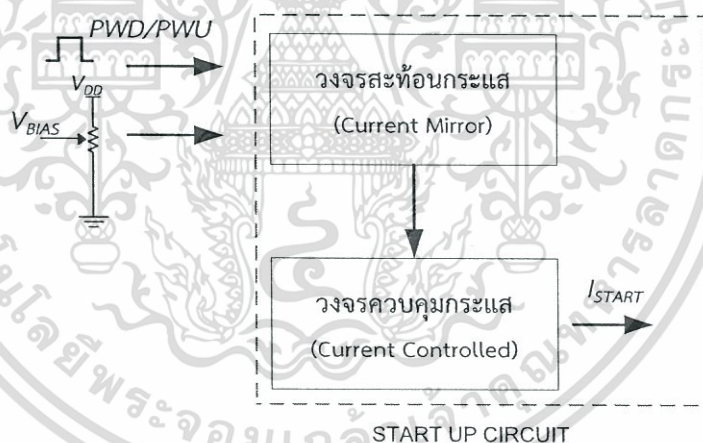


รูปที่ 4.1 แนวความคิดในการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ

จากรูปที่ 4.1 การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพมีแนวคิดในการออกแบบ คือ เนื่องจากวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ซึ่งมีอยู่มากมายนั้น มีวงจรบางประเภทที่ไม่สามารถทำงานได้ด้วยตนเองได้ เช่น วงจรกำเนิดกระแสอ้างอิง และ วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง จึงต้องมีตัวอุปกรณ์หรือวงจรภายนอกเข้ามาช่วยกระตุ้นให้วงจรดังกล่าวสามารถทำงานได้ เป็นที่ทราบกันดีว่าปัจจุบันมีการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันอย่างแพร่หลายและมีเทคนิคการออกแบบที่แตกต่างกันไป โดยทั่วไปวงจรสตาร์ทอัพจะเป็นเพียงตัวจ่ายกระแสหรือแรงดันซึ่งสามารถจ่ายกระแสหรือแรงดันออกมาได้เพียงค่าเดียวเท่านั้นสำหรับแต่ละวงจรที่ต้องการใช้งาน แต่เนื่องจากการออกแบบวงจรรวมในปัจจุบันได้มีการนำแนวคิดในการออกแบบวงจรให้มีความยืดหยุ่นสูงเพื่อให้วงจรสามารถนำไปใช้งานได้หลากหลาย ดังนั้นวงจรสตาร์ทอัพที่นำเสนอจึงแนวคิดที่ออกแบบวงจรสตาร์ทอัพใหม่ที่สามารถปรับเปลี่ยนค่ากระแสเอาต์พุตได้ โดยการควบคุมแรงดันจากภายนอก และรองรับอินพุตจากภายนอกซึ่งวงจรที่จะออกแบบดังกล่าวประกอบไปด้วย วงจรสะท้อนกระแส(Current Mirror) วงจรควบคุมกระแส(Current Controlled) และสวิตช์รวมอยู่ในวงจรสตาร์ทอัพ ภายนอกประกอบไปด้วยวงจรถูกำเนิดสัญญาณ PWD/PWU (Power Down หรือ Power Up signal) ที่แรงดัน V_{BIAS} ตั้งแต่ 0-5 โวลต์ และวงจรที่ออกแบบต้องมีค่าความต้านทานเสมือนทางอินพุตและเอาต์พุตที่สูง

4.1.1 ส่วนประกอบของวงจรสตาร์ทอัพ



รูปที่ 4.2 ส่วนประกอบของวงจรสตาร์ทอัพ

วงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit) ที่กล่าวไว้ข้างต้นมีส่วนประกอบภายในที่สำคัญ 3 ส่วน ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแส วงจรควบคุมกระแส และสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 4.2

4.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ

ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นองค์ประกอบของวงจรสตาร์ทอัพประกอบไปด้วย วงจรสะท้อนกระแส

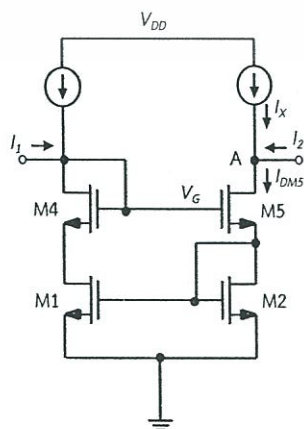
วงจรถวลกระแส สวิตช์ และสัญญาณ Power Down และ Power up สามารถอธิบายได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

วงจรสะท้อนกระแส นับเป็นอีกวงจรหนึ่งที่มีประโยชน์มากในการออกแบบวงจรอนาล็อกและมักนำไปใช้งานในวงจรขยายกระแส รวมทั้งนำมาใช้ในการโบ้สวงจรอื่นและใช้เป็นโหลดของภาคขยายหรือแม้แต่วงจรเปรียบเทียบกระแส วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog to digital converter A/D) และวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อกแบบกระแส (Digital to analog converter, D/A)[14-16] อีกทั้งยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรถ่ายโอนกระแสได้เช่นกัน ปัจจุบันมีการคิดค้นวงจรสะท้อนกระแสออกมาหลายแบบ ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรสะท้อนกระแสที่นำมาใช้งาน ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง (Improved Wilson current mirror)

4.2.1.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง (Improved Wilson current mirror)

วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุงเป็นวงจรที่ปรับปรุงมาจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ซึ่งมีโครงสร้างที่ไม่สมมาตร โดยออกแบบให้วงจรมีความสมมาตรโดยใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ดังรูปที่ 4.3 ทำให้การสะท้อนกระแสมีความเป็นอุดมคติมากขึ้น ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรดังรูปที่ 4.3 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ แรงดันเดรน-ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 ก็จะมีค่าเท่ากับแรงดันเดรน-ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M_2 ($V_{DS1} = V_{DS2}$) ทำให้กระแสอินพุตมีค่าเท่ากับกระแสเอาต์พุต ค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตมีค่าใกล้เคียงกับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน เนื่องจากใช้การป้อนกลับแบบลบ มีหลักการทำงานคือ เมื่อกระแส I_x มีค่าสูงขึ้น กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M_2 มีค่าเพิ่มขึ้น กระแสที่เพิ่มขึ้นนี้ถูกสะท้อนไปยัง M_1 ทำให้กระแส M_1 มีค่าเพิ่มขึ้น แต่เนื่องจากกระแส I_{DM5} มีค่าคงที่ และถ้าสมมุติมีความต้านทานค่าๆหนึ่งต่อที่ขาเกตกับกราวด์ ดังนั้นทำให้แรงดันที่ขาเกต-ซอร์สของ M_4 มีค่าลดลงขณะที่กระแส I_x เพิ่มขึ้นเพื่อรักษาให้กระแส I_{DM5} คงที่โดยมีลูบเกนเท่ากับ g_{m1} คู่กับความต้านทานของวงจรเสมือนที่มองจาก M_1 ไปยังกราวด์



รูปที่ 4.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง (Improved Wilson current mirror)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.3 พิจารณาที่โหนด A เพื่อหาค่ากระแส I_2 ดังนี้

$$I_2 = I_{DM5} - I_X \quad (4.1)$$

ดังนั้นกระแส I_{DM5} หาได้จาก

$$I_{DM5} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GSM5} - V_T)^2 \quad (4.2)$$

แรงดัน V_{GSM5} จากรูปที่ 4.3 เมื่อ $V_G = V_{DM4}$ และ $V_S = V_{GSM2}$ หาได้จาก

$$V_{GSM5} = (V_G - V_S) = (V_{DM4} - V_{GSM2}) \quad (4.3)$$

แทนค่า V_{GSM5} ลงในสมการที่ (4.2) ได้สมการที่ (4.3) ไปแทนค่า I_{DM5} ดังนั้นสามารถหา I_2 ได้จาก

$$I_2 = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{DM4} - V_{GSM2} - V_T)^2 - I_X \quad (4.4)$$

การวิเคราะห์หาค่า R_{out} ของวงจรสะท้อนกระแสวิลสันปรับปรุงสามารถหาได้ดังนี้

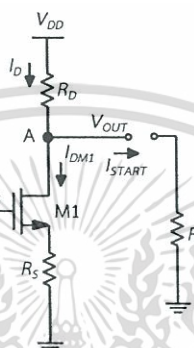
$$R_{out} = g_{m1} (g_{m5} / g_{m2}) r_{o1} r_{o5} \quad (4.5)$$

วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันนับเป็นวงจรที่มีค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูงเมื่อเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสในแบบอื่นโดยจะเห็นได้ว่าจำนวนค่าความต้านทานเสมือนระหว่างขาเดรนและซอร์ส (r_o) มีค่ามากขึ้นแต่การเพิ่มค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตสามารถเพิ่มมากขึ้นอีกโดยการต่อวงจรแบบคาสโคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

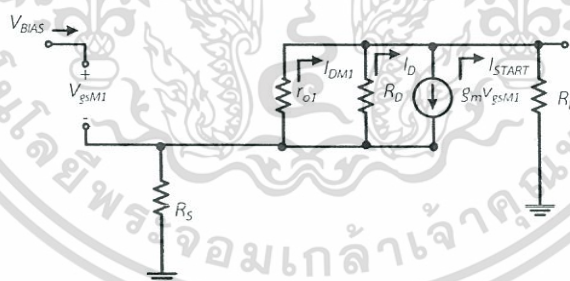
4.2.2 วงจรควบคุมกระแส (Current controller)

วงจรควบคุมกระแส (Current controller) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมกระแส โดยการควบคุม กระแสนั้นมาจากการปรับแรงดันไบอัสจากภายนอก จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าเราปรับแรงดัน V_{BIAS} ที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสเอาท์พุท (I_{START}) โดยค่าแรงดัน V_{BIAS} ที่ สามารถปรับค่าได้อยู่ในช่วงตั้งแต่ 0-5 โวลต์



รูปที่ 4.4 วงจรควบคุมกระแส (Current controller)

จากรูปที่ 4.4 สามารถเขียนวงจรเสมือนของวงจรควบคุมกระแสได้ดังนี้



รูปที่ 4.5 วงจรเสมือนของวงจรควบคุมกระแส

พิจารณารูปที่ 4.4 สามารถหาสมการแรงดันได้จาก

$$V_{DD} = V_{RD} + V_{DSM1} + V_{RS}$$

$$\therefore V_{DD} = (I_{START} + I_{DM1})R_D + V_{DSM1} + I_{DM1}R_S \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่าแรงดัน V_{BIAS} ได้จาก

$$V_{BIAS} = V_{GSM1} + I_{DM1}R_S \quad (4.7)$$

ค่ากระแส I_{START} จากสมการที่ (4.6) มีค่าเท่ากับ

$$I_{START} = \frac{V_{DD} - I_{DM1}R_S - V_{DSM1}}{R_D} - I_{DM1} \quad (4.8)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} และ V_{BIAS} โดยการแทน $I_{DM1}R_S$ จากสมการที่ (4.7) ลงในสมการที่ (4.8) ได้ดังนี้

$$I_{START} = \frac{V_{DD} - (V_{BIAS} - V_{GSM1}) - V_{DSM1}}{R_D} - I_{DM1} \quad (4.9)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่าง V_{BIAS} และ V_{OUT} ได้จาก

$$V_{OUT} = V_{DSM1} + I_{DM1}R_S \quad (4.10)$$

โดยที่ กระแส I_{DM1} ในโหมด saturation คือ

$$I_{DM1} = \frac{1}{2} \mu C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad (4.11)$$

แทนค่า I_{DM1} ในสมการที่ (4.11) ได้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{BIAS} และ V_{OUT} ดังนี้

$$V_{OUT} = \left[\frac{1}{2} \mu C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{BIAS} - V_{RS} - V_{TN})^2 \right] R_S + V_{DSM1} \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	R_S	คือ ค่าความต้านทานที่ขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M1
	V_{BIAS}	คือ แรงดันที่ไบอัสให้แก่วงจร
	V_{GSM1}	คือ แรงดันที่ขาเกตและขาซอร์ส
	V_{RS}	คือ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาซอร์สของ M1 กับกราวด์

4.2.3 ทรานซิสเตอร์แบบ MOS ทำหน้าที่เป็นสวิตช์

อุปกรณ์ที่ใช้ไฟฟ้าทุกชนิดในปัจจุบันล้วนแล้วแต่ต้องมีสวิตช์ ซึ่งสวิตช์จะทำหน้าที่เป็นตัวสั่งให้อุปกรณ์อยู่ในสถานะใช้งาน หรือ สถานะหยุดทำงาน เรียกว่าการ เปิด-ปิด สวิตช์จากภายนอกตัวอุปกรณ์ซึ่งบางชนิดก็อยู่ภายในตัวอุปกรณ์ สวิตช์เหล่านี้จะอยู่ในวงจรรวม ในวงจรรวม นั้นนิยมใช้อุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำในการทำหน้าที่เป็นสวิตช์ อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำนั้นได้แก่ ทรานซิสเตอร์ ซึ่งทรานซิสเตอร์มีอยู่หลายประเภท ได้แก่ ทรานซิสเตอร์ประเภทสนามไฟฟ้า (Field Effect Transistors, FETs) และ ทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อคู่ (Bipolar Junction Transistor, BJTs) หลักการทำงานของทรานซิสเตอร์คือ เมื่อมีการปรับเพิ่มแรงดันไฟฟ้าที่ขาหนึ่งจะส่งผลให้ความนำไฟฟ้าระหว่างขาที่เหลือสูงขึ้นจึงทำให้สามารถควบคุมการไหลของกระแสไฟฟ้าได้ หน้าที่ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองประเภทมีความแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับการเลือกใช้ใช้งาน ถ้าในวงจรรวมอยู่นั้น ทรานซิสเตอร์จะถูกใช้ขยายสัญญาณต่างๆ เช่น สัญญาณเสียง สัญญาณความถี่วิทยุ หรือควบคุมระดับแรงดัน รวมทั้งเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ซึ่งในเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วย นอกจากนี้ ทรานซิสเตอร์ก็ยังถูกใช้ในวงจรรวมด้วยเช่นกัน เพียงแต่ใช้งานในสถานะการเปิด-ปิดเท่านั้น วงจรรวมเหล่านั้นได้แก่ วงจรตรรกะ (Logic gate), หน่วยความจำแบบสุ่ม (Random Access Memory, RAM) และไมโครโพรเซสเซอร์ เป็นต้น แต่ปัจจุบันทรานซิสเตอร์แบบสนามไฟฟ้าเป็นที่นิยมใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์มากที่สุดคือ มอสทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทำงานด้วยแรงดัน ทำให้กินกำลังไฟฟ้าน้อยกว่าทรานซิสเตอร์ชนิดอื่นๆในงานวิจัยนี้จะขออธิบายสวิตช์ แบบ ดิจิตอล

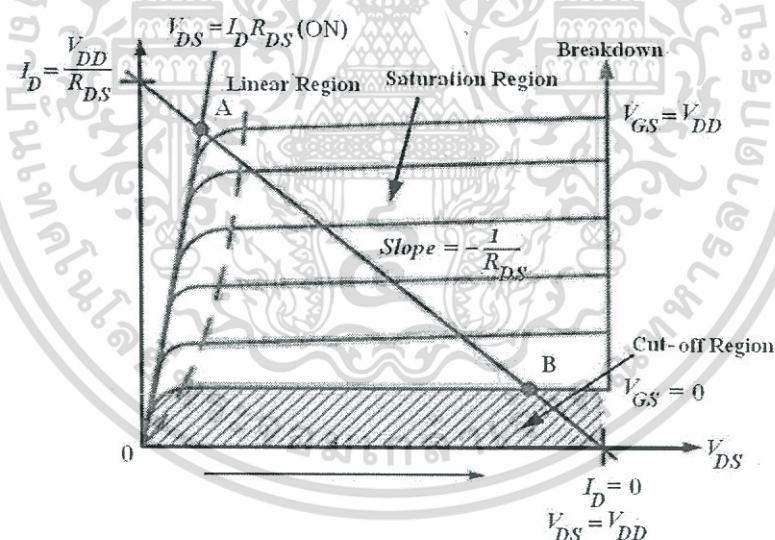
สวิตช์แบบดิจิตอลจะมีลักษณะการทำงานที่ชัดเจน คือมีการทำงานในระดับสัญญาณสูง และสัญญาณต่ำ ซึ่งแยกกันอย่างชัดเจน ทำให้ไม่สับสนในการทำงาน ในงานวิจัยนี้เราเลือกใช้มอสทรานซิสเตอร์แทนสวิตช์ ในการเลือกสัญญาณการทำงาน ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวนี้ แบ่งออกเป็น 2 ประเภท ตามลักษณะการทำงานดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement MOSFET) หรือมอสเฟทแซนแนล เกิดจากการเหนี่ยวนำ (Induced channel MOSFET) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งเมื่อแรงดันที่เกตเป็นศูนย์โวลต์ จะไม่มีแซนแนลเกิดขึ้น กระแสเดรนไม่ไหล ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ OFF แต่เมื่อเกต ได้รับแรงดันที่เหมาะสมและมากพอ สนามไฟฟ้าที่เกต จะเหนี่ยวนำให้เกิด แซนแนลขึ้นที่ผิวของสารกึ่งตัวนำ และทำให้มีกระแสเดรนไหลได้

มอสทรานซิสเตอร์ชนิดดีพลีชัน (Depletion MOSFET) หรือ มอสเฟทที่เกิดจากการแพร่สารเจือ (Diffused channel MOSFET) หมายถึง มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งแม้แรงดันที่เกตเป็นศูนย์โวลต์ ก็มีแซนแนลเกิดขึ้นได้ ทั้งนี้เนื่องจากการแพร่อะตอมสารเจือ เพื่อให้เกิดเป็นแซนแนล ดังนั้น กระแสเดรนสามารถไหลได้ แม้แรงดันที่เกตเป็นศูนย์[17]

ในวิทยานิพนธ์นี้เราเลือกใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement MOSFET) ทำหน้าที่เปรียบเสมือนสวิตช์ สามารถอธิบายได้จากกราฟคุณสมบัติระหว่างกระแสและแรงดัน (I-V Characteristics)



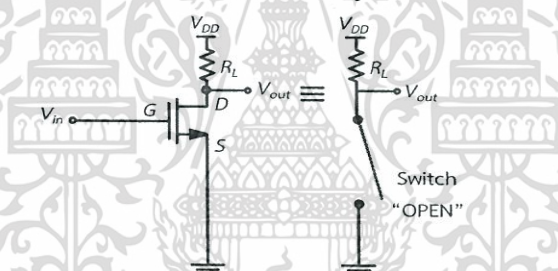
รูปที่ 4.6 คุณสมบัติ I_D - V_D ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์

รูปที่ 4.6 กราฟคุณสมบัติ I_D - V_D ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ มีหลักการดังนี้ เมื่อให้แรงดันอินพุตที่ไบอัสให้กับขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ไม่เกิดการเหนี่ยวนำระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส เมื่อ V_{in} มีค่าเท่ากับ HIGH หรือเท่ากับ V_{DD} กระแสเดรนจะค่อยๆเพิ่มขึ้นกับแรงดันเดรนในช่วงแรกจนถึงกระทั่งถึงจุดที่กระแสเดรนอิ่มตัว และมีค่าคงที่ หรือ แรงดันเดรนอิ่มตัว ความต้านทานในช่องทางเดินกระแสก็จะค่อยลดลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ากระแส I_D จะไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันไฟเลี้ยง V_{DD} แต่จะขึ้นอยู่กับแรงดันระหว่างขาซอร์สและขาเดรน (V_{GS}) และเป็นช่องทางเดินของกระแสเดรน

ในขณะที่มอสทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะ ON เปรียบเสมือนกับการปิดวงจร แชนแนลของความต้านทานยังคงมีอยู่ไม่ถึงเท่ากับศูนย์หรือ $R_{DS(ON)}$ มีค่าน้อยมาก และในกรณีที่ V_{in} มีค่าเท่ากับ LOW หรือเท่ากับศูนย์ จุดการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ (MOSFET Q-point) จะเลื่อนจากจุด A ไปยังจุด B ความต้านทานแชนแนลมีค่ามาก ดังนั้นในคุณสมบัติเช่นนี้มอสทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ OFF เปรียบเสมือนกับการเปิดวงจร และไม่มีกระแสไหลเข้าไปในแชนแนล และถ้าแรงดันที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์มีลักษณะเป็นแบบโยก (Toggle) คืออยู่ใน 2 สถานะ คือ LOW และ HIGH มอสทรานซิสเตอร์จะประพฤติตัวเป็นสวิตช์ทางเดียว ขั้วเดียว (Single-pole single-throw หรือ SPST) ทำหน้าที่ปิด-เปิดวงจร ในรูปแบบของสวิตช์แบบโซลิดสเตท (Solid State) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ เราเลือกใช้ย่านการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ดังนี้

Cut-off Region



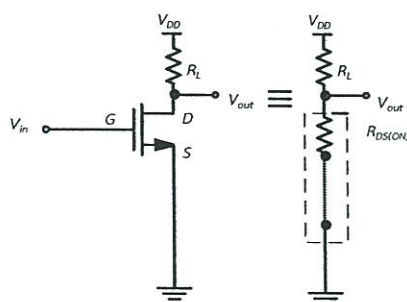
รูปที่ 4.7 แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านคัทออฟ

จากรูปที่ 4.7 เป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (N-Channel) การทำงานในย่านนี้มีเงื่อนไขว่าแรงดันอินพุตที่ขาเกตมีค่าเท่ากับศูนย์ (V_{in}) กระแสเดรนเท่ากับศูนย์ (I_D) และแรงดันเอาต์พุต $V_{DS} = V_{DD}$ ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์จึงประพฤติตัวเป็นสวิตช์แบบ “Fully-OFF” คุณสมบัติในโหมด Cut-off มีดังนี้

- อินพุตที่ขาเกตแรงดันต้องมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์หรือเท่ากับกราวด์ $V_G = 0$
- แรงดันที่ขาเกตและขาซอร์สต้องมีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) $V_{GS} < V_T$
- มอสทรานซิสเตอร์ต้องประพฤติตัวเป็น “fully-OFF” (Cut-off region)
- ไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังขาเดรน (I_D)
- แรงดัน $V_{OUT} = V_{DS} + V_{DD} = “1”$
- ในย่านนี้มอสทรานซิสเตอร์มีสถานะเหมือนเปิดวงจร “open-switch”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Linear Region



รูปที่ 4.8 แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านลิเนียร์

ในการเลือกย่านการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่ประพฤติตัวเป็นสวิตช์ การไหลของกระแสมีส่วนสำคัญ เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ OFF ควรจะไม่มีกระแสไหลในวงจร ($I_D=0$) และเมื่อมอสทรานซิสเตอร์ ON จะมีกระแสไหลในวงจร ซึ่งในย่าน Linear Region สามารถหาสมการการไหลของกระแสเดรนได้ดังนี้

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (4.13)$$

จากรูปที่ 4.8 เป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (N-Channel) ในรูปเป็นการทำงานในย่าน Linear Region ในการทำงานย่านนี้มอสทรานซิสเตอร์จะต้องได้รับการไบอัสด้วยแรงดันค่าสูงสุดที่ขาเกต และความต้านทานแซนแนล ($R_{DS(on)}$) จะมีค่าลดลงในขณะที่กระแสเดรนจะมีค่าค่อยๆ เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึงค่าสูงสุดหรือเรียกว่ากระแสเดรนอิ่มตัว ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงาน ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ก็เปรียบกับสวิตช์ที่อยู่ในสถานะทำงาน หรือ Fully-ON โดยมีคุณสมบัติตามเงื่อนไขดังต่อไปนี้

- แรงดันอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงสุดเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยง $V_G = V_{DD}$
- แรงดันที่ขาเกตและชาจอร์สมีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) $V_{GS} > V_T$
- มอสทรานซิสเตอร์ประพฤติตัวอยู่ในสภาวะ Fully-ON หรือ Linear Region
- ค่ากระแสเดรนที่ไหลได้มากที่สุดต้องมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของแรงดันไฟเลี้ยงต่อตัวต้านทานไหล ($I_D = V_{DD}/R_L$)
- ในทางอุดมคติ ย่านการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ $V_{DS} = 0V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความต้านทานแซนแนลที่น้อยที่สุดควรมีค่าน้อยกว่า 0.1Ω หรือ $R_{DS(on)} < 0.1\Omega$
- ในย่านนี้มอสทรานซิสเตอร์มีสถานะเหมือนปิดวงจร “close-switch”

ในกรณีนี้ จากรูปที่ 4.6 คุณสมบัติ I_D - V_D ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ สามารถ

หาค่า R_{DS} ได้จาก $Slope = -\frac{1}{R_{DS}}$ แต่เนื่องจาก

$$I_D = \frac{V_{DD}}{R_{DS}} \quad (4.14)$$

ฉะนั้นเมื่อแทนค่า I_D จากสมการที่ (4.14)

$$R_{DS} = \frac{1}{\partial I_D / \partial V_{DS}} \quad (4.15)$$

จะได้ว่า

$$R_{DS} = r_o = \frac{1}{\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_T - V_{DS})} \quad (4.16)$$

เมื่อ r_o คือ ค่าความต้านทานเสมือนระหว่างขาเดรนและขาซอร์สซึ่งมีค่าเท่ากับค่า R_{DS} ในวงจร รูปที่ 4.8

V_{DS} คือ แรงดันระหว่างขาเดรนและขาซอร์สเมื่อเริ่มเข้าสู่ย่านลิเนียร์ รูปที่ 4.8

I_D คือ กระแสเดรนที่ไหลในมอสทรานซิสเตอร์

จากหลักการประพุดิตัวเป็นสวิทช์ของมอสทรานซิสเตอร์ เราทำการหาค่าพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ดีที่สุดในการประพุดิตัวเป็นสวิทช์ทั้งมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น จากหลักการข้างต้นโดยมีแนวคิดว่าจะไม่คิดตัวคงที่ จากสมการที่ (4.16) คือ

μ, C_{ox}, V_T, V_{GS} เริ่มต้นจากพิจารณาค่าแรงดัน V_{GS} เนื่องจากวงจรที่เราจะทำการออกแบบนั้นเรา

จ่ายแรงดัน V_{GS} เท่ากับไฟเลี้ยง หรือ ศูนย์โวลต์ ส่วนตัวไม่คงที่ได้แก่ $\frac{W}{L}$ และ V_{DS} แต่เนื่องจากการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนำมาใช้ในเชิงพาณิชย์โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

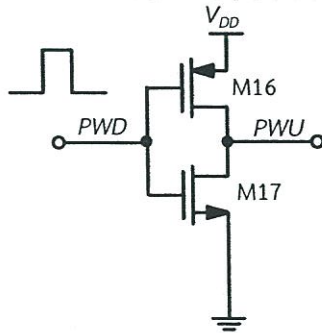
ออกแบบสวิทช์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่ตีนมีความต้องการให้มีค่าแรงดัน V_{DS} ต่ำที่สุด เราจึงให้ V_{DS} มีค่าคงที่ ซึ่งควรมีค่าต่ำกว่า V_T ของมอสทรานซิสเตอร์ที่เราต้องการควบคุม ดังนั้น มอสทรานซิสเตอร์ที่เราทำการออกแบบใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.35 ไมครอน พบว่ามอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นมีค่าแรงดันขีดเริ่ม $V_T = 0.494$ โวลต์ ดังนั้นแรงดัน V_{DS} ที่ต้องการต้องมีค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม 0.494 โวลต์ จึงจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีก็ทำเช่นเดียวกัน นำสมการที่ (4.16) มาทำการดิฟเฟอเรนเชียลค่า r_o เทียบกับอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ได้ดังนี้

$$\left. \frac{\partial r_o}{\partial \left(\frac{W}{L} \right)} \right|_{V_{GS} < V_T} = - \frac{1}{\mu C_{ox} (V_{GS} - V_T - V_{DS})} \left(\frac{L}{W} \right)^2 \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.17) พบว่าเมื่อมีการดิฟเฟอเรนเชียลความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (r_o) กับอัตราส่วนของ $\frac{W}{L}$ จะเห็นได้ว่าเป็นฟังก์ชันกำลังสอง เมื่อเพิ่มค่า L ทำให้ค่า r_o มีค่าเพิ่มมากขึ้น และเมื่อเพิ่มค่า W ส่งผลทำให้ค่า r_o ลดลง

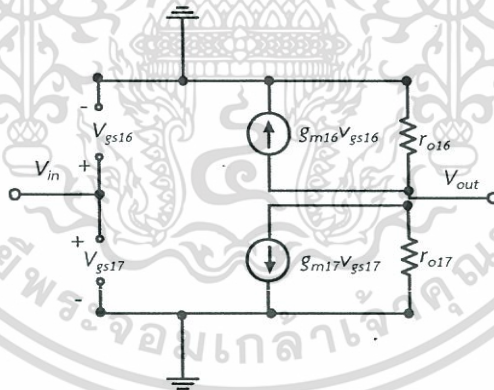
4.2.4 สัญญาณ PWD และ PWU (Power Down and Power UP signal)

สัญญาณ PWD และ PWU มีความสำคัญต่อวงจรสแตทท์ทอปเป็นอย่างยิ่ง เนื่องจากสัญญาณดังกล่าวเป็นตัวกำหนดการทำงานของสวิทช์ภายในวงจรสแตทท์ทอป โดยสัญญาณดังกล่าวได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit) ที่มีอินพุทเป็นสัญญาณพัลส์ โดยมีความกว้างพัลส์เท่ากับ 0.1 ไมโครวินาที และคาบเวลาเท่ากับ 0.2 ไมโครวินาที โฟลตเท่ากับ 5 โวลต์ โดยมีการกำหนดสัญญาณดังรูปที่ 4.9 เมื่อสัญญาณ PWD และ PWU จะถูกนำไปใช้เป็นตัวกำหนดการทำงานของสวิทช์เป็นลำดับถัดไป



รูปที่ 4.9 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit)

วงจรอินเวอร์เตอร์จากรูปที่ 4.9 ประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและชนิดเอ็น คือ M16 และ M17 ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ PWD และ PWU โดยเมื่อสัญญาณอินพุต $PWD=HIGH$ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต $PWU =LOW$ ในทำนองเดียวกันถ้าเราป้อนสัญญาณอินพุต $PWD=LOW$ สัญญาณเอาต์พุต $PWU =HIGH$ นำสัญญาณดังกล่าวไปเป็นอินพุตให้กับมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ เนื่องจากจุดประสงค์ในการออกแบบมีความต้องการเพียงสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เท่านั้น สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือนได้ดังนี้



รูปที่ 4.10 วงจรเสมือนของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วง saturation

จากรูปที่ 4.10 สามารถวิเคราะห์หาค่า V_{in} และ V_{out} ดังนี้

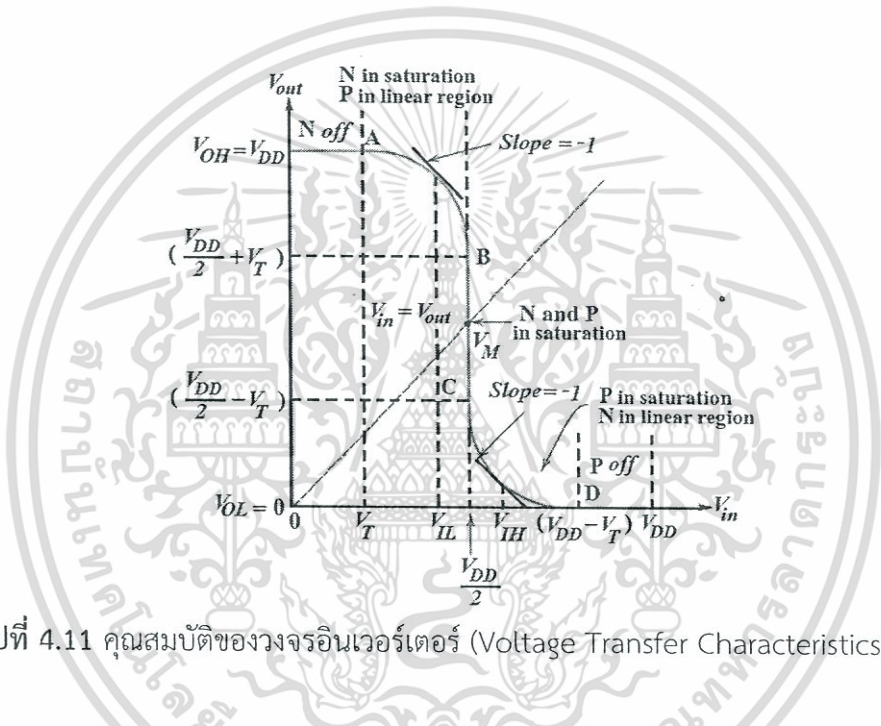
$$V_{in} = V_{GS17} = V_{DD} - V_{SD16} \quad (4.18)$$

$$V_{out} = V_{DS17} = V_{DD} - V_{SD16} \quad (4.19)$$

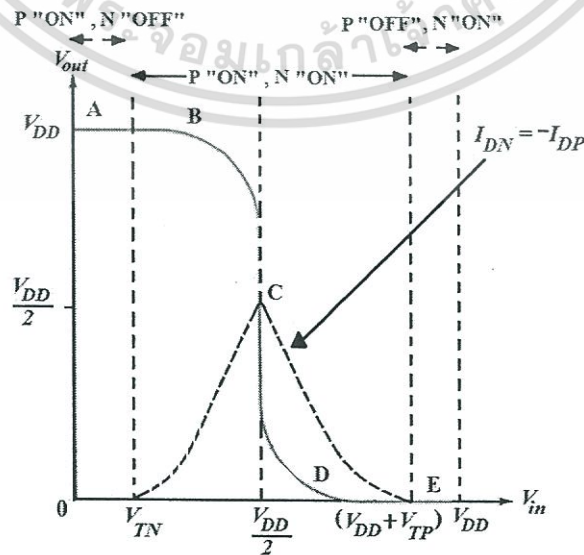
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์จะกล่าวในที่นี้ได้แก่ Voltage Transfer Characteristics, Noise Margin และ Propagation Delay ตามลำดับ

4.2.4.1 Voltage Transfer Characteristics คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเกท นิยมอธิบายในลักษณะของ Voltage (DC) Transfer Characteristics (VTC) ที่จะนำมาใช้อธิบายจุดทำงาน (Switching Voltage) ของวงจรรีเลย์ เพื่อหาแรงดันที่ $V_{in} = V_{out} = V_M$ ซึ่งเป็นจุดที่ดีที่สุดในการทำงานโดยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและเอ็นทำงานในโหมดคีมตัว ดังนั้นจึงมีย่านการทำงานของวงจรรีเลย์และสมการที่เกี่ยวข้องดังนี้



รูปที่ 4.11 คุณสมบัติของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ (Voltage Transfer Characteristics)[18]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 4.12 ช่วงการทำงานของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์[18]ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์มี 5 ช่วงดังนี้

Region A

- กำหนดได้โดย $0 \leq V_{in} \leq V_{TP}$
- มอสมทรานซิสเตอร์ชนิด N อยู่ในช่วง Cut-off ส่วนมอสมทรานซิสเตอร์ชนิด P อยู่ในย่าน Linear
- $I_{DN} = -I_{DP} = 0$
- $V_{DSP} = V_{out} - V_{DD}$ โดยที่ $V_{DSP} = 0$
- จะได้ว่า $V_{out} = V_{DD}$

Region B

- กำหนดได้โดย $V_{TN} \leq V_{in} \leq \frac{V_{DD}}{2}$
- มอสมทรานซิสเตอร์ชนิด N อยู่ในช่วง Saturation ส่วน มอสมทรานซิสเตอร์ชนิด P อยู่ในย่าน Linear

Region C

ทั้ง มอสมทรานซิสเตอร์ชนิด N และมอสมทรานซิสเตอร์ชนิด P อยู่ในสถานะ Saturation กระแสอิมิตัวของทั้ง PMOS และ NMOS สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{DP} = -\frac{K'_p}{2} (V_{in} - V_{DD} - V_{TP})^2 \quad (4.20)$$

$$I_{DN} = \frac{K'_n}{2} (V_{in} - V_{TN})^2 \quad (4.21)$$

โดยที่ $I_{DP} = -I_{DN}$ เราจะได้

$$V_{in} = \frac{V_{DD} + V_{TP} + V_{TN} \sqrt{\frac{K'_n}{K'_p}}}{1 + \sqrt{\frac{K'_n}{K'_p}}} \quad (4.22)$$

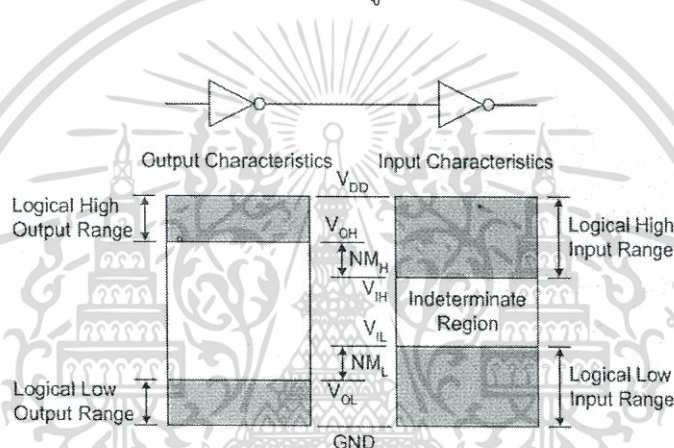
จากสมการที่ (4.22) ถ้าเรากำหนดให้ $K'_n = K'_p$ และ $V_{TN} = V_{TP}$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = \frac{V_{DD}}{2} = V_M \quad (4.23)$$

นั่นคือบอกให้เราทราบว่า Region C มีอยู่ตรงที่ค่าๆเดียวของ V_{in} เรานำเงื่อนไขในสมการที่ (4.22) เพื่อหาจุดสวิทช์ของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นจุดที่ดีที่สุดในการทำงาน

4.2.4.2 Noise Margin เป็นพารามิเตอร์ที่มีความสัมพันธ์ใกล้เคียงกับคุณลักษณะของแรงดันอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งกำหนดขนาดของสัญญาณรบกวนที่สามารถยอมรับได้ที่อินพุต โดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อทางด้านเอาต์พุต นั่นคือวงจรยังสามารถทำงานได้ถูกต้อง



รูปที่ 4.13 แสดงขอบเขตสัญญาณรบกวน (Noise Margin)[18]

พิจารณารูปที่ 4.13 Noise Margin หรือขอบเขตสัญญาณรบกวน พารามิเตอร์นี้คำนวณได้จากพารามิเตอร์แรงดัน ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการออกแบบวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เช่นกัน เนื่องจากเป็นค่าที่ใช้บอกว่าอุปกรณ์นั้นเมื่อระดับแรงดันไว้เท่าไร หมายความว่าอุปกรณ์นั้นทนต่อสัญญาณรบกวนได้เท่าไรนั่นเอง ซึ่งถ้ามีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นอาจจะทำให้เกิดข้อผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงมีการกำหนดขอบเขตสูงสุดของสัญญาณรบกวนที่เข้ามาเพื่อไม่ให้เกิดข้อผิดพลาดและพารามิเตอร์แรงดันมีดังนี้

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} \quad (4.23)$$

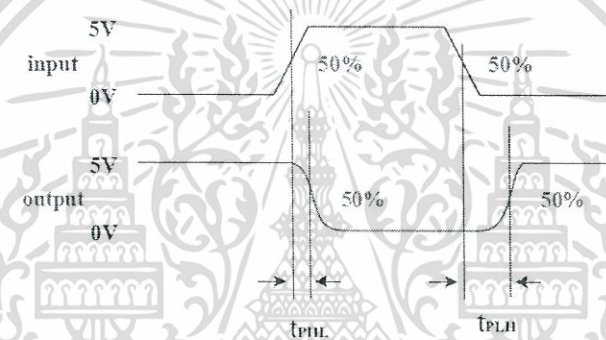
$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} \quad (4.24)$$

- NM_H คือ ขอบเขตสัญญาณรบกวนสูงสุดในระบบ ในกรณีลอจิกเป็น “1”
- NM_L คือ ขอบเขตสัญญาณรบกวนสูงสุดในระบบ ในกรณีลอจิกเป็น “0”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- High - Level Input Voltage (V_{IH}) คือ แรงดันอินพุตที่ถือว่าเป็น HIGH
- High - Level Output Voltage (V_{OH}) คือ แรงดันเอาต์พุตในขณะที่เอาต์พุตเป็น HIGH
- Low - Level Input Voltage (V_{IL}) คือ แรงดันอินพุตที่ถือว่าเป็น LOW
- Low - Level Output Voltage (V_{OL}) คือ แรงดันเอาต์พุตในขณะที่เอาต์พุตเป็น LOW
- Supply Voltage (V_{DD}) คือ แรงดันไฟตรงสำหรับให้วงจรทำงาน

4.2.4.3 Propagation Delay คือ ค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณ เป็นช่วงเวลาที่หน่วงหลังจากป้อนสัญญาณอินพุตแล้ว แต่เอาต์พุตยังไม่เกิดขึ้น การพิจารณาช่วงเวลาหน่วงจะคิดที่ 50% ของขนาดสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต[18]



รูปที่ 4.14 ค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณ (Propagation Delay)

พิจารณารูปที่ 4.14 สามารถหาค่า Propagation Delay time (t_p) ได้จาก

$$t_p = \frac{1}{2}(t_{PHL} + t_{PLH}) \quad (4.25)$$

โดยที่

t_p คือ ค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณ (Propagation delay time) (s)

t_{PHL} คือ ค่าเวลาที่เกิดจากการเปลี่ยนสถานะ HIGH เป็น LOW

t_{PLH} คือ ค่าเวลาที่เกิดจากการเปลี่ยนสถานะ LOW เป็น HIGH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมแก่การทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นต้องคำนึงถึงแรงดันขีดเริ่ม (V_{th}) ของวงจรคือ $V_{th} = V_{in} = V_{out}$ เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดเอ็นและพีทำงานในโหมด saturation ดังนี้

$$\frac{K'_n}{2}(V_{th} - V_{Tn})^2 = \frac{K'_p}{2}(V_{DD} - V_{th} - |V_{Tp}|)^2 \quad (4.26)$$

V_{th} คือ แรงดันขีดเริ่มของอินเวอร์เตอร์โดยที่มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและพีทำงานในโหมด Saturation (inverter threshold)

ดังนั้น

$$V_{th} = \frac{V_{Tn} + \sqrt{K'_p/K'_n}(V_{DD} - |V_{Tp}|)}{1 + \sqrt{K'_p/K'_n}} \quad (4.27)$$

โดยที่

$$\frac{K'_p}{K'_n} = \frac{\mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_p}{\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_n} \quad (4.28)$$

พิจารณาสมการที่ (4.28) พบว่าไม่พบพจน์ของ C_{ox} หรือ ค่าตัวเก็บประจุที่ขาคาทอดหนึ่งหน่วยพื้นที่เนื่องจากสารที่ใช้เป็นฉนวนที่ขาคาทอดเป็นสารชนิดเดียวกัน เนื่องจากการออกแบบมีความต้องการหาจุดการทำงานของวงจรที่ดีที่สุดโดยให้ $V_{Tn} = |V_{Tp}|$ และ $K'_p = K'_n$ ดังนั้นสามารถหาอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_p}{\left(\frac{W}{L}\right)_n} = \frac{\mu_n}{\mu_p} \quad (4.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (4.29) คือการเทียบสัดส่วนของค่าความคล่องตัวของประจุพาหะ (μ) ที่ได้จากโมเดลที่ใช้ในการจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เพื่อหาค่าอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ที่เหมาะสมในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ดังจะแสดงในบทถัดไป

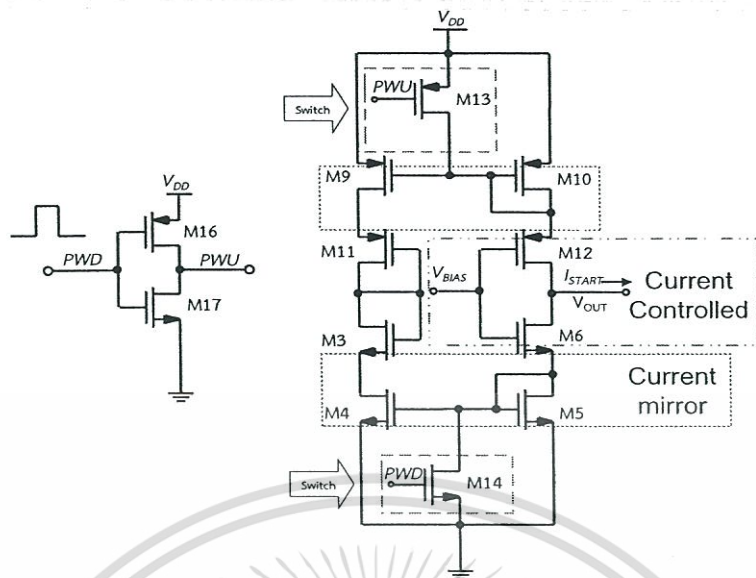
4.3 วงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบ

4.3.1 พื้นฐานการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ ซึ่งในการออกแบบและใช้งานของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์นั้น จะต้องมีการออกแบบวงจร ในส่วนที่ทำหน้าที่สร้างกระแสอ้างอิงให้กับส่วนที่ทำหน้าที่หลักของระบบ การออกแบบชุดวงจรส่วนนี้จะแยกออกแบบต่างหากซึ่งจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดต่างๆที่นำมาต่อรวมกันเป็นวงจร และทำการปรับแต่งให้วงจรทำงานได้อย่างถูกต้องซึ่งจะต้องมีคุณสมบัติที่มีเสถียรภาพและมีสัญญาณรบกวนทางด้านเอาต์พุตต่ำมาก ในที่นี้ให้เอาต์พุตของกระแสอ้างอิงออกมาถูกต้องตามเงื่อนไขที่ได้ออกแบบและต้องการกระแสเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าได้

การออกแบบการวงจรสตาร์ทอัพเริ่มต้นจากการนำหลักการพิจารณาการออกแบบส่วนประกอบต่างๆภายในวงจรสตาร์ทอัพดังที่กล่าวข้างต้น ดังรูปที่ 4.2 สามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังนี้

จากรูปที่ 4.2 เป็นพื้นฐานการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ ซึ่งประกอบไปด้วย 3 ส่วน ส่วนแรกคือแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งกำเนิดกระแส (Current source) โดยใช้วงจรสะท้อนกระแส ส่วนที่สองคือ วงจรควบคุมกระแส (Current controller) โดยมีแรงดัน V_{BIAS} ทำหน้าที่เป็นอินพุตสามารถปรับจูนจากภายนอก และส่วนสุดท้ายคือสวิตช์เป็นตัวกำหนดการทำงานโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ เอาต์พุตที่ได้จากการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพคือค่ากระแส I_{START} ที่สามารถปรับค่ากระแสได้ วงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ส่วนประกอบวงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit)

พิจารณาดังรูปที่ 4.15 จากที่กล่าวมาข้างต้นส่วนประกอบของวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบนั้น จะอธิบายส่วนประกอบย่อยของแต่ละวงจร ส่วนวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson current mirror) ที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดพีและเอ็น วงจรสะท้อนกระแส มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (Current mirror NMOS) ประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M4 และ M5 วงจรสะท้อนกระแส มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (Current mirror PMOS) ประกอบไปด้วย มอสทรานซิสเตอร์ M11 และ M10 ส่วนที่สอง คือ สวิตช์ (Switch) ทำหน้าที่ ปิด-เปิด วงจร ประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดพี M14 และชนิดเอ็น M15 โดยการใช้มอสทรานซิสเตอร์ เป็นสวิตช์นี้จะทำงานในลักษณะดิจิทัล คือ LOW และ HIGH โดยป้อนสัญญาณพัลส์ PWD และ PWU สัญญาณนี้ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี M16 และ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น M17 ส่วนที่สาม วงจรควบคุมกระแส (Current controlled) ทำหน้าที่ ควบคุมกระแสโดยแรงดันไบอัสจากภายนอกให้กับวงจร สามารถปรับค่าแรงดันตั้งแต่ 0-5 โวลต์ ประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น M6 และชนิดพี M12 โดยมีเอาต์พุตคือ กระแส I_{START} ที่ สามารถปรับค่ากระแสได้ โดยการควบคุมแรงดันที่ไบอัสให้แก่วงจร

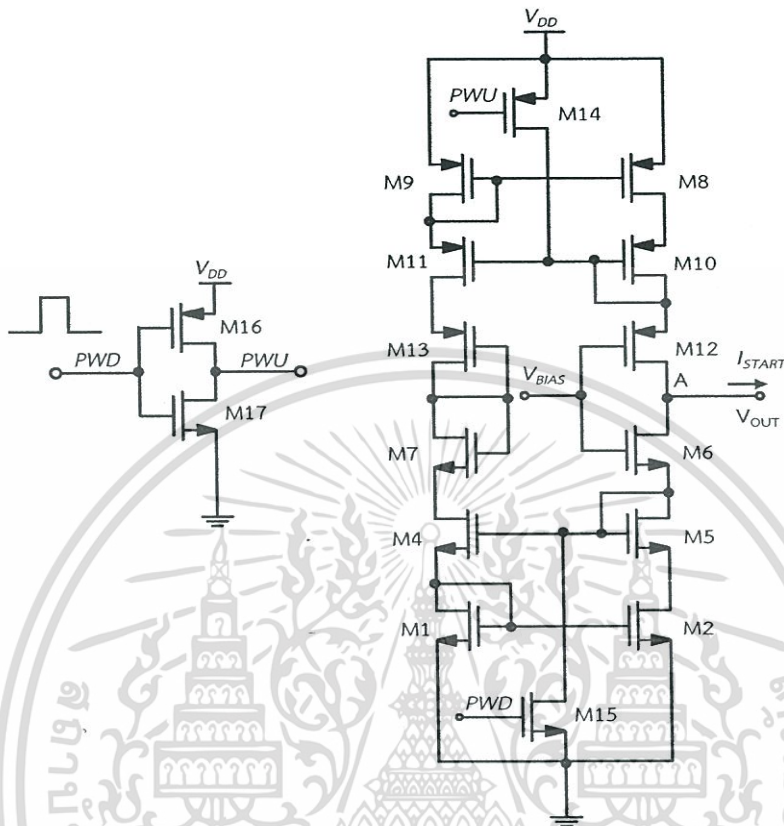
4.3.1.1 การทำงานของวงจรสตาร์ทอัพ

การทำงานของวงจรสตาร์ทอัพมีคุณสมบัติในการจ่ายกระแสเอาต์พุตให้กับวงจรที่ต้องการ สตาร์ทอัพ มีการป้อนสัญญาณ PWD และ PWU ให้กับวงจรสตาร์ทอัพ โดยสัญญาณดังกล่าวได้จาก อินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์จากภายนอก การทำงานของวงจรแบ่งเป็น 2 กรณี ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.) กรณีเกิดกระแส I_{START} โดยพิจารณารูปที่ 4.16 เมื่อวงจรได้รับสัญญาณ $PWD = HIGH$ และ $PWU = LOW$ ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M14 นำกระแส เนื่องจากแรงดันที่ขาเกตและซอร์สของ M14 มีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่มของมอสทรานซิสเตอร์ $V_{GS} > V_T$ ส่งผลทำให้แรงดันที่ขาเกตของ M4 และ M5 มีค่าเท่ากับแรงดันที่ขาเดรนและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M14 ซึ่งมีแนวโน้มเท่ากับกราวด์ ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M4 และ M5 ไม่นำกระแสและมีผลทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่าน ดังนั้นที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ M6 และ M12 ถูกเชื่อมต่อด้วยแรงดัน V_{BIAS} ให้กับวงจรแต่เนื่องจากไม่มีกระแสไหลที่มอสทรานซิสเตอร์ M6 ฉะนั้นกระแสเอาต์พุต (I_{START}) ที่ได้ไหลมาจากมอสทรานซิสเตอร์ M12 ซึ่งนำกระแส เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ M13 ได้รับสัญญาณ $PWU = LOW$ ทำให้แรงดันที่ขาเกตและขาซอร์ส ของมอสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวมีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม $V_{GS} > V_T$ ดังนั้นกระแส I_{START} ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ M13, M10 และ M12 เป็นกระแสเอาต์พุต

2.) กรณีไม่เกิดกระแส I_{START} โดยพิจารณารูปที่ 4.16 เมื่อสัญญาณ $PWD = LOW$ และ $PWU = HIGH$ เนื่องจากการออกแบบในส่วนของวงจรสะท้อนกระแส นั้น ใช้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดพีและชนิดเอ็น ซึ่งเงื่อนไขนี้ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดไม่เกิดการนำกระแส ดังนั้นจึงต้องมีการเลือกสัญญาณ PWD และ PWU ให้แก่ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ คือมอสทรานซิสเตอร์ M13 และ M14 ในการทำงาน จากรูปที่ 4.16 พบว่าการต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันเป็นวงจรที่มีค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูงเนื่องจากการใช้มอสทรานซิสเตอร์ในวงจรดังกล่าวก็เปรียบเสมือนการต่อตัวต้านทานในลักษณะอนุกรม เนื่องจากจุดประสงค์ของวงจรสตาร์ทอัพต้องการเพิ่มค่ากระแสเอาต์พุตที่มากขึ้นจึงต้องออกแบบให้มีความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูงขึ้นโดยการต่อแบบคาสโคด จึงทำการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพขึ้นมาใหม่ เพื่อเพิ่มค่าความต้านทานด้านเสมือนทางเอาต์พุตให้มากยิ่งขึ้น โดยการต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ต่อในลักษณะคาสโคด

4.3.2 วงจรสตาร์ทอัพแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ



รูปที่ 4.16 วงจรสตาร์ทอัพแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ

สมการกระแส I_{START} สามารถหาได้จาก

$$I_{START} = I_{DM12} - I_{DM6} \quad (4.30)$$

พิจารณาที่โหนด A สามารถหาค่ากระแสที่เกี่ยวข้องดังนี้

$$I_{DM14} + I_{DM10} = I_{DM12} \quad (4.31)$$

โดยที่กระแส M14 ทำงานในโหมดเชิงเส้นจะได้

$$I_{DM14} = \frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{14} (V_{GS} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \quad (4.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore I_{DM14} = \frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{14} (V_{PMU} - V_{DD} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \quad (4.33)$$

$$I_{DM12} = \frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{12} (|V_{GS}| - |V_{TP}|)^2 \quad (4.34)$$

$$\therefore I_{DM12} = \frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{12} (|V_{BIAS} - (V_{DD} - V_{DSAT(M8)}) - V_{DSAT(M10)}| - |V_{TP}|)^2 \quad (4.35)$$

และ $I_{DM10} = I_{DM8}$

$$I_{DM10} = \frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{12} (|V_{BIAS} - (V_{DD} - V_{DSAT(M8)}) - V_{DSAT(M10)}| - |V_{TP}|)^2 - \frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{14} (V_{PMU} - V_{DD} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \quad (4.36)$$

ใช้หลักการวงจรสะท้อนกระแส สมมติให้ $V_{DSM8} = V_{DSM9}$ จะได้อัตราส่วนระหว่างกระแส I_{DM8} และ I_{DM7} ดังนี้

$$\frac{I_{DM8}}{I_{DM9}} = \frac{(W/L)_8}{(W/L)_9} \quad (4.37)$$

แทนค่า I_{DM10} จากสมการที่ (4.36) โดยที่ $I_{DM10} = I_{DM8}$ และหาค่า I_{DM9} ได้ดังนี้

$$\therefore I_{DM9} = \frac{\frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{12} (|V_{BIAS} - (V_{DD} - V_{DSAT(M8)}) - V_{DSAT(M10)}| - |V_{TP}|)^2 - \frac{K'}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{14} (V_{PMU} - V_{DD} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}}{\frac{(W/L)_8}{(W/L)_9}} \quad (4.38)$$

ค่ากระแส I_{START} หาได้จาก

$$I_{START} = I_{DM12} - I_{DM6} \quad (4.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่ากระแส I_{START} คือ

$$I_{START} = \frac{K'_P}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{12} \left[V_{BIAS} - (V_{DD} - V_{DSAT(M8)} - V_{DSAT(M10)}) - |V_{TP}| \right]^2 - \frac{K'_N}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_6 \left[V_{BIAS} - (V_{DSAT(M5)} + V_{DSAT(M2)}) - V_{TN} \right]^2 \quad (4.40)$$

สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต (V_{OUT}) ได้จาก

$$V_{OUT} = \left[\frac{K'_P}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{12} \left[V_{BIAS} - (V_{DD} - V_{DSAT(M8)} - V_{DSAT(M10)}) - |V_{TP}| \right]^2 - \frac{K'_N}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_6 \left[V_{BIAS} - (V_{DSAT(M5)} + V_{DSAT(M2)}) - V_{TN} \right]^2 \right] R_L \quad (4.41)$$

พิจารณาสมการที่ (4.40) กระแส I_{START} สามารถควบคุมได้โดยพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

- อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของ M12 และ M6 เมื่อความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเพิ่มมากขึ้น ส่งผลทำให้กระแส I_{START} เพิ่มมากขึ้นด้วย
- แรงดันไฟตรง V_{DD} เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันดังกล่าวทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{START} เมื่อ V_{DD} ลดลงทำให้กระแส I_{START} มีค่าลดลง ถ้าแรงดันดังกล่าวมีค่าน้อยจนเกินไปอาจส่งผลให้วงจรไม่สามารถทำงานได้
- แรงดัน V_{BIAS} ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงกระแส I_{START} โดยเป็นตัวควบคุมปริมาณของกระแส I_{START}

4.4 สรุป

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพที่สามารถปรับค่ากระแสได้โดยแรงดันไบอัส จากภายนอก วงจรสตาร์ทอัพแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ได้แก่ ส่วนแรกวงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่เป็นแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน วงจรสะท้อนกระแสแบบ วิลสัน วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันโดยต่อในลักษณะคาสโคด เพื่อให้วงจรมีค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูง และเกิดความสมพงษ์กันของมอสทรานซิสเตอร์ ส่วนที่สอง คือ สวิตช์ (Switch) ทำหน้าที่ ปิด-เปิด วงจร ประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดพีและชนิดเอ็น โดยการ ใช้มอสทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์นี้จะทำงานในลักษณะดิจิตอล คือ LOW และ HIGH โดยป้อนสัญญาณพัลส์ PWD และ PWU สัญญาณนี้ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ ส่วนที่สาม วงจรควบคุมกระแส (Current controlled) ทำหน้าที่ไบอัสจากภายนอกให้กับวงจรโดยการปรับค่าแรงดัน V_{BIAS} ตั้งแต่ 0-5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การคัดลอกหรือการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

นำการออกแบบจากบทนี้ไปจำลองการทำงานโดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์
0.35 ไมครอน จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Orcad PSPICE และทำการวิเคราะห์ผลการทดลอง
ในบทถัดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองและผลการทำงานวงจรที่ออกแบบ

แนวความคิดการออกแบบของผลงานวิจัยนี้ ทำการวิเคราะห์ลักษณะการทำงานของวงจร อาศัยการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อหาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรโดยจะอ้างอิงกับหลักการ ทำงานวงจรสะท้อนกระแส พื้นฐานของวิลสันปรับปรุง (Wilson Current mirror) ต่อกันในแบบคาส โคตสำหรับการออกแบบวงจร จำลองการทำงานและประมวลผลจากโปรแกรม PSPICE ด้วยโมเดล จำลองการทำงานมอสทรานซิสเตอร์และใช้เทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีขนาด 0.35 ไมครอน เพราะจะทำให้วงจรที่ออกแบบมีขนาดลดลง ใช้กำลังไฟน้อยเมื่อได้ผลการทำงานตามเงื่อนไขที่กำหนด แล้วจะนำวงจรที่ได้ทำการออกแบบไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพที่มีความต้องการ กระแส ตั้งแต่ 0-1 มิลลิแอมป์

5.1 ความเป็นมาของโปรแกรม SPICE

SPICE ย่อมาจากคำในภาษาอังกฤษว่า “Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis” SPICE คือ ซอฟต์แวร์คอมพิวเตอร์ชนิดหนึ่งที่มีไว้สำหรับช่วยในการจำลองการทำงาน ของวงจรไฟฟ้าและใช้สำหรับ สำหรับการคำนวณทางตัวเลขของวงจรทางไฟฟ้า[19]

โปรแกรม SPICE ถูกพัฒนาขึ้นในปี 1970 ที่มหาวิทยาลัยเบิร์กลีย์แคลิฟอร์เนียเมืองเบิร์ค เลย์ประเทศสหรัฐอเมริกาได้พัฒนาโปรแกรม SPICE รุ่นแรกจากตัวจำลองสถานการณ์ที่เรียกว่า CANCER และในเวลาต่อมาได้พัฒนาเป็น SPICE2 โดยได้รับเงินสนับสนุนในการพัฒนาจากกองทุน สาธารณะของรัฐบาล เนื่องจากการทำงานของโปรแกรม SPICE2 มีประสิทธิภาพสูงกว่า SPICE รุ่น แรกมาก ทำให้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในงานออกแบบวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ แต่เนื่องจาก SPICE2 พัฒนาจากเงินทุนของรัฐบาลจึงไม่สามารถนำไปใช้ในเชิงธุรกิจการค้าได้ สำหรับ PSPICE ก็ เป็นรุ่นหนึ่งของ SPICE ที่ใช้กับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลซึ่งพัฒนาโดย MicroSim Corporation ต่อมา ในปี 1984 บริษัทต่างๆในสหรัฐอเมริกาได้นำ SPICE2 มาพัฒนาให้อยู่ในรูปธุรกิจการค้า และนำ ออกจำหน่ายให้กับวิศวกรที่ทำงานในด้านการออกแบบวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ โดย SPICE รุ่น ต่อมาจะ เป็น text base โปรแกรมผู้ใช้ต้องกำหนดวงจรด้วยตัวหนังสือและผลของการ simulation ก็แสดงผลเป็นตัวหนังสือและ MicroSim ก็ได้ทำให้ผลการจำลองแสดงผลเป็นกราฟด้วย graphical

เอกสาร postprocessor (Probe) เพื่อที่จะพล็อตผลของการ simulation ต่อมา MicroSim ก็ได้แนะนำเสนอ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบการกำหนดวงจรจากเดิมที่เป็นตัวหนังสือมาเป็น graphical interface ที่เรียกว่า Schematic เพื่อให้ผู้ใช้งานสามารถกำหนดวงจรด้วยภาพแทนที่จะเป็นตัวหนังสือซึ่งทำให้ง่ายต่อการตรวจสอบ การกำหนดวงจรว่าถูกต้องตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ซึ่งสามารถใช้ทำงานได้ในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล และคอมพิวเตอร์แบบเมนเฟรม(คอมพิวเตอร์ขนาดใหญ่ที่มีสมรรถนะสูง) และชื่อของ SPICE ได้ถูก เปลี่ยนเป็น OrCADPSICE A/D

การ Simulate วงจรสามารถจำลองการทำงานได้ทั้ง analog และ digital บริษัท MicroSim ได้พัฒนาจนถึงรุ่นที่ 8 ถูกควบกิจการและเปลี่ยนชื่อเป็น OrCAD ในรุ่นที่ 9 OrCAD ได้มีการปรับปรุง schematic และเรียกชื่อใหม่ว่า Schematic Capture และยังคงชื่อ OrCAD ในรุ่นที่ 10 ล่าสุดเป็น Cadence OrCAD 15.7

ประโยชน์ของการใช้งาน SPICE คือใช้ในการพิสูจน์กฎเกณฑ์ต่างๆเช่นกฎของโอห์มกฎของ เคอร์ชอฟฟ์ศึกษาคุณลักษณะของอุปกรณ์ต่างๆเช่นไดโอดทรานซิสเตอร์ Op amp และไอซีเกทเบอร์ ต่างๆนอกจากนี้ยังใช้ได้กับวงจรไฟฟ้ากระแสตรงและวงจรกระแสสลับที่สำคัญใช้จำลองการทำงาน วงจรที่ได้ออกแบบไว้ว่าทำงานได้หรือไม่ซึ่งในการออกแบบวงจรไฟฟ้าเริ่มแรกยังไม่จำเป็นต้องต่อวงจร จริงเพียงแต่ทำการต่อวงจรเพื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรในคอมพิวเตอร์ก่อนเพื่อตรวจสอบ ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม SPICE ว่าตรงกับที่ได้ออกแบบไว้หรือไม่เพื่อที่จะ ได้ทำการแก้ไข ข้อบกพร่องต่างๆที่อาจเกิดขึ้นได้จากนั้นเมื่อได้ผลการวิเคราะห์ที่พอใจแล้วจึงลงมือทำ การต่อจริงอีกครั้งหนึ่งเพื่อตรวจสอบผลการทำงานอีกครั้งซึ่งนั่นหมายถึงการลดเวลาในการต่อวงจร จริงและการลดความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นได้ในการต่อวงจรไฟฟ้าจริงลงได้อย่างมากแม้ว่าโปรแกรม SPICE สมัยใหม่จะจำลองการทำงานของวงจรไฟฟ้าได้โดยมีความเชื่อถือได้สูงมากก็ตามแต่เราก็ต้องมี การทดลองต่อวงจรจริงด้วยเพื่อการยืนยันการทำงานที่สมบูรณ์ของวงจรไฟฟ้านั้นๆด้วย) และสำหรับ OrCAD PSPICE A/D เป็น program จำลองพฤติกรรมการทำงานของ models ของวงจรทั้งอุปกรณ์ analog และอุปกรณ์ digital หรือรวมกันทั้งสองอย่างได้คือ PSPICE A/D เป็น software - based breadboard สำหรับวงจรที่เราออกแบบและทดสอบแทนที่จะประกอบวงจรจริง PSPICE A/D สามารถที่จะจำลอง[20]

1. DC, AC, and transient analyses สามารถที่จะทดสอบผลตอบสนองของวงจร
2. Parametric, Monte Carlo และ sensitivity/worst-case analyses ทำให้สามารถทราบถึง พฤติกรรมของวงจรได้ด้วยการเปลี่ยนค่าตัวแปรต่างๆในวงจร
3. Digital worst-case timing analysis ช่วยให้เรารับถึง timing problems ที่เกิดขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโปรแกรมจำลองการทำงานของ PSPICE ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรรสชาติทอไฟใช้ version ของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 เพราะใช้ง่าย โปรแกรมขนาดใหญ่ที่มีพารามิเตอร์สำคัญ สำหรับใช้ในการวิเคราะห์วงจรที่มีความซับซ้อนของวงจรรวมที่ประกอบด้วย CMOS หลายๆ ตัวได้ เมื่อเทียบกับ version ต่ำๆ อย่าง version 1-3 ที่ไม่สามารถรับรู้ พารามิเตอร์บางตัว หรือหลายๆ ตัวได้ เป็นต้น

5.2 โปรแกรม SPICE สำหรับมอสทรานซิสเตอร์

ความซับซ้อนของพฤติกรรมการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบที่มีช่องทางเดินกระแสแบบเล็ก และผลการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าในด้านต่างๆ ของวงจรถืออยู่ภายในมอสทรานซิสเตอร์นำไปสู่การพัฒนาของโมเดล ที่แปรผันตามความแม่นยำและประสิทธิภาพในการคำนวณ ซึ่งปัจจุบันทางบริษัทผู้ผลิตอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทต่างๆ แต่ละบริษัทก็จะมีค่าคงที่ต่างๆ ของแบบจำลองอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ผลิตขึ้นจะไม่เหมือนกัน ดังนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องมีการใช้โปรแกรมในการออกแบบโปรแกรมนี้เรียกว่า SPICE[20] ซึ่งจะมีรูปแบบการทำงานที่หลากหลายและมีความเที่ยงตรงสูงโปรแกรม SPICE ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ช่วยในการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้า โดยสามารถกำหนดได้ว่าจะใช้ความละเอียดของพารามิเตอร์ของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำทั้งอุปกรณ์ไวงาน (Active Device) และ อุปกรณ์เฉื่อยงาน (Passive Device) ในการวิเคราะห์วงจรด้วยโปรแกรม SPICE สามารถแบ่งระดับความละเอียดของพารามิเตอร์จะมีระดับการสร้าง 3 ระดับขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ในแต่ละระดับ นำเสียดายที่โปรแกรมนี้เริ่มจะหายไปเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุปกรณ์แบบแซนเนลเล็ก พวกมันมักใช้ในการคำนวณแบบ first-order โดยแต่ละระดับมีดังนี้

LEVEL 1:

โมเดล SPICE จะเป็นแบบ Shishman-Hadges model ซึ่งจะเป็นการคำนวณที่ขึ้นอยู่กับกฎสี่เหลี่ยม และสมการของ long-channel ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เกิดจากการประมาณความถูกต้องของผลวิเคราะห์จึงมีค่าน้อย สำหรับแบบจำลองระดับนี้ เป็นการประมาณว่าประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสที่ระยะทางต่างๆ มีค่าเท่ากันโดยตลอด ซึ่งในความเป็นจริงแล้ว ประจุพาหะจะมีค่าน้อยลงเมื่อระยะทางเข้าใกล้ขั้วเดรนมากขึ้น ซึ่งทำให้ค่าประจุพาหะของแบบจำลองระดับ 1 นี้ มีค่ามากกว่าความเป็นจริง

LEVEL 2:

โมเดลจะตั้งอยู่บนพื้นฐานของเรขาคณิต ซึ่งใช้รายละเอียดทางฟิสิกส์ในการหาสมการของตัวมัน มันจะให้ผลบางอย่าง เช่น Velocity saturation, mobility degradation และ drain-induced barrier lowering การหาค่าประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสจะมีความถูกต้องมากกว่าแบบจำลองระดับ 1 เนื่องจากคิดถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากค่าแรงดันขาออก V_{DS} ที่กระทำกับประจุพาหะในช่องทางเดินกระแส ทำให้ค่าประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสมีค่าลดน้อยลงเมื่อระยะทางเข้าใกล้ขั้วเดรนมากขึ้น ทำให้ค่าประจุพาหะมีค่าน้อยลงเมื่อเทียบกับแบบจำลองระดับ 1

LEVEL 3:

เป็นโมเดลที่ใช้ความชำนาญเล็กน้อย ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองระดับนี้เกินขึ้นเนื่องจากการการสังเกต การทดลองได้จริงและวิเคราะห์ โดยใช้การวิเคราะห์ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟตที่มีช่องทางเดินกระแสสั้น และมันจะใช้อุปกรณ์ตรวจวัดข้อมูลในการคำนวณค่าพารามิเตอร์หลักของมัน ซึ่งจะทำงานได้ดีสำหรับแขนงที่ความยาวต่ำลงถึง 1 ไมครอน ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองระดับนี้จะมีสมการกระแสเหมือนกับระดับที่ 2 แต่สมการกระแสในช่วงไม่อิ่มตัวจะคำนวณโดยใช้อุณหภูมิเทเลอร์ ทำให้คำนวณได้ง่ายกว่าสมการของแบบจำลองระดับ 2 และผลกระทบอันเนื่องมาจาก Short channel effect จะถูกนำมาคำนวณ ในสมการที่สัมพันธ์กับค่าแรงดันขีดเริ่มละค่าสภาพคล่องของประจุพาหะ สมการส่วนใหญ่ของแบบจำลองระดับ 3 นี้เป็นสมการที่ดึงขึ้นเนื่องจากค่าของผลการทดลองจริง เป็นการปรับปรุงให้ผลการวิเคราะห์จากโปรแกรมมีความถูกต้องและช่วยลดความยุ่งยากซับซ้อนในการคำนวณ รวมถึงช่วยลดช่วงเวลาในการคำนวณด้วย

ความแตกต่างของพารามิเตอร์ที่ใส่ให้กับสมการกระแสที่ใช้ในการคำนวณสำหรับโปรแกรม PSPICE โดยแบบจำลองระดับต่างๆ จะมีค่าไม่เหมือนกัน โดยค่าของพารามิเตอร์แบบจำลองระดับ 1 เกิดจากการประมาณค่า และกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ซึ่งทำให้ผลกรคำนวณมีความคลาดเคลื่อนไปได้ แต่ข้อดีคือ ประหยัดเวลาในการคำนวณ เหมาะที่จะนำผลการคำนวณมาดูแนวโน้มของวงจรที่ทำการออกแบบ สำหรับค่าของพารามิเตอร์แบบจำลองระดับ 2 สมการกระแสจะมีความซับซ้อนมากขึ้น ใช้เวลาในการคำนวณมากขึ้น แต่ก็มีมีความถูกต้องแม่นยำใกล้เคียงกับผลการทดลองมากกว่าแบบจำลองระดับ 1 ซึ่งถ้าต้องการความถูกต้องมากขึ้น ก็ความจะใช้ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองระดับ 3 มาใช้ในการคำนวณ ซึ่งจะทำให้ได้ค่าที่มีความละเอียดมากขึ้น หรือเป็นการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของผู้ออกแบบวงจร โดยค่าที่ได้นั้นมาจากการทดลอง ทำให้สมการกระแสของแบบจำลองระดับ 3 มีค่าใกล้เคียงกับผลการทดลองมากที่สุด และใช้เวลาในการคำนวณน้อยที่สุดด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 The BSIM3V3 SPICE Model

ความสับสนของการใช้โมเดลที่ต่างกันของแต่ละผู้ผลิต สามารถแก้ไขโดยใช้โปรแกรม BSIM3V3 ซึ่งใช้กันอย่างกว้างขวางในการผลิต MOSFET ทรานซิสเตอร์ขนาดเล็ก The Berkeley Short-Channel IGFET Model (BSIM) ให้รูปแบบการออกแบบที่ง่ายและตั้งอยู่บนค่าจำนวนของพารามิเตอร์เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งได้มาจากข้อมูลที่มาจากความชำนาญที่เกิดขึ้น มันเป็นที่นิยมและมีความเที่ยงตรงสูง ซึ่งเราจะได้ศึกษาในบทนี้

โมเดลของ BSIM3V3 ที่สมบูรณ์มีค่าของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณมากถึง 200 ค่า ซึ่งจะใช้ในการคำนวณหาค่า second-order effect จากตารางที่ 5.1 จะแสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่อยู่ในแต่ละ category ซึ่งการใช้งานในการคำนวณนั้นจะกล่าวต่อไป

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในโปรแกรม SPICE Parameters ของ SPICE Model 3-6 BSIM3V3 model

Parameter Category	Description
Control	Selection of level and models for mobility, capacitance, and noise LEVEL, MOBMOD, CAPMOD
Parameter Category	Description
	VTH0, K1, U0, VSAT, RSH
AC & Capacitance	Parameters for capacitance computations CGS(D)O, CJ, MJ, CJSW, MJSW
dW&dL	Derivation of effective channel length and width
Process	Process parameters such as oxide thickness and doping concentrations TOX, XJ, GAMMA1, NCH, NSUB
Temperature	Nominal temperature and temperature coefficients for various device parameters TNOM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1(ต่อ)

Bin	LMIN, LMAX, WMIN, WMAX
Flicker Noise	Noise model parameters

จากตารางที่ 5.1 จะเป็นค่าที่ใช้ในโปรแกรม SPICE ซึ่งค่าต่างๆนี้จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ซึ่งค่าเหล่านี้ไม่สามารถกำหนดได้ทุกค่า เป็นเรื่องยากที่จะคาดถึงความแน่นอนในการกำหนดพารามิเตอร์แต่ละตัว แต่ต้องแน่ใจว่าได้กำหนดค่าต่างๆไว้ครบแล้วตรงตามที่ต้องการ ค่า NSR และ NRD จะเป็นตัวกำหนดค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว[2,21]

5.4 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

ในการออกแบบวงจรสตาร์อัพให้ได้เอาท์พุทตามที่เรารต้องการนั้นประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ต่างๆที่สำคัญซึ่งส่งผลต่อเอาท์พุทของวงจร รวมไปถึงโมเดลของมอสทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้ พิจารณาพารามิเตอร์ที่มีดังต่อไปนี้

- ค่าแรงดันไฟตรง (V_{DD}) มีผลต่อการออกแบบวงจรเนื่องจากเมื่อจ่ายไฟเลี้ยงไม่เพียงพอต่อวงจรอาจทำให้วงจรไม่สามารถทำงานได้

- ค่ากระแสเอาท์พุท (I_{START}) เกิดเปลี่ยนแปลงได้อยู่เสมอเนื่องจากผลของพารามิเตอร์ต่างๆ เช่นการปรับค่าแรงดัน V_{BIAS} แก่วงจร, ค่าอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ การเปลี่ยนแปลงด้านการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแส โดยกระแส I_{START} มีค่ากระแสตั้งแต่ 0-1 มิลลิแอมป์

- แรงดัน V_{BIAS} มีผลต่อกระแส I_{START} เนื่องจากเป็นตัวควบคุมการไหลของกระแส ทำให้เอาท์พุทที่ได้สามารถปรับค่าได้โดยแรงดันที่ป้อนมีค่าตั้งแต่ 0-5 โวลต์

- อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบมีผลต่อความต้านทานภายในช่องทางเดินกระแส ทำให้กระแสซาร์จค่าตัวเก็บประจุที่ต่างกัน จะส่งผลต่อแรงดันเอาท์พุท โดยมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ทำหน้าที่ในการส่งผ่านประจุ ดังนั้น จึงได้ทำการออกแบบมอสทรานซิสเตอร์วงจรมีให้มีค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ให้มีขนาดที่เหมาะสมที่สุดสำหรับวงจรสตาร์อัพ[22]

โมเดลของมอสทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้ในการออกแบบคือโมเดลของซีมอสทรานซิสเตอร์ด้วยเทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีขนาด 0.35 ไมครอน ซึ่งเป็นโมเดลจำลองการทำงานมอสทรานซิสเตอร์ ของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 ซึ่งมีค่าของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณมากถึง 200 ค่า ซึ่งมีผลต่อโครงสร้างและคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่นำมาใช้ในจำลองการทำงาน

ตารางที่ 5.2 ทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรถัดประจู่ที่ออกแบบของโมเดล T05Y

สัญลักษณ์	ชื่อพารามิเตอร์	PMOS	NMOS	หน่วย
V_{TH0}	threshold voltage	-0.59	0.49	V
t_{ox}	Gate Oxide Thickness	81	81	angstrom(Å)
L	Channel length	$L'P$	$L'N$	μm
W	Channel width	$W'P$	$W'N$	μm
γ	Body-effect	0.64	0.64	$V^{1/2}$
μ_0	Surface mobility	414.597	113.608	$cm^2/V \cdot s$

นอกจากนี้ ค่าของ $L'P$, $L'N$, $W'P$ และ $W'N$ เป็นอัตราส่วนของความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและชนิดเอ็นซึ่งมีผลต่อเวลาการไหลของกระแสและปริมาณกระแส ดังนั้นการออกแบบควรมีอัตราส่วนของความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสที่เหมาะสมไม่มากหรือน้อยจนเกินไป ควรคำนึงถึงเปอร์เซ็นต์ความคุ้มค่าในการออกแบบเมื่อผลิตเป็นวงจรรวม

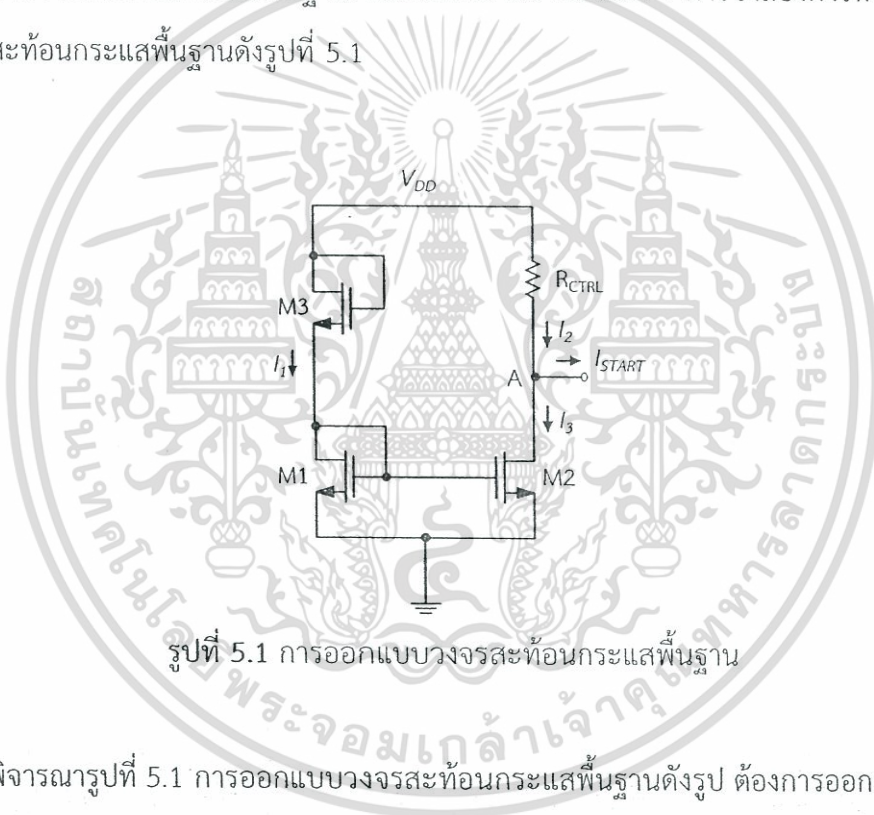
5.5 การจำลองการทำงานส่วนประกอบย่อยของวงจรถอดประจู่

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและทำการทดลองวงจรถอดประจู่โดยจะทำการออกแบบดังที่กล่าวมาในบทที่ 4 เพื่อให้ค่าที่ต้องการเราจึงแบ่งการออกแบบวงจรถอดเป็นส่วนๆแล้วนำมารวมกันเพื่อทำการจ่ายกระแสให้กับวงจรรายนอก สามารถกำหนดค่ากระแสได้โดยการควบคุมแรงดันไบอัสจากภายนอก วงจรที่ทำการออกแบบแบ่งเป็นวงจรรย่อย 3 ส่วน คือ วงจรสะท้อนกระแส วงจรควบคุมกระแส และวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ PWD หรือ PWU กับมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์

5.5.1 การจำลองการทำงานวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรสตาร์ทที่นำเสนอมานี้จะใช้โปรแกรม PSPICE ในการทดสอบ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เทคโนโลยีแบบซีมอสเท่ากับ 0.35 ไมโครเมตรภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง V_{DD} เท่ากับ 5 โวลต์

การออกแบบวงจรสะท้อนกระแสในวิทยานิพนธ์นี้เพื่อหาค่ากระแสเอาต์พุตและหาค่าความต้านทานเสมือนทางอินพุตและความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตและมีพารามิเตอร์ใดที่เกี่ยวข้องกับกระแส I_{START} โดยการวิเคราะห์ห้วงจร วงจรสะท้อนกระแสที่ทำการออกแบบเป็นแบบวิลสัน แต่จะเริ่มพิจารณาจากวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานก่อนดังที่กล่าวมาในบทที่ 4 การจำลองการทำงานเริ่มต้นจากวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 การออกแบบวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน

พิจารณารูปที่ 5.1 การออกแบบวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานดังรูป ต้องการออกแบบให้วงจรนี้เป็นแหล่งจ่ายไฟที่ดี (Current source) โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับมอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้กระแส I_{START} ตามต้องการโดยมี R_{CTRL} เป็นตัวควบคุมกระแส I_2 และมีการแบ่งแรงดันที่ตกคร่อม R_{CTRL} และแรงดัน V_{DS} ของมอสทรานซิสเตอร์ M2 พิจารณาที่โหนด A เพื่อหาค่ากระแส I_{START} ดังนี้

$$I_{START} = I_2 - I_3 \quad (5.1)$$

$$I_2 = \frac{V_{DD} - V_{OUT}}{R_{CTRL}} \tag{5.2}$$

และ $I_3 = I_{DM2}$

$$I_3 = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{DS(SAT)M1} - V_{TN})^2 \tag{5.3}$$

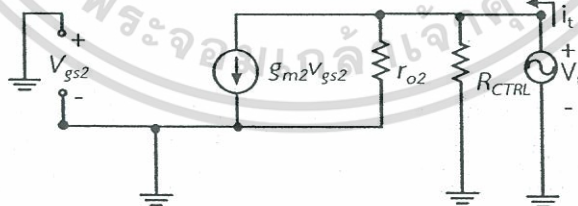
ดังนั้นกระแส I_{START} หาได้จาก

$$I_{START} = \frac{V_{DD} - V_{OUT}}{R_{CTRL}} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{DS(SAT)M1} - V_{TN})^2 \tag{5.4}$$

โดยที่

$$V_{OUT} = V_{DSM2} \tag{5.5}$$

จากรูปที่ 5.1 สามารถนำมาวิเคราะห์หาค่า R_{out} ได้ดังนี้



รูปที่ 5.2 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน

จากรูปวงจรเสมือนสามารถวิเคราะห์หาค่า R_{out} ดังนี้

$$R_{out} = \frac{V_t}{i_t} = R_{CTRL} \parallel r_{o2} \tag{5.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

V_t คือ สัญญาณแรงดันทดสอบ (Test voltage)

i_t คือ สัญญาณกระแสทดสอบ (Test current)

R_{out} คือ ความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต(Ω)

R_{in} คือ ความต้านทานเสมือนทางอินพุต(Ω)

วงจรรูปที่ 5.1 เป็นการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานที่ใช้ในการจำลองการทำงาน พิจารณาสมการที่ (5.4) พบว่าค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_{START} มีดังนี้

- อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของ M2 เมื่อความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเพิ่มมากขึ้น อาจส่งผลทำให้กระแส I_{START} มีค่าเพิ่มขึ้น
- แรงดันไฟตรง V_{DD} เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันดังกล่าวทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{START} เมื่อ V_{DD} ลดลงทำให้กระแส I_{START} มีค่าลดลง ในแต่ละค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 และการลดค่าแรงดัน V_{DD} ที่น้อยมากจนเกินไปอาจส่งผลให้วงจรไม่สามารถทำงานได้
- ความต้านทาน R_{CTRL} ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงกระแส I_{START} เมื่อความต้านทานมีค่าเพิ่มมากขึ้นส่งผลทำให้กระแส I_{START} มีค่าลดลง

จำลองการทำงานเพื่อหาค่ากระแส I_{START} ในแต่ละค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 โดยการนำค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของโมเดลของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 โดยกำหนดความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M2 ให้มีค่า 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอนตามลำดับ พบว่าการเปลี่ยนความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ทำให้ค่ากระแส I_{START} เปลี่ยนไปแสดงดังตารางถัดไป

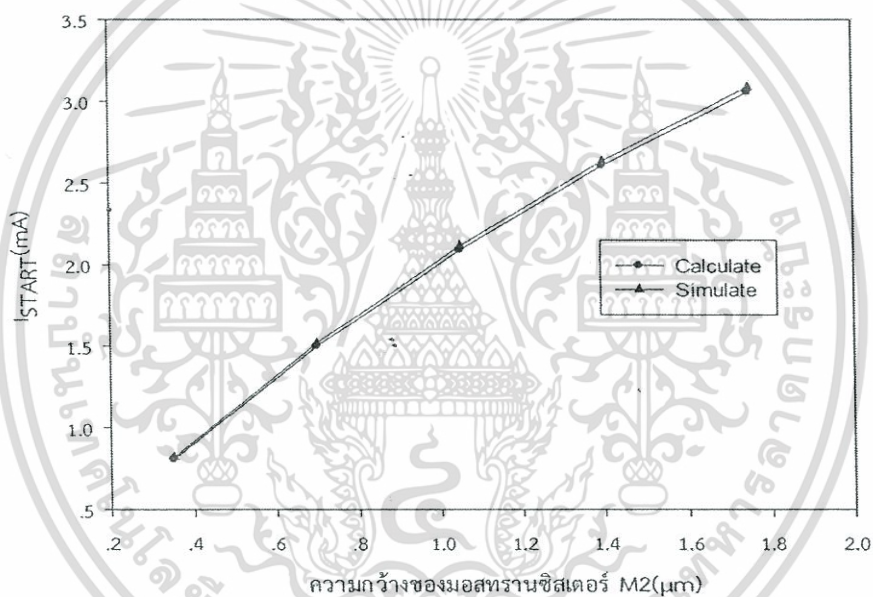
ตารางที่ 5.3 เมื่อทำการปรับค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์

W_{M2} (μm)	W_{M1} (μm)	$L_{M1,2}$ (μm)	ค่ากระแส I_{START} ที่ได้จากคำนวณ (mA)	ค่ากระแส I_{START} ที่ได้จากโปรแกรมPSPICE (mA)
0.35	0.35	0.35	0.807	0.821

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 (ต่อ)

W_{M2} (μm)	W_{M1} (μm)	$L_{M1,2}$ (μm)	ค่ากระแส/ I_{START} ที่ได้จากคำนวณ (mA)	ค่ากระแส/ I_{START} ที่ได้จากโปรแกรมPSPICE (mA)
0.7	0.35	0.35	1.497	1.518
1.05	0.35	0.35	2.091	2.116
1.4	0.35	0.35	2.607	2.635
1.75	0.35	0.35	3.058	3.09

รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความกว้าง M2 ที่แรงดันไฟตรง 5 โวลต์

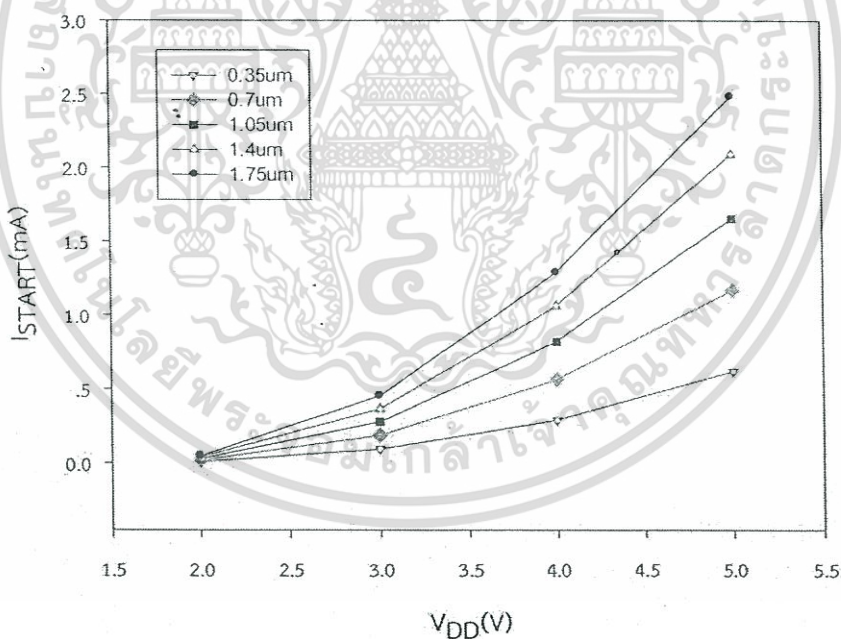
พิจารณารูปที่ 5.3 ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 เมื่อปรับค่าความกว้างให้มากขึ้น เป็นเท่าตัวทำให้ค่ากระแสเพิ่มขึ้นเนื่องจากขนาดของ I_{START} มีค่ามอสทรานซิสเตอร์เพิ่มมากขึ้นทำให้ กระแสสามารถไหลผ่านช่องทางเดินกระแส (Channel) ได้มากขึ้น

เมื่อนำวงจรดังรูปที่ 5.1 มาพิจารณาเกี่ยวกับเรื่องการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้กับวงจรเพื่อหาการเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{START} ที่เกิดขึ้นเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงเปลี่ยนไป และวงจรยังคงสามารถทำงานได้ กำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ตั้งแต่ 1-5 โวลต์ โดยเพิ่มทีละ 1 โวลต์ทำการจำลองการทำงานที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 เท่ากับ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4,

1.75 ไมครอน ตามลำดับ ดังตารางที่ 5.4 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 เมื่อป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ตั้งแต่ 1-5 โวลต์ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 ต่างๆกัน

แหล่งจ่าย แรงดันไฟตรง $V_{DD}(V)$	กระแส $I_{START}(mA)$				
	$W_{M2}/L(\mu m)$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
1	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน
2	0.009	0.019	0.029	0.039	0.048
3	0.094	0.187	0.278	0.366	0.453
4	0.291	0.564	0.82	1.061	1.289
5	0.619	1.167	1.653	2.089	2.482



รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างกัน

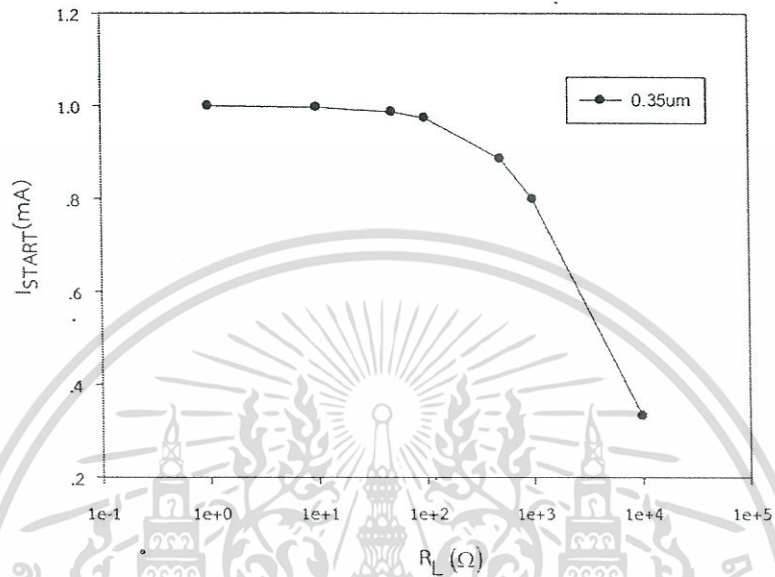
พิจารณารูปที่ 5.4 ที่กระแส I_{START} พบว่าเมื่อเพิ่มแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้กับวงจรในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 พบว่ามีค่าเพิ่มมากขึ้นเป็นเชิงเส้นโดยที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ให้กับวงจรมันยังสามารถทำให้วงจรทำงานได้ นั่นหมายความว่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในโหมดอิ่มตัว (Saturation) ค่าแรงดันไฟตรง V_{DD} ในช่วงที่ค่าสูงๆยังสามารถทำให้วงจรทำงานได้โดยวงจรเริ่มทำงานได้ที่แรงดัน V_{DD} เท่ากับ 2 โวลต์ ส่วนค่าแรงดันที่ต่ำๆ เช่น 1 โวลต์ พบว่าวงจรไม่ทำงานเนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านเชิงเส้น (linear)

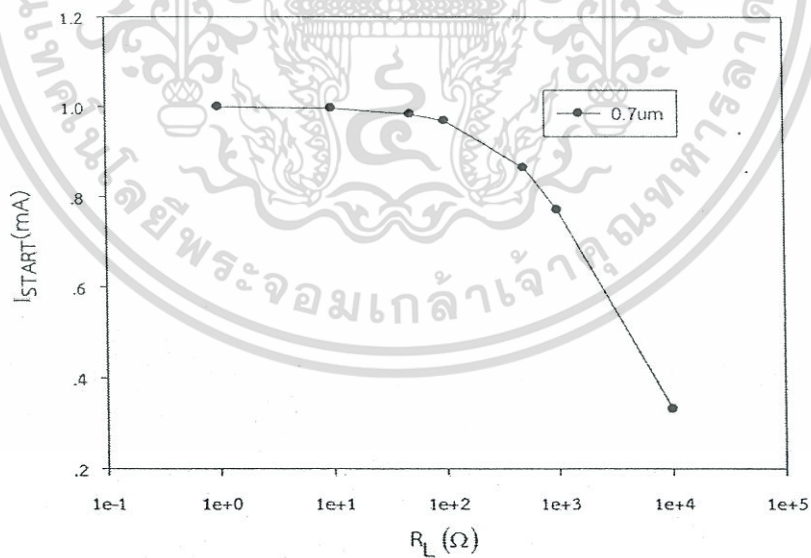
จากนั้นนำวงจรดังกล่าวมาจำลองการทำงานเพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ทำให้กระแส $I_{START} = I_2 - I_3$ ในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 โดยกำหนดค่ากระแส $I_{START} = 1\text{mA}$ ทำการจำลองการทำงานโดยเพิ่มค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 ที่แตกต่างกันไปดังนี้ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอนตามลำดับ แสดงดังตารางที่ 5.5

ตารางที่ 5.5 ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M2 เท่ากับ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอน หาค่า R_{CTRL} ที่เหมาะสมเมื่อกำหนดให้กระแส $I_{START} = 1\text{mA}$

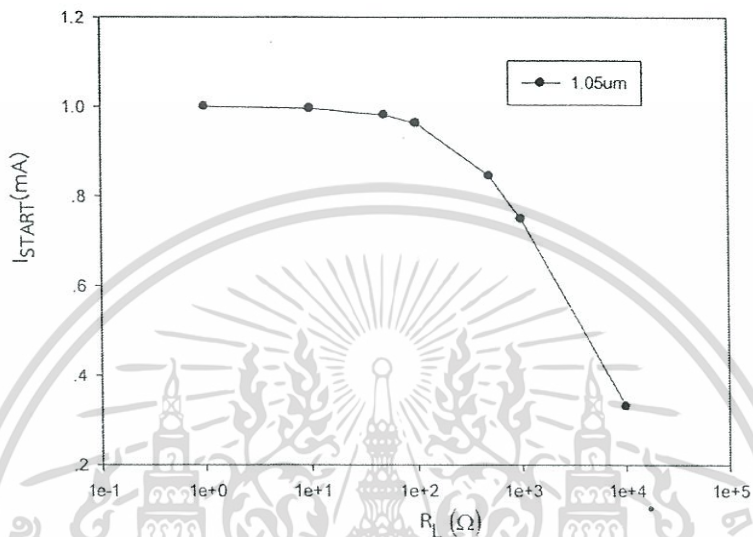
R_{CTRL} (Ω)	I_{START} (mA)				
	W_{M2}/L (μm)				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
1	1	0.999	0.999	0.999	0.999
10	0.996	0.994	0.993	0.991	0.989
50	0.981	0.973	0.964	0.955	0.947
100	0.961	0.946	0.93	0.913	0.897
500	0.835	0.766	0.702	0.642	0.587
1k	0.706	0.595	0.499	0.412	0.339
10k	0.134	0.082	0.059	0.046	0.038



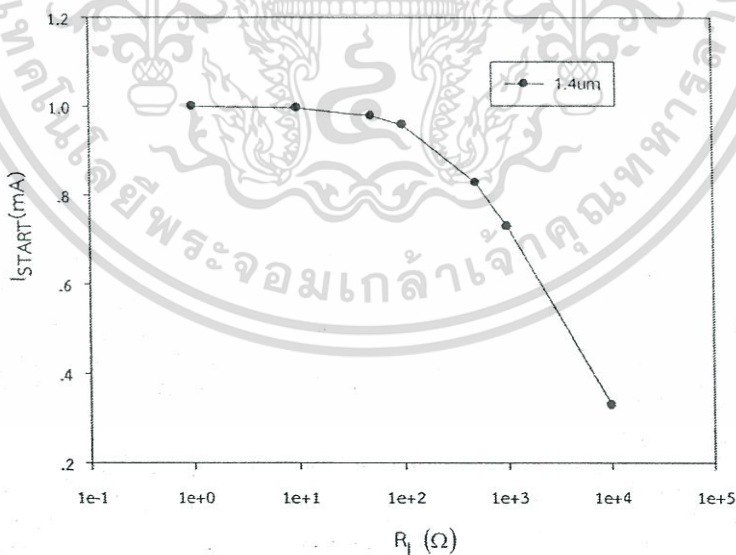
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M2} เท่ากับ 0.35 ไมครอน



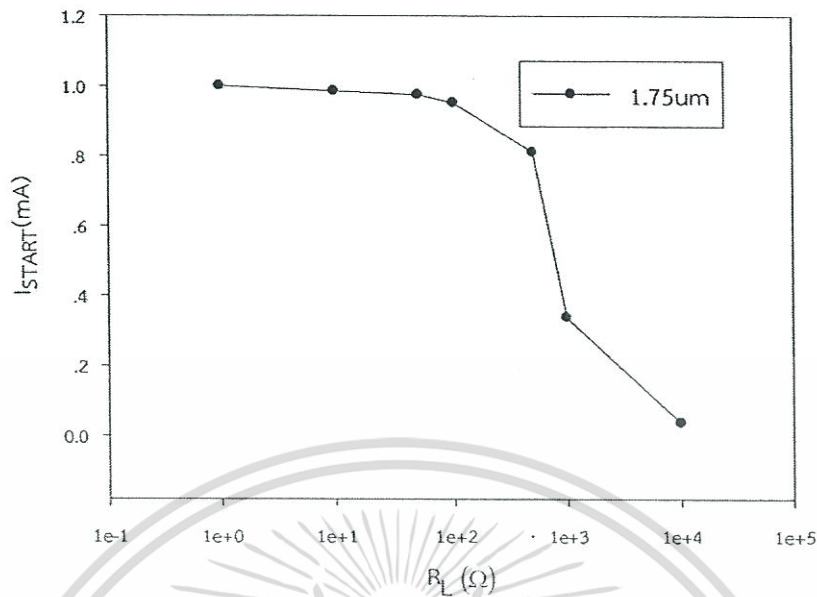
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M2} เท่ากับ 0.7 ไมครอน



รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.05 ไมครอน



รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.4 ไมครอน



รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.75 ไมครอน

พิจารณาค่ากระแส I_{START} รูปที่ 5.5-5.9 เมื่อปรับค่า R_{CTRL} เพื่อให้ได้กระแส $I_{START}=1\text{mA}$ ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ $M2$ ที่แตกต่างกัน พบว่ากระแส I_{START} มีค่าลดลงเมื่อค่าความต้านทาน R_{CTRL} มีค่าเพิ่มขึ้น และจากการทดลองพบว่า R_{CTRL} ควรมีค่าอยู่ในช่วง 1-100 โอห์ม ซึ่งจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ $M2$ ทำงานในโหมดอิ่มตัว (Saturation) ค่าความกว้างของ $M2$ ที่เหมาะสมแก่การออกแบบมีค่าเท่ากับ 0.35 ไมครอน

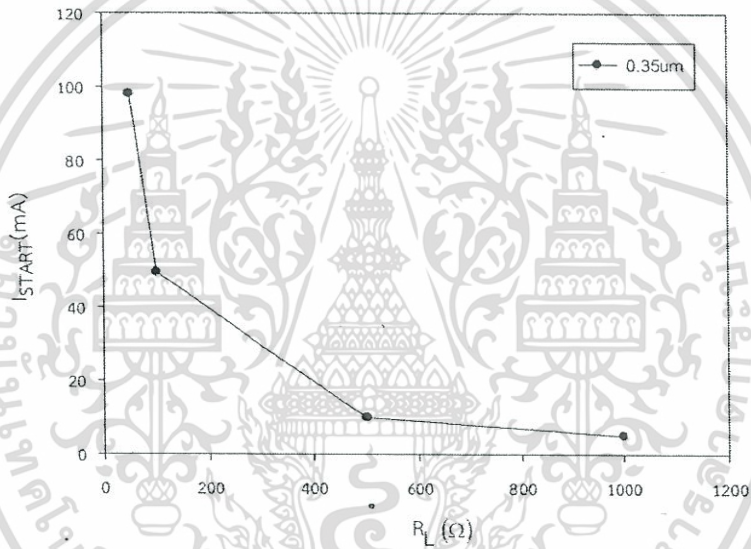
กรณีสุดท้ายที่จะพิจารณาวงจรนี้คือเมื่อต่อตัวต้านทานโหลด R_L เนื่องจาก R_L ที่นำมาพิจารณานี้จะเป็นตัวแทนของวงจรที่ต้องการสแตนท์ จึงนำมาเพื่อพิจารณาค่ากระแส I_{START} ที่ค่าความต้านทานโหลดเปลี่ยนแปลงไป โดยกำหนดค่า R_{CTRL} ที่เหมาะสมที่ได้จากการพิจารณากรณีก่อนหน้านี้ จำลองการทำงานโดยการเพิ่มความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ $M2$ ดังนี้ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอน ดังตารางที่ 5.6

ตารางที่ 5.6 ค่ากระแส I_{START} เมื่อต่อตัวต้านทานโหลด R_L เท่ากับ 50, 100, 500, 1k โอห์ม ที่ความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ $M2$ เท่ากับ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอน

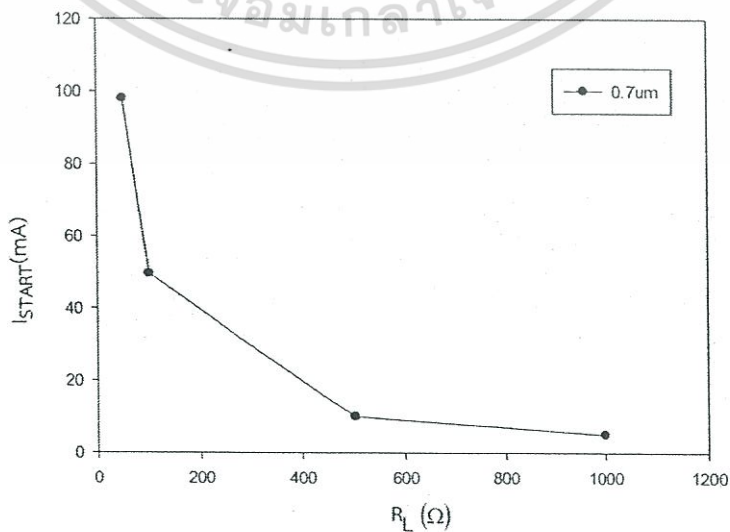
R_L (Ω)	I_{START} (mA)				
	$W_{M2}/L(\mu\text{m})$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35

ตารางที่ 5.6 (ต่อ)

R_L (Ω)	I_{START} (mA)				
	$W_{M2}/L(\mu m)$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
50	98.02	98	97.99	97.97	97.95
100	49.5	49.49	49.48	49.47	49.46
500	9.98	9.98	9.98	9.97	9.97
1k	4.994	4.993	4.992	4.997	4.997

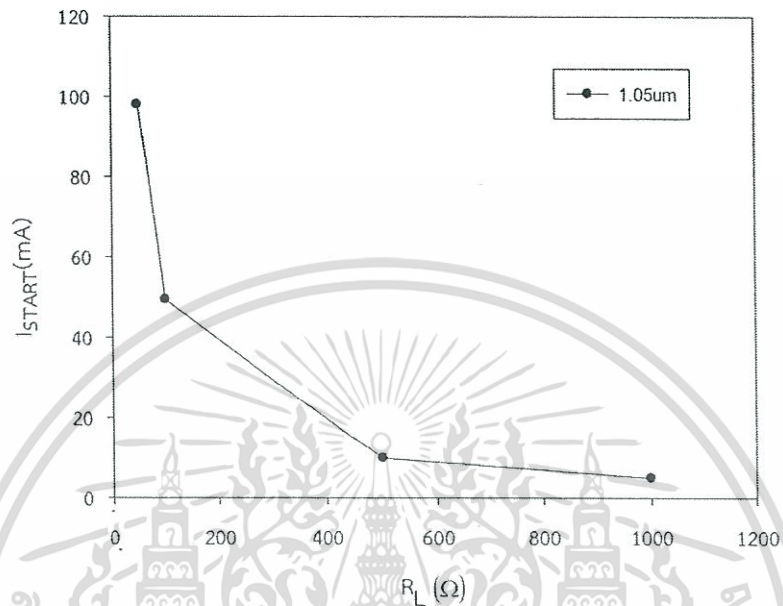


รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 0.35 ไมครอน

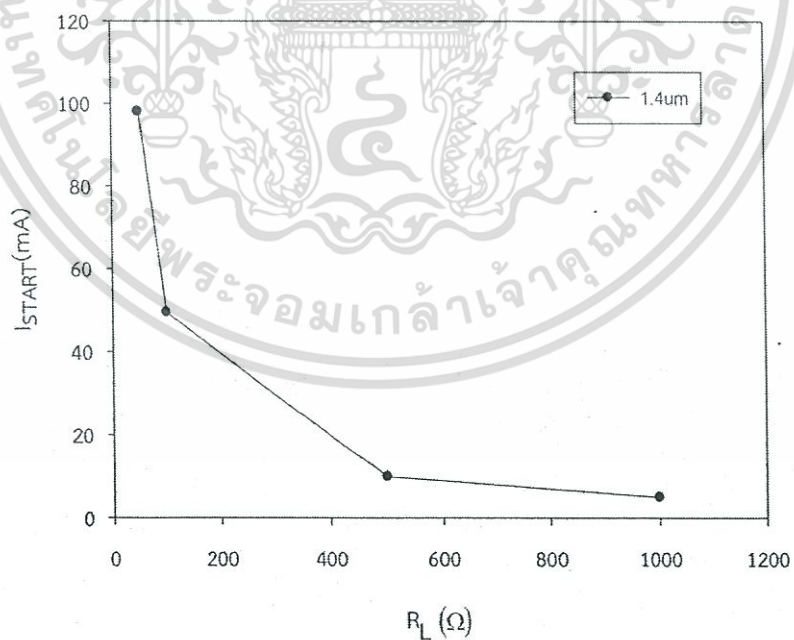


รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 0.7 ไมครอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูในวงเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

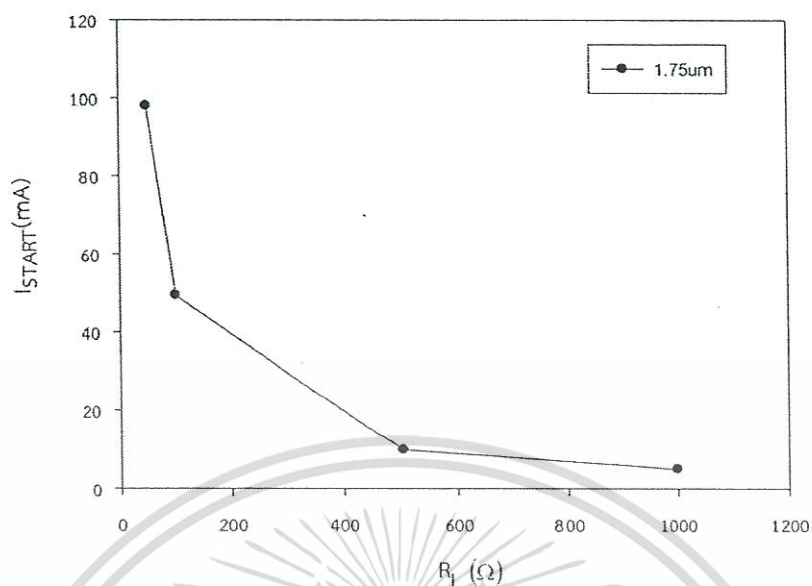


รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.05 ไมครอน



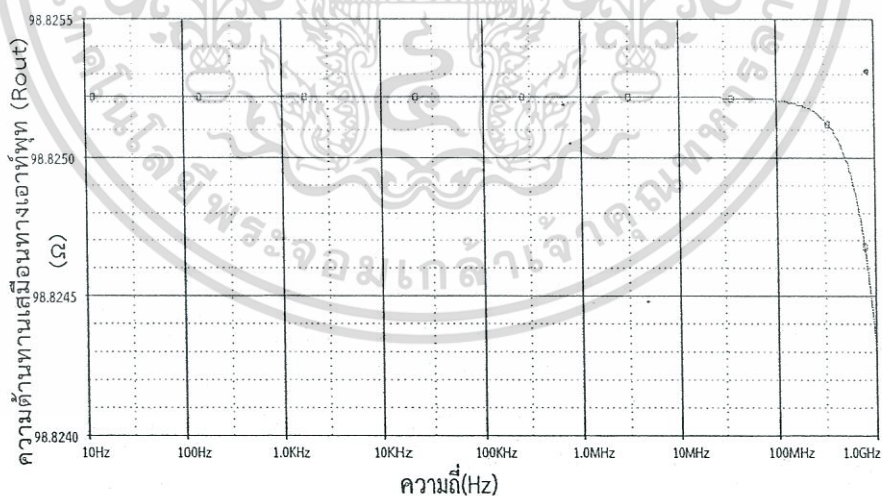
รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.4 ไมครอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M2} เท่ากับ 1.75 ไมครอน

เมื่อพิจารณารูปที่ 5.10-5.14 พบว่าเมื่อค่าความต้านทานที่โหลดเพิ่มมากขึ้นค่ากระแส I_{START} มีค่าลดลงโดยมีแนวโน้มเป็นเชิงเส้น ในทุกๆความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างกันและสามารถหาค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต (R_{out}) ได้จาก

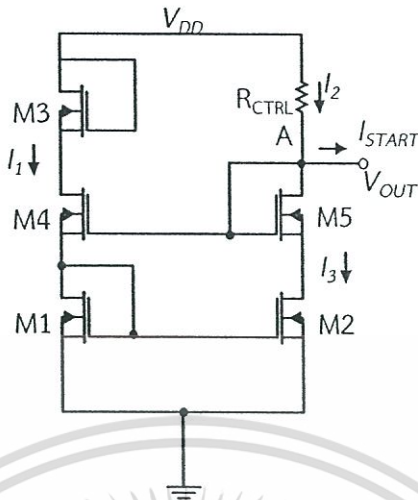


รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตกับความถี่ วงจรรูปที่ 5.1

จากรูปที่ 5.15 พิจารณาค่า R_{out} ของวงจรรูปที่ 5.1 มีค่าเท่ากับ 98.825 โอห์ม

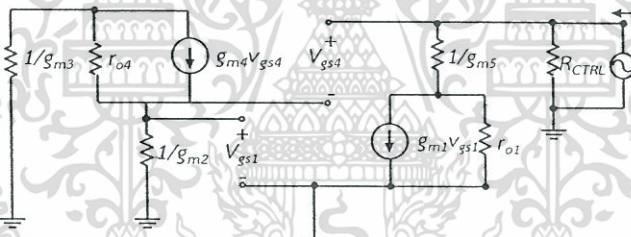
จากการจำลองการทำงานวงจรสะท้อนกระแสข้างต้นนำมาปรับปรุงให้มีค่า R_{out} ที่เพิ่มมากขึ้นโดยการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ

สามารถเขียนวงจรเสมือนได้ดังนี้



รูปที่ 5.17 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่ทำการออกแบบ

พิจารณารูปที่ 5.16 ทำการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันเพื่อเพิ่มความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตให้สูงขึ้น โดยยังคงรูปแบบให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในโหมดอิ่มตัว (Saturation) และยังมี R_{CTRL} เป็นตัวควบคุมกระแส I_{START} โดยกำหนดแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ให้กับวงจรที่ 5 โวลต์ ในกรณีของวงจรนี้เพื่อหาว่าอัตราส่วน $\frac{W}{L}$, ค่า R_{CTRL} และ R_L และค่าแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่เปลี่ยนแปลงไปมีผลกับกระแส I_{START} อย่างไร ทำการจำลองการทำงานเช่นเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถหาค่ากระแส I_{START} ได้ดังนี้

$$I_{START} = I_2 - I_3 \tag{5.7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_2 = \frac{V_{DD} - V_{OUT}}{R_{CTRL}} \quad (5.8)$$

$$I_3 = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad (5.9)$$

$$I_3 = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{DS(SATM5)} - V_{DSM2} - V_{TN})^2 \quad (5.10)$$

$$I_{START} = \frac{V_{DD} - V_{OUT}}{R_{CTRL}} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_5 (V_{DS(SATM5)} - V_{DSM2} - V_{TN})^2 \quad (5.11)$$

โดยที่

$$V_{OUT} = V_{DS(SATM5)} + V_{DSM2} \quad (5.12)$$

พิจารณาสมการที่ (5.11) พบว่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงกระแส I_{START} ดังนี้

- อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของ M5 เมื่อความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเพิ่มมากขึ้น ส่งผลทำให้กระแส I_{START} เพิ่มมากขึ้นด้วย
- แรงดันไฟตรง V_{DD} เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันดังกล่าวทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{START} เมื่อ V_{DD} ลดลงทำให้กระแส I_{START} มีค่าลดลง ในแต่ละค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 และการลดค่าแรงดัน V_{DD} ที่น้อยมากจนเกินไปอาจส่งผลให้วงจรไม่สามารถทำงานได้
- ความต้านทาน R_{CTRL} ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงกระแส I_{START} เมื่อความต้านทานมีค่าเพิ่มมากขึ้นส่งผลทำให้กระแส I_{START} มีค่าลดลง

จากรูปวงจรที่ 5.16 นำมาวิเคราะห์หาค่า R_{out} ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $i_{mi} = g_{mi} V_{gs1}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (5.13) คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{m4} = g_{m4} V_{gs4} \quad (5.14)$$

$$V_{gs4} = V_t - V_{gs1} \quad (5.15)$$

$$V_{gs1} = i_{m4} \left(\frac{1}{g_{m2}} \right) \quad (5.16)$$

$$\therefore i_{m1} = g_{m1} \left(\frac{g_{m4} V_{gs4}}{g_{m2}} \right) \quad (5.17)$$

$$i_t = i_{m1} + \frac{V_t}{R_{CTRL}} \quad (5.18)$$

$$i_t = g_{m1} V_{gs1} \left(\frac{g_{m4} V_{gs4}}{g_{m2}} \right) + \frac{V_t}{R_{CTRL}} \quad (5.19)$$

$$R_{out} = \frac{V_t}{i_t} = \frac{R_{CTRL} \cdot U}{g_{m2} g_{m4} r_{o4} R_{CTRL} + U} \quad (5.20)$$

โดยที่

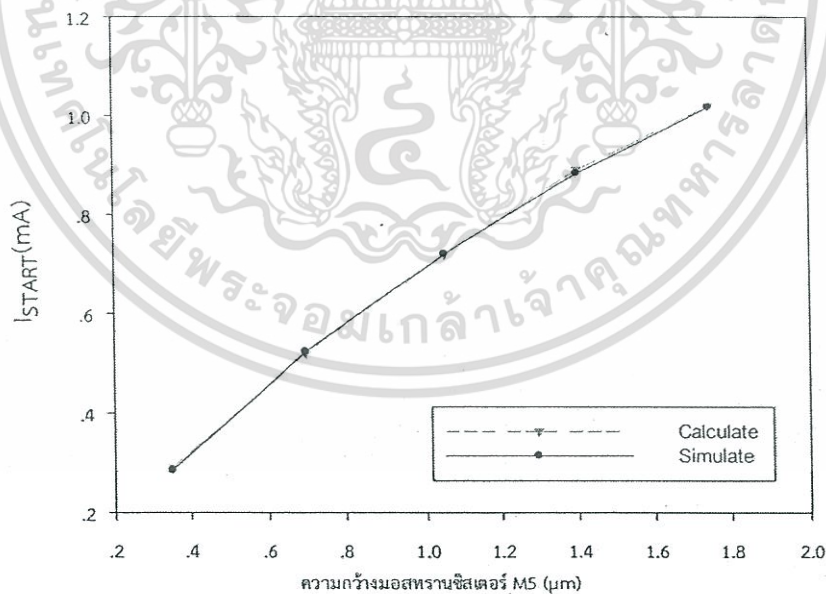
$$U = \left[g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m3}} + r_{o4} + \frac{1}{g_{m1}} \right) + g_{m4} r_{o4} \right]$$

เมื่อนำรูปที่ 5.16 มาจำลองการทำงานเพื่อหาค่ากระแส I_{START} ในแต่ละความกว้างของ มอสทรานซิสเตอร์ M5 โดยการนำค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของโมเดลของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 โดย กำหนดให้ความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M5 มีค่า 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอนตามลำดับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พบว่า การเปลี่ยนความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ทำให้ค่ากระแส I_{START} เปลี่ยนไป แสดงดังตารางที่ 5.7

ตารางที่ 5.7 ค่ากระแส I_{START} กับความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M5 ที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์

ความกว้างของ มอสทรานซิสเตอร์ M5(μm)	ค่ากระแส I_{START} ที่ได้จากคำนวณ (mA)	ค่ากระแส I_{START} ที่ได้จากกร ทดลอง(mA)
0.35	0.29	0.285
0.7	0.52	0.523
1.05	0.72	0.72
1.4	0.89	0.883
1.75	1.02	1.017



รูปที่ 5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับค่าความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M5

พิจารณารูปที่ 5.18 เมื่อป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์ให้กับวงจร และทำการปรับ

ขนาดความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 ให้มีขนาดเพิ่มมากขึ้นเท่าตัวของความกว้างเดิม พบว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

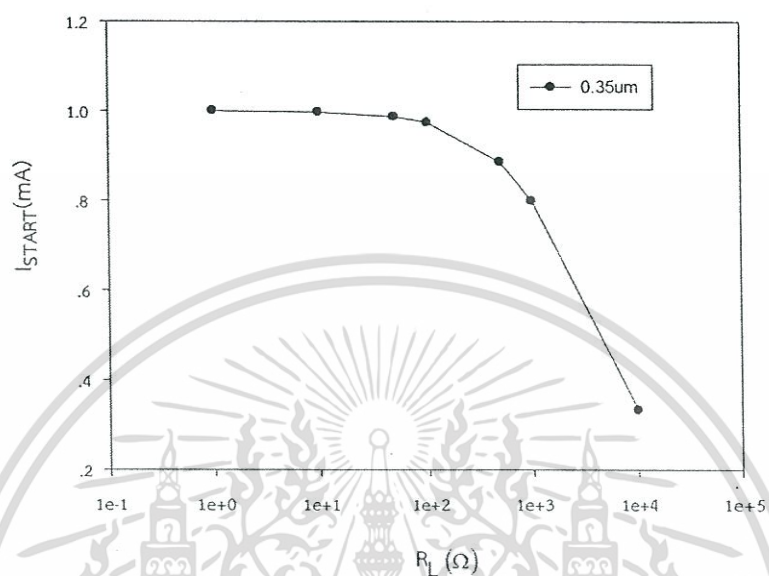
เมื่อความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเพิ่มมากขึ้นส่งผลทำให้กระแส I_{START} มีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วย เนื่องจากความกว้างของช่องทางเดินกระแสในมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเพิ่มมากขึ้นโดยมีแนวโน้มเป็นเชิงเส้น จากการทดลองความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ 1.75 ไมครอนทำให้ได้กระแส I_{START} สูงสุด เท่ากับ 1.017 มิลลิแอมป์

กรณีถัดมาในการพิจารณา คือ เพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ทำให้กระแส $I_{START} = I_2/I_3$ ในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 โดยกำหนดค่ากระแส $I_{START}=1\text{mA}$ ทำการจำลองการทำงานโดยเพิ่มค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 ดังนี้ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอนตามลำดับ กำหนดแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} เท่ากับ 5 โวลต์ แสดงดังตารางที่ 5.8

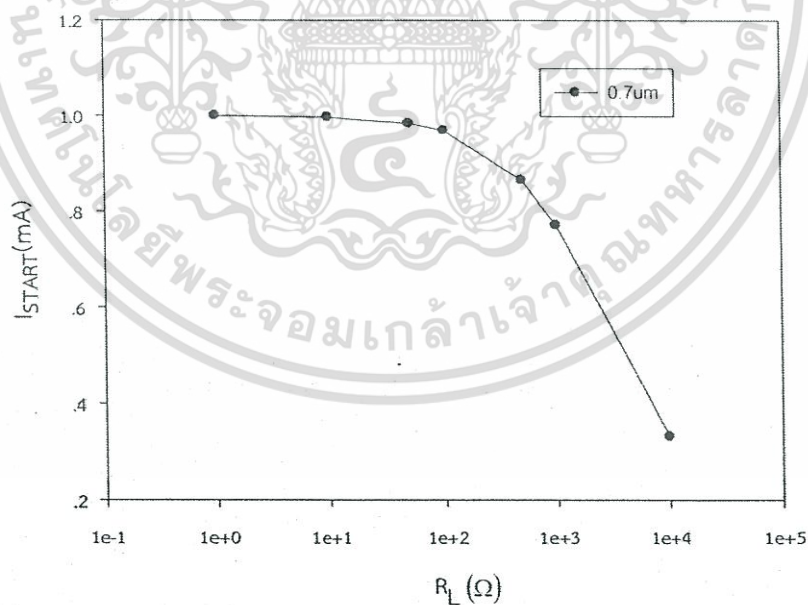
ตารางที่ 5.8 ค่ากระแส I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่เปลี่ยนแปลงโดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์

R_{CTRL} (Ω)	I_{START} (mA)				
	$W_{M5}/L(\mu\text{m})$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
1	1	1	1	1	1
10	0.997	0.997	0.996	0.996	0.985
50	0.987	0.984	0.981	0.978	0.975
100	0.974	0.969	0.963	0.958	0.952
500	0.886	0.865	0.845	0.828	0.812
1k	0.799	0.771	0.749	0.73	0.339
10k	0.333	0.332	0.331	0.33	0.038

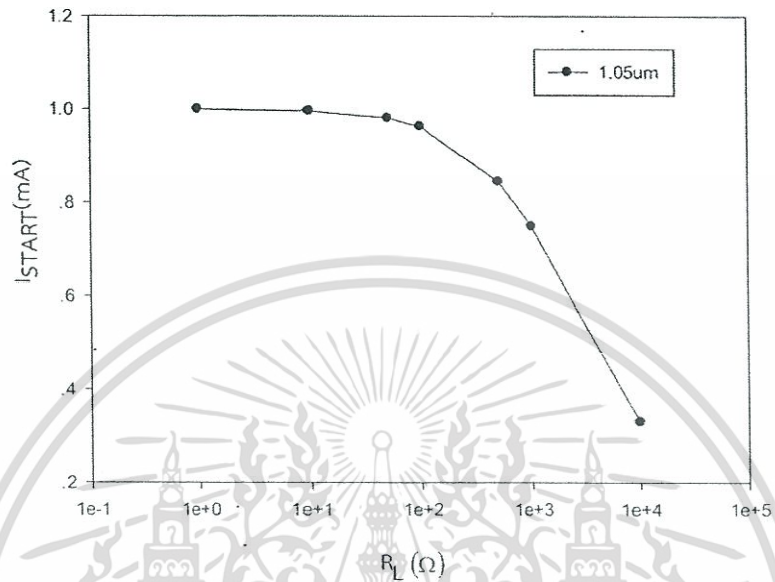
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



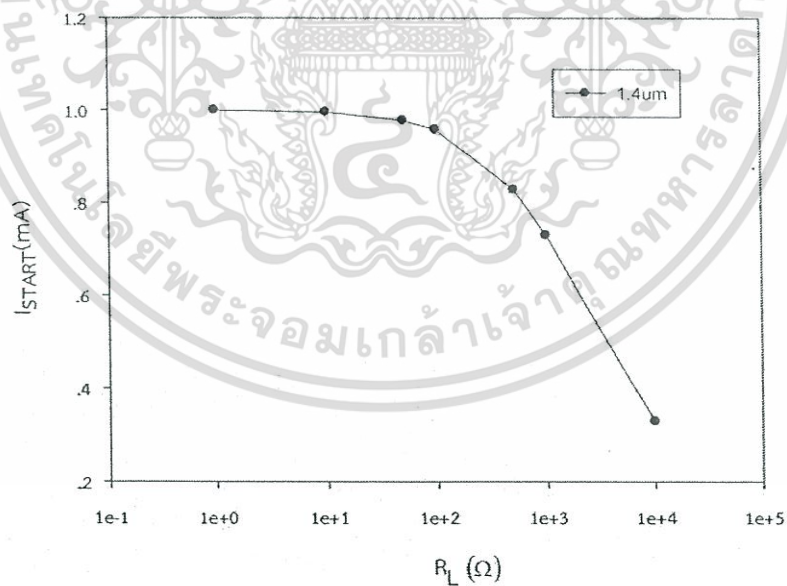
รูปที่ 5.19 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.35 ไมครอน



รูปที่ 5.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.7 ไมครอน

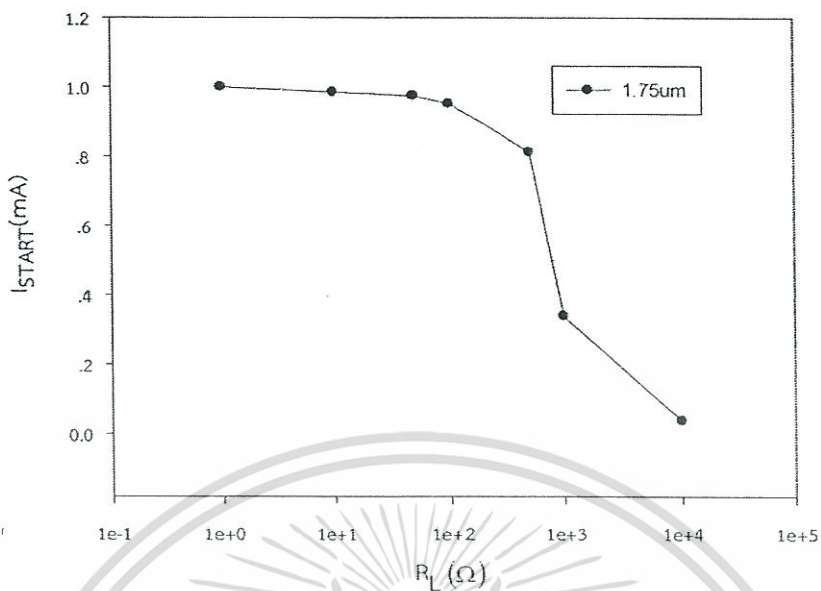


รูปที่ 5.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.05 ไมครอน



รูปที่ 5.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.4 ไมครอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.75 ไมครอน

ในการจำลองการทำงานเกี่ยวกับค่าความต้านทาน R_{CTRL} ดังรูปที่ 5.19-5.23 พบว่ามีผลต่อค่ากระแส I_{START} เมื่อปรับค่าความต้านทานให้มีค่าเพิ่มมากขึ้นทำให้ค่ากระแสมีค่าลดลง ซึ่งในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์มีแนวโน้มในลักษณะเดียวกัน ค่า R_{CTRL} ที่เหมาะสมแก่วงจรมีค่าอยู่ในช่วง 1-100 โอห์ม ซึ่งทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M2 และ M5 ทำงานในโหมดอิ่มตัว(Saturation) ค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 ที่เหมาะสมแก่การออกแบบเท่ากับ 0.35 ไมครอน

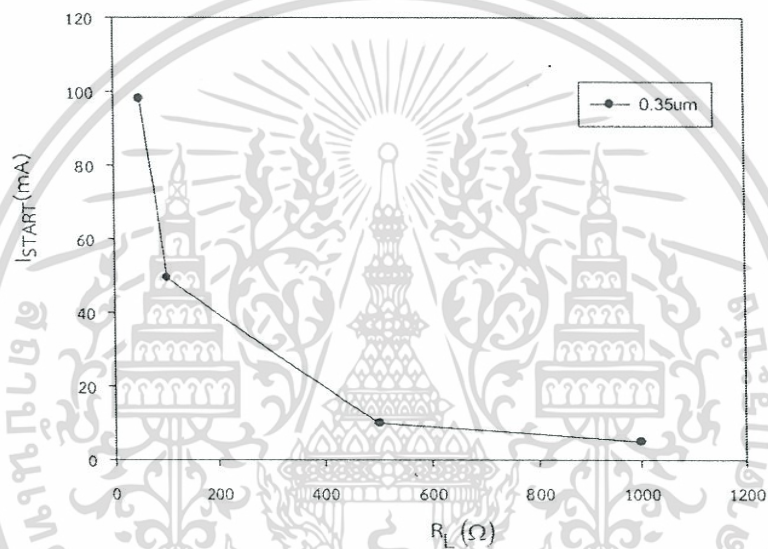
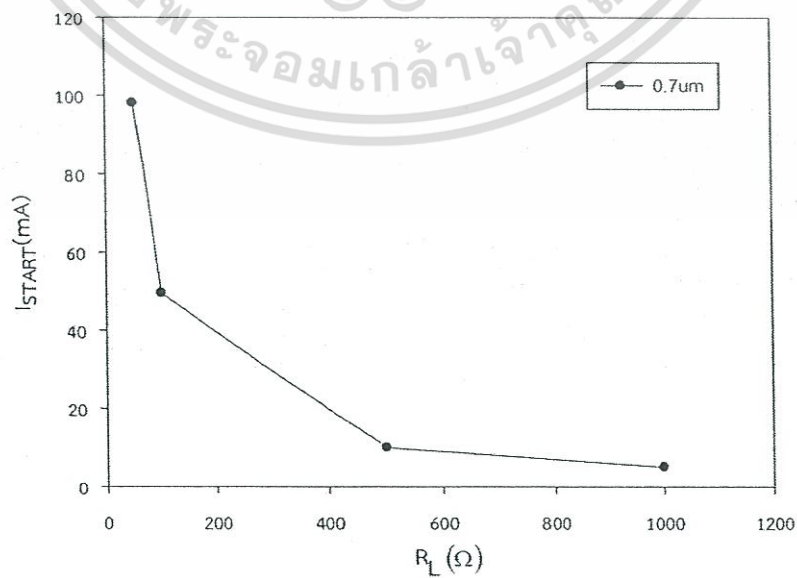
ในกรณีถัดมาพิจารณาที่ค่าความต้านทานโหลดโดยต่อ R_L เพื่อหว่าเมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวต้านทานดังกล่าวและความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 มีผลอย่างไรต่อค่ากระแส I_{START} โดยกำหนดให้ค่าความต้านทาน R_{CTRL} ที่เหมาะสมที่ทำให้ได้ค่ากระแส $I_{START}=1mA$ ค่าความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M5 ที่เปลี่ยนแปลงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.9

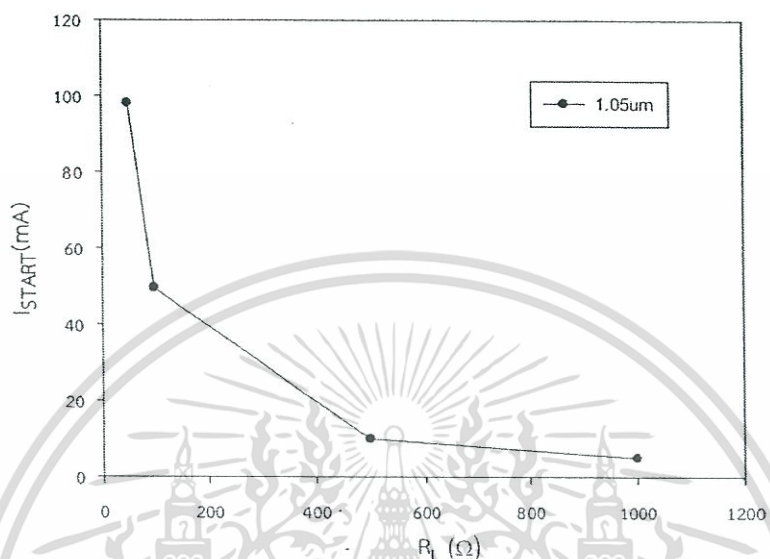
ตารางที่ 5.9 ค่ากระแส I_{START} กับค่าความต้านทาน R_L ที่เปลี่ยนแปลงโดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 5 โวลต์

R_L (Ω)	I_{START} (mA)				
	$W_{M5}/L(\mu m)$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
50	98.03	98.03	98.02	98.02	98.01

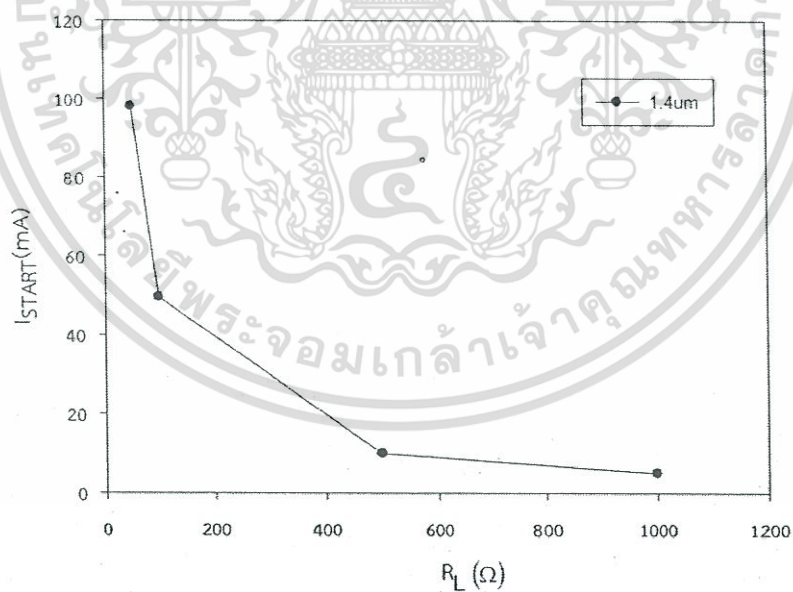
ตารางที่ 5.9 (ต่อ)

R_L (Ω)	$I_{START}(mA)$				
	$W_{M5}/L(\mu m)$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
100	49.5	49.5	49.5	49.49	49.49
500	9.98	9.98	9.98	9.98	9.98
1k	4.995	4.994	4.994	4.994	4.994

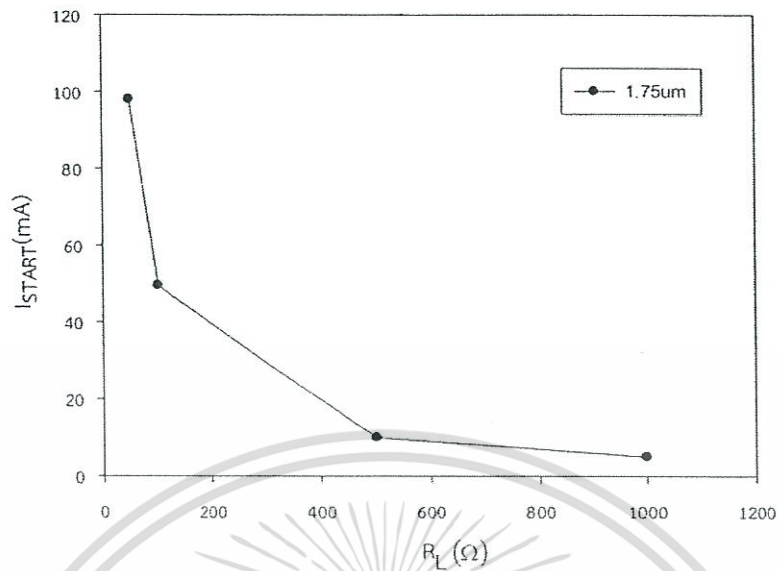
รูปที่ 5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.35 ไมครอนรูปที่ 5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 0.7 ไมครอน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ในนามของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยผู้วิจัยได้สงวนลิขสิทธิ์ไว้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.05 ไมครอน



รูปที่ 5.27 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.4 ไมครอน



รูปที่ 5.28 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความต้านทาน R_L ที่ W_{M5} เท่ากับ 1.75 ไมครอน

พิจารณารูปที่ 5.24-5.28 พบว่าเมื่อเพิ่มค่าความต้านทาน R_L ให้เพิ่มมากขึ้นทำให้ค่ากระแส I_{START} ลดลงในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟการพิจารณา R_L ในวงจรที่ 5.1 พบว่าลักษณะกราฟระหว่าง I_{START} และความต้านทาน R_L มีแนวโน้มเป็นเชิงเส้นมากยิ่งขึ้น

เมื่อพิจารณาในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ทำให้วงจรยังสามารถทำงานได้ในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ $M5$ เท่ากับ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอนตามลำดับ กำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ตั้งแต่ 1-5 โวลต์ ทำการจำลองการทำงานหาค่ากระแส I_{START} สามารถแสดงดังตารางที่ 5.10

ตารางที่ 5.10 ค่ากระแส I_{START} กับค่าแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ $M5$ แตกต่างกัน

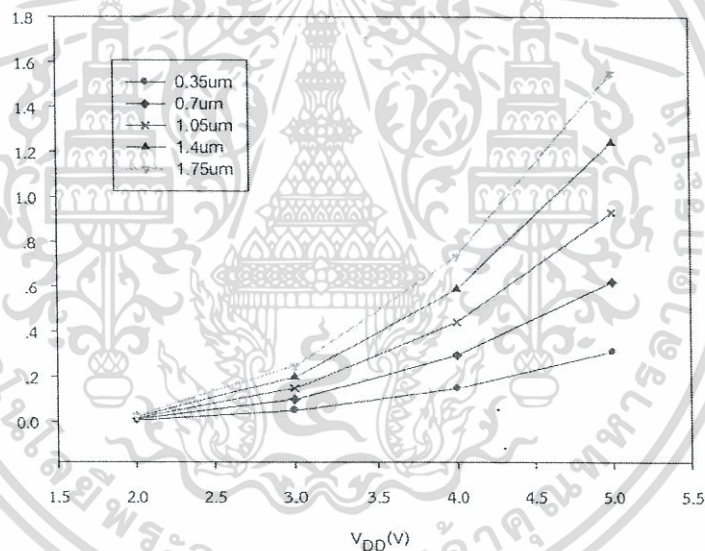
แหล่งจ่าย แรงดันไฟตรง V_{DD} (V)	กระแส I_{START} (mA)				
	$W_{M5}/L(\mu\text{m})$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
1	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน	วงจรไม่ ทำงาน
	ทำงาน	ทำงาน	ทำงาน	ทำงาน	ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.10(ต่อ)

แหล่งจ่าย แรงดันไฟตรง $V_{DD}(V)$	กระแส $I_{START}(mA)$				
	$W_{M5}/L(\mu m)$				
	0.35/0.35	0.7/0.35	1.05/0.35	1.4/0.35	1.75/0.35
2	0.005	0.011	0.016	0.021	0.026
3	0.049	0.098	0.147	0.197	0.246
4	0.147	0.294	0.441	0.588	0.735
5	0.311	0.621	0.931	1.242	1.552

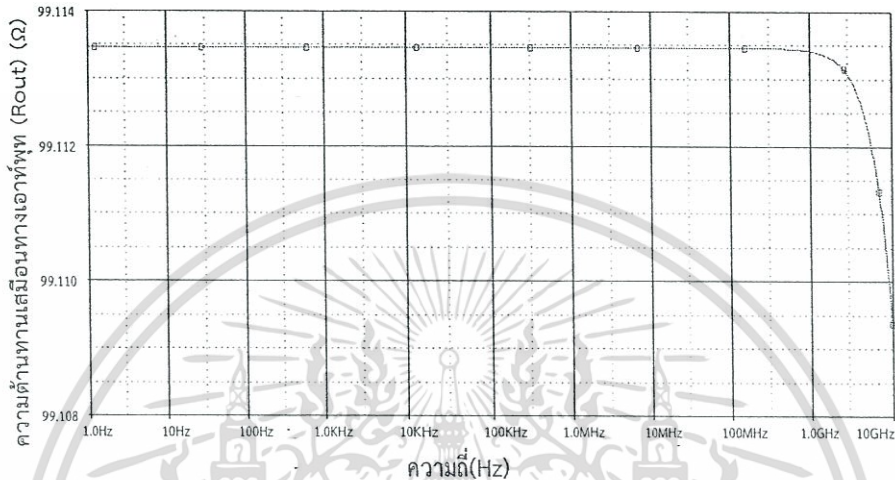


รูปที่ 5.29 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 แตกต่างกัน

พิจารณารูปที่ 5.29 พบว่าเมื่อจ่ายแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ 1 โวลต์ในทุกความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5 ที่แตกต่างกัน วงจรไม่สามารถทำงานได้เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่าน linear และที่แหล่งจ่ายแรงดัน 5 โวลต์ในแต่ละความกว้างมอสทรานซิสเตอร์พบว่ายังมีความกว้างมากขึ้นกระแส I_{START} จะมากขึ้นตามไปด้วย การเพิ่มขึ้นของค่ากระแส I_{START} มีค่าเพิ่มมากขึ้นมีแนวโน้มเป็นแบบเชิงเส้นในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการจำลองการทำงานอีกครั้งเพื่อหาค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต (R_{out}) ของวงจรถูกปรับแต่ง เป็นสิ่งที่ต้องการในการออกแบบเพื่อเปรียบเทียบกับผลการออกแบบวงจรถูกปรับแต่งพื้นฐานดังนี้



รูปที่ 5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตกับความถี่ วงจรรูปที่ 5.16

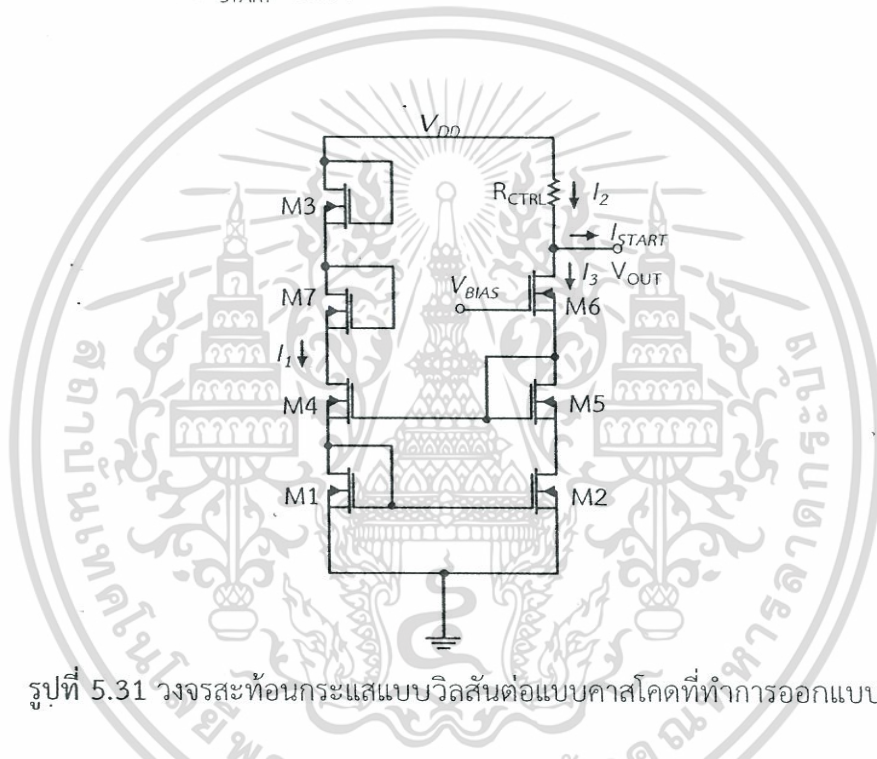
จากรูปที่ 5.30 พิจารณาค่า R_{out} ของวงจรรูปที่ 5.16 มีค่าเท่ากับ 99.114 โอห์ม

การออกแบบวงจรถูกปรับแต่งให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่นิ่ง ต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องและมีผลต่อกระแส I_{START} โดยการวิเคราะห์ห้วงจรพบว่าค่าพารามิเตอร์ที่มีผลเกี่ยวข้องกับการเปลี่ยนแปลงกระแส I_{START} ได้แก่ แหล่งจ่ายแรงดัน V_{DD} , อัตราส่วน $\frac{W}{L}$, ค่าความต้านทาน R_L , R_{CTRL} และค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต กล่าวโดยสรุปว่าวงจรถูกปรับแต่งที่ทำการออกแบบเป็นวงจรถูกปรับแต่งแบบวิลสันเนื่องจากการออกแบบต้องการค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตที่สูง เพื่อที่จะจ่ายกระแสไปยังโหลด R_L ได้เต็มที่ ซึ่งค่ากระแสที่จ่ายได้คือ 1 มิลลิแอมป์ จากการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมในการออกแบบวงจรถูกปรับแต่งดังตารางที่ 5.11

มอสทรานซิสเตอร์	W/L(μm)
M1	0.35/0.35
M2	0.35/0.35
M4	0.35/0.35
M5	0.35/0.35

5.5.2 ผลการจำลองการทำงานวงจรควบคุมกระแส

วงจรควบคุมกระแส ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 4 ทำหน้าที่ควบคุมกระแส I_{START} โดยเกิดจากแรงดัน V_{BIAS} ดังรูปที่ 5.31 ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงการเพิ่มแรงดัน V_{BIAS} ให้กับวงจรแล้วสามารถปรับจูนค่ากระแส I_{START} ได้ ทำการออกแบบวงจรเพิ่มเติมโดยเพิ่มมอสทรานซิสเตอร์ M6 และ M7 ในวงจร ต่อในลักษณะคาสโคดเพื่อเพิ่มค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตให้มากยิ่งขึ้นจากการทดลองในหัวข้อก่อนหน้านี้เรื่องการพิจารณา R_{CTRL} พบว่า R_{CTRL} ที่เหมาะสมแก่วงจรควรอยู่ในช่วง 1-100 โอห์ม ซึ่งทำให้กระแส $I_{START}=1\text{mA}$



รูปที่ 5.31 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันต่อแบบคาสโคดที่ทำการออกแบบ

เมื่อพิจารณารูปวงจรที่ 5.31 พบว่ามีการเพิ่มมอสทรานซิสเตอร์ M6 และ M7 และมีแรงดัน V_{BIAS} เพื่อควบคุมกระแส I_{START} สามารถวิเคราะห์หาค่ากระแส I_{START} ได้ดังนี้

$$I_{START} = \frac{V_{DD} - (V_{BIAS} - V_{GS6}) - V_{DS6}}{R_{CTRL}} - \frac{1}{2} \mu C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)_6 [V_{BIAS} - (V_{DS5} + V_{DS2}) - V_T]^2 \quad (5.21)$$

จากสมการที่ (5.21) จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องและทำให้กระแส I_{START} เปลี่ยนแปลงมีดังนี้

- เมื่อแรงดัน V_{BIAS} มีค่าเพิ่มขึ้นกระแส I_{START} จะมีค่าลดลง

- อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอสทรานซิสเตอร์ M6

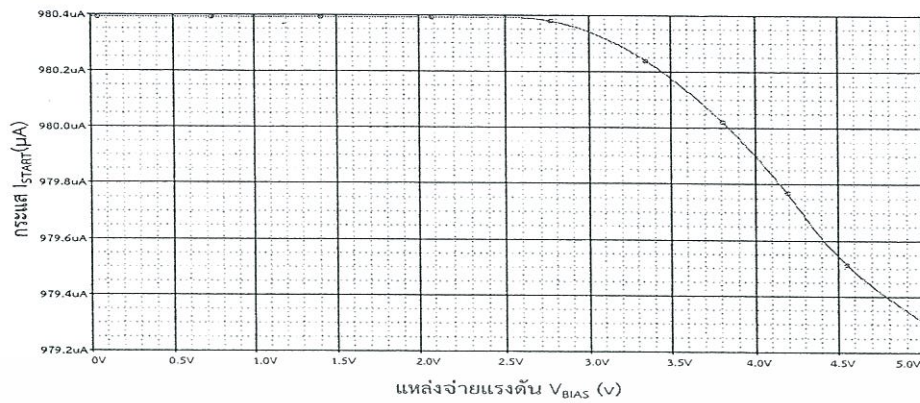
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการจำลองการทดลองเพื่อพิสูจน์ค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องโดยหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} และแรงดัน V_{BIAS} โดยวิธี DC sweep ที่ V_{BIAS} ในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M6 เพื่อหาค่าความกว้างของ M6 ที่เหมาะสมในการออกแบบ กำหนดให้แรงดันไฟตรง V_{DD} เท่ากับ 5 โวลต์ แรงดัน V_{BIAS} อยู่ในช่วง 0-5 โวลต์ ค่าความต้านทาน R_{CTRL} สูงสุดเท่ากับ 100 โอห์มค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม และความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M6 คือ 0.35, 0.7, 1.05, 1.4, 1.75 ไมครอนตามลำดับแสดงดังตารางที่ 5.12

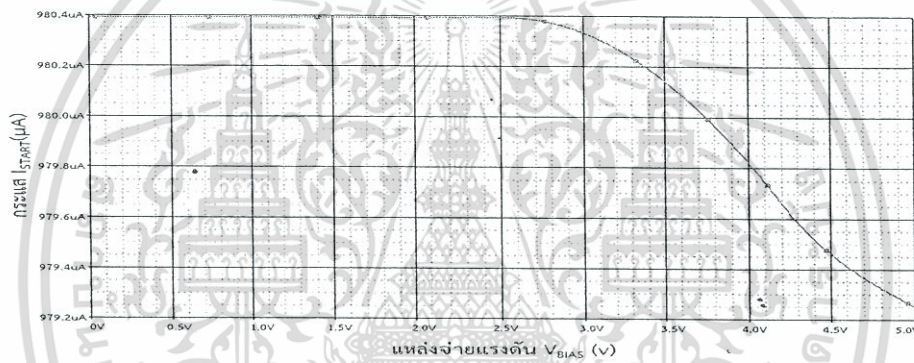
ตารางที่ 5.12 กระแส I_{START} ที่แรงดัน V_{BIAS} สูงสุดเท่ากับ 5 โวลต์ ในแต่ละความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M6 ที่แตกต่างกัน

ความกว้าง มอสทรานซิสเตอร์ M6 (μm)	กระแส I_{START} (μA)
0.35	979.311
0.7	979.252
1.05	979.226
1.4	979.211
1.75	979.201
2.1	979.193
2.45	979.187
2.8	979.183
3.15	979.179
3.5	979.176
3.85	979.173
4.2	979.17

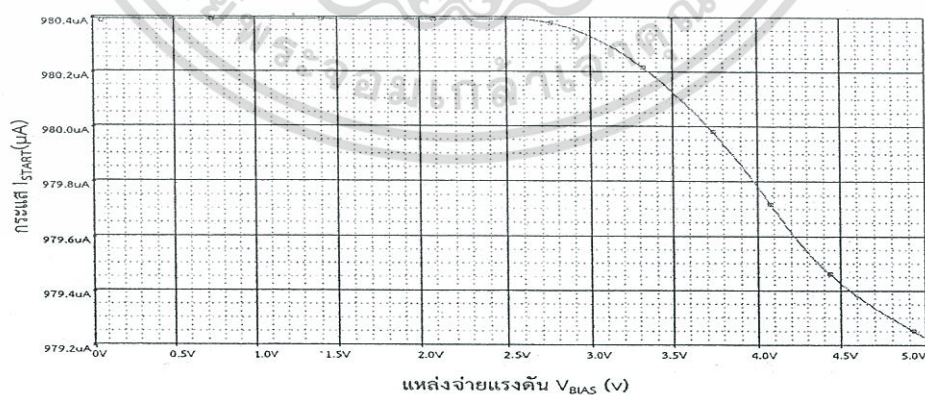
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



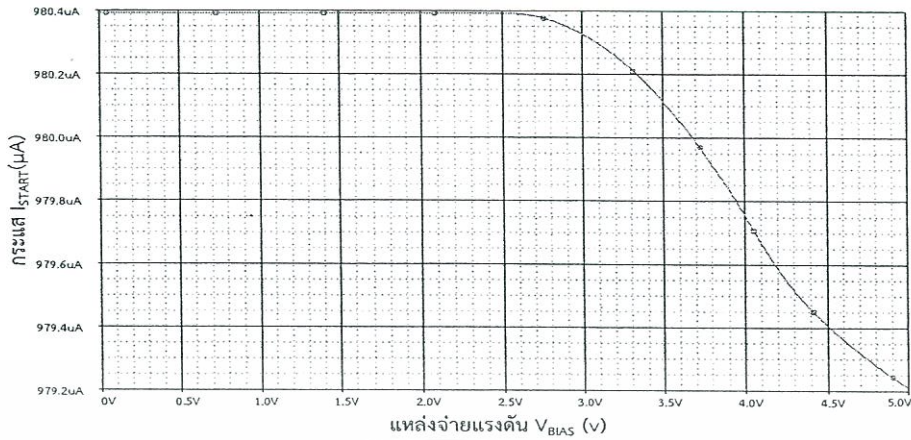
รูปที่ 5.32 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 0.35 ไมครอน



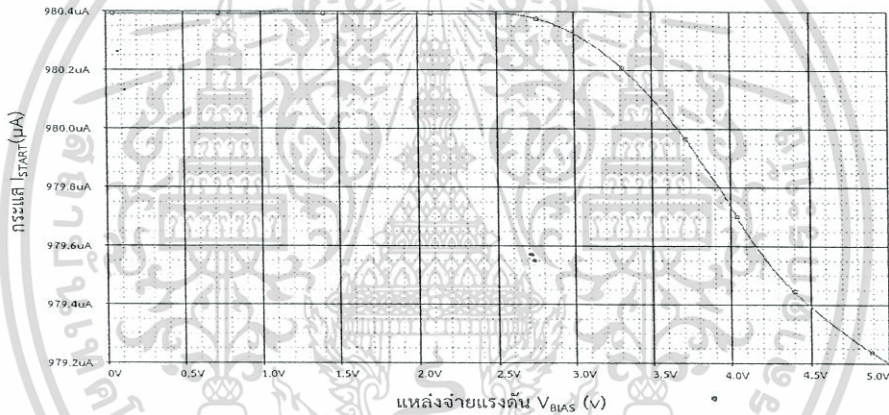
รูปที่ 5.33 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 0.7 ไมครอน



รูปที่ 5.34 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 1.05 ไมครอน



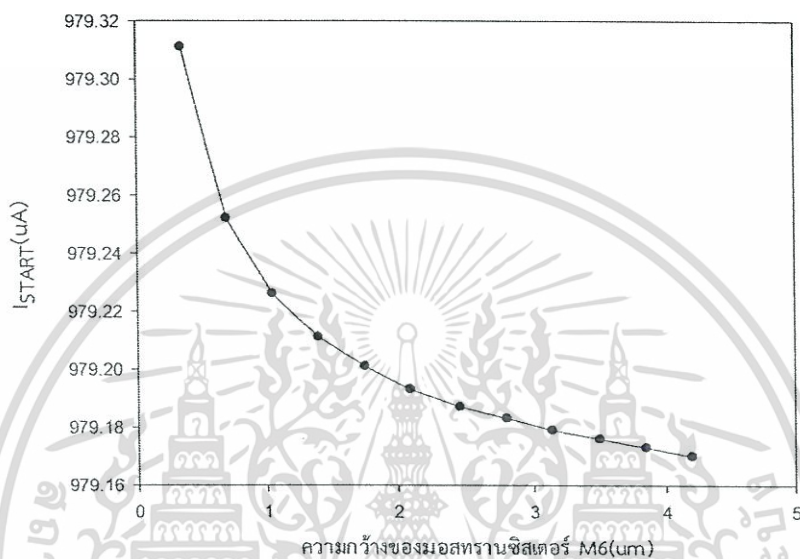
รูปที่ 5.35 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 1.4 ไมครอน



รูปที่ 5.36 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับ V_{BIAS} ที่ W_{M6} เท่ากับ 1.75 ไมครอน

เมื่อพิจารณารูปที่ 5.32-5.36 เมื่อป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน V_{BIAS} ตั้งแต่ 0-5 โวลต์ให้กับวงจร เพื่อควบคุมกระแส I_{START} พบว่าเมื่อพล็อตกราฟระหว่างกระแสกับแรงดัน ที่แรงดัน V_{BIAS} ตั้งแต่ 2.5 โวลต์ขึ้นไปสามารถปรับค่ากระแส I_{START} ได้อยู่ในช่วง 0 - 979 ไมโครแอมป์ เนื่องจากรูปที่ 5.31 กระแส I_3 มีผลต่อกระแส I_{START} โดยที่แรงดัน V_{GS} ของ M6 คือ $V_{BIAS} - (V_{DSM5} + V_{DSM2})$ เนื่องจาก มอสทรานซิสเตอร์ M6 ต้องทำงานในโหมดอิ่มตัว(Saturation) ดังนั้นแรงดัน V_{BIAS} ต้องมีค่ามากกว่า แรงดัน $(V_{DSM5} + V_{DSM2}) - V_{TN}$ จึงจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M6 ทำงานในโหมดดังกล่าว

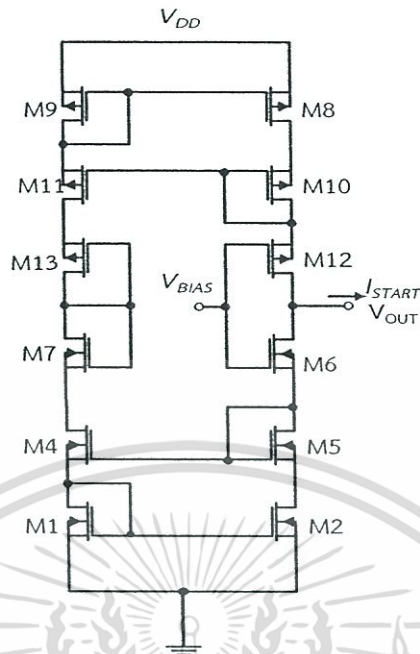
จากนั้นพิจารณาอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ของมอสทรานซิสเตอร์ M6 ที่เหมาะแก่การออกแบบ โดยการนำตารางที่ 5.12 มาพล็อตกราฟระหว่าง I_{START} ที่ V_{BIAS} สูงสุดเท่ากับ 5 โวลต์ กับความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M6



รูปที่ 5.37 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับความกว้างของ M6 ที่แตกต่างกัน

พิจารณารูปที่ 5.37 กระแส I_{START} ที่ V_{BIAS} สูงสุดเท่ากับ 5 โวลต์ในแต่ละความกว้างมอสทรานซิสเตอร์ M6 มีค่าอยู่ในช่วง 979.3-979.1 ไมโครแอมป์เมื่อเพิ่มความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M6 ขึ้นเป็นเท่าตัว พบว่ากระแส I_{START} ที่ได้มีค่าลดลงจนมีแนวโน้มคงที่ในช่วงความกว้าง M6 ตั้งแต่ 2.1 ไมครอนขึ้นไป ดังนั้นความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ M6 ที่เหมาะสมในการออกแบบคือ 2.1 ไมครอน

จากการออกแบบที่กล่าวมาเราสามารถนำมาประกอบขึ้นเป็นวงจรขับกระแสได้ดังแสดงในรูปที่ 5.38



รูปที่ 5.38 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน V_{BIAS}

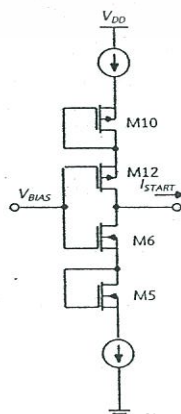
เนื่องจากวงจรดังรูปที่ 5.38 เป็นวงจรที่ถูกออกแบบเพื่อให้เพิ่มค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต โดยการต่อมอสทรานซิสเตอร์แบบคลาสโคด โดยประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีที่เพิ่มมาจากวงจรรูปที่ 5.31 คือ M8, M9, M10, M11, M12 และ M13 นำมอสทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มขึ้นมาทำการออกแบบเพื่อหาค่าอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ที่เหมาะสม เริ่มจาก M12 เนื่องจากความต้องการในการออกแบบให้กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและพีเท่ากัน โดยการเทียบความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ (W) เป็นสัดส่วนจากการพิจารณาค่าความคล่องของประจุพาหะ (μ) จากโมเดลของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 พบว่า $\mu_n = 414.579$ และ $\mu_p = 113.608$ เมื่อเทียบเป็นสัดส่วน $\frac{\mu_n}{\mu_p} = \frac{414.579}{113.608} = 3.649$ เท่า เพราะฉะนั้นการออกแบบมอสทรานซิสเตอร์ชนิดควรรออกแบบให้ความกว้างมอสชนิดพีมีค่าเป็น 4 เท่าของชนิดเอ็น เนื่องจาก M6 มีความกว้างเท่ากับ 2.1 ไมครอน ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ M12 ควรมีความกว้างเท่ากับ 8.4 ไมครอน จากนั้นพิจารณามอสทรานซิสเตอร์ M8, M9, M10 และ M11 เนื่องจากมอสกลุ่มดังกล่าวเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันเช่นเดียวกับรูปที่ 5.16 เพียงแต่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีดังนั้นการออกแบบใช้รูปแบบเดียวกันกับวงจรดังกล่าวสามารถสรุปขนาดของมอสทรานซิสเตอร์วงจรดังรูปที่ 5.38 ดังนี้

ตารางที่ 5.13 พารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบรูปที่ 5.38

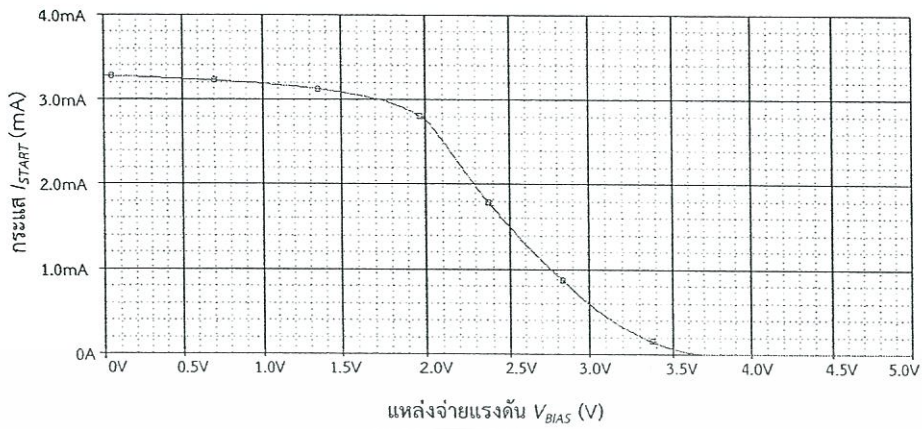
มอสทรานซิสเตอร์	W/L(μm)
M1	0.35/0.35
M2	0.35/0.35
M4	0.35/0.35
M5	0.35/0.35
M6	2.1/0.35
M7	0.35/0.35
M8	8.4/0.35
M9	8.4/0.35
M10	8.4/0.35
M11	8.4/0.35
M12	8.4/0.35
M13	8.4/0.35

จากตารางที่ 5.13 สรุปพารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันโดยควบคุมแรงดัน V_{BIAS} จาก 0-5 โวลต์ ค่าที่แสดงในตารางเป็นความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่เหมาะสม โดยการออกแบบได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น และใช้จำลองการทำงานในหัวข้อถัดไป

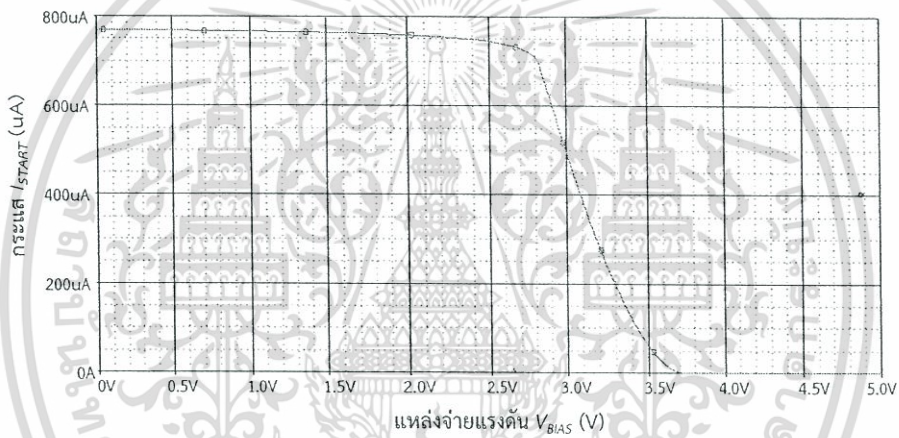
การจำลองการทำงานวงจรรูปที่ 5.38 โดยแสดงให้เห็นว่าวงจรนี้สามารถปรับค่ากระแส I_{START} ได้ด้วยการควบคุมแรงดัน V_{BIAS} 0-5 โวลต์ ใช้วงจรดังรูปที่ 5.39 ที่ได้จากภาคเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 5.38 นำมาจำลองการทำงาน โดยกำหนดค่า R_L ที่ 1, 5 และ 10 กิโลโอห์ม หาค่ากระแส I_{START} ในแต่ละค่าความต้านทานโหลด ใช้พารามิเตอร์ดังตารางที่ 5.13 ดังนี้



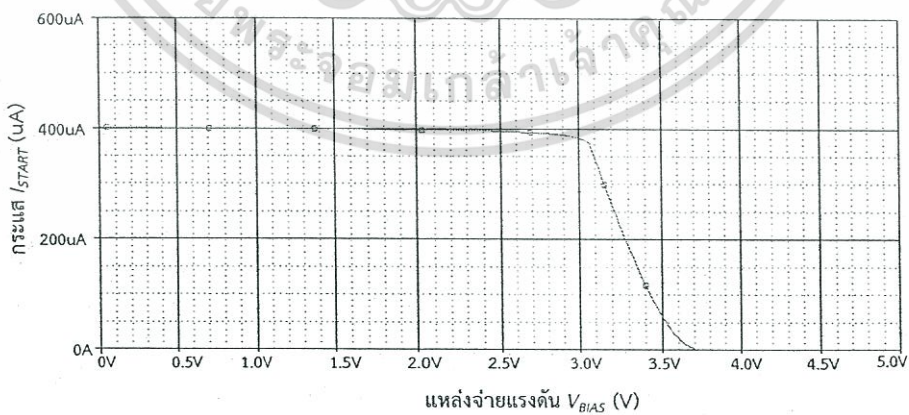
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่-5.39 วงจรปรับกระแสโดยการใช้การควบคุมแรงดัน V_{BIAS}
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.40 แรงดัน V_{BIAS} ที่สามารถควบคุมได้ ที่ R_L เท่ากับ 1 กิโลโอห์ม



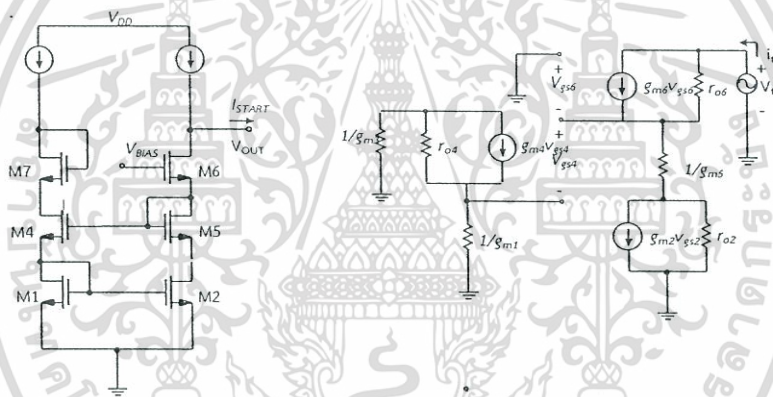
รูปที่ 5.41 แรงดัน V_{BIAS} ที่สามารถควบคุมได้ ที่ R_L เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม



รูปที่ 5.42 แรงดัน V_{BIAS} ที่สามารถควบคุมได้ ที่ R_L เท่ากับ 10 กิโลโอห์ม

พิจารณารูปที่ 5.40-5.42 พบว่าวงจรที่ทำการออกแบบสามารถปรับค่ากระแส I_{START} โดยการควบคุมแรงดัน V_{BIAS} ได้ในช่วง 0-5 โวลต์ ในแต่ละค่าความต้านทาน R_L เนื่องจากวงจรงรูปที่ 5.39 มีลักษณะเดียวกันกับวงจรควบคุมกระแส รูปที่ 4.4 ในบทที่ 4 โดยที่ขาเกตของ M6 และ M12 มีแรงดัน V_{BIAS} เป็นตัวควบคุมกระแสเอาต์พุตในวงจรคือ กระแส I_{START} ที่ขาเดรนของ มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว ดังนั้นการปรับจูนค่ากระแส จึงสามารถควบคุมได้ด้วยแรงดัน V_{BIAS} นั้นเอง

จากนั้นพิจารณาในกรณีการหาค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต (R_{OUT}) เพื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ผ่านมาเมื่อออกแบบวงจรในลักษณะนี้สามารถวิเคราะห์ห้วงจรงรูปที่ 5.38 และเขียนวงจรเสมือนได้ดังนี้



รูปที่ 5.43 วงจรเสมือนของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน V_{BIAS}

จากรูปที่ 5.43 สามารถพิจารณาหาค่า R_{OUT} ได้ดังนี้

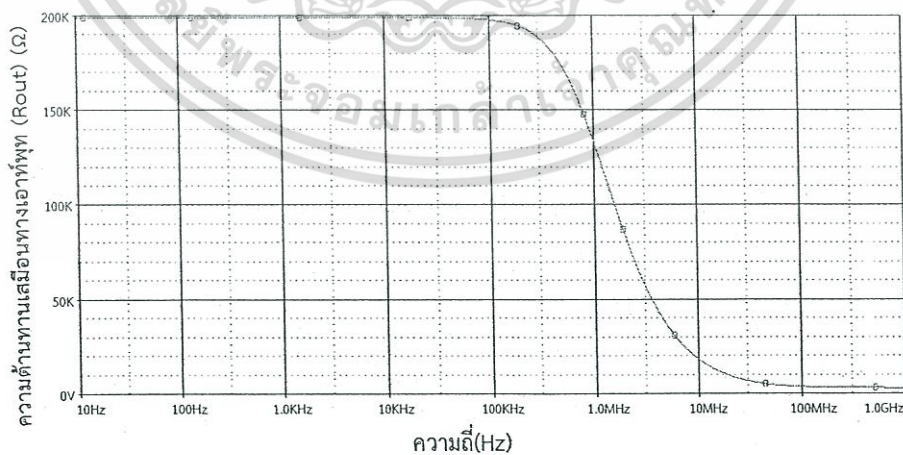
$$V_t = (i_t - g_{m6} V_{gs6}) r_{o6} + i_t \cdot \frac{1}{g_{m5}} + (i_t - g_{m1} V_{gs1}) r_{o1} \tag{5.21}$$

$$V_{gs6} = - \left[\left(i_t \cdot \frac{1}{g_{m5}} \right) + (i_t - g_{m1} V_{gs1}) r_{o1} \right] \tag{5.22}$$

$$V_{gs1} = \frac{g_{m4}r_{o4}V_t}{g_{m2}\left(\frac{1}{g_{m3}} + \frac{1}{g_{m2}} + r_{o4}\right) + g_{m4}r_{o4}} \quad \text{หรือ } Z_{gs1} \cdot V_t \quad (5.23)$$

$$R_{out} = \frac{V_t}{i_t} = \frac{1}{g_{m5}} \cdot \frac{(g_{m5}r_{o6} + g_{m5}g_{m6}r_{o1}r_{o6} + g_{m6}r_{o6} + r_{o1} + 1)}{(g_{m1}r_{o1}Z_{gs1} + g_{m1}g_{m6}r_{o1}r_{o6}Z_{gs1} + 1)} \quad (5.24)$$

โดยที่



รูปที่ 5.44 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตกับความถี่ของวงจรรูปที่ 5.38

พิจารณารูปที่ 5.44 พบว่าวงจรถูกกล่าวว่ามีค่า (R_{out}) เท่ากับ 194.965 กิโลโอห์ม

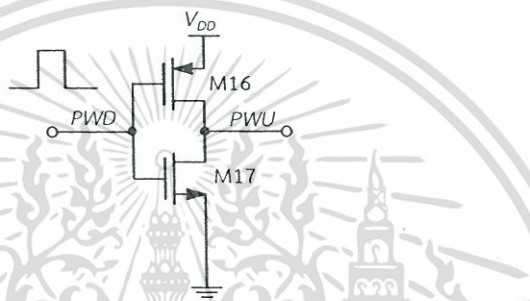
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรถ้าเกิดสัญญาณ PWD และ PWU โดยใช้ มอสมทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์

5.5.3.1 วงจรถ้าเกิดสัญญาณ PWD และ PWU

วงจรถ้าเกิดสัญญาณ PWD และ PWU ที่ใช้มอสมทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ของวงจรถ้าท่อนกระแสแบบวิลสันต่อในลักษณะคาสโคด โดยสัญญาณดังกล่าวเกิดขึ้นจากวงจรถ้าอินเวอร์เตอร์ เพื่อเป็นตัวป้อนสัญญาณไปยังวงจรถ้าท่อนกระแส ดังรูปที่ 5.45



รูปที่ 5.45 วงจรถ้าเกิดสัญญาณ PWD และ PWU

พิจารณารูปที่ 5.45 เป็นวงจรถ้าอินเวอร์เตอร์ที่ประกอบไปด้วยมอสมทรานซิสเตอร์ M16 และ M17 วงจรถ้าเกิดสัญญาณ PWD และ PWU โดยสัญญาณอินพุทของวงจรถ้าเป็นพัลส์แทนด้วย PWD และสัญญาณเอาต์พุทแทนด้วย PWU โดยที่กำหนดให้สัญญาณ $PWD=HIGH$ และ $PWU=LOW$ สัญญาณเหล่านี้จะเป็นอินพุทไปยังวงจรถ้าท่อนกระแสที่มีมอสมทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ ทำการวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ที่เหมาะแก่การออกแบบโดยใช้สมการที่ (4.29) จากบทที่ 4 ดังนี้

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_p}{\left(\frac{W}{L}\right)_n} = \frac{\mu_n}{\mu_p}$$

แทนค่า $\mu_n = 414.579$ และ $\mu_p = 113.608$ ที่ได้จากโมเดลมอสมทรานซิสเตอร์ ของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

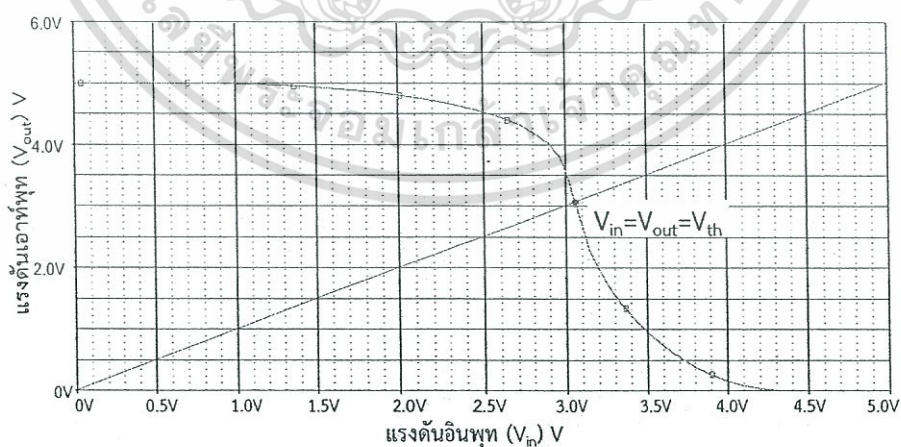
$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_p}{\left(\frac{W}{L}\right)_n} = \frac{414.579}{113.608} = \frac{3.649}{1} \approx \frac{4}{1} \quad (5.25)$$

ดังนั้นค่าอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ ที่เหมาะสมแก่การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ดังตารางที่ 5.14

ตารางที่ 5.14 ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมแก่การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	W/L (μm)
M16	1.4/0.35
M17	0.35/0.35

คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรอินเวอร์เตอร์คือต้องมีจุดสวิทช์ (Switching Voltage) ของวงจร คือจุดที่ $V_{in}=V_{out}$ การพิจารณาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถอธิบายได้ในลักษณะของ Voltage Transfer Characteristics (VTC) โดยนำค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 5.14 จำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.46 คุณสมบัติของ CMOS Inverter (VTC)

พิจารณารูปที่ 5.46 เมื่อออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์โดยออกแบบให้มอสทรานซิสเตอร์ M16

เอกสาและ M17 มีขนาดความกว้างเท่ากับ 1.4 และ 0.35 ไมครอนตามลำดับ ใช้เทคโนโลยีของขบวนการค่า

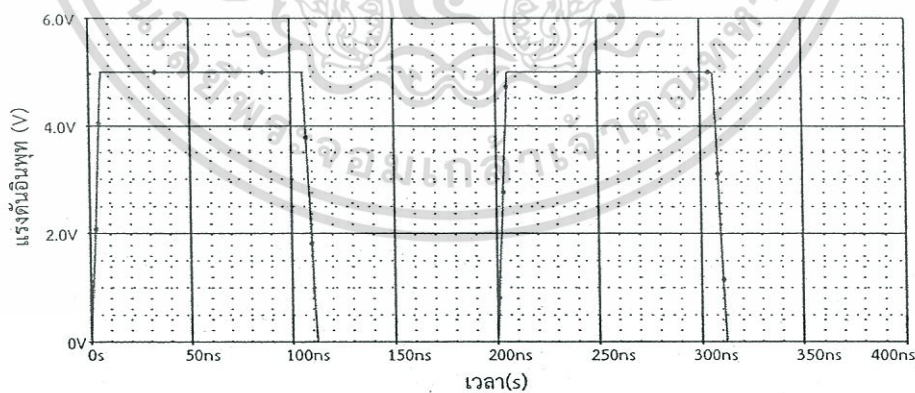
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสทรานซิสเตอร์ที่มีขนาด 0.35 ไมครอนของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 จำลองการทำงานพบว่าจุด switching voltage point เท่ากับ 3.05 โวลต์

นอกจากเรื่อง switching voltage ที่กล่าวมาแล้วจะมีความสำคัญต่อวงจรอินเวอร์เตอร์แล้ว ลักษณะหรือสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือ ค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณ (Propagation delay time) เนื่องจากเป็นตัวกำหนดความถี่สูงสุดของสัญญาณที่วงจรสามารถทำงานได้ ถ้าการหน่วงเวลาน้อยกว่า วงจรก็จะสามารถทำงานได้ที่ความเร็วสูงกว่านั่นเอง ดังนั้นจึงหาค่าของ Propagation delay time ได้โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องดังตารางที่ 5.15

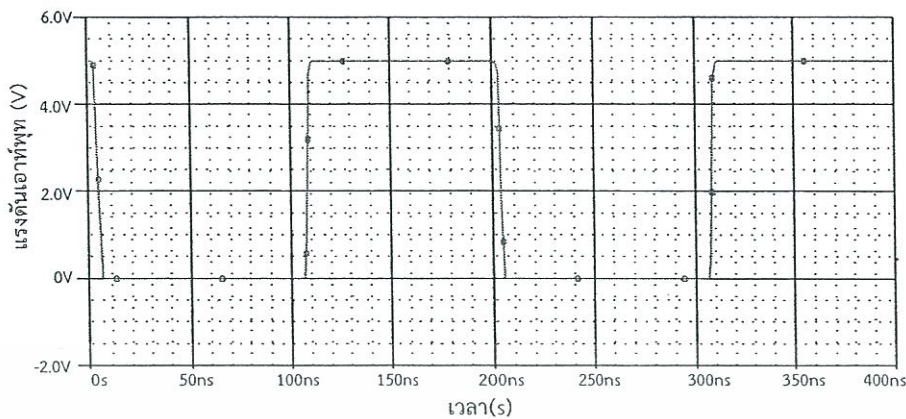
ตารางที่ 5.15 พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องในการจำลองการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์

MOS	W/L (μm)	(Rise time, t_r) (ns)	(Fall time, t_f) (ns)	Pulse width (μs)	Period (μs)
M16	1.4/0.35	6	6	0.1	0.2
M17	0.35/0.35				



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

รูปที่ 5.47 แสดงค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณ (a) แรงดันอินพุต (b) แรงดันเอาต์พุต

พิจารณารูปที่ 5.47 แสดงค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณของวงจรรีจิสเตอร์ที่ทำการออกแบบสามารถหาค่า Propagation delay time (t_p) ตามสมการ (4.25) ที่ได้จากบทที่ 4 ดังนี้

$$t_p = \frac{1}{2}(t_{PHL} + t_{PLH}) \tag{5.25}$$

แทนค่า $t_{PHL}=0.509ns$, $t_{PLH}=0.558ns$

$$\therefore t_p = 0.534ns$$

โดยที่

t_p คือ ค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณ (Propagation delay time) (s)

ฉะนั้นเมื่อป้อนอินพุตให้แก่วงจรรีจิสเตอร์จะเกิดค่าเวลาการหน่วงของสัญญาณ เท่ากับ 0.534 นาโนวินาที

การออกแบบวงจรรีจิสเตอร์สำหรับเป็นตัวจ่ายสัญญาณไปยังวงจรรีสตาร์ทอัพ ซึ่งถูกกำหนดโดยผู้ใช้จากภายนอกดังนั้นการออกแบบจึงเป็นไปตามกระบวนการออกแบบวงจรรีจิสเตอร์เบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.3.2 มอสมทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์

จากหลักการการนำมอสมทรานซิสเตอร์ในการออกแบบสวิทช์จากบทที่ 4 เราจึงทำการจำลองการทำงานเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของมอสมทรานซิสเตอร์ในการประพุดิตัวเป็นสวิทช์ทั้งชนิดพีและเอ็น กำหนดข้อมูลอย่างละ 30 ข้อมูลจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 5 โวลต์ ใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.35 ไมครอน ทำการเพิ่มขนาดความกว้างของมอสมทรานซิสเตอร์เป็นจำนวนเท่าตัว หาค่า r_o จากสมการที่ (4.16) ในบทที่ 4 ใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์ และสามารถหาค่าเปอร์เซ็นต์สูญเสียในการออกแบบได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์สูญเสียในการออกแบบ} = \frac{r_o(\text{หลัง}) - r_o(\text{ก่อน})}{r_o(\text{ก่อน})} \times 100\% \quad (5.26)$$

โดยที่

r_{om} คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอร์สลำดับหลัง

r_{on} คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอร์สลำดับก่อนหน้า

มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น

ตารางที่ 5.16 แสดงตารางพารามิเตอร์ของมอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นที่ใช้ในการเป็นสวิทช์

ลำดับที่	$r_o(k\Omega)$	$W/L(\mu m)$	%สูญเสียในการออกแบบ
1	70.806	0.35/0.35	-50
2	35.403	0.7/0.35	-33.33
3	23.602	1.05/0.35	-25
4	17.701	1.4/0.35	-20
5	14.161	1.75/0.35	-16.67
6	11.801	2.1/0.35	-14.28
7	10.115	2.45/0.35	-12.5
8	8.85	2.8/0.35	-11.11
9	7.867	3.15/0.35	-10
10	7.08	3.5/0.35	-9.09
11	6.436	3.85/0.35	-8.33
12	5.9	4.2/0.35	-7.69
13	5.446	4.55/0.35	-7.14
14	5.057	4.9/0.35	-6.66

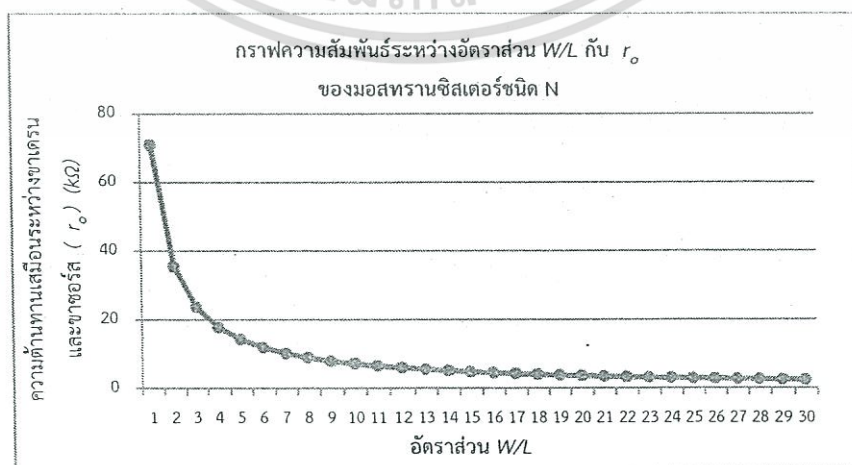
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.16(ต่อ)

ลำดับที่	$r_o(k\Omega)$	$W/L(\mu m)$	%สูญเสียในการออกแบบ
15	4.720	5.25/0.35	-6.25
16	4.425	5.6/0.35	-5.88
17	4.165	5.95/0.35	-5.55
18	3.933	6.3/0.35	-5.26
19	3.726	6.65/0.35	-5.00
20	3.540	7/0.35	-4.76
21	3.371	7.35/0.35	-4.54
22	3.218	7.7/0.35	-4.34
23	3.078	8.05/0.35	-4.16
24	2.950	8.4/0.35	-4.00
25	2.832	8.75/0.35	-3.84
26	2.723	9.1/0.35	-3.70
27	2.622	9.45/0.35	-3.57
28	2.528	9.8/0.35	-3.44
29	2.441	10.15/0.35	-3.33
30	2.360	10.5/0.35	-3.22

นำข้อมูลจากตารางที่ 5.16 มาพล็อตกราฟเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนกับค่า r_o เพื่อหาความเหมาะสมในการออกแบบสวิทช์ชนิดเอ็นดังนี้



รูปที่ 5.48 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน W/L กับ r_o ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.48 สามารถสรุปได้ว่าช่วงที่เหมาะสมแก่การออกแบบสวิทช์ชนิดเอ็นคือช่วงที่

อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ มีค่าดังนี้ $\frac{2.45}{0.35}, \frac{2.8}{0.35}, \frac{3.15}{0.35}, \frac{3.5}{0.35}$ เนื่องจากช่วงนี้เป็นช่วงที่มีเปอร์เซ็นต์สูญเสียในการ

ออกแบบน้อยที่สุด

มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี

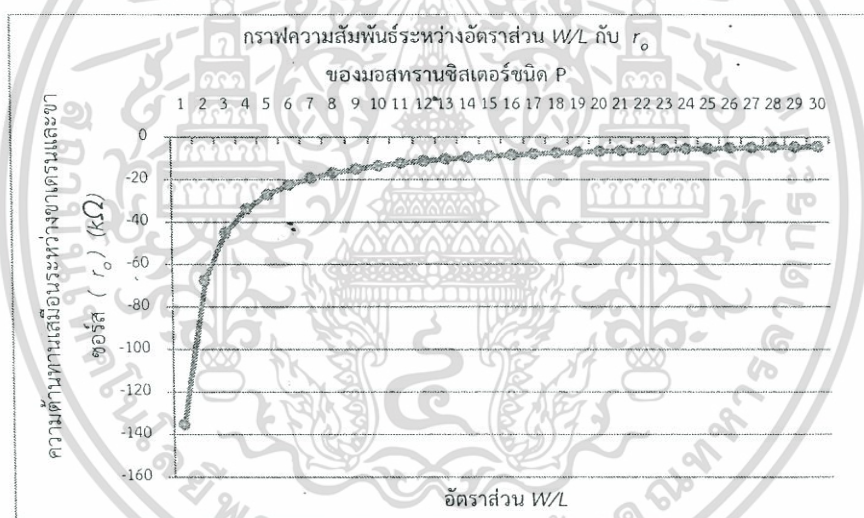
ตารางที่ 5.17 แสดงตารางพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีที่ใช้ในการเป็นสวิทช์

ลำดับที่	$r_o(k\Omega)$	$W/L(\mu m)$	%สูญเสียในการออกแบบ
1	-135.529	0.7/0.35	-50.00
2	-67.764	1.4/0.35	-33.33
3	-45.176	2.1/0.35	-25.00
4	-33.882	2.8/0.35	-20.00
5	-27.105	3.5/0.35	-16.67
6	-22.588	4.2/0.35	-14.28
7	-19.361	4.9/0.35	-12.50
8	-16.941	5.6/0.35	-11.11
9	-15.058	6.3/0.35	-10.00
10	-13.552	7/0.35	-9.09
11	-12.320	7.7/0.35	-8.33
12	-11.294	8.4/0.35	-7.69
13	-10.425	9.1/0.35	-7.14
14	-9.680	9.8/0.35	-6.66
15	-9.035	10.5/0.35	-6.25
16	-8.470	11.2/0.35	-5.88
17	-7.972	11.9/0.35	-5.55
18	-7.529	12.6/0.35	-5.26
19	-7.133	13.3/0.35	-5.00
20	-6.776	14/0.35	-4.76
21	-6.453	14.7/0.35	-4.54
22	-6.160	15.4/0.35	-4.34
23	-5.892	16.1/0.35	-4.16
24	-5.647	16.8/0.35	-4.00

ตารางที่ 5.17 (ต่อ)

25	-5.421	17.5/0.35	-3.84
26	-5.212	18.2/0.35	-3.70
27	-5.019	18.9/0.35	-3.57
28	-4.840	19.6/0.35	-3.44
29	-4.673	20.3/0.35	-3.33
30	-4.517	21/0.35	-3.22

นำข้อมูลจากตารางที่ 5.17 มาพล็อตกราฟเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน $\frac{W}{L}$ กับค่า r_o เพื่อหาความเหมาะสมในการออกแบบสวิทช์ชนิดพีดังนี้



รูปที่ 5.49 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน W/L กับ r_o ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P

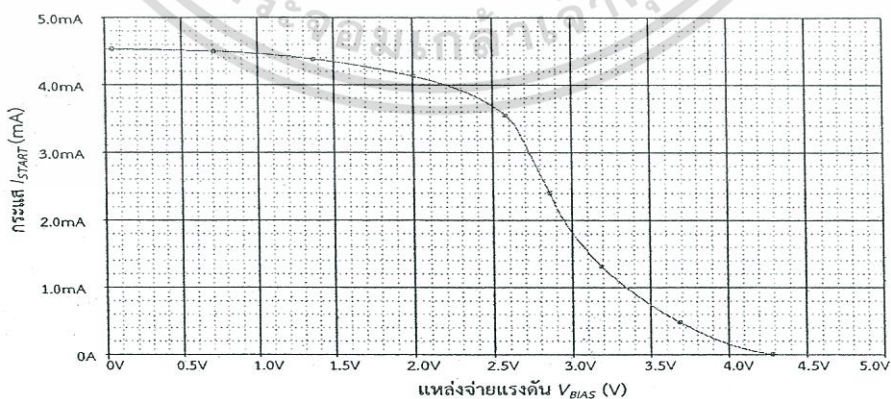
จากรูปที่ 5.49 สามารถสรุปได้ว่าช่วงที่เหมาะสมแก่การออกแบบสวิทช์ชนิดพีคือช่วงที่อัตราส่วน $\frac{W}{L}$ มีค่าดังนี้ $\frac{4.9}{0.35}, \frac{5.5}{0.35}, \frac{6.3}{0.35}, \frac{7}{0.35}$ เนื่องจากช่วงนี้เป็นช่วงที่มีเปอร์เซ็นต์สูญเสียในการออกแบบน้อยที่สุด

สรุปแนวคิดในการออกแบบมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์โดยพิจารณาจากเปอร์เซ็นต์สูญเสียในการออกแบบ พบว่ามอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นที่เหมาะสมแก่การออกแบบสวิทช์คือช่วงที่มีอัตราส่วนดังตารางที่ 5.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

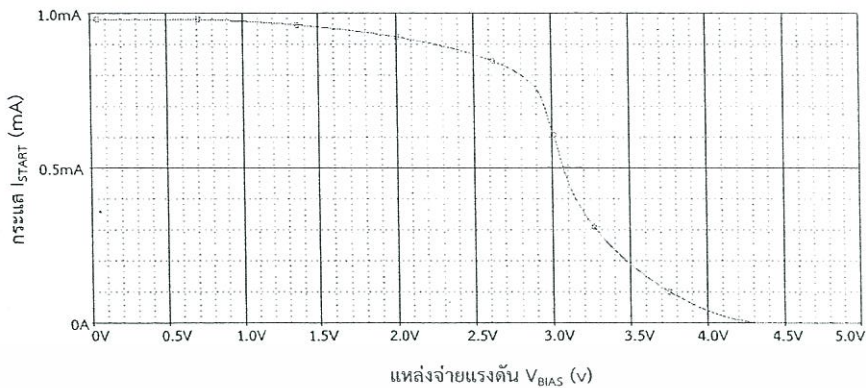
ตารางที่ 5.19 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานวงจรรสตาร์ทอัพ

มอสทรานซิสเตอร์	W/L (μm)
M1	0.35/0.35
M2	0.35/0.35
M4	0.35/0.35
M5	0.35/0.35
M6	2.1/0.35
M8	8.4/0.35
M9	8.4/0.35
M10	8.4/0.35
M11	8.4/0.35
M12	8.4/0.35
M13	8.4/0.35
M14	4.9/0.35
M15	2.45/0.35
M16	1.4/0.35
M17	0.35/0.35

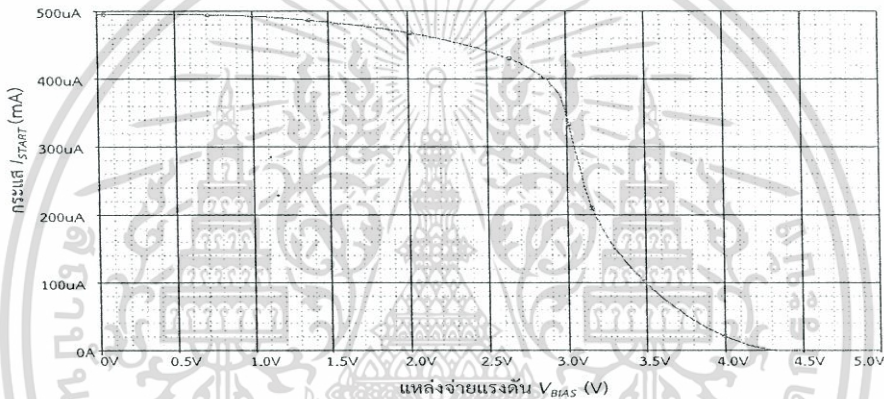


รูปที่ 5.49 กระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{BIAS} ที่ R_L เท่ากับ 1 กิโลโห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.50 กระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{BIAS} ที่ R_L เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม

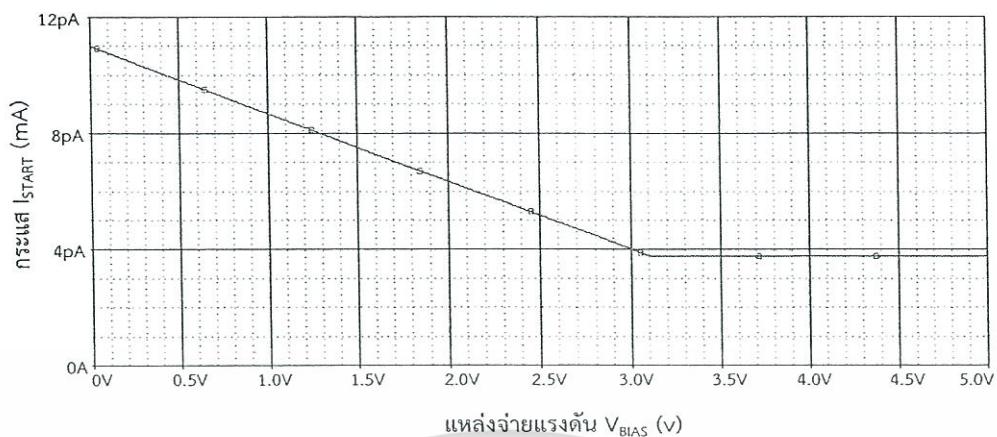


รูปที่ 5.51 กระแส I_{START} กับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{BIAS} ที่ R_L เท่ากับ 10 กิโลโอห์ม

พิจารณารูปที่ 5.49-5.51 พบว่าวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบสามารถจ่ายค่ากระแส I_{START} ได้ที่ค่า R_L เท่ากับ 1, 5, 10 กิโลโอห์ม ได้ค่ากระแส I_{START} เท่ากับ 4.538, 0.98, 0.495 มิลลิแอมป์ ตามลำดับจากกราฟดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าวงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบสามารถควบคุมกระแส I_{START} ได้ ที่แรงดัน V_{BIAS} เท่ากับ 0-5 โวลต์

กรณีที่ 2 เมื่อป้อนสัญญาณ PWD เท่ากับ 0 โวลต์ และสัญญาณ PWU เท่ากับ 5 โวลต์และหาค่ากระแส I_{START} ที่เอาท์พุท จำลองการทำงานรูปที่ 5.48 โดยทำการ DC sweep ที่ V_{BIAS} จาก 0-5 โวลต์วัดค่ากระแส I_{START} หลักการป้อนสัญญาณดังกล่าวควรจะไม่มีกระแส I_{START} ไหลในทางอุดมคติเนื่องจากสัญญาณที่ป้อนแก่มอสทรานซิสเตอร์ M16 และ M17 ไม่สามารถทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M14 และ M15 ทำงานได้ แต่เมื่อทำการจำลองการทำงานพบว่าเกิดกระแสรั่วไหลเนื่องจากพารามิเตอร์ภายในมอสทรานซิสเตอร์เป็นตัวแปร ทำให้เกิดกระแสรั่วไหล ($I_{Leakage}$) ดังรูปที่ 5.52

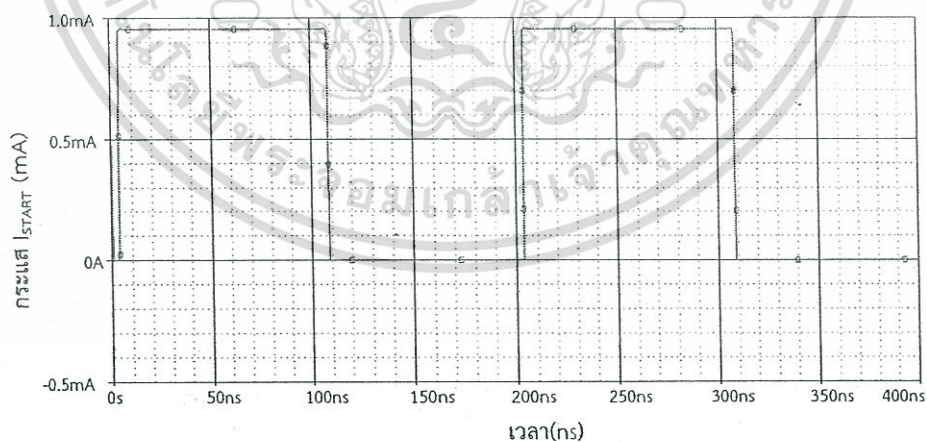
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.52 กระแสรั่วไหล ($I_{Leakage}$) เมื่อป้อนสัญญาณ $PWD=0$ โวลต์ และ $PWU=5$ โวลต์

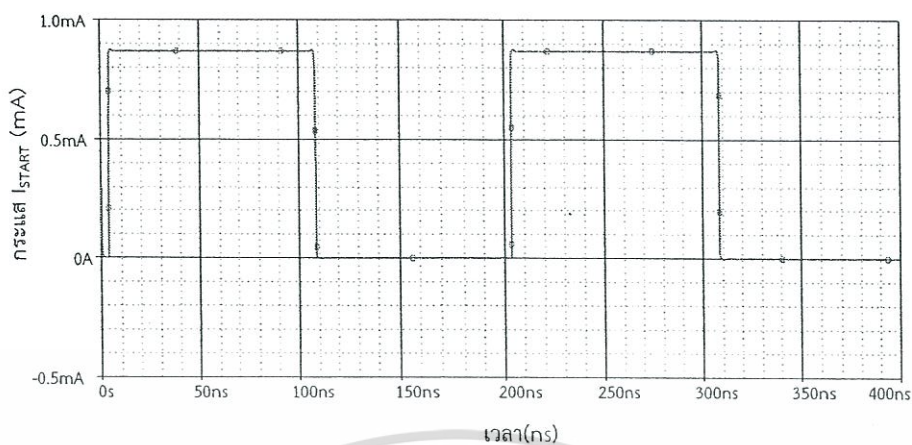
พิจารณารูปที่ 5.52 เมื่อทำการป้อนสัญญาณ PWD เท่ากับ 0 โวลต์ และ PWU เท่ากับ 5 โวลต์ ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M13 และ M14 ไม่สามารถทำงานได้ แต่เกิดกระแสรั่วไหลภายในวงจรมีค่าเท่ากับ 11.01 พิโคแอมป์

จากนั้นวัดค่ากระแส I_{START} อีกครั้ง จำลองการทำงานในโหมด Transient โดยป้อนสัญญาณ PWD เท่ากับ 5 โวลต์ และ PWU เท่ากับ 0 โวลต์ ที่ R_L เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม โดยใช้พารามิเตอร์ดังตารางที่ 5.18

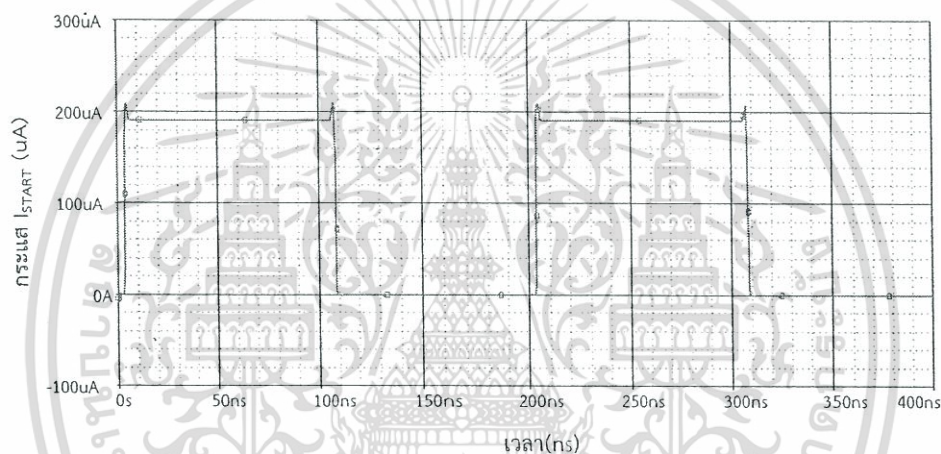


(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

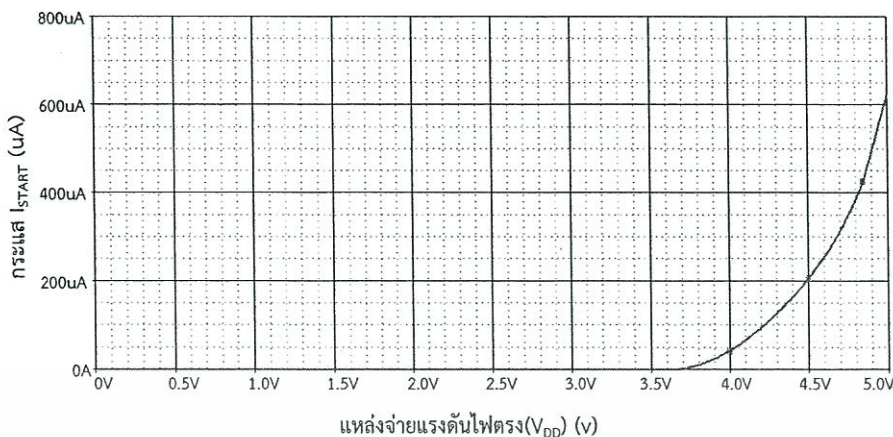


(c)

รูปที่ 5.53 กระแส I_{START} กับเวลาในโหมด Transient (a),(b),(c) ที่ $V_{BIAS}=1.5, 2.5, 3.5$ โวลต์

พิจารณารูปที่ 5.53 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{START} กับเวลา ที่แรงดัน V_{BIAS} ในค่าต่างๆเท่ากับ 1.5, 2.5, 3.5 โวลต์ และสัญญาณ PWD เป็น HIGH และ PWU เป็น LOW พบว่าที่สัญญาณ PWD เกิดค่ากระแส I_{START} มีค่าเท่ากับ 0.955, 0.867, 0.19 มิลลิแอมป์พบว่าเมื่อแรงดัน V_{BIAS} มีค่าเพิ่มมากขึ้นกระแส I_{START} มีค่าลดลง

แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} มีส่วนสำคัญในการออกแบบ เนื่องจากวงจรที่ทำการออกแบบนั้นจะทำงานได้ต้องอาศัยแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรเป็นส่วนประกอบหลัก วงจรใดมีการออกแบบมาเพื่อการทำงานที่แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำก็จะเป็นผลดี ดังนั้นการจำลองการทำงานของวงจร Start up นี้ เพื่อหาแรงดันที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจรสามารถทำงานได้

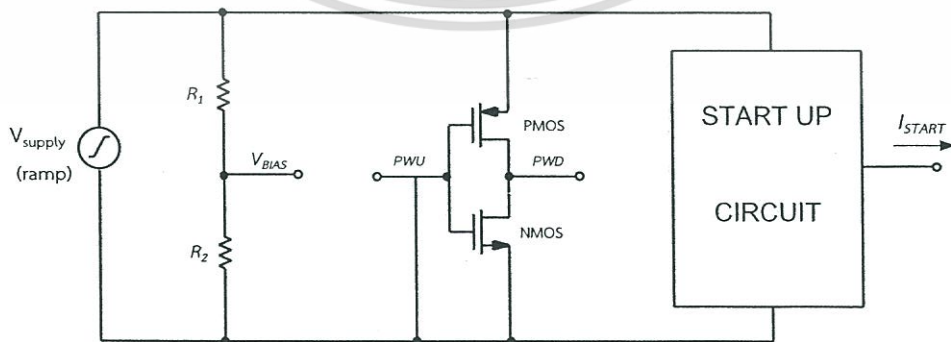


รูปที่ 5.54 ค่าแหล่งจ่ายแรงดัน V_{DD} ที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจร start up ทำงาน

พิจารณารูปที่ 5.54 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} กับกระแส I_{START} พบว่าเราสามารถป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่น้อยที่สุดให้แก่วงจรที่ทำการออกแบบมีค่าเท่ากับ 3.67 โวลต์และทำให้วงจรสามารถทำงานด้วยแหล่งจ่ายแรงดันดังกล่าว ทำให้เกิดค่ากระแส I_{START} มีค่าเท่ากับ 0.682 ไมโครแอมป์

5.5.4 ผลการทดลอง เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลงแบบต่อเนื่อง (Ramp Function)

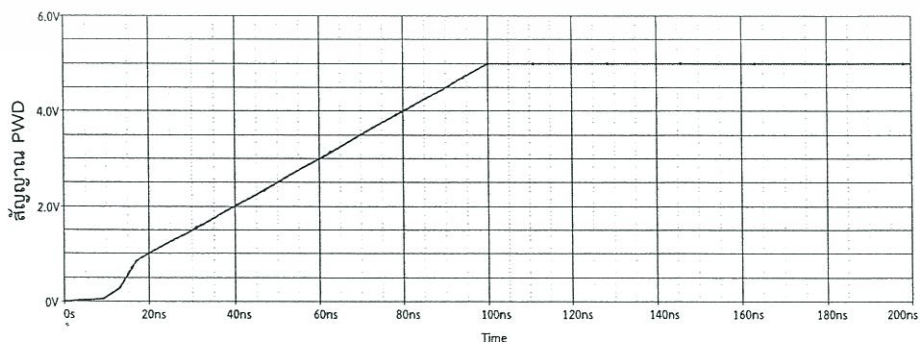
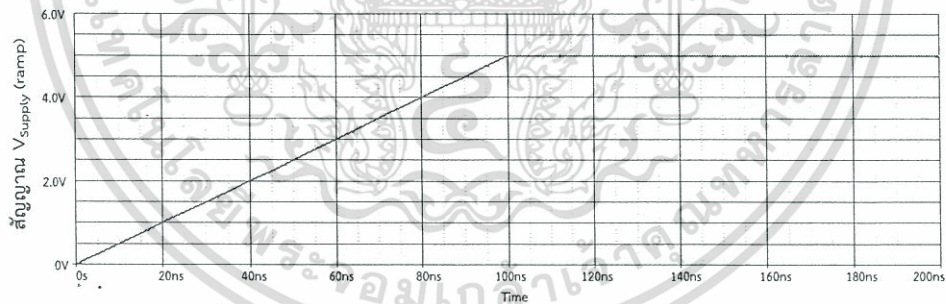
การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit) ให้สามารถทำงานได้ด้วยตัวเองนั้นเป็นการออกแบบเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรสตาร์ทอัพสามารถจ่ายกระแส I_{START} ให้กับวงจรภายนอกได้ โดยทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยงแบบต่อเนื่อง การเปลี่ยนแปลงของแรงดันดังกล่าวได้จากการป้อนแรงดัน V_{Supply} แบบ ramp ที่สร้างจากแหล่งจ่ายสัญญาณพัลส์ให้กับวงจรในการทดสอบ สามารถแสดงการจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 5.55



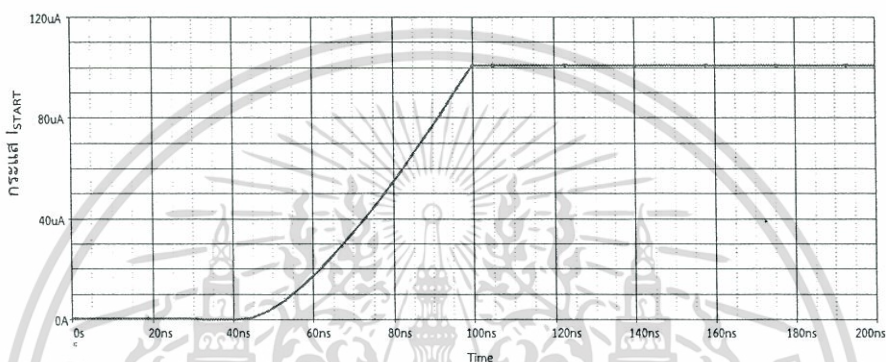
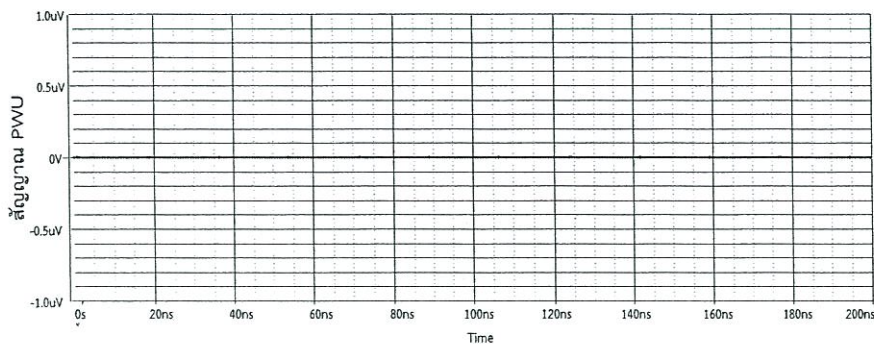
รูปที่ 5.55 แสดงไดอะแกรมการทดสอบวงจรสตาร์ทอัพเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลงแบบต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

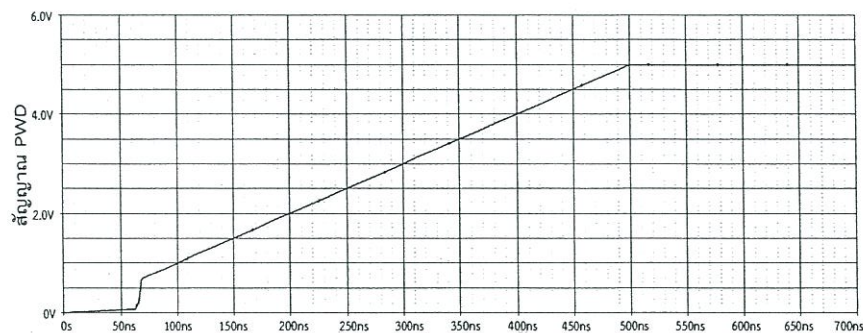
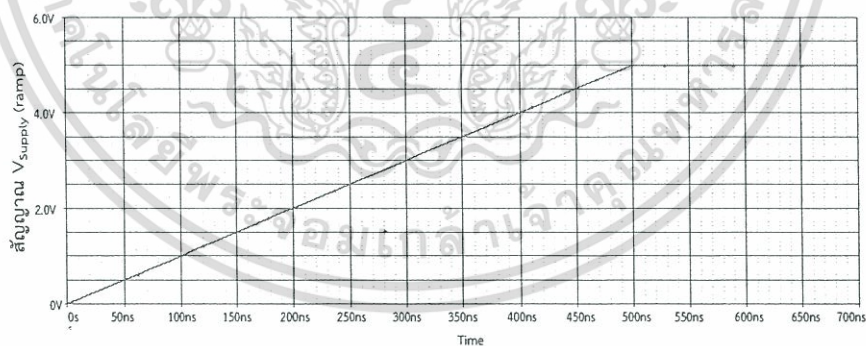
วงจรดังรูปที่ 5.55 เป็นการออกแบบเพื่อให้วงจรวงจรถ่ายสัญญาณทำงานได้ด้วยตัวเอง เมื่อมีการป้อนแรงดัน V_{Supply} ที่มีค่าแรงดันที่ต่อเนื่อง เนื่องจากสัญญาณ PWD และ PWU ในการทดลองที่ผ่านมามักนำไปต่อกับสวิทช์ของวงจรถ่ายสัญญาณ โดยสวิทช์ดังกล่าวเป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและชนิดเอ็น สัญญาณ PWD ถูกนำไปต่อเข้ากับขาเกตมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น ดังนั้นแรงดันที่ได้ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นทำงานต้องเป็นแรงดันที่ $V_{GS} > V_{TN}$ ซึ่งได้จากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ และเนื่องจากสัญญาณ PWU ถูกนำไปต่อกับขาเกตมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ ดังนั้นแรงดันที่ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีทำงานต้องเป็นแรงดันที่ $V_{SG} > V_{TP}$ ดังนั้นแรงดันที่มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีต้องการคือแรงดันที่ขาเกตเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงถูกต่อลงกราวด์ ส่วนของแรงดัน V_{BIAS} ต้องออกแบบให้แรงดันดังกล่าวมีค่าเท่ากับ 3.5 โวลต์ เนื่องจากเป็นแรงดันเริ่มต้นที่ทำให้วงจรถ่ายสัญญาณทำงานได้ ดังนั้นจึงต้องเพิ่มวงจรแบ่งแรงดันเข้ามาช่วยเพื่อให้ได้แรงดัน V_{BIAS} ดังกล่าว สามารถทดสอบวงจรดังรูปที่ 5.55 ได้ดังนี้ โดยป้อนแรงดันไฟเลี้ยงเป็น V_{Supply} ที่ได้จากแหล่งจ่ายสัญญาณพัลส์ที่มีค่าเวลาขอบขาขึ้นเท่ากับ 100, 500 นาโนวินาที และ 1 ไมโครวินาที วัดสัญญาณ PWD และ PWU ค่ากระแส I_{START} เทียบกับค่าแรงดัน V_{Supply} ที่เวลาขอบขาขึ้นตามที่กำหนด



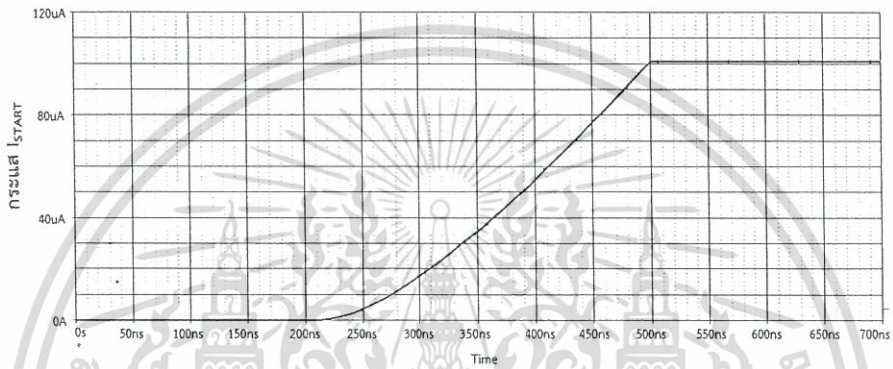
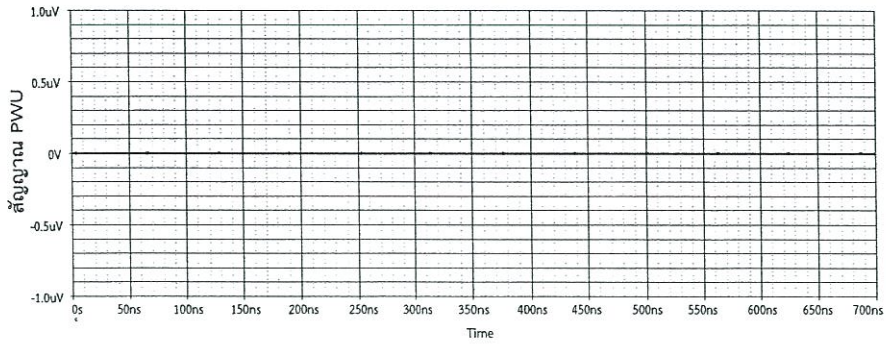
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



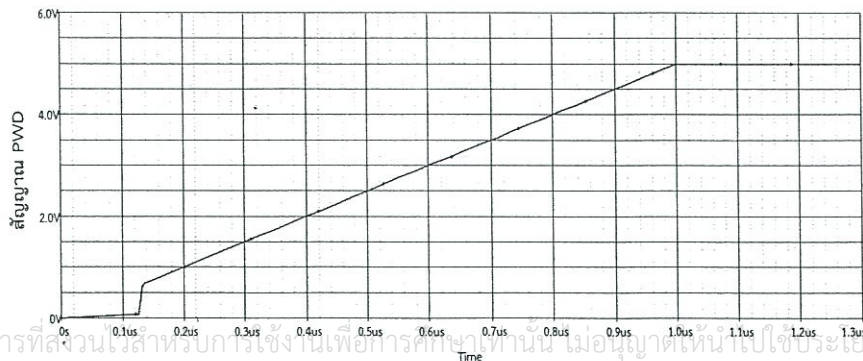
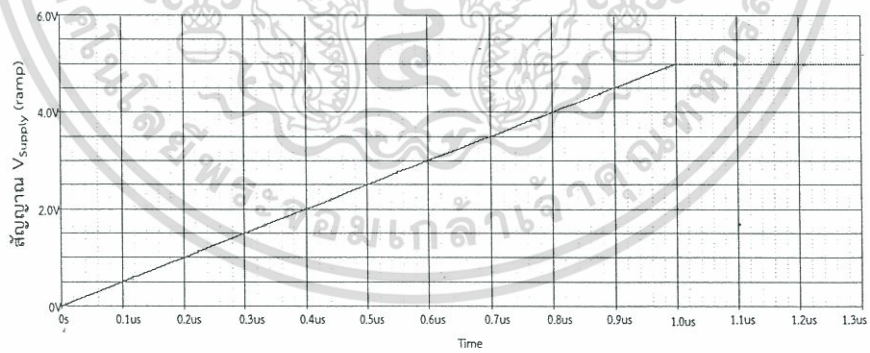
รูปที่ 5.56 วงจรสตาร์ทอัพที่สามารถทำงานได้ด้วยตัวเองในช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{Supply} จาก 0 -5 โวลต์ ที่เวลาขอขาขึ้นเท่ากับ 100 นาโนวินาที



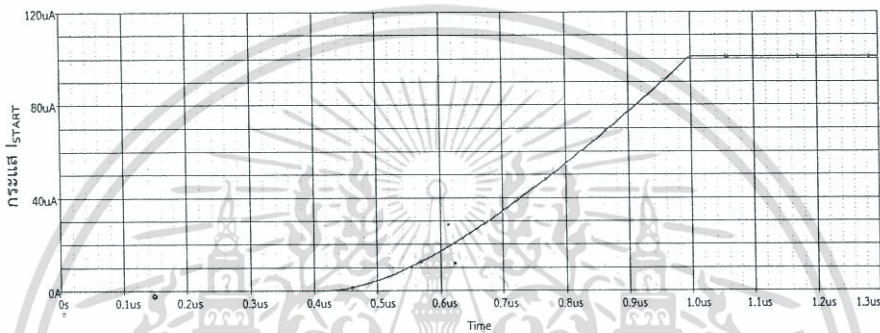
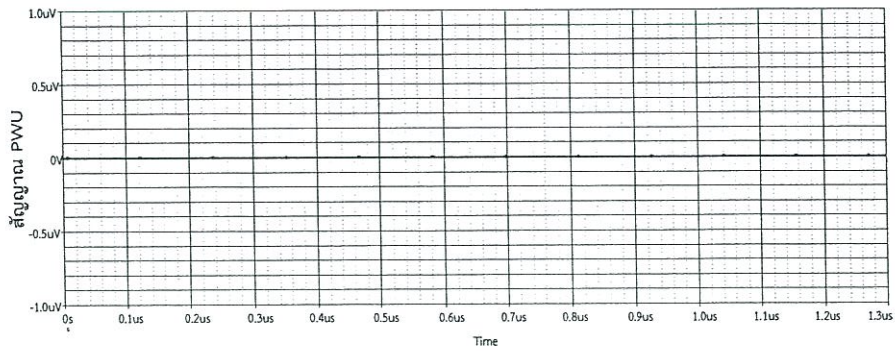
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.57 วงจรสตาร์ทอัพที่สามารถทำงานได้ด้วยตัวเองที่ช่วงเวลากการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{Supply} จาก 0-5 โวลต์ ที่เวลาขอบขาขึ้นเท่ากับ 500 นาโนวินาที



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกักรั้แข่ง ันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.58 วงจรสตาร์ทอัพที่สามารถทำงานได้ด้วยตัวเองที่ช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{Supply} จาก 0 -5 โวลต์ ที่เวลาขอบขาขึ้นเท่ากับ 1 ไมโครวินาที

จากรูปที่ 5.56-5.58 พบว่าเมื่อป้อนแรงดัน V_{Supply} แบบ ramp ที่มีความต่อเนื่องของสัญญาณเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงจากแรงดันจาก 0 โวลต์ ถึงแรงดัน 5 โวลต์ ที่ค่าเวลาขอบขาขึ้นที่แตกต่างกัน คือ 100, 500 นาโนวินาที และ 1 ไมโครวินาที วงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบสามารถทำงานได้ด้วยตัวเอง ในขณะที่แรงดันไฟเลี้ยงมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างต่อเนื่อง (Ramp function) โดยพิจารณาได้จากค่ากระแส I_{START} จะเห็นได้ว่า เมื่อแรงดัน PWD มีค่าเท่ากับ V_{TN} แล้วกระแส I_{START} จะทำงานตามฟังก์ชันทันที

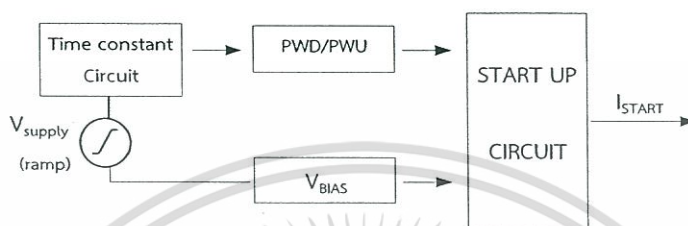
เนื่องจากวงจรดังรูปที่ 5.55 ยังพบว่าเมื่อให้วงจรดังกล่าวทำงานในรูปแบบไฟเลี้ยงแบบต่อเนื่อง (Ramp function) ส่งผลให้มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ทั้งชนิดพีและชนิดเอ็นนำกระแสตลอดเวลา ทำให้วงจรสตาร์ทอัพทำงานตลอดเวลา ดังนั้นจึงแก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยการออกแบบให้ มอสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวหยุดนำกระแส เมื่อวงจรสตาร์ทอัพสามารถจ่ายกระแส I_{START} ให้กับวงจรภายนอก ส่งผลให้วงจรภายนอกสามารถทำงานได้เองแล้ว วงจรสตาร์ทอัพจะหยุด

การทำงาน ซึ่งเรียกววงจรดังกล่าวว่า วงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.5 การแปลงวงจรสตาร์ทอัพที่นำเสนอเป็นวงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ (Dynamic Start up) และผลการทดลอง

การแปลงวงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit) ให้สามารถทำงานเป็นแบบไดนามิกส์สามารถแสดงโครงสร้างการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 5.59 โครงสร้างวงจรสตาร์ทอัพในรูปแบบไดนามิกส์

การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ ดังรูปที่ 5.59 เป็นการออกแบบเพื่อแก้ปัญหาวงจรสตาร์ทอัพดังหัวข้อที่ 5.54 ดังนั้นจึงออกแบบให้มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์หยุดการทำงานที่เวลาใดๆ ดังนั้นค่าเวลาเป็นพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับวงจร RC เนื่องจากวงจร RC มีคุณสมบัติของค่าเวลาเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งเป็นปัจจัยหลักในการหยุดการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพ เนื่องจากค่าเวลาในการชาร์จและการคายประจุของตัวเก็บประจุ ดังกล่าวส่งผลให้มอสทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส จึงมุ่งประเด็นการออกแบบไปที่ค่าเวลาที่ทำให้วงจรสตาร์ทอัพหยุดทำงาน

การออกแบบวงจร RC มีพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบ คือ ค่าคงตัวเวลา (τ) ซึ่งแสดงค่าเป็นตัวเลขของผลคูณระหว่างตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ มีหน่วยเป็นวินาที ดังสมการที่ (5.27)

$$\tau = RC \quad (5.27)$$

และ $Q = CV$ ดังนั้น $C = Q/V$ จะได้

$$\tau = R \left(\frac{Q}{V} \right) \quad (5.28)$$

เมื่อ $I = Q/t$ แทนค่าในสมการ (5.28) จะได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau = \frac{R.I.t}{V} \quad (5.29)$$

และกฎของโอห์ม $V=IR$ แทนค่าลงในสมการ (5.29)

$$\therefore t = \tau \quad (5.30)$$

ดังนั้นเมื่อเรากำหนดให้ค่าเวลาของพัลส์ที่ป้อนให้แก่วงจรเป็นหน่วยนาโนวินาทีจะได้ว่า

$$t = RC \quad (5.31)$$

เมื่อกำหนดให้ $C = 1fF$ ดังนั้น

$$R = \frac{ns}{1fF}$$

$$\therefore R = 1000k\Omega$$

โดยที่ τ คือ ค่าคงตัวเวลา (วินาที)

V คือ แหล่งจ่ายแรงดัน (โวลต์)

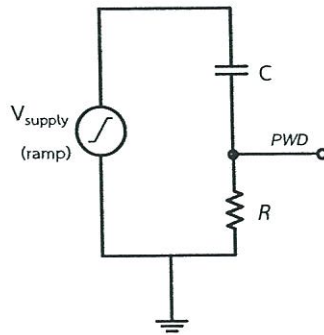
t คือ ค่าเวลาที่ใช้ในการสะสมประจุหรือคายประจุ (วินาที)

สามารถอธิบายการออกแบบสัญญาณ PWD และ PWU ได้ดังนี้

5.5.5.1 การออกแบบสัญญาณ PWD แบบไดนามิกส์

การออกแบบสัญญาณ PWD ที่นำไปใช้กับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น จะออกแบบวงจรโดยใช้ วงจร RC ในการออกแบบ เนื่องจากมีค่าเวลาที่ทำให้เกิดการคายประจุเข้ามาเกี่ยวข้อง ซึ่งจะทำให้ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นหยุดทำงาน โดยมีเงื่อนไขในการออกแบบและโครงสร้างดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.60 วงจรสัญญาณ PWD แบบไดนามิกส์

วงจรสัญญาณ PWD แบบไดนามิกส์ ดังรูปที่ 5.60 เป็นวงจร RC แบบคายประจุ โดยป้อน V_{Supply} แบบ ramp ที่ได้จากสัญญาณพัลส์ที่แรงดัน 0 -5 โวลต์ ให้กับวงจรแทนแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง V_{DD} สามารถหาค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุขณะที่คายประจุดังนี้

$$V_C = V_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (5.32)$$

จากสมการที่ (5.30) พบว่าค่า $t = \tau$ อธิบายได้ว่า เวลาที่ใช้ในการคายประจุมีค่าเท่ากับค่า τ ดังนั้นเมื่อแทนค่า τ ลงในสมการ (5.32) พบว่าค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_C) มีค่าเท่ากับ $36.8\%V_0$

อธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อมีการป้อนแรงดัน ณ เวลาที่ $t=0$ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่ามากเนื่องจากเกิดการชาร์จประจุจนเต็ม และเมื่อเวลาผ่านไปที่เวลา $t = \tau$ วงจรเกิดการคายประจุ ซึ่งการออกแบบสัญญาณ PWD ถูกนำไปต่อกับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ของวงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ จึงจำเป็นต้องมีเงื่อนไขในการทำให้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นหยุดทำงาน โดยวิเคราะห์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุดังรูปที่ 5.60 ดังนี้

$$V_{DD} - V_C = V_{TN} \quad (5.33)$$

เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว จึงจำเป็นต้องหาค่าเวลาที่ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ 4.4 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยที่} \quad t = -\ln(V_C - V_0)RC \quad (5.34)$$

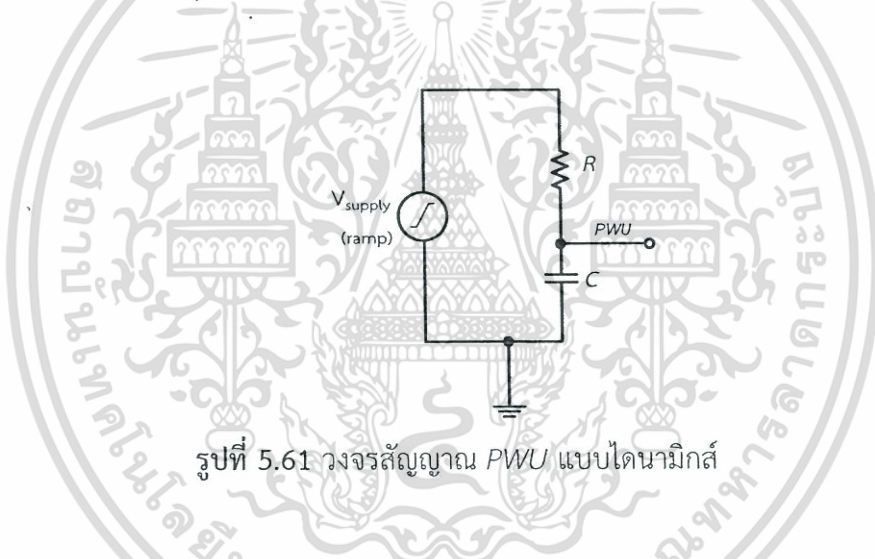
V_C คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (โวลต์)

V_{TN} คือ แรงดันขีดเริ่มของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (โวลต์)

V_0 คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลาเท่ากับศูนย์ (โวลต์)

5.5.5.2 การออกแบบสัญญาณ PWU แบบไดนามิกส์

การออกแบบสัญญาณ PWU ที่นำไปใช้กับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี จะออกแบบวงจรโดยใช้ วงจร RC ในการออกแบบ เนื่องจากมีค่าเวลาที่ทำให้เกิดการคายประจุเข้ามาเกี่ยวข้อง ซึ่งจะทำให้ มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีหยุดทำงาน โดยมีเงื่อนไขในการออกแบบและโครงสร้างดังนี้



รูปที่ 5.61 วงจรสัญญาณ PWU แบบไดนามิกส์

วงจรสัญญาณ PWU แบบไดนามิกส์ดังรูปที่ 5.61 เป็นวงจร RC แบบชาร์ทประจุ โดยป้อน V_{Supply} แบบ ramp ที่ได้จากสัญญาณพัลส์ที่แรงดัน 0 -5 โวลต์ ให้กับวงจรแทนแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง V_{DD} สามารถหาค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุขณะที่ชาร์ทประจุดังนี้

$$V_C = V_0(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (5.35)$$

จากสมการที่ (5.30) พบว่าค่า $t = \tau$ อธิบายได้ว่า เวลาที่ใช้ในการชาร์ทประจุมีค่าเท่ากับ ค่า τ ดังนั้นเมื่อแทนค่า τ ลงในสมการ (5.35) พบว่าค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_C) มีค่าเท่ากับ $63.2\%V_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อมีการป้อนแรงดัน ณ เวลาที่ $t=0$ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ เท่ากับศูนย์ และเมื่อเวลาผ่านไปเป็นเวลา $t = \tau$ วงจรเกิดการชาร์จประจุ ซึ่งการออกแบบสัญญาณ PWU ถูกนำไปต่อกับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ของวงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ จึงจำเป็นต้องมีเงื่อนไขในการทำให้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีหยุดทำงาน โดยวิเคราะห์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุดังรูปที่ 5.61 ดังนี้

$$V_C - V_{DD} = -V_{TP} \quad (5.36)$$

เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว จึงจำเป็นต้องหาค่าเวลาที่ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ 4.4 โวลต์

$$\text{โดยที่} \quad t = \ln(V_C - V_0)RC \quad (5.37)$$

V_C คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (โวลต์)

V_{TP} คือ แรงดันขีดเริ่มของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (โวลต์)

V_0 คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลาเท่ากับศูนย์ (โวลต์)

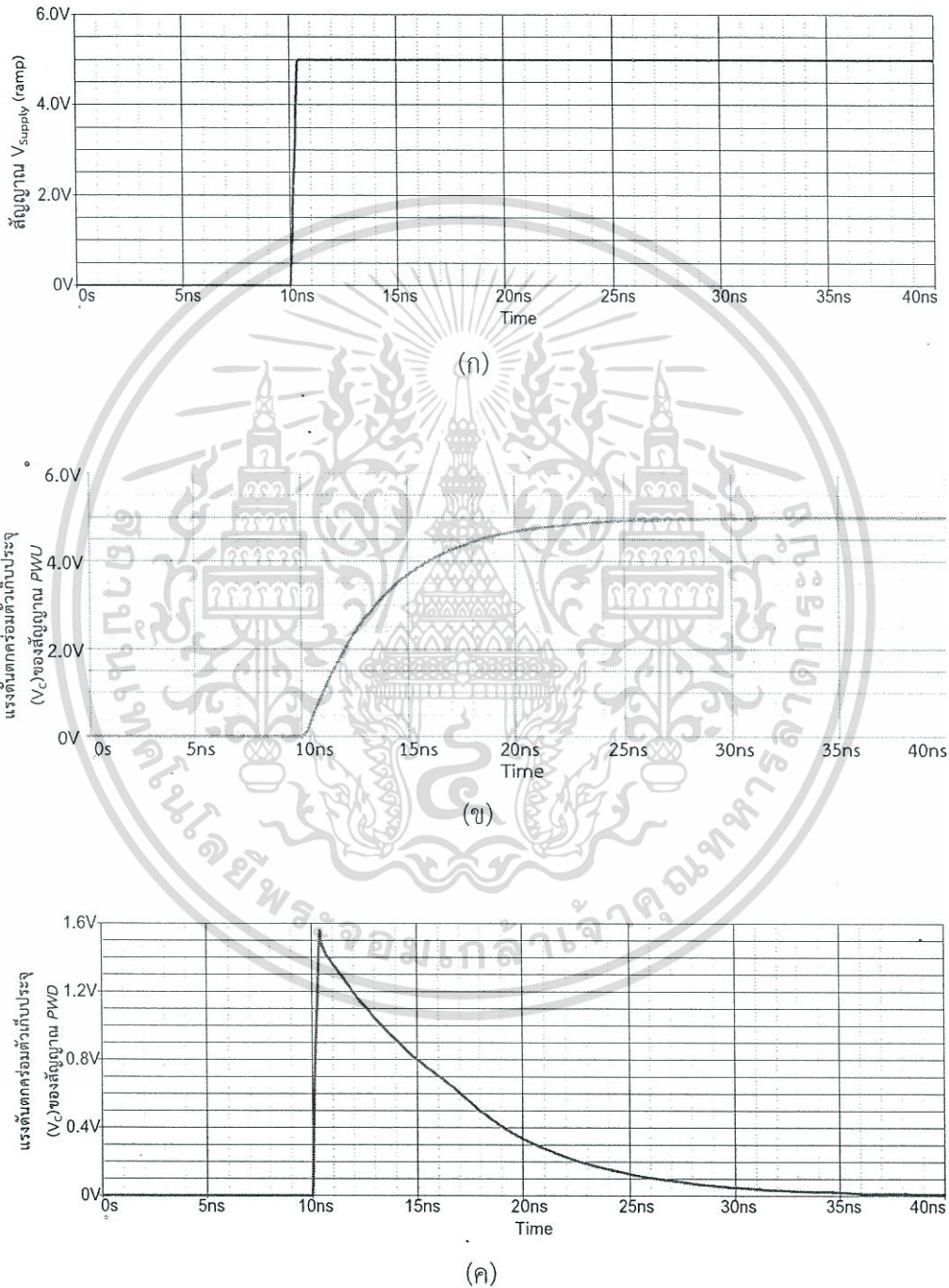
วงจรสัญญาณ PWD และ PWU เป็นวงจรที่เข้ามาช่วยให้วงจรสตาร์ทอัพหยุดการทำงานในกรณีที่วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพสามารถทำงานได้เองแล้ว ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาค่าเวลาที่ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดพีและเอ็นที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์หยุดการทำงาน

5.5.5.3 วงจรแรงดัน V_{BIAS} เป็นวงจรจากภายนอกที่ใช้ปรับจูนค่าแรงดันไบอัสให้กับวงจรสตาร์ทอัพ เนื่องจากแรงดัน V_{BIAS} ที่ทำให้วงจรสตาร์ทอัพทำงานอยู่ที่ 3.5 โวลต์ หรือ 70 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟเลี้ยง ดังนั้นเราจึงออกแบบวงจรในลักษณะแบ่งแรงดัน ให้แรงดันเอาต์พุตเป็น 3.5 โวลต์ แสดงวงจรแรงดัน V_{BIAS} ดังรูปที่ 5.62

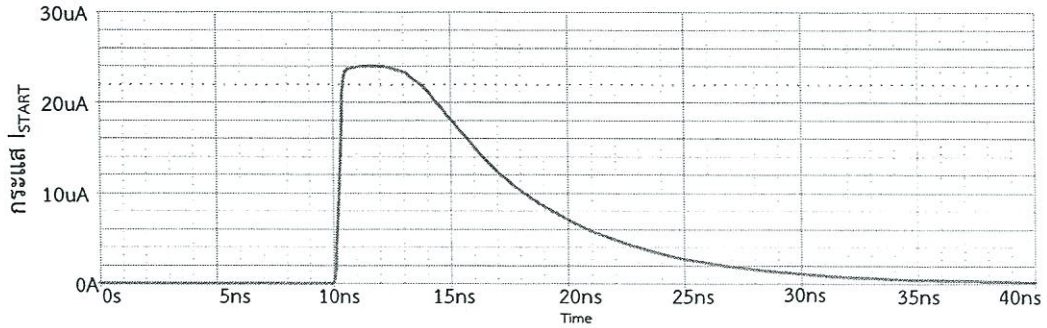


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำลองการทำงานเพื่อหาค่าเวลาที่ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในขณะชาร์จและคายประจุ รวมถึงค่ากระแส I_{START} โดยที่ค่าความต้านทาน (R) และค่าตัวเก็บประจุ (C) มีค่าเท่ากับ 1000 กิโลโอห์ม และ 1 เฟมโตฟารัท ได้ผลดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง)

รูปที่ 5.64 สัญญาณต่างๆในขณะที่ยังจรสาร์ทอัพเป็นแบบไดนามิกส์

จากรูปที่ 5.64 แสดงสัญญาณต่างๆในการทดสอบวงจรสาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ โดยรูปที่ 5.64 (ก) แสดงสัญญาณ V_{Supply} แบบ ramp รูปที่ 5.64 (ข) แสดงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุขณะที่เกิดการชาร์จประจุ เวลาที่ใช้ในการชาร์จประจุจนเต็ม 32.925 นาโนวินาที รูปที่ 5.64 (ค) แสดงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุขณะที่เกิดการคายประจุ เวลาที่ใช้ในการคายประจุประจุ 32.925 นาโนวินาที ซึ่งค่าเวลาทั้งสองนี้เป็นค่าเวลาที่ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดพีและเอ็นหยุดทำงาน สามารถวัดค่ากระแส I_{START} ได้ดังรูปที่ 5.64 (ง) แสดงค่าเวลาที่ทำให้กระแส I_{START} หยุดไหลที่ 35.517 นาโนวินาที

ผลการจำลองการทำงานทั้งสองนี้นำมาหาค่าเวลา (t) จากสมการที่ (5.33) และ (5.36) ให้มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเท่ากับ 4.4 โวลต์ เพื่อเป็นไปตามเงื่อนไขที่ทำให้มอสทรานซิสเตอร์หยุดทำงานดังที่กล่าวมาข้างต้น ดังนี้

สัญญาณ PWD ขณะชาร์จประจุ ; $V_{DD} - V_C = V_{TN}$ จะได้

$$5 - V_0 e^{-\frac{t}{RC}} = 0.6$$

$$\therefore t = 32.925 ns$$

สัญญาณ PWU ขณะชาร์ตประจุ ; $V_C - V_{DD} = -V_{TP}$ จะได้

$$V_0 (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) - 5 = -0.6$$

$$\therefore t = 32.925 ns$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพในแบบไดนามิกส์เป็นการออกแบบให้วงจรสตาร์ทอัพหยุดทำงานเมื่อวงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพสามารถเริ่มต้นทำงานเองได้ โดยการแปลงวงจรต้องมีการกำหนดเวลาเพื่อที่จะให้วงจรสตาร์ทอัพหยุดการทำงาน เวลาที่วอนี้ได้มาจากการออกแบบวงจร RC ด้วยเหตุผลที่ว่าวงจรถูกกล่าวว่ามีค่าตัวแปรเวลาเข้ามาเกี่ยวข้องเพื่อให้กำหนดการหยุดการทำงานของวงจรสตาร์ทอัพนั่นเอง การออกแบบวงจร V_{BIAS} และวงจร RC ในรูปแบบของวงจรรวม สามารถแทนที่การออกแบบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

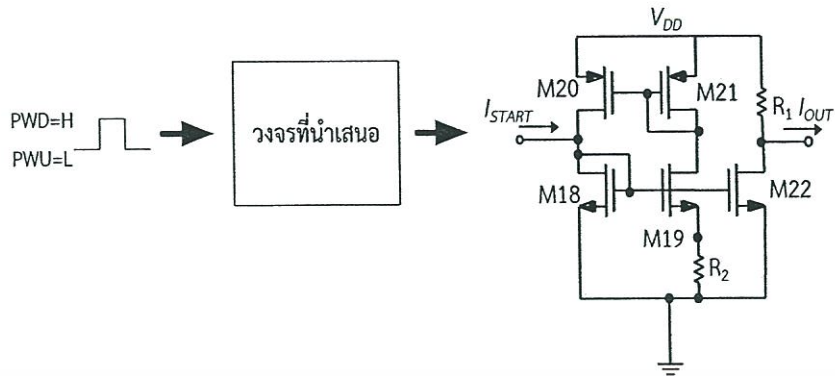
ตารางที่ 5.20 ข้อมูลจำเพาะของวงจรที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวงจรที่มีการนำเสนอมาก่อน

พารามิเตอร์	[8]	[9]	[10]	[11]	[12]	[13]	วงจรที่นำเสนอ
เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์	0.5 μm	90nm	0.18 μm	0.18 μm	0.5 μm	0.1 μm	0.35 μm
แรงดันไฟเลี้ยง	5 V	1.2 V	1.8V	1.8V	2 V	1.2 V	5V
เวลาเริ่มต้นสตาร์ท	0.1ms	25ns	0.1 μs	15 μs	200ms	2.5 μs	0.29ns
กำลังงานสูญเสีย	NA	NA	NA	NA	NA	NA	6.75mW
กระแสสตาร์ท	50nA	8.8 μA	50 μA	10 μA	NA	395.6pA	1mA
ความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุต	NA	NA	NA	NA	NA	NA	194.965k Ω

5.6 การประยุกต์ใช้งาน

วงจรสตาร์ทอัพที่นำเสนอถูกนำมาต่อกับวงจรที่ต้องการสตาร์ท และทำงานในโหมดกระแส ลักษณะของวงจรที่ต้องการสตาร์ทในโหมดกระแสดังรูปที่ 5.55 เป็นวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงทำหน้าที่เป็นตัวสร้างกระแสให้กับวงจรที่ต้องการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



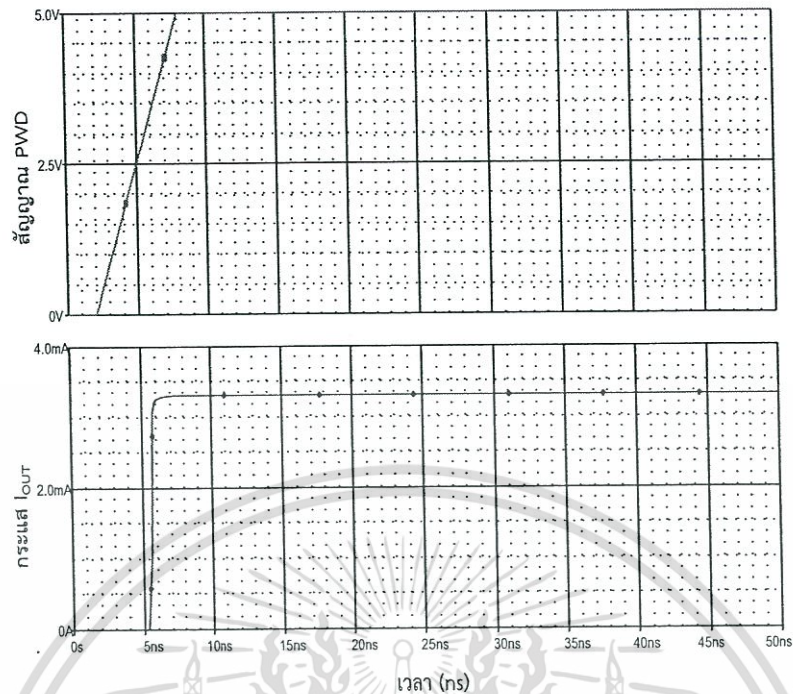
รูปที่ 5.65 วงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ

5.6.1 การทำงานวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ

พิจารณาวงจรรูปที่ 5.65 วงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพ พบว่าเมื่ วงจรได้รับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_{DD} วงจรดังกล่าวอาจเกิดกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 อาจทำงานในโหมดคัทออฟ ในสถานะเริ่มต้น ทำให้วงจรนี้ไม่มีโอกาสไม่สามารถทำงานได้ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรสตาร์ทอัพเข้ามาช่วยให้วงจรรูปที่ 5.65 ทำงาน โดยการจ่ายกระแสให้กับวงจร ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M18 นำกระแส เกิดการสะท้อนกระแสมายัง M19 และกระแสดังกล่าวทำให้มอสทรานซิสเตอร์ M21 นำกระแส ดังนั้นวงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพจึงสามารถทำงานได้เมื่อมีการเพิ่มวงจรสตาร์ทอัพเข้าไป

5.6.2 การจำลองการทำงาน

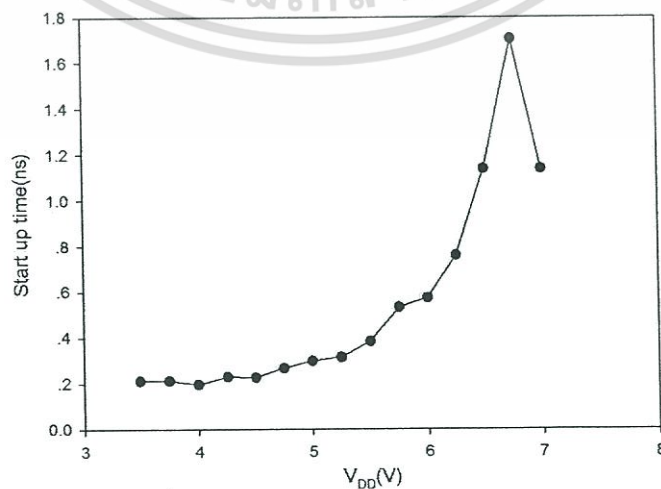
วงจรถูกจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ในทดสอบประสิทธิภาพของวงจรและใช้เทคโนโลยีที่เป็นแบบซีมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.35 ไมโครเมตรภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง V_{DD} เท่ากับ 5 โวลต์ กระแส (I_{START}) ของวงจรมีค่าเท่ากับ 0-1 มิลลิแอมป์ และตัวต้านทาน R_1 และ R_2 เท่ากับ 1 และ 50 กิโลโอห์มตามลำดับ



รูปที่ 5.66 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณพัลส์ที่ต้องการสตาร์ทที่ได้รับการสตาร์ท

พิจารณารูปที่ 5.66 เมื่อวงจรถ่ายสัญญาณพัลส์ที่ได้รับสัญญาณ PWD เท่ากับ HIGH และสัญญาณ PWU เท่ากับ LOW ที่ได้จากวงจรถ่ายสัญญาณอินเวอร์เตอร์ ทำให่วงจรที่นำเสนอสามารถจ่ายกระแสให้กับวงจรถ่ายสัญญาณที่ต้องการใช้งานได้ เพราะมีค่ากระแส I_{OUT} เกิดขึ้น

จำลองการทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณพัลส์เมื่อป้อนสัญญาณ PWD เท่ากับ HIGH และสัญญาณ PWU เท่ากับ LOW เพื่อจ่ายกระแสสตาร์ทให้กับวงจรถ่ายสัญญาณที่ต้องการใช้งาน จำลองการทำงานค่าเวลาที่ทำให้เกิดการสตาร์ทที่ได้ดังรูปที่ 5.67



รูปที่ 5.67 เวลาในการเริ่มสตาร์ท ของวงจรถ่ายสัญญาณพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องปฏิบัติการเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นใบใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 सर्ปรการออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ (Start up Circuit)

การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพประกอบไปด้วย 3 ส่วน

ส่วนที่ 1 เป็นการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสและศึกษาคุณสมบัติพร้อมทั้งการทำงานของ วงจร โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของโมเดลจำลองที่การทำงานมอสทรานซิสเตอร์ของ MOSIS รุ่น BSIM3V3 มาเป็นเงื่อนไขสำหรับการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ พบว่าค่าพารามิเตอร์ อย่างเช่นค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์เป็นตัวกำหนดปริมาณกระแสเอาต์พุต ซึ่งการออกแบบ วงจรนั้นก็ออกแบบให้ความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแล้วสังเกตการเปลี่ยนแปลงของ กระแสเอาต์พุต และในส่วนของด้านการใช้งานก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามผู้ใช้งานโดยมีตัวกำหนด อย่างเช่น V_{DD} , R_L ดังนั้นผู้ออกแบบจึงจำลองการทำงานเพื่อแสดงให้เห็นว่ากระแส I_{START} เปลี่ยนแปลงไปเมื่อมีการเพิ่มหรือลดค่าดังกล่าวซึ่งจะแสดงในการจำลองการทำงานเพื่อแสดงค่าที่ เหมาะสมที่สุด การออกแบบวงจรนี้มีความคาดหวังว่าค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตควรมี ค่ามากๆ ดังนั้นจึงทำการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันเพื่อเพิ่มความต้านทานเสมือนทาง เอาต์พุตการออกแบบวงจรในลักษณะนี้จะให้ค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตเพิ่มขึ้น โดยปรับ ค่าพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ ภายใต้เงื่อนไขที่มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในโหมดอิ่มตัว ในการออกแบบส่วนนี้จะพบว่ากระแส I_{START} ที่เหมาะสมในแต่ละความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ แต่เนื่องจากผู้ออกแบบมีความต้องการในการควบคุมการไหลของกระแสในค่าที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึง นำมาสู่การออกแบบส่วนที่ 2

ส่วนที่ 2 เป็นการออกแบบวงจรควบคุมกระแสวงจรนี้จะมีการไบอัสแรงดันจากภายนอกเข้าที่ ขาเกตของวงจร ซึ่งสามารถปรับค่าได้และมีความสอดคล้องกับความต้องการในการออกแบบให้กระแส I_{START} สามารถปรับจูนค่าได้ โดยการควบคุมแรงดัน V_{BIAS} เมื่อจำลองการทำงานโดย DC sweep ที่ แรงดัน V_{BIAS} พบว่าแรงดัน V_{BIAS} สามารถปรับค่าได้อยู่ในช่วง 2.5-5 โวลต์ ซึ่งยังทำให้ มอสทรานซิสเตอร์ของวงจรทำงานตามเงื่อนไขอิ่มตัวอยู่ที่ค่าแรงดัน 5 โวลต์มีค่ากระแสสูงสุด 977.259 ไมโครแอมป์ เนื่องจากวงจรในส่วนที่ 2 นั้นถูกออกแบบให้จ่ายแรงดันไบอัสแก่วงจรทำให้เกิดกระแส I_{START} เนื่องจากจุดประสงค์การออกแบบนั้นมีความต้องการควบคุมกระแสให้ไหลในช่วงที่ ต้องการดังนั้นจึงนำไปสู่วงจรส่วนที่ 3

ส่วนที่ 3 วงจรกำเนิดสัญญาณ PWD หรือ PWU กับมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ในส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดการไหลของกระแสโดยใช้สวิตช์ ตัวกำเนิดสัญญาณ PWD และ PWU ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ ให้อินพุตเป็น PWD และเอาต์พุตเป็น PWU จ่ายไปยังตัวสวิตช์ของ

วงจรซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและพี โดยให้สัญญาณ PWD กับชนิดเอ็นและ PWU กับชนิดพี ส่งผลทำให้สวิทช์ 2 ตัวนี้ทำงาน ดังนั้นระบบจึงทำงานก่อให้เกิดกระแส I_{START} แต่เมื่อป้อนสัญญาณ PWD ให้กับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี และ PWU ให้กับชนิดเอ็น พบว่าสวิทช์ดังกล่าวไม่สามารถทำงานได้ ทำให้ระบบไม่ทำงาน ไม่เกิดกระแสไหล ในขณะที่ยังมีการป้อนแรงดัน V_{BIAS} อยู่ก็ตาม แต่พบว่าเนื่องจากโครงสร้างภายในของมอสทรานซิสเตอร์หรือพารามิเตอร์ต่างๆภายใน อาจส่งผลให้เกิดกระแสรั่วไหลได้เท่ากับ 11.01 พิโคแอมป์ก่อนที่จะจำลองการทำงานดังกล่าวทำการหาค่า Propagation delay time ของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 0.534 นาโนวินาที จากนั้นจำลองการทำงานในโหมด Transient เพื่อหาค่ากระแส I_{START} ที่ไหล 5 กิโลโอมห์โดยปรับค่าแรงดัน V_{BIAS} ที่ 1.5, 2.5, 3.5 โวลต์ พบว่ากระแส I_{START} มีค่าเท่ากับ 0.955, 0.867, 0.19 มิลลิแอมป์ พบว่าเมื่อแรงดัน V_{BIAS} มีค่าเพิ่มมากขึ้นกระแส I_{START} มีค่าลดลง จำลองการทำงานของระบบอีกครั้งในโหมด DC sweep เพื่อหาค่าแรงดันไฟเลี้ยงที่น้อยที่สุดที่วงจรสามารถทำงานได้มีค่าเท่ากับ 3.67 โวลต์ ทำให้เกิดค่ากระแส I_{START} มีค่าเท่ากับ 0.682 ไมโครแอมป์

วงจรสตาร์ทอัพที่ทำการออกแบบสามารถทำงานได้ด้วยตัวเอง ในขณะที่แรงดันไฟเลี้ยงมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างต่อเนื่อง (Ramp function) และเป็นวงจรสตาร์ทอัพแบบไดนามิกส์ ที่มีเวลาในการสตาร์ทเท่ากับ 0.29 นาโนวินาที

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรสตาร์ทอัพ (Start up) และการประยุกต์ใช้งานโดยง่าย กระแสให้กับวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ

วงจรสตาร์ทอัพ (Start up) ที่นำเสนอถูกพัฒนามาจากวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน วงจรนี้จะเป็นวงจรสร้างกระแสอ้างอิง ซึ่งมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน แต่ทว่าวงจรดังกล่าวจ่ายกระแสเพียงค่าเดียวดังนั้นผู้วิจัยทำการนำเสนอวงจรที่สามารถจ่ายกระแสให้กับวงจรที่ต้องการทำงานในโหมดกระแส โดยที่สามารถปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้โดยการควบคุมแรงดัน เพื่อเพิ่มความหลากหลายในการออกแบบที่มากยิ่งขึ้น วงจรประกอบไปด้วย วงจรสะท้อนกระแส วงจรควบคุมกระแส และสวิตช์ วงจรที่ทำการออกแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด คุณสมบัติของวงจรสตาร์ทอัพที่นำเสนอ คือ มีความต้านทานเสมือนทางอินพุต และ ค่าความต้านทานเสมือนทางเอาต์พุตสูง สามารถปรับจูนค่ากระแสเอาต์พุตได้ 0-1 มิลลิแอมป์ และ ค่าแรงดัน V_{BIAS} ที่ปรับค่าได้ตั้งแต่ 0-5 โวลต์

การนำวงจรสตาร์ทอัพไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรที่ต้องการวงจรสตาร์ทอัพ คือ วงจรประเภทแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง ซึ่งเมื่อทำการทดลองพบว่าวงจรถูกนำเสนอสามารถทำให้วงจรที่ต้องการใช้งานทำงานได้ โดยเป็นตัวกระตุ้นให้วงจรดังกล่าวทำงานนั่นเอง

6.2 ข้อเสนอแนะ

การออกแบบวงจรสตาร์ทอัพ โดยส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้สามารถจ่ายกระแสได้สูง เพื่อเป็นทางเลือกและสามารถนำไปใช้กับวงจรที่ต้องการสตาร์ทอัพได้มากยิ่งขึ้น และเกิดกระแสรั่วไหลที่น้อยที่สุดขณะวงจรไม่ทำงาน เนื่องจากวงจรที่เราทำการออกแบบนั้นพบว่ายังมีจุดบกพร่องอยู่บ้างเช่น แรงดันไฟตรง V_{DD} ที่ยังมากอยู่ และในส่วนของแรงดัน V_{BIAS} ที่ใช้ควบคุมกระแส นั้นพบว่ายังมีช่วงที่แคบอยู่ เนื่องจากการออกแบบในส่วนวงจรควบคุมกระแส นั้นมีการต่อมอสทรานซิสเตอร์แบบคาสโค้ด ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวต้องทำงานในโหมด saturation ดังนั้นแรงดันที่ขาเกต - ซอร์ส ก็มีส่วนสำคัญเพื่อให้วงจรสามารถปรับค่าแรงดัน V_{BIAS} ได้

เนื่องจากวงจรที่ทำการออกแบบนั้นยังพบว่ามีความแรงดันไฟตรง V_{DD} ที่สูง จึงอาจแก้ไขได้ด้วยการ

เอกสารนี้อธิบายถึงขั้นตอนการวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีที่มีขนาดเล็กกว่า เพราะจะส่งผลต่อไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบเนื่องจากค่าแรงดันขีดเริ่ม V_T จากโมเดลที่เลือกจะมีค่าลดลงตามไปด้วยทำให้แรงดันไฟตรง V_{DD} มีค่าลดลง

สำหรับการนำไปใช้งานจริงในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ จะถูกนำไปใช้กับวงจรที่ต้องการสแตร์ท โดยไม่ว่าจะเป็นโหลดที่ค่าเท่าใดกระแสที่ถูกลำจากวงจรมันไม่ควรเปลี่ยนแปลง การปรับค่ากระแส นั้นสามารถเลือกได้จากผู้ใช้ โดยการปรับค่าแรงดันที่ไบอัสให้แก่วงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Feng Pan and Tapan Sammdar, *Charge Pump Circuit Design*. New York, : McGraw – Hill, 2006.
- [2] Jitkasame Ngarmnil, “BSIM3v3 Key Parameter Extractions for Efficient Circuit Designs”, IEEE J. International Conference on Software Engineering, Nov. 2000, pp.99-103.
- [3] รศ.ดร.สมเกียรติ ศุภเดช, เซมิคอนดักเตอร์ดีไวซ์, ฉบับพิมพ์ครั้งที่ 4 ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์, สจล. 2551, หน้า342
- [4] J.-S. Wang, H.-Y. Li, C. Yeh, and T.-F. Chen, “Design technique for single-low - VDD CMOS Systems,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.40, no.5, May 2005, pp. 1157–1165.
- [5] Nima Maghari And Omid Shoaiei, “A Dynamic Start – up Circuit for Low Voltage CMOS Current Mirrors with Power-Down Support” IEEE Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium , vol.5, May 2005, pp.4268-4268.
- [6] R.Gregorian, G. C. Temes, *Analog MOS Integrated Circuits*, J. Wiley & Sons, New York, NY, 1986.
- [7] รศ.ดร. วรากร เกษมสุวรรณ, การวิเคราะห์วงจรรวมซีมอสแบบแอนะล็อก, พิมพ์ครั้งที่ 1 แผนกตำรา คณะวิศวกรรมศาสตร์, สจล. 2552.
- [8] Soumyajit Mandal, Scott Arfin and Rahul Sarpeshkar, “Fast Startup CMOS Current References” IEEE Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium, May 2006.
- [9] Na Sun and Robert Sobot, “A Low-Power Low-Voltage Bandgap Reference in CMOS” IEE Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2010 23rd Canadian Conference, 2010, pp.1-5.
- [10] Burak Kelleci and Aydin Ilker Karsilayan, “Low-Voltage Temperature-Independent Reference with no External Components” Circuits and Systems, ISCAS 2007. IEEE International Symposium, 2007, pp.3836 – 3839.
- [11] Nima Maghari and Omid Shoaiei, “A Dynamic Start – up Circuit for Low

- Voltage CMOS Current Mirrors with Power-Down Support” IEEE Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium , vol.5, May 2005, pp.4268-4268.
- [13] Edgardo M´endez-Delgado and Guillermo J. Serrano, “A 300mV Low-voltage start-up circuit for energy harvesting systems” Circuits and Systems (ISCAS) IEEE International Symposium, 2011, pp.829 – 832.
- [14] Qadeer Ahmad Khan, Sanjay Kumar Wadhwa and Kulbhushan Misri, “Low Power Startup Circuits for Voltage and Current Reference with Zero Steady State Current” Low Power Electronics and Design, 2003. ISLPED '03. Proceedings of the 2003 International Symposium, 2003, pp.184 – 188.
- [15] D.G. Narin and C.A.T. Salama, Algorithmic Analog/Digital Converter Based on Current Mirrors, Electron.Lett., vol.24,no.8,pp 471-472, 1988.
- [16] P.H. Saul, D.W. Howard and C.J. Greenwood, “VLSI Process Compatible 8 bit CMOS DAC,” IEE Proc. E and I, Computer & Digital Tech. and Solid-State & Electron. Dev.,vol.132,no.2, pp. 99-101, 1985.
- [17] David Johns and Ken Martin, Analog Integrated Circuit Design. Canada: John Wiley & Sons, Inc.1997.
- [18] Randall L. Geiger, Phillip E. Allen, Noel R. Strader, VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits, pp. 142-148.
- [19] ดร.ธีรยศ เวียงทอง, VLSI Design and Tools,พิมพ์ครั้งที่ 2 แผนกตำรา คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.
- [20] กัมพล ทองเรือง,การใช้งานโปรแกรม PSpice A/D วิเคราะห์วงจรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์, ฉบับพิมพ์ครั้งที่ 1, สกายบุ๊กส์, 2544.
- [21] J.-S. Wang, H.-Y. Li, C. Yeh, and T.-F. Chen, “Design technique for single-low - VDD CMOS Systems,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.40, no.5, May 2005, pp. 1157–1165.
- [22] DATAWEEK, Electronics & Communications Technology, Issue Date,: 11 July 2007.
- [23] Rahmen, CPEEPROM Feature ,PE IC Design Analog IP Sheet, June 2008

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOSIS รุ่น BSIM3V3โมเดล T05Y

MOSIS file hp-gmos10qa/t05y-params.txt

MOSIS PARAMETRIC TEST RESULTS

RUN: T05Y

VENDOR: HP-NID

TECHNOLOGY: SCN035

FEATURE SIZE: 0.35 microns

INTRODUCTION: This report contains the lot average results obtained by MOSIS from measurements of MOSIS test structures on each wafer of this fabrication lot. SPICE parameters obtained from similar measurements on a selected wafer are also attached.

COMMENTS: SMSCN4M04 HP-N

TRANSISTOR PARAMETERS	W/L	N-CHANNEL UNITS	P-CHANNEL UNITS
MINIMUM	0.4/0.6		
Vth		0.63volts	0.63- volts
SHORT	0.4/20.0		
Idss		509 uA/um	210- uA/um
Vth		0.64volts	0.65- volts
Vpt		10.0	8.7- volts
WIDE	0.4/20.0		
Ids0		0.3 pA/um	0.1- pA/um
LARGE	50.0/50.0		
Vth		0.55volts	-0.64 volts
Vjbkd		9.7volts	8.5- volts
Ijlk		-21.8 pA	3.8- pA
Gamma		0.64 V ^{0.5}	0.64 V ^{0.5}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CAPACITANCE PARAMETERS	N+ACTV	P+ACTV	POLY	MTL1	MTL2	MTL3	MTL4	N_WELL	UNITS
Area (substrate)	880	866	90	30	15	7	11	84	aF/um ²
Area (N+active)	4279		46	19	13	11			aF/um ²
Area (P+active)		4170							aF/um ²
Area (poly)			67	17	10	7			aF/um ²
Area (metal1)				35	14	9			aF/um ²
Area (metal2)					39	15			aF/um ²
Area (metal3)						38			aF/um ²
Fringe (substrate)	251	235		46	43	51	16		aF/um
Fringe (poly)			76	40	30	25			aF/um
Fringe (metal1)				55	36	28			aF/um
Fringe (metal2)					60	35			aF/um
Fringe (metal3)						51			aF/um
Overlap (N+active)			314						aF/um
Overlap (P+active)			406						aF/um

CIRCUIT PARAMETERS UNITS

Inverters	K	
Vinv	1.0	1.28 volts
Vinv	1.5	1.39 volts
Vol (100 uA)	2.0	0.24 volts
Voh (100 uA)	2.0	2.84 volts
Vinv	2.0	1.49 volts
Gain	2.0	-26.59

Ring Oscillator Freq.

DIV256 (31-stg,3.3V) 163.72 MHz

Ring Oscillator Power

DIV256 (31-stg,3.3V) 0.16 uW/MHz/gate

COMMENTS: SUBMICRON

T05Y SPICE BSIM3 VERSION 3.1 PARAMETERS

SPICE 3f5 Level 8, Star-HSPICE Level 49, UTMOST Level 8

* DATE: Jul 17/00

* LOT: t05y WAF: 09

* Temperature_parameters=Default

.MODEL CMOSN NMOS

(LEVEL = 49

+VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 8.1E-9

+XJ = 1.5E-7 NCH = 1.7E17 VTH0 = 0.4945343

+K1 = 0.5775795 K2 = 0.0199289 K3 = 50.1745835

+K3B = -5.4008669 W0 = 1E-5 NLX = 2.656872E-

7

+DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0

+DVT0 = 3.5000168 DVT1 = 0.6894372 DVT2 = -0.0505123

+U0 = UA = -2.31305E- UB = 1.599651E-

414.5970065 10 18

+UC = 2.516452E- VSAT = 1.034623E5 A0 = 1.0102216

11

+AGS = 0.1527672 B0 = B1 = 5E-6

1.609643E-6

+KETA	= 5.868627E-3	A1	= 0	A2	= 1
+RDSW	=	PRWG	= 3.73057E-3	PRWB	= -0.0377146
856.1952908					
+WR	= 1	WINT	= 1.002702E-7	LINT	= 1.951685E-8
+XL	= -5E-8	XW	= 0	DWG	= 2.671983E-9
9					
+DWB	= 5.052161E-9	VOFF	= -0.1076921	NFACTOR	= 0
+CIT	= 0	CDSC	= 2.4E-4	CDSCD	= 0
+CDSCB	= 0	ETA0	= 0.0286343	ETAB	= -0.0155267
+DSUB	= 0.4913595	PCLM	= 0.5674849	PDIBLC1	= 5.299936E-4
+PDIBLC2	= 5.640127E-3	PDIBLCB	= -0.1	DROUT	= 1.005113E-3
+PSCBE1	= 3.433316E9	PSCBE2	= 1.722365E-9	PVAG	= 0.289713
+DELTA	= 0.01	RSH	= 2.8	MOBMOD	= 1
+PRT	= 0	UTE	= -1.5	KT1	= -0.11
+KT1L	= 0	KT2	= 0.022	UA1	= 4.31E-9
+UB1	= -7.61E-18	UC1	= -5.6E-11	AT	= 3.3E4
+WL	= 0	WLN	= 1	WW	= -1.22182E-
15					
+WWN	= 1.1657	WWL	= 0	LL	= 0
+LLN	= 1	LW	= 0	LWN	= 1
+LWL	= 0	CAPMOD	= 2	XPART	= 0.4
+CGDO	= 3.14E-10	CGSO	= 3.14E-10	CGBO	= 1E-9
+CJ	= 8.829825E-	PB	= 0.8383668	MJ	= 0.3776716
4					
+CJSW	= 2.453931E-	PBSW	= 0.7823999	MJSW	= 0.1
10					
+CF	= 0	PVTH0	= -0.014486	PRDSW	= -84.2871115
+WRDSW	= -107.8071189	PK2	= 1.093866E-	WKETA	= -0.0127539
3					
+LKETA	= -0.0230239	PAGS	= 0.24968)		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.MODEL CMOS PMOS

(LEVEL = 49

+VERSION = 3.1	TNOM = 27	TOX = 8.1E-9
+XJ = 1.5E-7	NCH = 1.7E17	VTH0 = -0.5909697
+K1 = 0.7398964	K2 = -	K3 = 53.8037417
	0.0252358	
+K3B = -10	W0 = 1E-5	NLX = 4.245804E-8
+DVT0W = 0	DVT1W = 0	DVT2W = 0
+DVT0 = 1.4673449	DVT1 = 0.6613983	DVT2 = -0.2724619
+U0 = 113.6088323	UA = 9.514129E-10	UB = 4.886121E-19
+UC = -7.53657E-11	VSAT = 1.749434E5	A0 = 0.8021322
+AGS = 0.1614564	B0 = 2.412095E-6	B1 = 5E-6
+KETA = -1.36247E-3	A1 = 0	A2 = 1
+RDSW = 2.199672E3	PRWG = 1.427879E-3	PRWB = -0.2326201
+WR = 1	WINT = 6.898492E-8	LINT = 1.009635E-8
+XL = -5E-8	XW = 0	DWG = -1.146782E-9
+DWB = 5.429291E-9	VOFF = -0.1150203	NFACTOR = 0
+CIT = 0	CDSC = 2.4E-4	CDSCD = 0
+DSUB = 1.078147	PCLM = 1.0668929	PDIBLC1 = -0.0274597
+PDIBLC2 = 0.0871809	PDIBLCB = -0.0908796	DROUT = 4.496329E-4
+CDSCB = 0	ETA0 = 0.9917009	ETAB = -0.1779418
+PSCBE1 = 4.191209E9	PSCBE2 = 5.214624E-10	PVAG = 1.2581688
+DELTA = 0.01	RSH = 2.5	MOBMOD = 1
+PRT = 0	UTE = -1.5	KT1 = -0.11
+KT1L = 0	KT2 = 0.022	UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18	UC1 = -5.6E-11	AT = 3.3E4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+WL	= 0	WLN	= 1	WW	= -5.22182E-
				16	
+WWN	= 1.145	WWL	= 0	LL	= 0
+LLN	= 1	LW	= 0	LWN	= 1
+LWL	= 0	CAPMOD	= 2	XPART	= 0.4
+CGDO	= 4.06E-10	CGSO	= 4.06E-10	CGBO	= 1E-9
+CJ	= 8.729178E-	PB	= 0.99	MJ	= 0.5665906
4					
+CJSW	= 2.223148E-	PBSW	= 0.99	MJSW	= 0.1183279
10					
+CF	= 0	PVTHO	= 0.0100554	PRDSW	= -230.1603394
+PK2	= -2.747322E-	WKETA	= -0.0169732	LKETA	= -0.0169035
4					
+PAGS	= 0.1545)				



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. Watcharaporn Lertseri, Jirawath Prankrang “ Adjustable Current Startup Circuit Reference With Zero Steady State Current ” International Symposium on Communications and Information Technologies^{10th} (ISCIT) Oct. 26-29, 2010 in Meiji University, Tokyo, Japan



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Abstracts

ISCIT 2010

**2010 10th International Symposium on
Communications and Information Technologies**

**October 26-29, 2010
Meiji University, Tokyo, Japan**

WA2-3 Circuits and Systems 3

Wednesday, 27 October, 16:15~17:55, Room A3

Chair: Masaki Hashizume (*The University of Tokushima, Japan*)**WA2-3-1 A Multiple-Bandwidth 12-bit Pipelined Analog to Digital Converter with Self-Clock Generator**Mahesh Kumar Adimulam, *Bits Pilani Hyderabad Campus, India*Krishna Kumar Movva, *Bits Pilani Hyderabad Campus, India*Sreehari Veeramachaneni, *Bits Pilani Hyderabad Campus, India*Srinivas M.B, *Bits Pilani Hyderabad Campus, India*

Abstract— A multiple-bandwidth 12-bit pipelined analog to digital converter (ADC) with edge-combiner digital delay locked loop for self clock generation and embedded sample & hold (S/H) circuit is presented. The ADC circuit in the proposed design avoids external clock signal for sampling, by generating the clock from analog input signal for a wide range of frequency operation. The proposed design is capable of operating over the input frequency range of 10KHz to 15MHz with 150MSPS maximum sampling frequency. The proposed ADC has been verified for post layout simulations in 90nm CMOS technology which has $DNL < \pm 0.25LSB$, $INL < \pm 0.5LSB$, SNR of 71.5dB, SNDR of 69.1dB and maximum power consumption of 25mw at 12-bit with 150MSPS sampling frequency.

WA2-3-2 Current Adjustable CMOS Startup Circuit with Low Steady State CurrentWatcharaporn Lertsalee, *King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand*Jirawath Parnklang, *King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand*

This work is a CMOS Start Up Circuit designed which can supply the current flow (ISTART) adjustable to the clock oscillator for digital system generally. The circuit designed can be assigned start current value by giving the appropriate reference voltage (VBIAS). The current value is set to adjust in the range of 0 to 1.35 mA. The reference tune voltage is in the range of 0-5V to follow voltage value of microcontroller in present. In addition, while the circuit to obtain signals to PWD (power down) that current value flowing in start up circuit is almost zero. This means that the circuit does not consume any power consumption.

WA2-3-3 Comparison Study of Arbitrarily-Chosen Weights vs Optimized Weights in Multi-Objective Geometric ProgrammingTheerachet Soorapanth, *National Electronics and Computer Technology Center, Thailand*

This paper provides a study into the impact of weight factors selection in a multi-objective geometric programming (MOGP) optimization. Typically, when solving a multi-objective design problem, a designer would arbitrarily assign weight factors based on his/her perception of each objective's significance, e.g. assigning higher weights to the more important objectives. Here, an alternative method is proposed to take into account of weight factors as additional optimizing variables and then formulate the new MOGP problem. Comparing the conventional and the proposed method, the latter can achieve a closer solution to the ideal multi-objective optimum by considering the weighted deviation sum between the two schemes.

WA2-3-4 NPN-only Fully-Differential Ladder Log-Companding Filter with Well-defined Operation PointsNattapon Pookrongtong, *Mahanakorn University of Technology, Thailand*Chaiyan Chanapromma, *Uttaradit Rajabhat University, Thailand*Jirayuth Mahattanakul, *Mahanakorn University of Technology, Thailand*,Apisak Worapishet, *Mahanakorn University of Technology, Thailand*

This paper presents novel structure of the ladder-based fully-differential log-companding filter with well-defined operating points. The proposed filter structure is based on the exponential-state-space integrators with compatible input and output voltage levels. Based upon the proposed structure, the derivation of the NPN-only 7rd-order fully-differential log-companding Butterworth low-pass filter is demonstrated. Simulation results of the demonstrated filters are given.

Current Adjustable CMOS Startup Circuit with Low Steady State Current

Watcharaporn Lertsalee and Jirawath Paraklang

†

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

E-mail: n_oo_n16@hotmail.com

E-mail: kpjirawa@kmitl.ac.th

Abstract—This work is a CMOS Start Up Circuit designed which can supply the current flow (I_{START}) adjustable to the clock oscillator for digital system generally. The circuit designed can be assigned start current value by giving the appropriate reference voltage (V_{BIAS}). The current value is set to adjust in the range of 0 to 1.35 mA. The reference tune voltage is in the range of 0-5V to follow voltage value of microcontroller in present. In addition, while the circuit to obtain signals to PWD (power down) that current value flowing in start up circuit is almost zero. This means that the circuit does not consume any power consumption.

I. INTRODUCTION

Digital Computer application in present emphasizes to customer, which fast CPU operation. The customer demand to receive CPU spec to very fast for time reduce in operation. They are comfortable. CPU operation, clock is important and fast compile together. The fast CPU operation has determinant clock, then the system designer has idea to design drive clock circuit for hyper operation. All mention, fast clock design in operate has startup circuit. The startup circuit is clock control in order to fast or slow for CPU operation but fast clock present.

And also, the microcontroller typically comprise blocks of circuitry, each block performing a particular function, with each block comprising sub-circuits to accomplish that function. The distribution of current to each of these blocks and sub-circuits, particularly in CMOS digital design, the clock generator is important with the operation microcontroller inside, which operation of clock generator is control all operation of CPU. When the current is not supply to the clock circuit in CPU. The CPU is unable operation.

In this paper will explain of current source circuit for supply clock generator and the circuit received signal control from PWD. The circuit design prominent is able to assign suitable current value by adjust the voltage control, while the current source is not to clock generator circuit. This circuit present does not consume any power for fast operation of CPU.

II. CIRCUIT DESCRIPTIONS

The paper is shown circuits comprising some block of circuit. First input signal state is the inverter circuit, comprising transistors M13 and M14 which is invert the PWD input signal of the circuit for PWR UP signal. The PWR UP is also the by product of the input signal of the circuit. The inverter voltage transfer function is design to be at the half of the supply voltage.

The current mirror circuit type PMOS comprising transistor M1 and M11 and current mirror circuit type NMOS comprising transistor M6 and M66, are serve the function of maximum current control to the current sink and source of the outer circuit. And also improve the output impedance of the current supply circuit.

The transistor M3 and M33, M4 and M44, the gate connected to the V_{BIAS} for gate voltage control from user outer the system. The current supply form transistor is depend on gate to source voltage (V_{GS}) of transistor, (the source voltage is depend on the output voltage of the current mirror which connect to the source of the current mirror) if voltage (V_{GS}) greater than V_T of each transistor, that means transistor is turn on state.

The current control (I_{START}) composes of transistor M2 and M22, M5 and M55, which is controlled by gate voltage of transistor M7 and M8 respectively. At transistor M7 and M8 mentioned serve the function of means a switch when received PWR UP signal and PWD consecutively.

When transistor M7 or M8 is turn on, these result voltage value at gate of transistor M2 and M22 include M5 and M55 have voltage value to V_{DD} and GND respectively, which all transistor M2 and M22, M5 and M55 are cutoff. Its means that no current (I_{START}) source or current sink in inside the circuit, though the voltage is V_{BIAS} control for transistor M3 and M33, M4 and M44.

In Figure 1, The current source circuit to clock generator in microcontroller comprising transistor NMOS 7 body M4, M5, M6, M10, M11, M12 and M14. Transistor PMOS 7 body M1, M2, M3, M7, M8, M9 and M13. This circuit design is current mirror that current source flow both side is equal. We are beam our idea circuit design for clock drive in microcontroller that suitable current value by voltage control. The all of the section of circuits are four parts.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. Power Down signal(PWD)
2. Power Up signal (PWR UP)
3. control Current (I_{START})
4. Conventional Startup Circuit

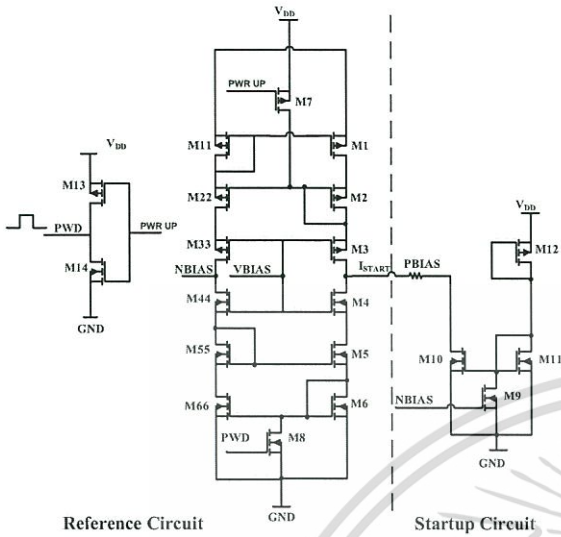


Figure 1 The propose CMOS Startup Circuit for Current Reference Adjustable

1. Power Down(PWD)

Power Down Circuit comprising transistor NMOS are current mirror, M5, M55, M6, M66 and M8. The M8 is as a switch for assign current flow form drain to source, when the input signal PWD is V_{DD} . Result, transistor M8 current is flow because voltage of V_{DD} more than value V_{TN} , the gate voltage of M5 and M55 have voltage value equal to the drain and source voltage (V_{DS}) of M8 which tendency is GND. Transistor M5, M55 current is in cutoff region and also the transistor M66, M6 also cutoff because the circuit is current mirror categorize.

2. PWR UP

PWR UP circuit comprising transistor PMOS are current mirror, M1, M1, M2, M22 and M7 by M7 means a switch for assign current flow in transistor. When voltage received PWD and PWR UP, its similarly. Transistor M7 is means as a switch. While the part of PWR UP circuit voltage received PWR UP has GND, gate to source voltage of transistor M7 is -5V. Transistor M7 is in also saturate and nonsaturate ($V_{GS} = -5V$).

3. Current Control

Current control circuit is comprising with transistor PMOS and NMOS. Transistor PMOS M3 and M33, NMOS M4 and M44. The circuit has V_{BIAS} for adjust the gate voltage and current I_{START} . Since current flowing all both side are same. When PWD voltage to V_{DD} and PWR UP to GND the current value I_{START} is over. While PWD voltage to GND and PWR UP to V_{DD} current value I_{START} is zero.

The startup circuit designs have already finished. We have inverter circuit to startup circuit and input pulse signal in circuit by rise time value $0.1\mu s$ fall time value $0.1\mu s$ voltage

value 0 to 5V. The inverter have transistor PMOS and at source pin connect to V_{DD} , transistor NMOS at source pin connect to GND.

4. Conventional startup circuit

The conventional startup circuit is just operation start current reference circuit. When current referent circuit build current finished current reference to immediately stop. Conventional startup circuit comprising transistor PMOS M12 and transistor NMOS 3 body M9, M10 and M11. The current reference settles at required operating state, M16 goes on and a constant current starts flowing through M10 and M11. Thus the conventional startup circuit continues to consume current even after current reference circuit is started. [1]

The conventional start up circuit is consist PMOS transistor M12 and NMOS transistor M9, M10 and M11. In Figure.1 I_{START} is controlled by following the V_{NBIAS} because I_{START} flowing through M10 is controlled by its V_{GS} . The M10 has gate voltage sane as V_{DSM9} and V_{DSM11} which are controlled by V_{NBIAS} . The M11 and M12 transistor are voltage divider to generate the V_{DSM11} influence to gate voltage of M10 that set it ON state. The Figure1, V_{DS} voltage of M9 controlled by V_{NBIAS} and current control I_{START} . When V_{NBIAS} is increase but I_{START} is decrease that following the formula:

$$I_{START} = K'_{n10} \left[1 - V_{TN} \right] \left[1 - \lambda V_{DS10} \right] \frac{I_{DM12}^2}{\left[\lambda \left[K'_{n9} (V_{NBIAS} - V_{TN})^2 + K'_{n11} (V_{GS11} - V_{TN})^2 \right] \right]^2}$$

where K' (Process Transconductance Parameter)
 $= \mu C_{ox} (W/L)$
 $\lambda =$ Channel Length Modulation Factor

III. SIMULATION RESULTS

The proposed circuit is designed with 0.35μ CMOS technology and the simulations have carried out in PSPICE. All the proposed startup circuits are generic and can be use in any application that needs startup circuit.

In this experiment, the circuit designer to assigns suitable parameter value of W/L of the transistor in simulation. CMOS technology, that simulation, has some important parameter as threshold voltage (V_T) of transistor type NMOS and PMOS equal 0.6V. Beginning the simulation by input voltage is 5V into the circuit and input pulse signal (PWD) has the period equal to $6\mu s$ and pulse width equal to $3\mu s$ into PWD port and voltage probe at NBIAS, PBIAS, $V_{control}$ and current probe value I_{START} . Since, experiment results at VBIAS voltage is zero and 5V, the circuit have voltage of NBIAS, PBIAS and I_{START} unable operation. We have the method to simulation for limitation of the circuit operation by V_{pulse} of PWD constant but change the voltage value (VBIAS) from zero to 5V. The VBIAS is increase at a time of 0.5V (0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 3, 3.5, 4, 4.5V respectively). The result of simulation experiment at NBIAS and PBIAS can operation as mention in Figure2.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

At $V_{BIAS} = (2.5V)$

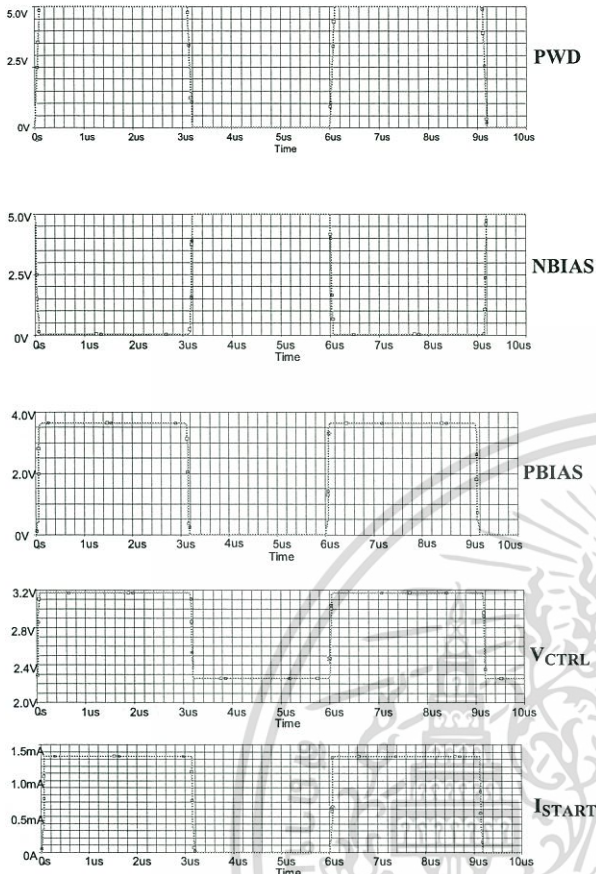


Figure 2. The output voltage and current of the propose Startup Circuit for Current Adjustable

At the $V_{BIAS} = 2.5V$ is the best condition to success the concept design. The output NBIAS voltage is rail to the V_{DD} and the PBIAS voltage is almost to the V_{DD} . And the control signal voltage to supply to the clock of the system CPU is in controlled. The start up current is also program the maximum value of 1.4 mA. at the center of the control voltage. And then the input PWD is set to power up the system, and probe to the I_{START} , the output adjustable start current is shown in figure 3. When the PWD signal is set to GND, the I_{START} and also the M2, M22 and M5, M55 is cutoff region, the current flow from the supply to GND on this system is almost 0 A.

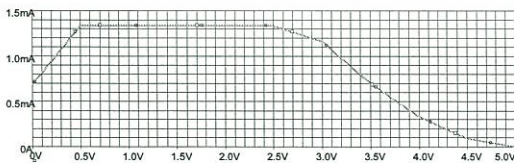


Figure 3. Show the output adjustable I_{START} and V_{BIAS}

In this experiment, we simulate the method and find out the lowest voltage V_{DD} that the start circuit cans operation. Arising from circuit, we found flaw of start up circuit. Since, we have a number of n-channel and p-channel MOSFET from V_{DD} to GND. When PWD signal is V_{DD} , transistor M8 turn ON and voltage of gate (M5) same as M55 are V_{DS} of M8 and PWR UP signal is GND, transistor M7 turn ON that voltage of gate M2 and M22 are V_{DD} . The circuit have many transistors and also that the circuit designed is vertical. When consider all transistor are saturation mode, voltage form drain to source is $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T)$ or $V_{DS} = (V_{GS} - V_T)$ and consider in case V_{GS} is zero thus $V_{DS} = V_T$. We use to simulation method again for find to I_{START} and method have to fix W/L value and all parameter, technology of 0.35μ same as mention before.

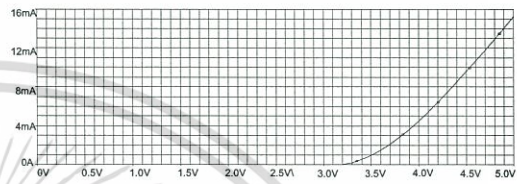


Figure 4. Simulation results of the V_{DD} and I_{start} when sweep at V_{DD}

In Figure 4.is relation between V_{DD} and I_{START} which from the waveforms to find lowest voltage for start up circuit operation is 3.2V and $V_{DD} = 5V$, I_{START} is 1.4mA. In that, from wave forms to conclude the start up circuit designed have low voltage for I_{START} begin is 3.2V

In case, when PWD signal is GND, its not I_{START} out of circuit that current probe from power supply (V_{DD}). The results, current lose of circuit is 5.83pA and shown in Figure.5.

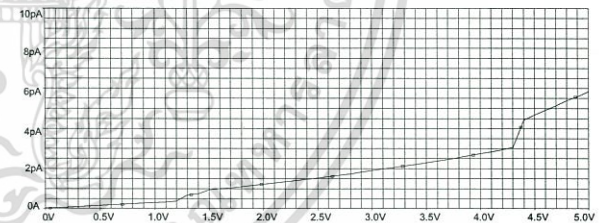


Figure 5. Shown output I_{START} when PWD is GND and PWR UP to V_{DD} in case of sweep V_{DD}

In Figure 5.is relation between V_{DD} and I_{START} which from waveforms shown I_{START} is low when PWD signal to GND and PWR UP to V_{DD} . Results is simulation from sweep V_{DD} is 5V, current of I_{START} is almost very low

In the experimental result from Figure 2, the V_{PBIAS} when I_{START} current flow the V_{PBIAS} is 3.85V . this voltage is used as the supply for testing I_{START} with V_{NBIAS} . The relationship when V_{NBIAS} is DC sweep method form 0V to 5V and I_{START} is probe .We has the start current results in figure 6.

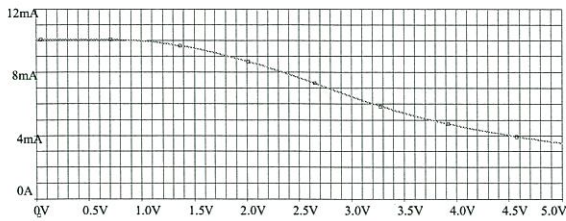


Figure6. Simulation result of I_{START} and V_{NBIAS}

In Figure 6. When the $V_{NBIAS}=0V$ transistor M9 is cutoff mode that the I_{START} value is 10.09 mA .Therefore V_{NBIAS} is cause I_{START} has increase which mention in the first equation . In case of $V_{NBIAS} = V_{TN}$, this give $V_{NBIAS} - V_{TN} = 0$. The transistor M9 is saturation mode. The V_{DS} of M9 is equal V_{DS} M11 which V_{DS} of M11 dependent V_{DS} of M12. In case $V_{NBIAS} > V_{TN}$ that $V_{NBIAS} - V_{TN} > V_{DS}$. The transistor M9 is nonsaturation mode that V_G of M10 from V_{DS} of M11 .While V_{DS} of M12 controlled voltage system equal 5V because I_{START} is decrease.

IV. CONCLUSIONS

Low power with zero steady state current CMOS startup circuit has been proposed. The maximum power is 30 pW. when the power down signal is active. The simulation results shown the start up current can be adjust the voltage and current control form 0 to 5V which 0 to 1.35 mA. current control.

REFERENCES

- [1] Qudeer Ahmad Khan, Sanjay Kumar Wadhwa, Kulbhushan Misri, "Low power startup circuits for voltage and current reference with zero steady state current" *IEEE IET Journal*, Aug. 25-27, 2003.
- [2] Norman Bujanoss, Advanced Micro Devices, Inc., "Low Power Circuit for disabling Startup Circuitry in a Voltage Reference Circuit", US Patent 5,949,227, Sept. 7, 1999.
- [3] Zabih Toosky, Infineon Technologies Corporation, "System and Method for Low Power Start-up-Circuit for bandgap voltage reference", US Patent 6,084,388, Jul. 4, 2000.
- [4] Behzad Razavi, "Desing of Analog CMOS integrated Circuits", McGraw Hill , Page 400

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้