

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณกระแสทำงานในคลาส AB  
ใช้เทคโนโลยีซีมอส

THE DESIGN OF A CLASS AB CMOS CURRENT MULTIPLIER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานที่ศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรคูณสัญญาณกระแสทำงานในคลาส AB  
ใช้เทคโนโลยีซีมอส

THE DESIGN OF A CLASS AB CMOS CURRENT MULTIPLIER



รอสาลี ดือเร๊ะ  
ROSALEE DEREH

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....  
วัน,เดือน,ปี.....

|         |
|---------|
| .b..... |
| .i..... |

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
พ.ศ. 2550  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# A CLASS AB CMOS CURRENT MULTIPLIER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATION ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

เอกสารนี้เป็นเอกสาร KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG โยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
2007



COPYRIGHT 2007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

**บัณฑิตวิทยาลัย**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

**หัวข้อวิทยานิพนธ์**      วงจรคูณสัญญาณกระแสทำงานในคลาส AB ใช้เทคโนโลยี ซิมอส  
 A Class AB CMOS Current Multiplier

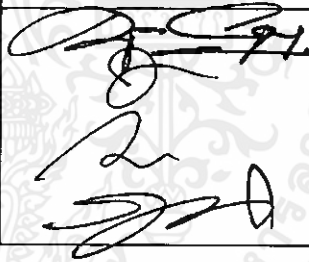
**นักศึกษา**                      นายรอสาลี      คือระเีระ

**รหัสประจำตัว**              44611301


**ปริญญา**                      วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

**สาขาวิชา**                    วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

**อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์**      รศ.สุชาติ      ฤกษ์ทวีเทพ

| คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ |            | ลายมือชื่อ  |
|--------------------------|------------|---|
| ศศ.พลผดุง                | ผดุงกุล    |  |
| รศ.ดร.อภิวัฒน์           | ชนชยานนท์  |   |
| ดร.กสิน                  | วิเชียรชม  |   |
| รศ.สุชาติ                | ฤกษ์ทวีเทพ |   |

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 5 ตุลาคม 2549 เวลา 09.00-11.00 น.  
 สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-401)

*คณะกรรมการสอบโดยลงชื่อของอาจารย์*  
*รองคณบดีฝ่ายวิชาการ รศ.ดร.สุชาติ ฤกษ์ทวีเทพ 0524.03(1)/21168*  




วันที่.....๙.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ. ๒๕๕๐.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรคุณลักษณะแอสทำงานในคลาส AB  
ใช้เทคโนโลยีซีมอส

นักศึกษา

รอสาลี ดือเร๊ะ

รหัสประจำตัว

44611301

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

พ.ศ.

2550

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ. สุชาติ คุณทวีเทพ

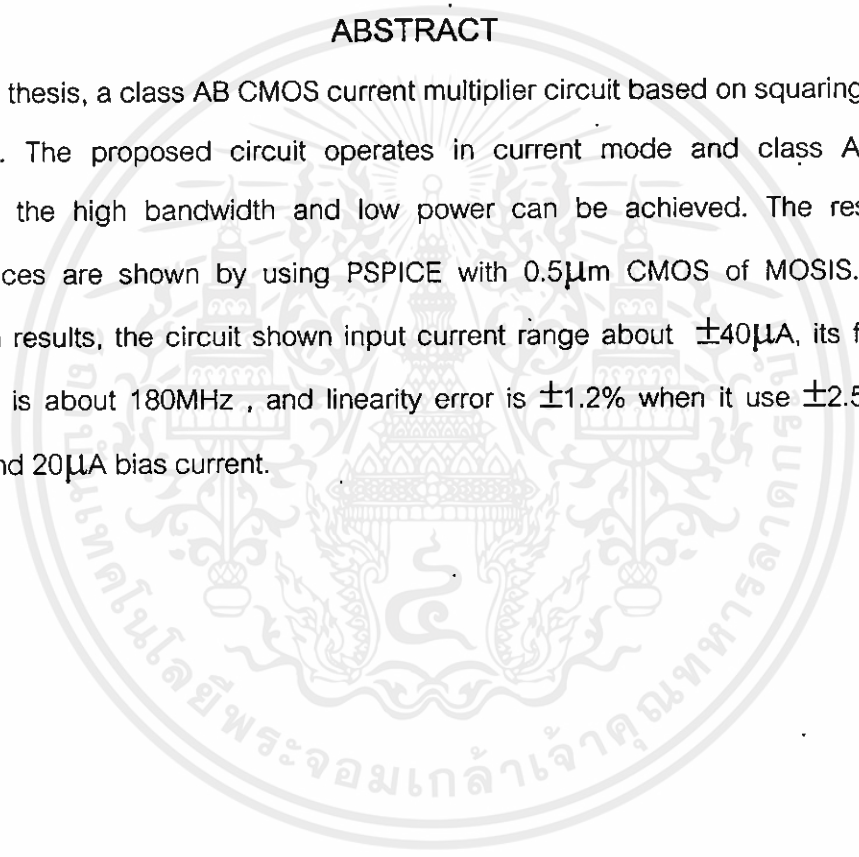
### บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือนำเสนอวงจรคุณลักษณะแอสแบบ 4 ควอดแรนท์ ที่ทำงานในคลาส AB โดยใช้วงจรทรานส์ซิสเตอร์แบบลูปคู่เป็นวงจรพื้นฐาน วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติดังนี้ มีแบนด์วิดท์กว้าง มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก ใช้กำลังงานต่ำ คุณสมบัติของวงจรสามารถยืนยันได้โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE การจำลองการทำงานใช้พารามิเตอร์เทคโนโลยีซีมอสขนาด  $0.5\mu\text{m}$  ของ MOSIS เมื่อวงจรที่นำเสนอกำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2.5\text{V}$  และกระแสในสภาวะสงบเท่ากับ  $20\mu\text{A}$  วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติดังนี้ มีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุต  $\pm 40\mu\text{A}$  มีแบนด์วิดท์มากกว่า  $180\text{MHz}$  ค่าความเป็นเชิงเส้นผิดพลาด  $\pm 1.2\%$  และเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก

|                |                                    |
|----------------|------------------------------------|
| Thesis Title   | A class AB CMOS current multiplier |
| Student        | Rosalee Dereh                      |
| Student ID     | 44611301                           |
| Degree         | Master of Engineering              |
| Program        | Electronic Engineering             |
| Year           | 2007                               |
| Thesis Advisor | Assoc.prof.Suchart Khoontaweethep  |

### ABSTRACT

In this thesis, a class AB CMOS current multiplier circuit based on squaring circuit is presented. The proposed circuit operates in current mode and class AB mode. Therefore, the high bandwidth and low power can be achieved. The results and Performances are shown by using PSPICE with 0.5 $\mu$ m CMOS of MOSIS. From the Simulation results, the circuit shown input current range about  $\pm 40\mu$ A, its frequency Response is about 180MHz , and linearity error is  $\pm 1.2\%$  when it use  $\pm 2.5$ V supply Voltage and 20 $\mu$ A bias current.



# กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ. สุชาติ คุณทวีเทพ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ให้ความรู้ ความคิด ริเริ่ม กำลังใจ แก้ปัญหาต่างๆ ตลอดจนให้แนวทางปรับปรุงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้มีความสมบูรณ์ และมีคุณภาพยิ่งมากขึ้นและให้คำปรึกษาแก่ผู้เขียนมาโดยตลอดเวลาศึกษา นอกจากนี้ ขอขอบพระคุณ นายมะ ตือเระ และนางชัยเคาะ ตือเระ ที่ให้กำลังใจผมมาตลอด

รอสาลี ตือเระ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

|  | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย.....                                     | I    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....                                  | II   |
| กิตติกรรมประกาศ.....                                     | III  |
| สารบัญ.....  | IV   |
| สารบัญตาราง.....   | VII  |
| สารบัญรูป.....   | VIII |
| บทที่ 1 บทนำ.....  | 1    |
| 1.1 ที่มาและปัญหา.....                                   | 1    |
| 1.2 วัตถุประสงค์.....                                    | 2    |
| 1.3 การพัฒนาในงานวิจัย.....                              | 2    |
| 1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....                         | 2    |
| บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....             | 3    |
| 2.1 บทนำ.....  | 2    |
| 2.2 มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์.....               | 4    |
| 2.2.1 โครงสร้าง.....                                     | 5    |
| 2.2.2 คุณสมบัติการทำงาน.....                             | 9    |
| 2.2.3 ซีมอส.....   | 12   |
| 2.3 ดีพลีชันมอสทรานซิสเตอร์.....                         | 13   |
| 2.4 วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์.....                     | 15   |
| 2.5 ผลตอบสนองความถี่.....                                | 18   |
| 2.6 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์.....                      | 22   |
| 2.7 การเปรียบเทียบระหว่างมอสและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์..... | 24   |
| 2.8 บทสรุป.....  | 25   |
| ไม่ว่า บทที่ 3 วงจรพื้นฐานและหลักการคุณลักษณะ.....       | 26   |
| 3.1 บทนำ.....  | 26   |
| 3.2 วงจรสะท้อนกระแส.....                                 | 26   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

# สารบัญ (ต่อ)

|   | หน้า |
|---|------|
| 3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....                      | 26   |
| 3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาตโคด.....                       | 27   |
| 3.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....                      | 28   |
| 3.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....         | 29   |
| 3.3 วงจรคัดลอกกระแส.....                                  | 29   |
| 3.4 วงจรขยายคลาส AB และวงจรกำลังสอง.....                  | 30   |
| 3.5 หลักการคุณสมบัติ.....                                 | 34   |
| 3.6 บทสรุป.....   | 34   |
| บทที่ 4 วงจรคุณสมบัติการทำงานในคลาส AB.....               | 35   |
| 4.1 บทนำ.....   | 35   |
| 4.2 วงจรคุณสมบัติกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ ทำงานในคลาส AB..... | 35   |
| 4.3 ผลการจำลองการทำงาน.....                               | 40   |
| 4.4 สรุป.....   | 49   |
| บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งาน.....                            | 50   |
| 5.1 บทนำ.....   | 50   |
| 5.2 วงจรแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณ DC.....                    | 50   |
| 5.3 ผลการจำลองการทำงาน.....                               | 53   |
| 5.4 วงจรตรวจวัดขนาดสูงสุดสัญญาณรูปคลื่นไซน์.....          | 58   |
| 5.5 สรุป.....   | 59   |
| บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอนแนะ.....                         | 60   |
| 6.1 บทสรุป.....   | 60   |
| 6.2 ข้อเสนอนแนะ.....                                      | 61   |
| เอกสารอ้างอิง.....  | 63   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

|   | หน้า |
|---|------|
| ภาคผนวก.....  | 65   |
| ภาคผนวก ก พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....  | 66   |
| ภาคผนวก ข ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา..... | 67   |
| ประวัติผู้เขียน.....                                | 68   |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

| ตารางที่                             | หน้า |
|--------------------------------------|------|
| 4.2 ค่า W/L ของมอดสทธานซิสเตอร์..... | 40   |
| 6.1 ผลการจำลองวงจรคุณโดยสรุป.....    | 61   |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 2.1 มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนล และ มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล.....   | 4    |
| 2.2 โครงสร้างของมอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล.....  | 5    |
| 2.3 แสดงการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์ในช่วงต่างๆ.....  | 9    |
| 2.4 การไบอัสมอสมทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS (ข) PMOS.....  | 9    |
| 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D$ และ $V_{DS}$ เมื่อ $\lambda=0$ .....   | 11   |
| 2.6 แสดงคุณสมบัติทางเกาท์พุทของมอสมทรานซิสเตอร์.....   | 12   |
| 2.7 โครงสร้างของซีมอส.....   | 13   |
| 2.8 ดีพลีชันมอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์.....  | 13   |
| 2.9 คุณสมบัติ $I_D-V_{DS}$ ของมอสมทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล.....   | 14   |
| 2.10 แสดงคุณสมบัติ $I_D-V_{GS}$ ของมอสเฟททั้งหมด.....  | 15   |
| 2.11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟท (ก) ไม่พิจารณาผลของ $\lambda$ ขณะทำงาน<br>ในช่วงอิมิตัว(ข) พิจารณาผลของ $\lambda$ โดยเพิ่มความต้านทานที่ทางออก.....                     | 16   |
| 2.12 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสมทรานซิสเตอร์กรณีพื้นฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอร์ส.....  | 17   |
| 2.13 (ก) แบบจำลองวงจรมูลุ่ยของมอสมทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง<br>(ข) วงจรมูลุ่ยสำหรับกรณีที่มีซอร์สต่อกับฐานรอง (ค) วงจรมูลุ่ยตามรูป (ข)<br>กรณีที่ $C_{gs}$ มีค่าน้อยมาก..... | 19   |
| 2.14 การหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร.....  | 21   |
| 3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานด้วยมอสมทรานซิสเตอร์.....   | 27   |
| 3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาตโคด.....  | 28   |
| 3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....   | 28   |
| 3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....  | 29   |
| 3.5 วงจรคัดลอกกระแสอย่างง่าย.....  | 30   |
| 3.6 วงจรคัดลอกกระแสทำงานในคลาส AB.....   | 30   |
| 3.7 วงจรขยายคลาส AB.....   | 30   |
| 3.8 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส.....   | 32   |

# สารบัญญรูป (ต่อ)

| รูปที่  | หน้า |
|---|------|
| 3.9 กราฟการคูณระหว่างตัวแปร $I_\alpha$ และ $I_\beta$ (ก) การคูณแบบหนึ่งควอดแรนท์<br>(ข) การคูณแบบสองควอดแรนท์ (ค) การคูณแบบสี่ควอดแรนท์.....                    | 33   |
| 4.1 วงจรขยายสัญญาณทำงานในคลาส AB.....   | 36   |
| 4.2 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส.....  | 37   |
| 4.3 วงจรกำลังสองและวงจรคัตลอกกระแส.....   | 38   |
| 4.4 วงจรคูณสัญญาณกระแสที่นำเสนอ.....  | 38   |
| 4.5 วงจรจ่ายกระแส.....  | 38   |
| 4.6 คุณสมบัติทาง DC ของวงจรคูณเมื่อกำหนด $I_x$ เป็นตัวกวาดจาก $-40\mu A$ ถึง $40\mu A$<br>และ $I_y$ มีค่า $-40\mu A$ ถึง $40\mu A$ โดยเพิ่มทีละ $10\mu A$ ..... | 42   |
| 4.7 คุณสมบัติทาง DC ของวงจรคูณเมื่อกำหนด $I_y$ เป็นตัวกวาดจาก $-40\mu A$ ถึง $40\mu A$<br>และ $I_x$ มีค่า $-40\mu A$ ถึง $40\mu A$ โดยเพิ่มทีละ $10\mu A$ ..... | 42   |
| 4.8 การตอบสนองชั่วขณะสำหรับฟังก์ชันการคูณ.....  | 43   |
| 4.9 ความเป็นเชิงเส้นของวงจรต่อขนาดสัญญาณอินพุต.....   | 46   |
| 4.10 การตอบสนองความถี่ของวงจร.....  | 47   |
| 4.11 คุณสมบัติทางด้านอนุกรมของวงจร.....   | 47   |
| 4.12 ผลการจำลองวงจรที่ความถี่เป็นสองเท่า (ก) สัญญาณอินพุต (ข) สัญญาณเข้าพุท.....  | 48   |
| 5.1 หลักการแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณกระแส DC.....   | 51   |
| 5.2 วงจรอินทิเกรเตอร์.....  | 52   |
| 5.3 วงจรแปลงค่า True- RMS เป็นค่า DC ด้วยวงจรคูณสัญญาณ.....   | 52   |
| 5.4 ผลการจำลองการทำงานสำหรับสัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1KHz<br>(ก) อินพุต (ข) เอาท์พุทเท่ากับ $14.16 \mu A$ .....  | 55   |
| 5.5 ผลการจำลองการทำงานสำหรับรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 1KHz (ก) อินพุต<br>(ข) เอาท์พุทเท่ากับ $11.585 \mu A$ .....   | 56   |
| 5.6 ผลการจำลองสำหรับอินพุตเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 1KHz (ก) อินพุต<br>(ข) เอาท์พุทเท่ากับ $19.955 \mu A$ .....   | 57   |

## สารบัญญรูป (ต่อ)

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 5.7 ผลการจำลองการทำงานสำหรับรูปคลื่นไซน์ความถี่ (ก) 100 Hz (ข) 5 KHz และ (ค) 50 KHz..... | 59   |
| 5.8 กระแสเอาต์พุตที่ค่า $C_{AV}$ เท่ากับ 1 $\mu$ F 5 $\mu$ F และ 10 $\mu$ F.....         | 59   |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาและปัญหา

ในการออกแบบวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ มีการวิจัยและพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว ในปัจจุบัน จากความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำทำให้สามารถออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความซับซ้อนให้อยู่ในลักษณะวงจรรวมหรือไอซี (Integrated Circuit) ซึ่งเทคโนโลยีการสร้างวงจรสามารถแบ่งได้ 2 แบบ คือเทคโนโลยีไบโพลาร์และเทคโนโลยีซีมอส โดยเทคโนโลยีซีมอสจะมีความเหมาะสมมากกว่าเทคโนโลยีไบโพลาร์เพราะว่าในเทคโนโลยีซีมอสนั้นสามารถสร้างอุปกรณ์จำพวกทรานซิสเตอร์หรือมอสทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างและกระบวนการสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน ใช้พื้นที่น้อยทำให้สามารถสร้างให้มีจำนวนทรานซิสเตอร์ได้มาก ทำให้มีความหนาแน่นของอุปกรณ์ต่อพื้นที่มากขึ้นและคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์จะดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในหลายประการ เช่น มีความต้านทานอินพุตสูง มีอัตราสูญเสียกำลังงานต่ำ เป็นต้น เนื่องจากเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์มีพัฒนาการอย่างมากทำให้ในปัจจุบันสามารถทำการพัฒนาและออกแบบวงจรให้มีอัตราสูญเสียต่ำลงได้ โดยออกแบบให้มีการใช้แรงดันที่ต่ำได้ซึ่งเป็นที่มาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วงจรคุณลักษณะโดยมากมักจะทำงานในโหมดแรงดัน แต่ข้อเสียของวงจรคุณลักษณะในโหมดแรงดันคือ ต้องการแหล่งจ่ายแรงดันสูง การสวิงของแรงดันอินพุตมักถูกจำกัดด้วยแหล่งจ่าย ดังนั้นในปัจจุบันวงจรคุณลักษณะจึงหันมาออกแบบโดยกำหนดให้วงจรทำงานในโหมดกระแสกันมาก [1]-[5] เพราะมีข้อดีกว่าโหมดแรงดันคือ วงจรมีขนาดเล็กลง มีการตอบสนองความถี่สูงดีกว่า ใช้กำลังงานต่ำและลดการใช้แหล่งจ่ายแรงดันลงมาได้ง่ายกว่าโหมดแรง ในปัจจุบันความต้องการวงจรคุณลักษณะที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำมีความต้องการอย่างมากเพราะความต้องการเครื่องมือประเภทพกพาได้เป็นตัวกระตุ้นโดยตรง นอกจากนี้วงจรคุณลักษณะที่ทำงานในโหมดกระแสจะใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในงานเครือข่ายประสาทเทียมอีกด้วย

วงจรที่ทำงานในคลาส AB คือวงจรที่มีประโยชน์เมื่อต้องการลดการใช้กำลังงานของวงจรลง มาที่ผ่านมามีวงจรคุณลักษณะที่ทำงานในแบบคลาส AB นำเสนอไว้ใน [3]-[5] โดยได้อาศัยหลักการที่เรียกว่า Quarter Square คือ  $(I_x + I_y)^2 - (I_x - I_y)^2 = 4I_x I_y$  [3]-[4], [8], [9] หลักการดังกล่าวเมื่อนำมาสร้างเป็นวงจรคุณลักษณะจะใช้อุปกรณ์จำนวนมากเพราะต้องใช้วงจรรายนอกมาสร้างสัญญาณ  $I_x - I_y$  และ  $I_x + I_y$  ดังนั้นจากสมการดังกล่าวจึงแก้ไขได้เป็น  $(I_x + I_y)^2 - (I_y)^2 - (I_y)^2 = 2I_x I_y$

[6]-[7] จากสมการนี้จะเห็นว่าเราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ให้น้อยลงได้และวงจรไม่ต้องใช้วงจรสร้างสัญญาณอินพุทภายนอกดังนั้นวงจรจึงมีอินพุทแบบเดียว

## 1.2 วัตถุประสงค์

จุดมุ่งหมายของของงานวิจัยนี้คือนำเสนอวงจรคุณสัญญาณที่ทำงานในโหมดกระแสที่ทำงานในคลาส AB วงจรที่นำเสนอมีความง่ายไม่ซับซ้อน มีอินพุทเดียว ใช้กำลังงานต่ำ การออกแบบจะใช้เทคโนโลยีซีมอสซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่มีราคาไม่แพงและเป็นที่ยอมรับมาใช้ในการออกแบบ โดยจะทำการศึกษาวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE

## 1.3 การพัฒนาในงานวิจัย

จากความสำคัญของวงจรคุณสัญญาณและข้อดีเทคโนโลยีซีมอสที่กล่าวมา จึงได้ทำการออกแบบวงจรคุณสัญญาณกระแส 4 ควอดแรนท์แบบอนาลอกที่ทำงานในคลาส AB วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติมีช่วงปฏิบัติการทางอินพุทกว้างและใช้กำลังงานต่ำ การออกแบบใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.5 $\mu$ m Level 3 ของ MOSIS วงจรที่นำเสนอจะเป็นวงจรที่ง่าย มีอินพุทแบบเดียวและทำงานในคลาส AB การจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม PSPICE มาช่วยตรวจสอบคุณสมบัติของวงจร

## 1.4 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 จะกล่าวถึงที่มาและวัตถุประสงค์การพัฒนาในงานวิจัย ส่วนเนื้อหาในบทอื่นๆ จะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงโครงสร้างและทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการของการคุณสัญญาณ วงจรพื้นฐานที่จะใช้ในการออกแบบวงจรคุณสัญญาณ วงจรที่กล่าวถึงคือ วงจรสะท้อนกระแส วงจรคัตลอกกระแส วงจรขยายแบบคลาส AB และวงจรคุณสัญญาณกำลังสอง

บทที่ 4 คือวงจรคุณสัญญาณกระแสที่ทำงานในคลาส AB ที่นำเสนอ คุณสมบัติของวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอเมื่อถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE คุณสมบัติของวงจรคุณสัญญาณในแบบตัวมอดูเลตและตัวทวีความถี่

บทที่ 5 จะเป็นการประยุกต์ใช้งานโดยจะนำวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณ DC

บทที่ 6 จะเป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะซึ่งเป็นแนวทางการพัฒนาวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอให้ดียิ่งขึ้นต่อไปในอนาคต

## บทที่ 2

# ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

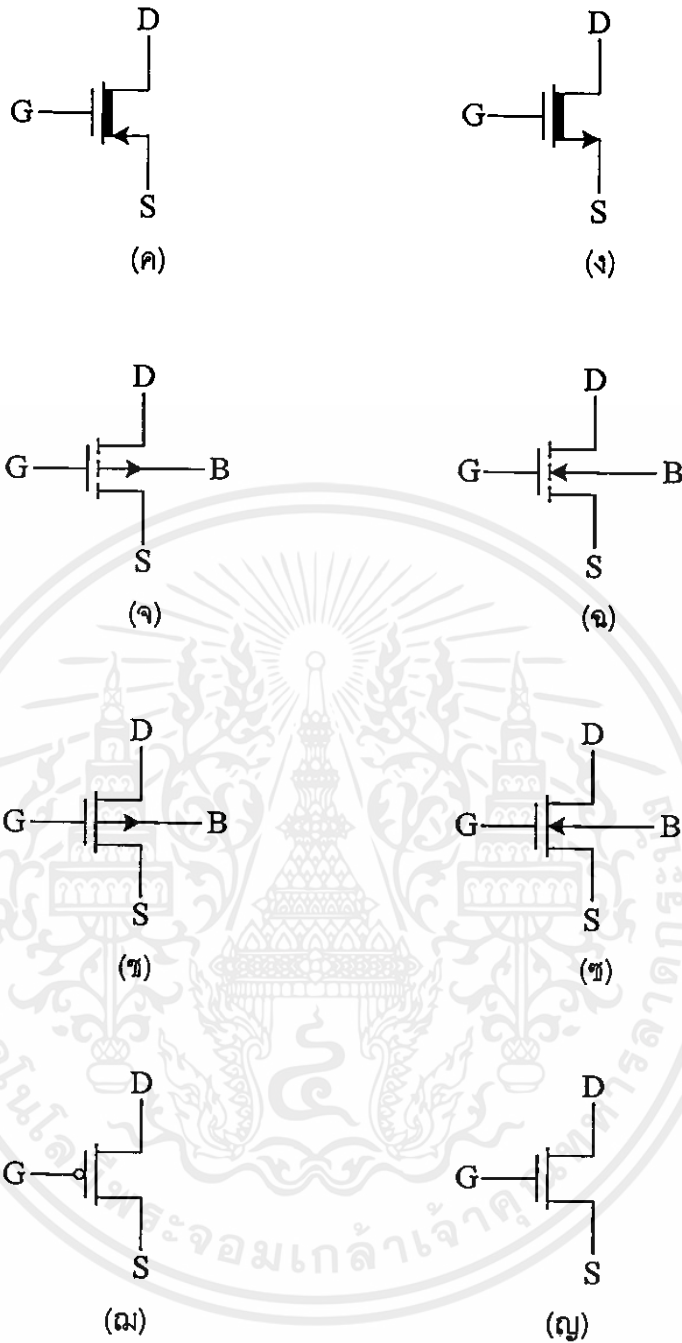
### 2.1 บทนำ

มอสเฟต (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor หรือ MOSFET) หรือ มอสทรานซิสเตอร์คืออุปกรณ์ที่ใช้สนามไฟฟ้ามาควบคุมการไหลของกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน แนวความคิดเกี่ยวกับมอสทรานซิสเตอร์ได้มีการพัฒนามาก่อนการสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) ในต้นทศวรรษ 1930 ได้มีหลักฐานแสดงถึงการจดสิทธิบัตรสำหรับอุปกรณ์ที่คล้ายกับซิลิกอนมอสเฟตสมัยใหม่แต่ไม่ได้สร้างขึ้นจากซิลิกอน โดยในสมัยนั้นในกระบวนการสร้างมีความยากที่จะควบคุมรอยสัมผัสหรือรอยต่อของฉนวนกับสารกึ่งตัวนำและยังขาดความเข้าใจในกระบวนการของฉนวนและสารกึ่งตัวนำทำให้อุปกรณ์ที่คล้ายมอสเฟตในสมัยนั้นไม่สามารถนำไปใช้งานจริงได้ จนกระทั่งมีการเกิดขึ้นมาของกระบวนการ Silicon Planer และเทคโนโลยีสมัยใหม่สามารถควบคุมรอยต่อระหว่างออกไซด์และซิลิกอนได้ดีทำให้มอสทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้งานได้จริงและเป็นที่แพร่หลายในปลายทศวรรษ 1970 จนกระทั่งถึงปัจจุบัน

มอสเป็นทรานซิสเตอร์ที่ทำงานโดยผลของสนามไฟฟ้าสามารถถูกแบ่งออกเป็นประเภทต่างๆ ได้มากมายขึ้นอยู่กับเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่ง เช่น ถ้าแบ่งตามชนิดของพาหะที่ใช้ในการนำกระแสจะสามารถแบ่งได้เป็นสองชนิด คือมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล (n-channel MOS Transistor) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้อิเล็กตรอนในการนำกระแสและมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนแนล (p-channel MOS Transistor) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้โฮลเป็นพาหะในการนำกระแส สัญลักษณ์แสดงมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและเอ็นแชนแนลแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 แต่ถ้าแบ่งมอสทรานซิสเตอร์ตามลักษณะการทำงานจะสามารถแบ่งได้สองลักษณะคือทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนที่โหมด (Enhancement Mode Transistor) และทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode Transistor)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



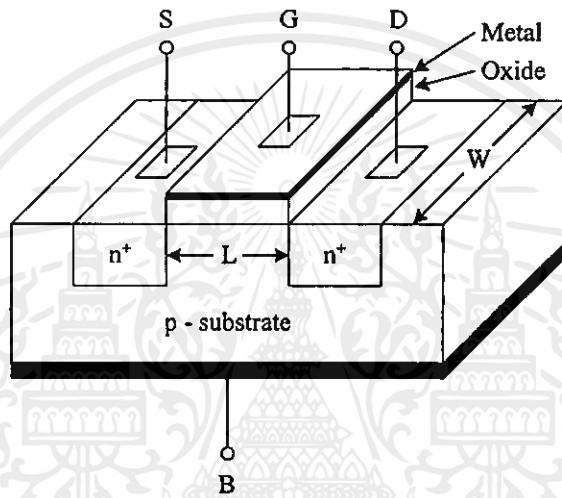
รูปที่ 2.1 มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดพีและชนิดเอ็นแซนแนล

## 2.2 มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์

มอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์เป็นชนิดที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมากกว่าชนิดดีพลีชันเพราะสามารถสร้างได้ด้วยเทคโนโลยีที่มอสในแบบมาตรฐานโดยไม่ต้องใช้วิธีการที่พิเศษ ดังนั้นหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงเฉพาะโครงสร้างและคุณสมบัติการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์และในส่วนสุดท้ายของหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเทคโนโลยีที่มอสด้วย

### 2.2.1 โครงสร้าง

รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล ส่วนของซอร์ส (Source) และเดรน (Drain) สร้างขึ้นจากการแพร่อะตอมของสารเจือชนิดเอ็น (n-Type) ที่มีความหนาแน่นสูง ( $n^+$ ) เข้าไปในแผ่นผลึกฐานรอง (Body หรือ Substrate) ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-Type) ซึ่งเป็นแผ่นผลึกซิลิกอนรูปเดี่ยว ส่วนของเกต (Gate) จะเป็นโลหะหรือชั้นของโพลีซิลิกอน ซึ่งซ้อนกันอยู่บนชั้นของออกไซด์โดยมีโลหะอลูมิเนียมเป็นขั้วต่อไฟฟ้าของส่วนเกตจากโพลีซิลิกอน และเป็นขั้วต่อไฟฟ้าของทั้งซอร์สและเดรนด้วย



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลที่ซึ่งอธิบายเกี่ยวกับทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลสามารถพิจารณาได้ตามโครงสร้างรูปที่ 2.3 ซึ่งแสดงถึงการทำงานในช่วงต่างๆ ของ  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$  จากรูป 2.3 (ก) ซอร์ส เดรนและฐานต่อลงกราวด์ ในกรณีนี้มีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานคล้ายกับตัวเก็บประจุโดยเกตและผิวของซิลิกอนได้ฉนวนซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบ (Plate) ของตัวเก็บประจุ ซึ่งมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนคั่นระหว่างกลาง ถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบ ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮล (Hole) จะถูกดูดเข้ามาสะสมบริเวณแชนแนลมีผลให้บริเวณแชนแนลกลายเป็น  $p^+$  และเรียกว่า “แชนแนลสะสม” (Accumulate Channel) บริเวณซอร์สและเดรนที่เป็น  $n^+$  ถูกแยกจากกันด้วยแชนแนล  $p^+$  เมื่อมองในลักษณะวงจรมูลค่าแล้วจะพบว่า มีลักษณะของไดโอดสองตัวต่อกันหลังชนกัน ดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้แรงดันที่ซอร์สและเดรนจะต้องมีค่ามากๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะเป็นกระแสรั่วไหล (Leakage Current) หรือกรณีที่แรงดันเดรนซอร์สมีค่ามากๆ จะทำให้ทรานซิสเตอร์เบรกดาวน

ในกรณีที่แรงดันเกตมีค่าเป็นบวกไม่มาก ประจุบวกข้างใต้เกตจะถูกผลักออกไปทำให้ แชนแนลเปลี่ยนไปเป็น  $p'$  และเป็นบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ในที่สุด เมื่อแรงดันที่ เกตเพิ่มมากขึ้น ประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะถูกดึงดูดเข้ามาที่บริเวณแชนแนลและแชนแนลจะแปร สภาพเป็นบริเวณ  $n$  ตามรูป 2.3(ข) ซึ่งเชื่อมต่อบริเวณซอร์สและเดรนเข้าด้วยกันและเรียกว่า แชนแนลกลับ (Inverted Channel) แรงดันเกตซอร์สที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้เกตมี ค่าเท่ากับ ความหนาแน่นของโฮลบริเวณฐานรองเป็นนิยามของแรงดันแธรชโฮล (Threshold voltage) ของทรานซิสเตอร์ใช้สัญลักษณ์  $V_T$  สำหรับค่าแรงดันเกตซอร์สมากกว่า  $V_T$  จะมีแชนแนล ชนิดเอ็นเกิดขึ้นและสามารถเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอร์สได้ สำหรับกรณีค่าแรงดัน ระหว่างเกตและซอร์สน้อยกว่า  $V_T$  ปกติจะสมมติว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานและไม่มีกระแสไหล ระหว่างซอร์สและเดรน อย่างไรก็ตามสมมติว่าไม่มีกระแสไหลระหว่างซอร์สและเดรนระหว่างที่ ทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสนั้นเป็นเพียงการประมาณเท่านั้น ในความเป็นจริงสำหรับแรงดันที่เกตมี ค่าใกล้เคียง  $V_T$  จะไม่ใช่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใดแต่จะเกิดกระแสต่ำ กว่าแธรชโฮล (Subthreshold Current) สามารถไหลได้ปริมาณเล็กน้อย

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่า  $V_T$  จะทำให้แชนแนลเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อ  $V_{GS}$  เพิ่มขึ้นความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนแนลก็จะเพิ่มขึ้นด้วยและสรุปได้ว่า ความ หนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม  $V_{GS} - V_T$  ซึ่งนิยามเป็นแรงดันระหว่างเกตและซอร์สประสิทธิ ผลซึ่งใช้สัญลักษณ์คือ " $V_{eff}$ " ซึ่งค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนกำหนดได้คือ

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

เมื่อ  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

เมื่อแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อยทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างซอร์สและ เดรน มีผลให้เกิดกระแสไหลจากเดรนไปซอร์ส ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{GS}$  และกระแส  $I_D$  จะ เหมือนกับกรณีของความต้านทาน โดยมีความสัมพันธ์คือ

$$I_D = \mu Q \frac{W}{L} V_{DS} \quad (2.2)$$

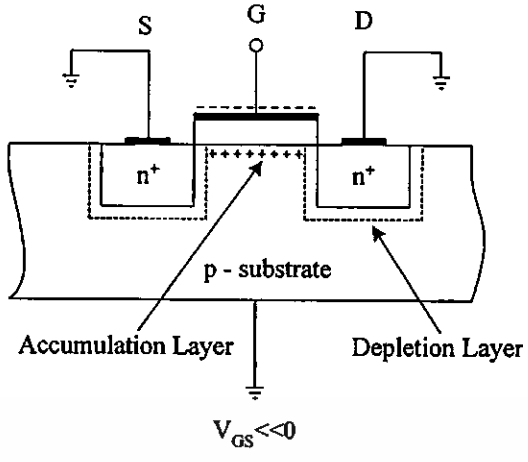
ในขณะที่  $\mu$  เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอนและ  $Q$  เป็นค่าความหนาแน่นของ การค้า ปรจุในแชนแนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้ว่า ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = \mu C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.3)$$

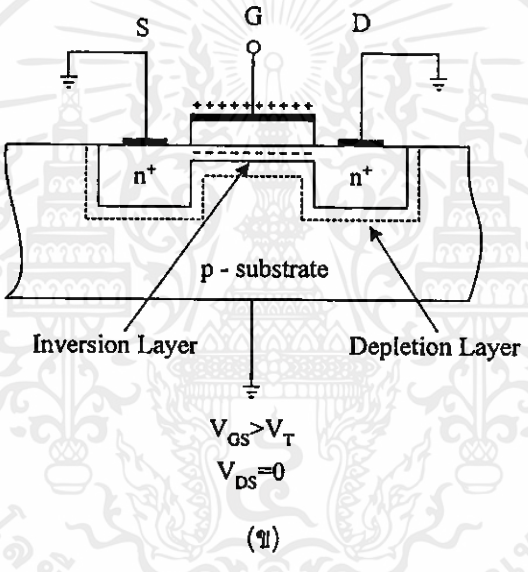
สมการ (2.3) นี้เป็นความสัมพันธ์ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีแรงดันระหว่างเดรนและซอร์สมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในเชิงโครงสร้างอธิบายได้ตามรูปที่ 2.3(ข) โดยเมื่อ  $V_{GS}$  มากกว่า  $V_T$  และ  $V_{DS}=0V$  ซึ่งขณะนี้แชนแนลถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแต่ไม่มีกระแสไหล เนื่องจากแรงดันระหว่างซอร์สและเดรนมีค่าเป็นศูนย์โวลท์และเมื่อให้แรงดัน  $V_{GS}$  ค่าน้อยๆ ค่าหนึ่ง จะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านแชนแนลได้ ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้เสมือนเป็นตัวต้านทานมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ (2.3) และแสดงได้ด้วยกราฟในรูปที่ 2.3(ข) และจะเห็นว่า  $I_D$  และ  $V_{DS}$  สัมพันธ์กันอย่างสิ้นเชิงสำหรับค่า  $V_{GS}$  น้อยๆ

เมื่อแรงดันระหว่างเดรนและซอร์สเพิ่มมากขึ้น ความหนาแน่นของประจุพาหะที่แชนแนลจะลดลงตามแนวแชนแนลจากซอร์สไปเดรนตามรูปที่ 2.3(ค) การลดลงของประจุพาหะในแชนแนลนี้ มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมแชนแนลที่ตำแหน่งต่างๆ ไม่เท่ากัน กล่าวคือสมมติว่าแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าแรงดันที่ซอร์ส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากซอร์สไปเดรนอย่างต่อเนื่องภายในแชนแนล มีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและแชนแนลจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $V_{GS}$  ที่ตำแหน่งด้านซอร์สและแรงดันเกตแชนแนลมีค่าต่ำสุดที่ตำแหน่งปลายด้านเดรนและแรงดันเกตที่ทำให้เกิดแชนแนลคือ  $V_G = V_{GS} - V_T$  (เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  กระแสจะไม่ไหลและไม่มีแชนแนลเกิดขึ้น เพื่อที่จะทำให้แชนแนลเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนถึงสุดปลายด้านเดรน แรงดันเกตจะต้องมีค่ามากกว่า  $V_{DS}$  นั่นคือ  $V_G > V_{DS}$  หรือ  $(V_{GS} - V_T) > V_{DS}$  ซึ่งหมายถึงแรงดันที่เกตเมื่อเปรียบเทียบกับทุกจุดในแนวแชนแนลจะต้องมีค้ำยเป็นบวกจึงจะทำให้เกิดแชนแนล โดยในขณะนี้ทรานซิสเตอร์ทำงานและอยู่ในช่วงอิ่มตัว กระแสเดรน  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของแรงดัน  $V_{DS}$  อย่างไม่เป็นเชิงเส้นตามกราฟในรูปที่ 2.3(ค) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้ ( $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ ) เรียกว่า ช่วงไม่อิ่มตัว (Non-saturation region) เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากขึ้น จนกระทั่งค่า  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  ทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่สภาวะอิ่มตัวและลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้แสดงได้ดังรูป 2.3(ค)

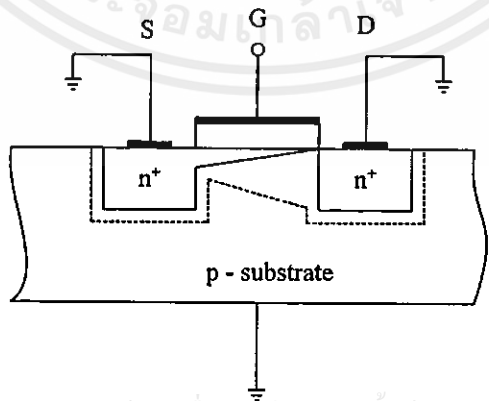
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(n)

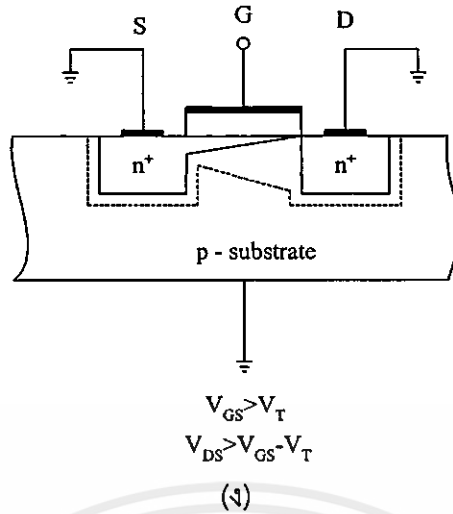


(ข)



(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา หรือเผยแพร่ข้อมูลข้างต้นไปยังผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต

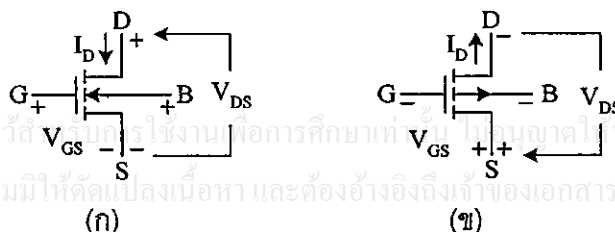


รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงต่างๆ

และเมื่อค่าของแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นไปอีกจนกระทั่ง  $V_{GS} > V_{DS} - V_T$  ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมแซนแนลที่ปลายด้านเดรนมีค่าสูงกว่า  $V_{GS} - V_{DS}$  ดังนั้นจะทำให้เกิดภาวะพินช์ออฟ (pinch off) กล่าวคือ แซนแนลซึ่งเป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออก เริ่มจากบริเวณด้านเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าซึ่งจะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมของประจุลบ เพื่อทำหน้าที่เป็นแซนแนล ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกันดังแสดงดังรูป 2.3(ง) และจะมีกระแสแพร่ (Diffusion current) จากส่วนของซอร์สไปยังเดรน ช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูงและคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ กระแสเดรนในภาวะนี้จึงมีค่าคงที่แม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตามแสดงในกราฟตามรูปที่ 2.3(ง) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้เรียกว่า ช่วงอิ่มตัว (Saturation region)

## 2.2.2 คุณสมบัติการทำงาน

คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะพิจารณาได้จากแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ (Large-signal model) ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS (ข) PMOS

สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดัน สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่ อิ่มตัวสามารถแสดงสมการได้คือ

$$I_D = K \left[ (V_{GS} - V_T)V_{DS} - \left( \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \right] \quad (2.4)$$

โดยที่  $K = K'W/L$

$$K' = \mu_0 C_{OX}$$

$\mu_0$  คือ ค่าความคล่องตัวที่ผิวของพาหะในช่องทางเดินกระแส ( $\text{cm}^2/\text{volt}\cdot\text{second}$ )

$C_{OX} = \epsilon_{OX}/t_{OX}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ (Capacitance per unit area) ของเกตออกไซด์ ( $\text{F}/\text{cm}^2$ )

$W$  คือ ความกว้างประสิทธิผลของแชนแนล (Effective channel width)

$L$  คือ ความยาวประสิทธิผลของแชนแนล (Effective channel length)

$\lambda$  คือ Channel length modulation parameter ( $\text{volt}^{-1}$ )

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[ \sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right] \quad (2.5)$$

$$V_{T0} = V_T (V_{SB} = 0) = V_{FB} + 2|\phi_F| + \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{SUB}2|\phi_F|}}{C_{OX}} \quad (2.6)$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{SUB}}}{C_{OX}} \quad \text{คือ bulk threshold parameter (volt}^{-1/2}\text{)} \quad (2.7)$$

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_{SUB}}{n_i} \right) \quad \text{คือ strong inversion surface potential (volts)} \quad (2.8)$$

$$V_{FB} = \phi_{GB} - \frac{Q_{SS}}{C_{OX}} \quad \text{คือ flatband voltage (volts)} \quad (2.9)$$

$$\phi_{GB} = \phi_F(\text{substrate}) - \phi_F(\text{gate})$$

$$\phi_F(\text{substrate}) = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_{SUB}}{n_i} \right) \quad \text{สำหรับกรณี NMOS ที่มีฐานรองเป็นที่}$$

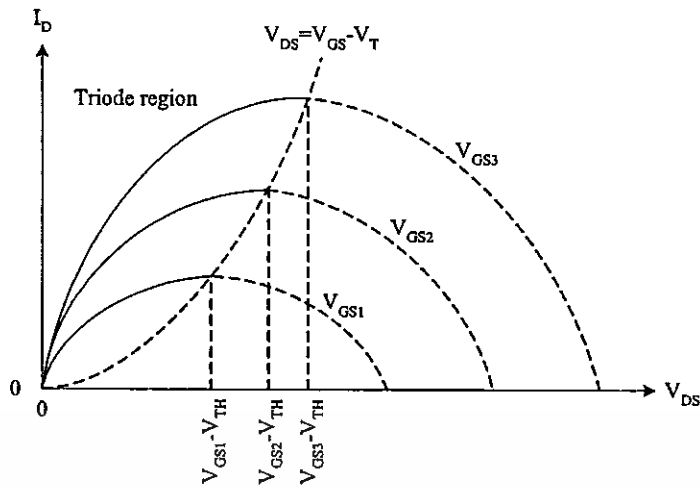
$$\phi_F(\text{gate}) = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{n_i}{N_{GATE}} \right) \quad \text{สำหรับกรณี NMOS ที่มีเกตเป็น } n^+ \text{ polysilicon}$$

$Q_{SS}$  คือ ค่าประจุออกไซด์

$k$  คือ ค่าคงที่ Boltzmann's =  $1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K} = 8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$

$T$  คือ อุณหภูมิ ( $^{\circ}\text{K}$ )

$n_i$  คือ ความหนาแน่นของพาหะชนิด Intrinsic =  $1.45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$



รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{DS}$

สมการ (2.4) และ (2.10) สามารถทำงานได้ในช่วงต่างๆ ขึ้นกับค่า  $(V_{GS} - V_T)$  ถ้าค่า  $V_{GS} - V_T$  เป็นศูนย์หรือลบ มอสทรานซิสเตอร์จะอยู่ในช่วงคัทออฟ ซึ่งแทนแวลจะมีพฤติกรรมแบบเปิดวงจร โดยเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$I_D = 0 \text{ for } (V_{GS} - V_T) \leq 0 \quad (2.10)$$

จากสมการ (2.4) นำมาเขียนกราฟได้ตามรูป 2.5 สำหรับค่า  $V_{GS} - V_T$  ค่าต่างๆ จุดสูงสุดของกราฟแต่ละเส้นเรียกว่า "จุดอิ่มตัว" (saturation) โดยค่าต่างๆ ของ  $V_{DS}$  ที่เกิดขึ้นที่ค่านี้เรียกว่า "ศักดาอิ่มตัว" (saturation voltage)

$$V_{DS}(sat) = V_{GS} - V_T \quad (2.11)$$

$V_{DS}(sat)$  เป็นค่าที่แบ่งขอบเขตการทำงาน โดยค่า  $V_{DS}$  น้อยกว่า  $V_{DS}(sat)$  แล้วมอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวตามสมการ (2.4) และมีเงื่อนไขว่า

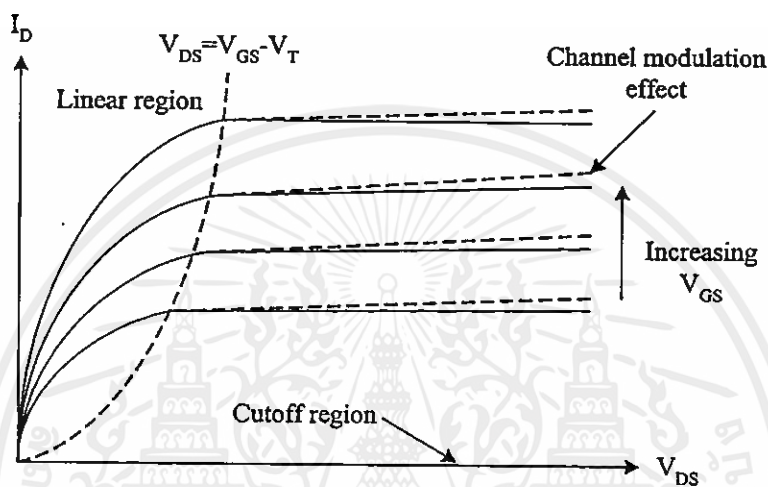
$$0 < V_{DS} \leq (V_{GS} - V_T) \quad (2.12)$$

เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากกว่า  $V_{DS}(sat)$  ช่วงนี้เรียกว่า "ช่วงอิ่มตัว" (Saturation region) ช่วงนี้กระแส  $I_D$  ไม่ขึ้นกับ  $V_{DS}$  อีกทั้งหันไปหัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นกับ  $V_{GS}$  ถ้าสมมุติว่าไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ (2.13)

$$I_D = \frac{K}{2}(V_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda V_{DS}), \quad 0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS} \quad (2.13)$$

จากรูป 2.6 แสดงถึงคุณสมบัติทางเอ๊าท์พุทของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งได้จากสมการ (2.4), (2.10), (2.12) และ (2.13) โดยที่เส้นทึบในรูปที่ 2.6 ไม่พิจารณาถึงผลของ  $\lambda$  ( $\lambda=0$ ) ส่วนเส้นประจะเป็นการพิจารณาผลของ  $\lambda$  ( $\lambda \neq 0$ )



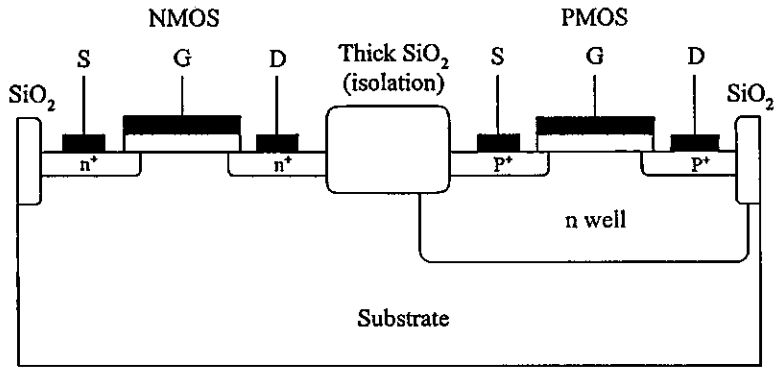
รูปที่ 2.6 แสดงคุณสมบัติทางเอ๊าท์พุทของมอสทรานซิสเตอร์

### 2.2.3 ซีมอส

ซีมอส (CMOS) ย่อมาจาก Complementary MOS เป็นเทคโนโลยีที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดเอ็นแชนแนลและพีแชนแนล มาสร้างลงบนฐานรองเดียวกัน แม้ว่าวงจร CMOS จะสร้างได้ยุ่งยากกว่า NMOS แต่ก็มีข้อดีคือ สามารถทำให้ออกแบบวงจรได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในปัจจุบัน CMOS มีบทบาทสำคัญมากในเทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอส และสามารถใช้ได้ทั้งวงจรรวมเชิงอุปมาน (analog) และวงจรเชิงเลข (digital) เทคโนโลยี CMOS ได้เติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว และนักออกแบบวงจรได้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรโดยใช้ CMOS มากขึ้นและได้มีการแปลงวงจรประยุกต์จากเทคโนโลยีไบโพลาร์ไปเป็นเทคโนโลยีแบบ CMOS มากมาย รูปที่ 2.7 เป็นโครงสร้างซีมอสและอธิบายถึงการสร้าง PMOS และ NMOS บนแผ่นฐานรองเดียวกัน สังเกตว่าขณะนี้ NMOS สามารถสร้างได้โดยตรง PMOS จะสร้างขึ้นได้โดยต้องสร้างบ่อเอ็น (n well) ขึ้นก่อนโดยที่มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวถูกแยกจากกันโดยฉนวนออกไซด์

ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

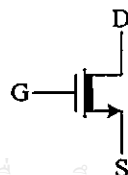
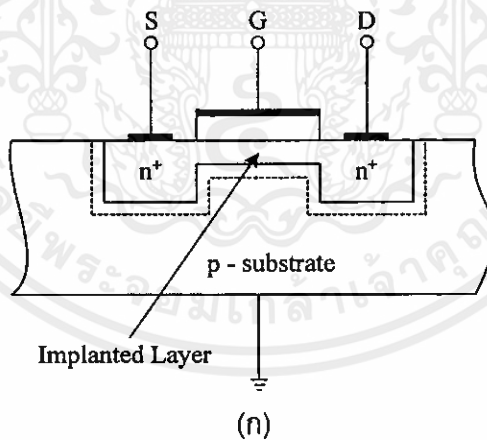
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของซีมอส

### 2.3 ดีพลีชันมอสทรานซิสเตอร์

ดีพลีชันมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลมีลักษณะโครงสร้างและสัญลักษณ์แสดงตามรูปที่ 2.8 โดยส่วนของซอร์สและเดรนจะถูกสร้างขึ้นโดยการแพร่อะตอมของสารเจือชนิดเอ็นซึ่งมีความหนาแน่นสูงเข้าไปในแผ่นผลึกฐานรองของสารกึ่งตัวนำชนิดพี หลังจากนั้นส่วนของแชนแนลจะถูกสร้างขึ้นด้วยวิธีการอิมพลานเตชัน ซึ่งเป็นวิธีการยิงอะตอมสารเจือเข้าไปในเนื้อสารกึ่งตัวนำ ส่วนลักษณะโครงสร้างอื่นๆ ของทรานซิสเตอร์แบบนี้จะเหมือนกับแบบเอ็นฮานซ์เมนที่ทุกประการ



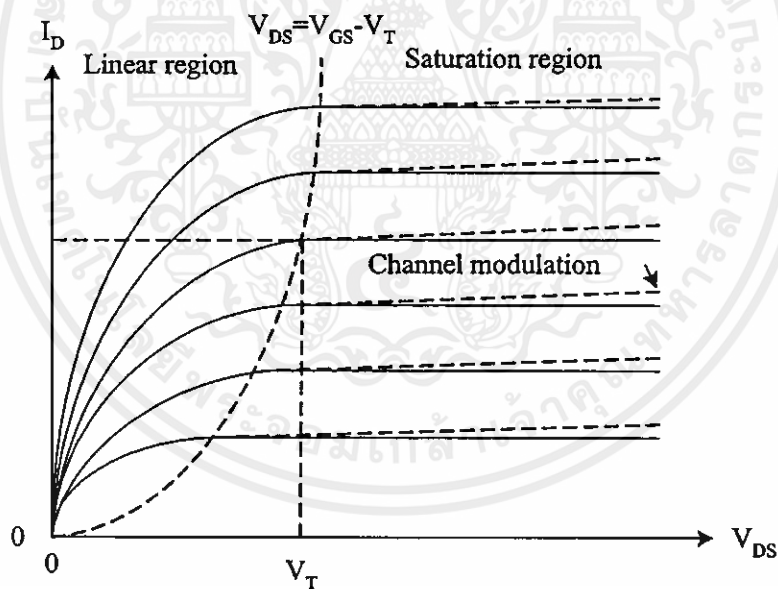
(ข)

รูป 2.8 ดีพลีชันมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

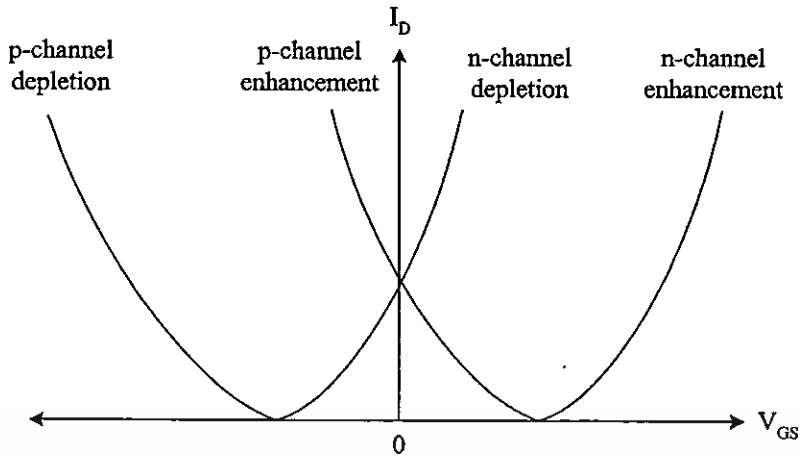
จากลักษณะโครงสร้างในรูปที่ 2.8(ก) จะเห็นว่าขณะที่แรงดันเกตเป็นศูนย์และแรงดันซอร์สเดรน  $V_{DS}$  มีค่าๆ หนึ่งก็จะมีกระแสเดรนเกิดขึ้น นั่นคือแม้ว่าไม่มีแรงดันที่เกต กระแสก็จะสามารถไหลผ่านแชนแนลได้ เนื่องจากแชนแนลได้ถูกสร้างขึ้นมาก่อนแล้ว ซึ่งต่างจากกรณีเอ็นฮานซ์เมนต์ที่จำเป็นต้องให้แรงดันที่เกตมีค่าๆ หนึ่งเพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดแชนแนล

การนำไฟฟ้าและความลึกของแชนแนลจะถูกควบคุมด้วย  $V_{DS}$  เหมือนกับกรณีของเอ็นฮานซ์เมนต์ เมื่อให้ค่า  $V_{GS}$  เป็นบวกจะทำให้ความกว้างขึ้น โดยการดึงอิเล็กตรอนเข้ามาสะสมที่แชนแนล และทำให้การนำไฟฟ้าดีขึ้น เมื่อค่า  $V_{GS}$  เป็นลบอิเล็กตรอนจะถูกผลักออกจากแชนแนล ทำให้แชนแนลแคบลง และการนำไฟฟ้าลดลง ในการทำงานขณะที่  $V_{GS}$  เป็นลบนั้นเรียกว่า การทำงานในช่วงดีพลีชันโหมด เมื่อ  $V_{GS}$  เป็นลบมากขึ้นจนถึงค่าหนึ่ง ซึ่งทำให้อิเล็กตรอนถูกผลักออกไปจากแชนแนลจนหมด (depleted) และแชนแนลหายไป ทำให้กระแส  $I_D$  มีค่าเป็นศูนย์แม้ว่า  $V_{DS}$  ไม่เป็นศูนย์ก็ตาม โดยค่าที่เป็นลบของ  $V_{GS}$  ที่ทำให้แชนแนลหายไปนั่นก็คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) ของมอสเฟตแบบดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล



รูปที่ 2.9 คุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงคุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{GS}$  ของมอสเฟตทั้งหมด

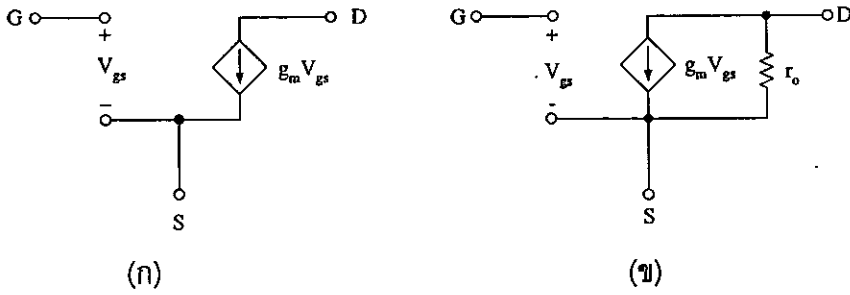
จากรูปที่ 2.9 ได้แสดงถึง [4] คุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล ซึ่งคล้ายกับกรณีของเอ็นฮานซ์เมนต์ ยกเว้นค่า  $V_T$  มีค่าเป็นลบสำหรับ NMOS และเป็นบวกสำหรับ PMOS และสามารถทำงานเป็นแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดได้ โดยการให้ค่า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวก กราฟ  $I_D$ - $V_{GS}$  ตามรูปที่ 2.10 เป็นการสรุปรวมคุณสมบัติ  $I_D$ - $V_{GS}$  ทั้งหมดของมอสเฟตทั้งชนิดการทำงานแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดและดีพลีชันโหมดและชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นและชนิดพี

#### 2.4 วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์

วงจรสมมูล (Small-signal equivalent circuit) ของมอสทรานซิสเตอร์เป็นการแทนอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้าเพื่อนำไปใช้การวิเคราะห์ผลตอบสนองหรือพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็กโดยพิจารณาแยกกับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ ซึ่งพิจารณาเป็นปริมาณทางไฟตรงซึ่งได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 2.2.2

มอสทรานซิสเตอร์มีพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (Voltage-controlled current source) โดยเป็นการให้สัญญาณ  $V_{gs}$  และทำให้เกิดกระแส  $g_m V_{gs}$  ที่ปลายด้านเดรน ความต้านทานที่ทางอินพุตมีค่าสูงมากในทางปฏิบัติ ซึ่งในทางอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ ความต้านทานที่ทางออก (ความต้านทานที่มองเข้าไปที่ปลายด้านเดรน) มีค่าสูงด้วย ในการพิจารณาอย่างง่าย ๆ จะสมมุติว่ามีค่าเป็นอนันต์ตามรูปที่ 2.11(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (ก) ไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ขณะทำงาน ในช่วงอิมิตัว (ข) พิจารณาผลของ  $\lambda$  โดยเพิ่มความต้านทานที่ทางออก

ข้อเสียของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูป 2.11 (ก) คือ จะเป็นการสมมุติว่ากระแสเดรนจะอยู่ในช่วงอิมิตัวและไม่ขึ้นกับแรงดันเดรน ซึ่งจากหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้น พบว่าคุณสมบัติของมอสเฟตในช่วงอิมิตัวนั้นจริงๆ แล้วขึ้นอยู่กับ  $V_{DS}$  ในลักษณะเชิงเส้นตามสมการ (2.11) ทำให้แบบจำลองได้เปลี่ยนไปเป็นรูป 2.11(ข) โดยมีตัวต้านทาน  $r_o$  มาต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สซึ่งมีค่าประมาณ

$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \quad (2.14)$$

ขณะที่  $V_A = 1/\lambda$  โดยทั่วไปค่า  $r_o$  อยู่ในช่วง 10 ถึง 1000 กิโลโอห์ม ค่า  $r_o$  ที่พิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณาทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิมิตัว ซึ่งให้ค่าความต้านทานที่ทางออกมีค่ามาก (แทนแนลขาดออกจากกันระหว่างซอร์สและเดรน) แต่ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิมิตัวนั้น ค่าความต้านทานที่ทางออกจะมีค่าเป็น

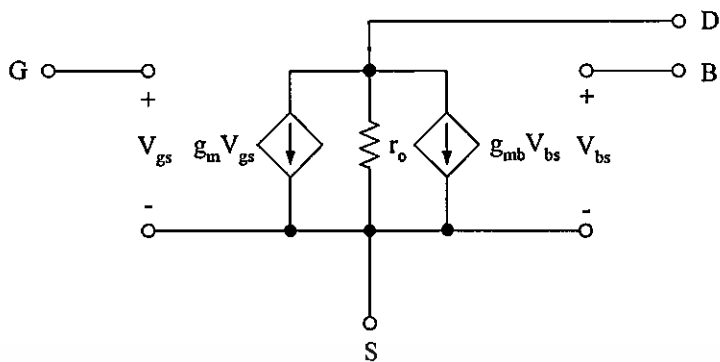
$$r_o = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1}{\partial I_D / \partial V_{DS}}$$

$$I_D = \frac{\mu_n C_{OX}}{2} \frac{W}{L} (2(V_{GS} - V_{TH}) - 2V_{DS})$$

$$r_o = \frac{1}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L} ((V_{GS} - V_{TH}) - 1)} \quad (2.15)$$

เราจะพิจารณาพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กคือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์  $g_m$  ซึ่งมีค่าดังนี้

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.12 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์กรณีที่ฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอร์ส

ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จากสมการ (2.14) จะได้

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} \tag{2.17}$$

จากสมการ (2.18) พบว่าค่าของ  $g_m$  ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน  $I_D$  เป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่ และในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัวจากสมการที่ (2.4) และ (2.17) จะได้

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \tag{2.18}$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวถึงข้างต้นเป็นแบบจำลองที่ยังไม่พิจารณาผลของฐานรอง (Body effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อฐานรองไม่ได้ต่ออยู่กับปลายด้านซอร์สและทำให้เกิด  $V_{bs}$  ขึ้นแสดงตามรูปที่ 2.12 สัญญาณ  $V_{bs}$  จะทำให้เกิดกระแสเดรน  $g_m V_{bs}$  โดย  $g_{mb}$  เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่ฐานรอง

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{sb}} \right|_{v_{gs} = \text{constant}} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{ds}} \right|_{v_{gs} = \text{constant}} \tag{2.19}$$

กรณีมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว จากสมการที่ (2.14) (2.5) และ (2.7) จะได้สมการ

$$g_{mbs} = g_m \frac{\gamma}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{\frac{1}{2}}} = \eta g_m \quad (2.20)$$

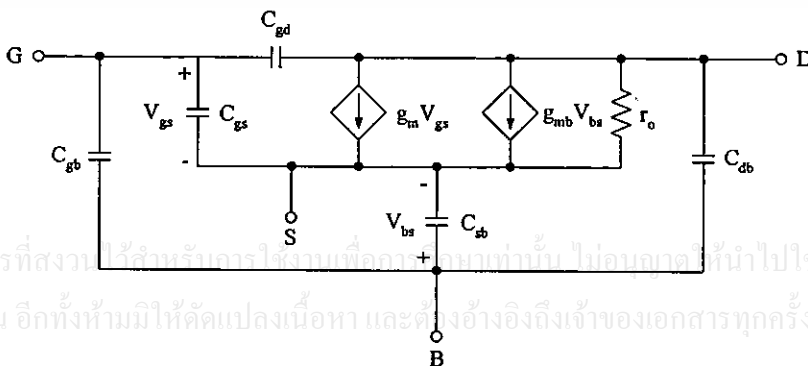
กรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จากสมการที่ (2.4), (2.5) และ (2.7) จะได้

$$g_{mbs} = \frac{\beta \gamma V_{DS}}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{\frac{1}{2}}} \quad (2.21)$$

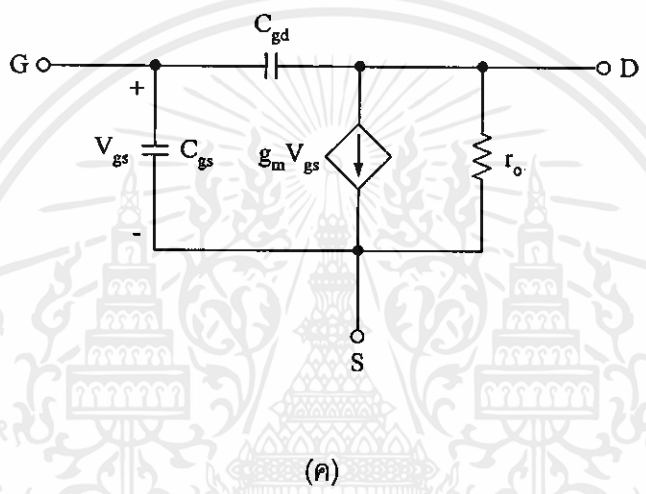
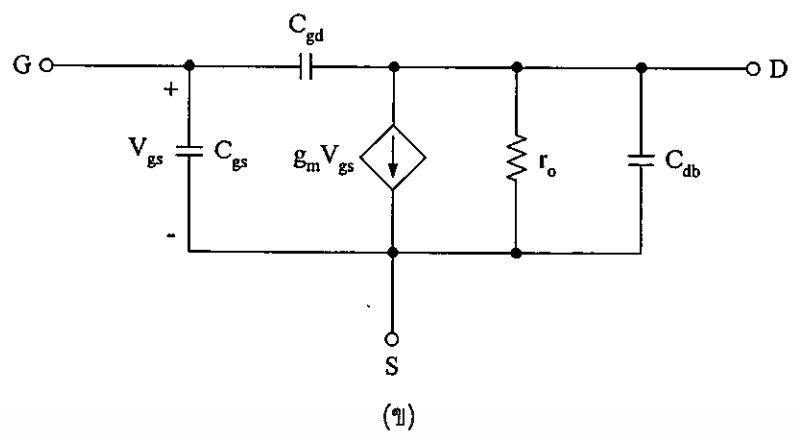
## 2.5 ผลตอบสนองความถี่

จากหัวข้อที่แล้วซึ่งได้กล่าวถึงวงจรสมมูลหรือแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์และในหัวข้อนี้จะได้เสนอถึงแบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งได้รวมเอาค่าความเก็บประจุมาพิจารณาด้วย จากรูปที่ 2.13(ก) ได้แสดงถึงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งได้รวมถึงตัวเก็บประจุจำนวนห้าตัวคือ  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{gb}$ ,  $C_{sb}$  และ  $C_{db}$  อย่างไรก็ตามวงจรนี้ค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อนในการวิเคราะห์ด้วยมือ แต่เหมาะสำหรับในการวิเคราะห์โดยการทำการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ และรูปที่ 2.13(ข) ได้แสดงวงจรสมมูลกรณีที่ขอสเชื่อมต่อกับฐานรอง ซึ่งวงจรที่ได้มีความสะดวกในการวิเคราะห์มากกว่าวงจรในรูป 2.13(ก) มาก แต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูป 2.13(ค) เป็นวงจรที่เหมาะสมในการวิเคราะห์ด้วยมือมากที่สุด โดยพิจารณาค่าความจุ  $C_{db}$  มีค่าน้อยมากๆ ซึ่งจะทำให้วงจรที่วิเคราะห์ได้ง่ายมากขึ้น

ค่าความจุทั้งห้าที่ได้กล่าวถึงข้างต้นมีเพียงค่าความจุที่เกทซอส  $C_{gs}$  เท่านั้นที่มีบทบาทสำคัญที่สุดในบรรดาค่าความจุทั้งห้า และเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์และพิจารณาที่ความถี่สูง ขณะที่ค่าความจุ  $C_{sb}$  และ  $C_{db}$  เป็นค่าความจุแฝงในย่านดีฟิสิชันระหว่างฐานรองกับซอร์สและฐานรองกับเดรนตามลำดับ และมีค่าเป็น



(ก)



รูปที่ 2.13 (ก) แบบจำลองวงจรมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง (ข) วงจรมมูลสำหรับกรณีที่มีซอร์สต่อกับฐานรอง (ค) วงจรมมูลยู่ตามรูป (ข) กรณีที่  $C_{db}$  มีค่าน้อยมากๆ

$$C_{sb} = \frac{A_s C_{sb0}}{\left(1 + \frac{V_{SB}}{\psi_0}\right)^n} \tag{2.22}$$

$$C_{db} = \frac{A_d C_{db0}}{\left(1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0}\right)^n} \tag{2.23}$$

โดยที่  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 k=2 กรณีรอยต่อของพีและเอ็นเป็นแบบชั้นแบนได้  
 ไม่ว่าจะณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดไปลงนิตินิต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 k=3 กรณีรอยต่อของพีและเอ็นเป็นแบบทางลาด  
 $C_{sb0}$  และ  $C_{db0}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้ากรณี  $V_{SB}$  และ  $V_{DB}$  มีค่าเป็นศูนย์ ตามลำดับ

$\Psi_0$  เป็นแรงดันที่รอยต่อของพีและเอ็นขณะที่แรงดันภายนอกเป็นศูนย์

$A_p$  และ  $A_n$  เป็นพื้นที่ของซอร์สและเดรนที่รวมถึงพื้นที่ด้านข้างด้วย

ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตและฐานรอง ( $C_{gb}$ ) เป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic oxide capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชั้นสารทางด้านเกต (โลหะหรือโพลีซิลิกอน) กับฐานรอง โดยค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gb}$  มีค่าคงที่ แต่จริงๆ แล้วค่าความจุไฟฟ้าแฝงชนิดนี้จะวางตัวตามแนวโพลีซิลิกอนและโลหะบนแผ่นชิพและจะถูกพิจารณาเฉพาะการจำลองและการคำนวณของวงจรรและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่มีความถี่สูง โดยใช้คอมพิวเตอร์ค่าโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับความหนาของออกไซด์และมีค่าอยู่ในช่วง 0.04fF ถึง 0.15fF ต่อตารางไมครอนของรอยต่อที่เชื่อมลั้กัน

ค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gs}$  และ  $C_{gd}$  เกิดจากเกตกับซอสและเกตกับเดรน ตามลำดับ โดยที่  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุออกไซด์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่จากเกตถึงแชนแนล ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดข้างใต้เกตมีค่าเท่ากับ  $C_{ox}WL$  ซึ่งค่านี้เป็นค่าโดยแท้จริงของการทำงานของมอสเฟตและเป็นรูปแบบการใช้งานในการควบคุมให้เกิดการนำไฟฟ้าที่แชนแนลขณะที่ช่องที่มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ค่าความจุไฟฟ้านี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่าๆ กันระหว่างซอสและเดรนจะได้

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox}WL \quad (2.24)$$

ขณะที่มอสเฟตทำงานในช่วงอิ่มตัว แชนแนลจะหดแคบลงจนขาดออกที่ปลายด้านเดรน ซึ่งทำให้แรงดันเดรนมีผลเพียงเล็กน้อยต่อทั้งแชนแนลและประจุที่เกต ดังนั้นส่วนหนึ่งของค่า  $C_{gd}$  โดยทั่วไปแล้วมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงการทำงานอิ่มตัว ขณะที่อีกส่วนซึ่งเกิดจากค่าความจุแฝงที่ออกไซด์เนื่องจากบางส่วนของเกตซ้อนทับกับบางส่วนของเดรน โดยค่า  $C_{gd}$  มีค่าอยู่ในระดับ 1fF ถึง 10fF ในการคำนวณค่า  $C_{gs}$  ในช่วงอิ่มตัวเราจะต้องคำนวณค่าจำนวนประจุทั้งหมด  $Q_T$  ที่อยู่ในแชนแนลจะได้

$$Q_T = \frac{2}{3} WLC_{ox}(V_{GT} - V_T) \quad (2.25)$$

ดังนั้น

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{gs}} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (2.26)$$

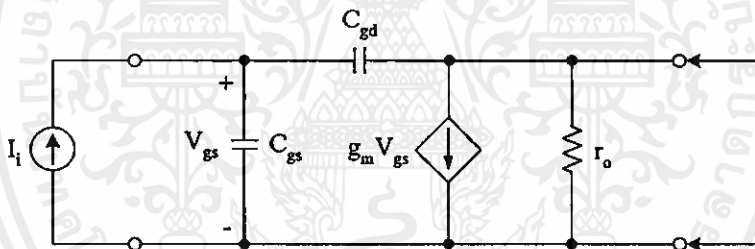
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ นอกจากนี้ค่าความจุ  $C_{gs}$  ยังต้องการรวมกับส่วนที่เกิดจากค่าความจุออกไซด์เนื่องจากพื้นที่บางส่วนของเกตซ้อนทับพื้นที่บางส่วนของซอร์ส

คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่ง สำหรับการทำงานที่ความถี่สูงของมอสเฟต ที่ทำงานเป็น วงจรขยาย คือความถี่ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง (unity-gain frequency)  $f_t$  โดยมีนิยามว่าเป็น ความถี่ที่อัตราขยายกระแสของมอสเฟตที่อยู่ในรูปแบบวงจรคอมมอนซอร์สที่มีค่าเป็นหนึ่งขณะที่ ปิดวงจร รูปที่ 2.14 แสดงแบบจำลองแบบ Hybrid- $\pi$  ของมอสเฟตในลักษณะคอมมอนซอร์ส ระหว่างขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุต ในการหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรจะต้องทำการป้อน แหล่งกำเนิดกระแส  $I_i$  ที่อินพุตและที่เอาต์พุตปิดวงจร ซึ่งกระแสที่เอาต์พุตสามารถเขียนได้คือ

$$i_o = g_m V_{gs} - sC_{gd} V_{gs} \quad (2.27)$$

จากที่กล่าวข้างต้นคือ  $C_{gd}$  มีค่าน้อยมากซึ่งมีผลในพจน์สุดท้ายของสมการ (2.28) โดยมีค่าเข้าใกล้ ศูนย์ ดังนั้นสมการเขียนใหม่ได้คือ

$$i_o \cong g_m V_{gs} \quad (2.28)$$



รูปที่ 2.14 การหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร

จากรูปที่ 2.15 สามารถแสดงค่า  $V_{gs}$  ในพจน์ของกระแสอินพุต  $I_i$  ได้คือ

$$v_{gs} = \frac{i_i}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.29)$$

จากสมการ (2.29) และ (2.30) จะได้อัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเป็น  $\frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m}{s(C_{gs} + C_{gd})}$  เป็นเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการ (2.30) ้

เมื่อ  $s=j\omega$  จะได้ขนาดอัตราขยายกระแสมีค่าเป็นหนึ่งในที่ความถี่

$$\omega_T = g_m / (C_{gs} + C_{gd}) \quad (2.31)$$

ดังนั้นความถี่ที่อัตราขยายเป็นหนึ่งใน  $f_T = \omega_T / 2\pi$  คือ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.32)$$

ซึ่งค่าของ  $f_T$  แปรผันตามค่า  $g_m$  และแปรผกผันกับค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวมอสเฟต เมื่อแทนค่า  $g_m$  ลงในสมการ (2.18) เราจะพบว่าค่า  $f_T$  จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน  $I_D$  ซึ่งสามารถสรุปได้ว่ากระแสเดรนมีส่วนในการทำงานของมอสเฟตที่ความถี่สูง ค่าโดยทั่วไปของ  $f_T$  จะมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 100MHz สำหรับเทคโนโลยีแบบเก่า เช่น เทคโนโลยีกระบวนการผลิตซีมอสขนาด 5 ไมครอน และมีค่าหลายๆ กิกะเฮิรตซ์ (GHz) สำหรับเทคโนโลยีความเร็วสูงที่ใหม่กว่า เช่น เทคโนโลยีกระบวนการผลิตซีมอสขนาด 0.8 ไมครอน

## 2.6 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์

ปัจจุบันในการออกแบบวงจรรวมสามารถทำการออกแบบและทราบถึงผลการออกแบบได้โดยที่ยังไม่ได้ทำการผลิตหรือทำการสร้างวงจรเพื่อทดลองหาพารามิเตอร์ต่างๆ เนื่องจากมีโปรแกรมคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการออกแบบสามารถจำลองการทำงานของวงจรได้ใกล้เคียงกับวงจรที่ได้รับการสร้างขึ้น ทำให้ทราบถึงผลการออกแบบทั้งที่ยังไม่ได้ทำการผลิตจริง ซึ่งโปรแกรมเหล่านี้ในปัจจุบันได้มีบทบาทสำคัญในอุตสาหกรรมการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์เป็นอย่างมาก ช่วยในการประหยัดเวลาและต้นทุนในการผลิตวงจรรวม โปรแกรมที่เป็นที่นิยมใช้กันในปัจจุบันได้แก่ SPICE, HSPICE (ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายบนระบบปฏิบัติการ UNIX) และ PSPICE (นิยมใช้กับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล PC) ซึ่งโปรแกรมเหล่านี้ได้รับการพัฒนาขึ้นจากมหาวิทยาลัย California Berkeley ของประเทศสหรัฐอเมริกา

มอสเฟตซึ่งเกิดขึ้นในช่วงใกล้เคียงกันกับโปรแกรม SPICE ได้รับการพัฒนาควบคู่กันมาโดยตลอดและได้มีการแบ่งการพิจารณาแบบจำลอง (Model) ของมอสเฟตเป็นสามรูปแบบตามความละเอียดของการคำนวณและการพิจารณาผลกระทบต่างๆ ของกระบวนการสร้างมอสเฟตซึ่งสามารถควบคุมความแตกต่างของแบบจำลองทั้งสามชนิดของมอสเฟต

โดยปกติแบบจำลอง LEVEL1 ซึ่งได้อ้างอิงถึงแบบจำลอง Shicman-Hodges โดยใช้คณิตศาสตร์พื้นฐานในการคำนวณใช้สำหรับการจำลองวงจรอย่างคร่าวๆ ซึ่งไม่ต้องการค่าที่เที่ยงตรงมากนัก ใช้สำหรับมอสเฟตที่มีแชนแนลยาวและเกตออกไซด์หนา ไม่พิจารณาถึงพฤติกรรมแชนแนลที่สั้น (Short Channel Behavior) ใช้แบบจำลองของมอสเฟตที่มีการประมาณจากทฤษฎีมาก อย่างไรก็ตามการประมาณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ตาม LEVEL1 นี้มีข้อดีคือ ใช้เวลาในการคำนวณและประสิทธิภาพของเครื่องคอมพิวเตอร์ไม่มากในการจำลองหาประสิทธิภาพของวงจรอย่างคร่าวๆ

แบบจำลอง LEVEL2 แตกต่างจาก LEVEL1 ทั้งวิธีการคำนวณค่าความยาวของช่องทางเดินกระแสสัมพันธ์ (ผลของ  $\lambda$ ) และการเปลี่ยนสถานะจากช่องไม่อิ่มตัวไปอยู่ในช่องอิ่มตัว มีประโยชน์สำหรับมอสเฟตที่มีความยาวแชนแนลสั้น ใช้จำนวนของพารามิเตอร์ในการคำนวณมากขึ้น อย่างไรก็ตามถ้าพารามิเตอร์ของ LEVEL2 ถูกใช้หมด แบบจำลองนี้จะต้องใช้เวลาและประสิทธิภาพ CPU ของคอมพิวเตอร์อย่างมากในการคำนวณและบ่อยครั้งประสบปัญหาเกี่ยวกับการ Convergence ของ Newton-Raphson Algorithm และไม่พิจารณาถึงการช้อนทับที่อาจเกิดขึ้นได้ของบริเวณปลดพาหะ (Depletion Region) ของซอร์สและเดรนในอุปกรณ์ที่มีแชนแนลสั้นมากๆ ผลของสนามไฟฟ้าทางด้านข้าง (Lateral Field Effect) ที่มีต่อความคล่องตัวของพาหะ และ Drain-induce barrier lowering (DIBL) และทำการพิจารณาผลของแชนแนลที่สั้นเพียงบางส่วนเท่านั้น

แบบจำลอง LEVEL3 เป็นแบบจำลองที่ได้แก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ ที่ได้กล่าวถึงใน LEVEL2 โดยพื้นฐานแล้วจะคล้ายคลึงกับ LEVEL2 ในแง่โครงสร้างพารามิเตอร์หลายตัวเหมือนกันหรือใกล้เคียงกันมาก แตกต่างกันที่ LEVEL3 ใช้แบบจำลองกึ่งการทดลอง ใช้แบบจำลองของแรงดันขีดเริ่มที่เพิ่มขึ้น เพิ่มพารามิเตอร์  $\eta$  ซึ่งใช้อธิบาย DIBL นอกจากนี้แบบจำลอง Channel Length Modulation ที่ใช้ใน LEVEL 1 และ LEVEL 2 ซึ่งใช้  $\lambda$  จะถูกแทนที่ด้วยแบบจำลองที่ซับซ้อนขึ้นเล็กน้อยซึ่งเกี่ยวกับพารามิเตอร์  $V_{max}$  และพารามิเตอร์กึ่งทองอีกตัวหนึ่งและสุดท้ายได้พิจารณาถึงการลดลงของค่าความคล่องตัวของพาหะเมื่อสนามไฟฟ้าด้านข้างมีค่ามาก แบบจำลองใน LEVEL3 นี้ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรในขั้นสุดท้ายเพื่อให้ได้ค่าประสิทธิภาพและคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรให้ใกล้เคียงกับวงจรที่ได้รับการสร้างขึ้น ดังนั้นแบบจำลองใน LEVEL3 นี้จะคิดทุกผลกระทบที่เกิดขึ้นกับมอสเฟตและพารามิเตอร์ทุกตัว เพื่อให้ได้ค่าต่างๆ ใกล้เคียงความจริงมากที่สุด เพราะฉะนั้นสามารถสรุปได้ว่าแบบจำลอง LEVEL3 เป็นแบบจำลองที่ละเอียดที่สุด ใช้เวลาและประสิทธิภาพของ CPU มากที่สุด โดยพารามิเตอร์ของมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม SPICE

## 2.7 การเปรียบเทียบระหว่างมอสและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ในหัวข้อนี้เราจะได้ทำการเปรียบเทียบถึงความแตกต่างระหว่างอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์กับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งมีข้อแตกต่างที่ชัดเจนซึ่งแสดงได้ดังนี้

- จำนวนชนิดพาหะในการนำกระแสโดยมอสทรานซิสเตอร์จะใช้ในการนำกระแสเพียงชนิดเดียวคือโฮลใน PMOS หรืออิเล็กตรอนใน NMOS ดังนั้นจึงเรียกสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดนี้ว่า “ยูนิโพลาร์ทรานซิสเตอร์” ซึ่งต่างไปจากกรณีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะใช้จำนวนพาหะในการนำกระแสสองชนิด แบ่งเป็นกระแสของพาหะส่วนใหญ่ (Majority Carrier) ซึ่งเป็นอิเล็กตรอนสำหรับกรณี NPN และเป็นโฮลสำหรับกรณี PNP และกระแสของพาหะส่วนน้อย (Minority Carrier) ซึ่งเป็นโฮลสำหรับ NPN และเป็นอิเล็กตรอนสำหรับกรณี PNP
- ลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์จะมีลักษณะสมมาตรทั้งสองทาง (Bilateral Symmetry) ตามโครงสร้างในรูปที่ 2.1 จะพบว่าที่ปลายเดรนและซอร์สมีความสมมาตรกันสามารถสลับที่กันได้โดยไม่มีผลต่อการทำงานของอุปกรณ์ ต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งลักษณะของโครงสร้างไม่สมมาตร ปลายทางด้านอิมิตเตอร์ไม่สามารถสลับปลายด้านคอลเล็กเตอร์ได้เพราะจะทำให้คุณสมบัติในการทำงานเปลี่ยนไป
- ขั้นตอนการผลิตมอสทรานซิสเตอร์สามารถถูกควบคุมการผลิตให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการได้ง่ายกว่า ใช้ขั้นตอนในการผลิตน้อยกว่า ใช้เวลาในการผลิตน้อยกว่าและใช้ต้นทุนในการผลิตต่ำกว่า ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีกว่าของมอสเฟทในเชิงพาณิชย์ ขณะที่ไบโพลาร์ควบคุมได้ยากกว่าในเรื่องของความกว้างของเบสซึ่งมีอิทธิพลที่ซับซ้อนมากกว่าซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพในการผลิตทำให้เกิดต้นทุนในการผลิตสูงกว่า
- ขนาดของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์มีขนาดเล็กกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีผลให้ความหนาแน่นต่อแผ่นซิลิกอนของมอสทรานซิสเตอร์มีมากกว่าไบโพลาร์ซึ่งทำให้อัตราต้นทุนในการผลิตจำนวนมากและในปัจจุบันมอสทรานซิสเตอร์จัดเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ได้รับความนิยมมากที่สุดในการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่มาก (VLSI) ด้วยเทคโนโลยีซีมอส
- ความเร็วในการทำงานหรือการตอบสนองของความเร็วไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้เร็วกว่า ตอบสนองความถี่ได้สูงกว่า เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์มีค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุตสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8 สรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงชนิดของมอสทรานซิสเตอร์ โดยแบ่งตามลักษณะการทำงานได้เป็น มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ใหม่และมอสทรานซิสเตอร์ชนิดดีฟิสิชันใหม่ อธิบายถึง โครงสร้างและลักษณะการทำงาน การเกิดช่องกระแส แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก เทคโนโลยีซีมอส การตอบสนองทางความถี่ของมอสทรานซิสเตอร์ วงจรสมมูลย์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง ซึ่งจะต้องทำการพิจารณาถึงค่า ความจุไฟฟ้าต่างๆ ที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ อิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อ มอสทรานซิสเตอร์ แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในโปรแกรมจำลองการทำงาน ซึ่งใน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ทำการออกแบบ โดยสิ่งที่ได้กล่าวถึงทั้งหมดนี้จะเป็นพื้นฐานของการออกแบบวงจรโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งจะ ได้กล่าวถึงในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# วงจรพื้นฐานและหลักการคุณลักษณะ

### 3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงวงจรพื้นฐานที่เป็นส่วนประกอบของวงจรคุณลักษณะที่จะนำเสนอในบทที่ 4 วงจรที่จะกล่าวถึงในบทที่ 3 นี้ได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบชนิดต่างๆ วงจรคัตลอกกระแส วงจรขยายแบบคลาส AB และสุดท้ายเป็นวงจรกิจักสองสัญญาณกระแส ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวถึงการทำงานและคุณสมบัติของวงจรต่างๆ เหล่านี้ ในช่วงสุดท้ายของบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงหลักการคุณลักษณะแบบต่างๆ

### 3.2 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรที่สำคัญอย่างมากสำหรับการออกแบบวงจรประเภทอนาล็อกที่ออกแบบโดยใช้หลักการของวงจรรวม วงจรสะท้อนกระแสที่เราเห็นกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่ด้วยกันประมาณสี่แบบที่เป็นวงจรที่เป็นที่นิยมใช้งาน แต่อย่างไรก็ตามในปัจจุบันวงจรสะท้อนยังได้รับการพัฒนาและเผยแพร่มาอย่างต่อเนื่อง แต่ในบทนี้จะขอกกล่าวถึงเพียงสี่แบบเท่านั้นซึ่งได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน วงจรสะท้อนกระแสแบบคาตโคด (Cascode) วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง รายละเอียดต่างๆ มีดังต่อไปนี้

#### 3.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสที่แสดงในดังรูปที่ 3.1 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานซึ่งใช้มอสทรานซิสเตอร์เพียงสองตัวเท่านั้น ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต ( $i_{out}$ ) และกระแสอินพุต ( $i_{in}$ ) สามารถแสดงได้คือ

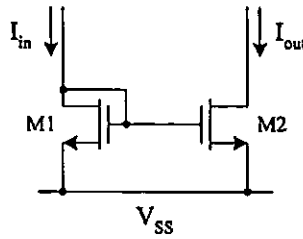
$$i_{out} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} i_{in} \quad (3.1)$$

โดยที่  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ตามลำดับ ค่า

ความต้านทานทางเอาต์พุต ( $r_{out}$ ) เมื่อพิจารณาในแบบสัญญาณขนาดเล็กสามารถกำหนดได้คือ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{out} = r_{ds2} \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานด้วยมอสทรานซิสเตอร์

โดยที่  $r_{ds2}$  คือค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M2

จากสมการที่ (3.2) จะเห็นว่าความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 3.1 จะขึ้นอยู่กับค่าความนำทางเอาต์พุตของ M2 ( $g_{ds2}$ ) ซึ่งค่าความต้านทานทางเอาต์พุตนี้ในทางอุดมคติควรจะมีค่าเข้าใกล้อนันต์ ( $\infty$ ) ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแสเพื่อเพิ่มค่าความต้านทานทางเอาต์พุตให้สูงขึ้นซึ่งสามารถเป็นไปได้ด้วยวิธีการต่อทรานซิสเตอร์แบบแคสโคด (Cascode)

### 3.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคด

วงจรสะท้อนกระแสแบบแคสโคดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 จากวงจรจะเห็นว่าจะใช้มอสทรานซิสเตอร์สี่ตัวต่อในลักษณะ Stack ซึ่งจะช่วยให้ความต้านทานทางเอาต์พุตของวงจรมีค่าสูงขึ้น ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตและกระแสอินพุตสามารถกำหนดได้คือ

$$i_{out} = \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m1}g_{m4}} i_{in} \quad (3.3)$$

ส่วนค่าความต้านทานทางเอาต์พุตเมื่อพิจารณาที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ M4 จะมีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = r_{ds2} + r_{ds3} + r_{ds2}r_{ds3}g_{m3} \approx r_{ds2}r_{ds3}g_{m3} \quad (3.4)$$

เมื่อ  $r_{ds2}$  และ  $r_{ds3}$  คือค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M2 และ M3 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นวงจรถ่ายทอดแบบแคสโคดจะมีความต้านทานทางเอาต์พุตเพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลทำให้คุณสมบัตินี้ วงจรถ่ายทอดแบบแคสโคดจะมีความต้านทานทางเอาต์พุตเพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลทำให้คุณสมบัตินี้ วงจรถ่ายทอดแบบแคสโคดจะมีความต้านทานทางเอาต์พุตเพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลทำให้คุณสมบัตินี้







วงจรในรูปที่ 3.7 คือวงจรพื้นฐานที่ทำงานแบบคลาส AB โดยใช้กระแส  $I_B$  เป็นตัวกำหนดจุดทำงาน จากวงจรในรูปที่ 3.7 เมื่อใช้กฎ KVL ของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการคือ

$$V_{GS1} + V_{GS3} - V_{GS2} - V_{GS4} = 0 \quad (3.8)$$

สมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิต์จะมีค่า  $V_{GS}$  เป็น

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_T; K = \frac{\mu_o C_{OX}}{2} \left( \frac{W}{L} \right) \quad (3.9)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.9) ลงในสมการที่ (3.8) เราจะได้

$$\sqrt{\frac{I_{D2}}{K_2}} + V_{T2} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{K_4}} + V_{T4} - \sqrt{\frac{I_{D3}}{K_3}} - V_{T3} - \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_1}} - V_{T1} = 0 \quad (3.10)$$

เมื่อ  $I_{D1} = I_{D3} = I_B$  และสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ M1-M4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ดังนั้น  $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$  และ  $K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = K$  และเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.10) จะได้สมการ

$$\sqrt{\frac{I_{D2}}{K}} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{K}} = 2\sqrt{\frac{I_B}{K}} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) เมื่อยกกำลังทั้งสองข้างจะได้

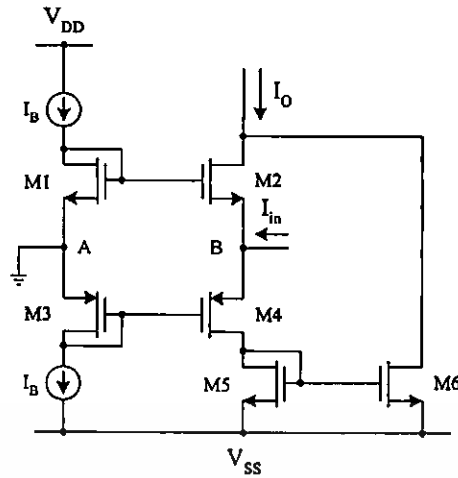
$$I_{D2} + 2\sqrt{I_{D2}I_{D4}} + I_{D4} = 4I_B \quad (3.12)$$

จากจุด B เมื่อใช้กฎ KVL ของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้

$$I_{D2} = I_{D4} - I_{in} \quad \text{และ} \quad I_{D4} = I_{D2} + I_{in} \quad (3.13)$$

แทนค่าสมการที่ (3.13) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้

$$2\sqrt{I_{D4}^2 - I_{in}I_{D4}} = 4I_B + I_{in} - 2I_{D4} \quad (3.14)$$



รูปที่ 3.8 วงจรกำลังสองสัญญาณการแล

จากสมการที่ (3.14) ยกกำลังทั้งสองข้างจะได้

$$I_{D4} = \frac{16I_B^2 + 8I_B I_{in} + I_{in}^2}{16I_B} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.15) เขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{D4} = \frac{(4I_B + I_{in})^2}{16I_B}; |I_{in}| \leq 4I_B \quad (3.16)$$

แทนค่าสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.13) จะได้

$$I_{D2} = \frac{(4I_B - I_{in})^2}{16I_B}; |I_{in}| \leq 4I_B \quad (3.17)$$

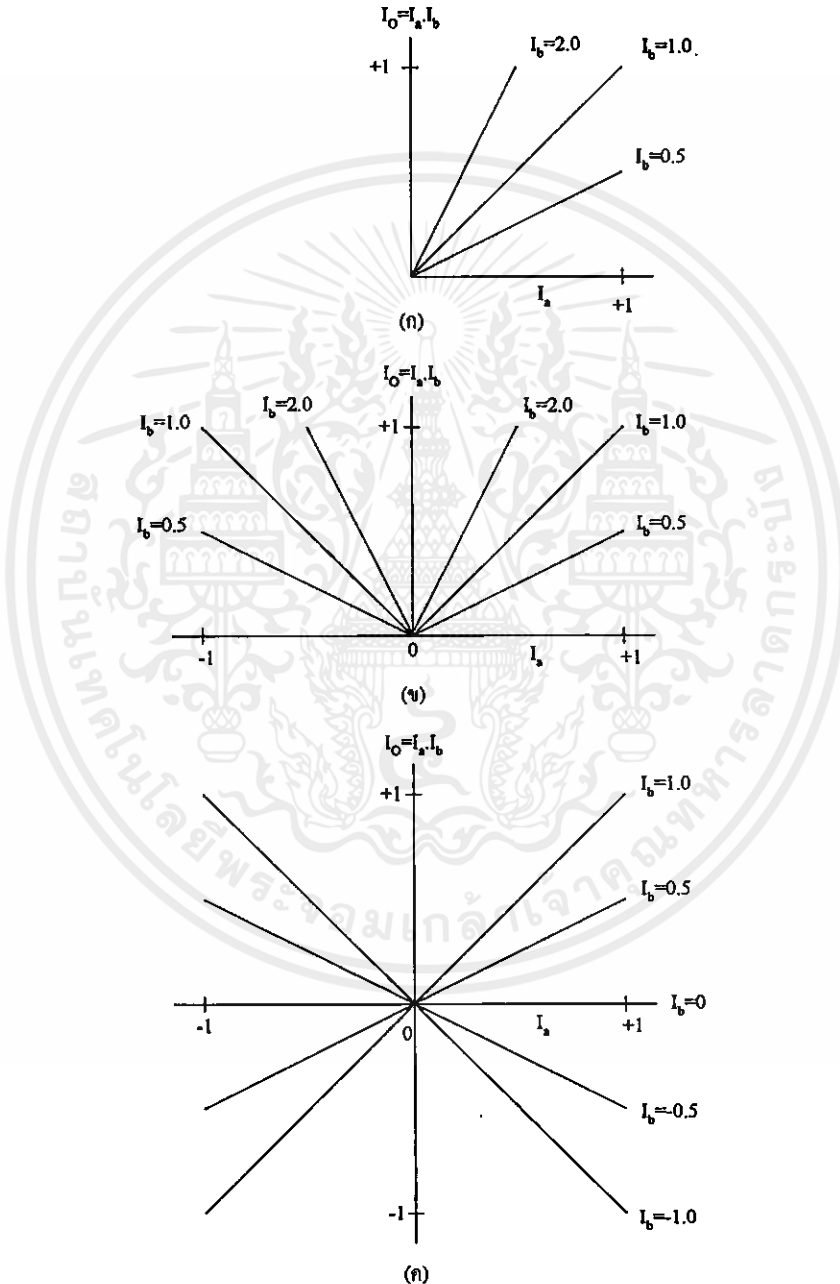
รูปที่ 3.8 เมื่อใช้ M5 และ M6 ต่อเป็นวงจรสะท้อนกระแส โดยสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ดังนั้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และห้องวิจัยจึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_O = I_{D2} + I_{D6} \quad (3.18)$$

$$I_O = 2I_B + \frac{I_{in}^2}{8I_B} \quad (3.19)$$

วงจรรูปที่ 3.8 คือวงจรพื้นฐานที่สำคัญที่จะใช้ในการออกแบบวงจรถนวลสัญญาณซึ่งจะนำเสนอในบทที่ 4



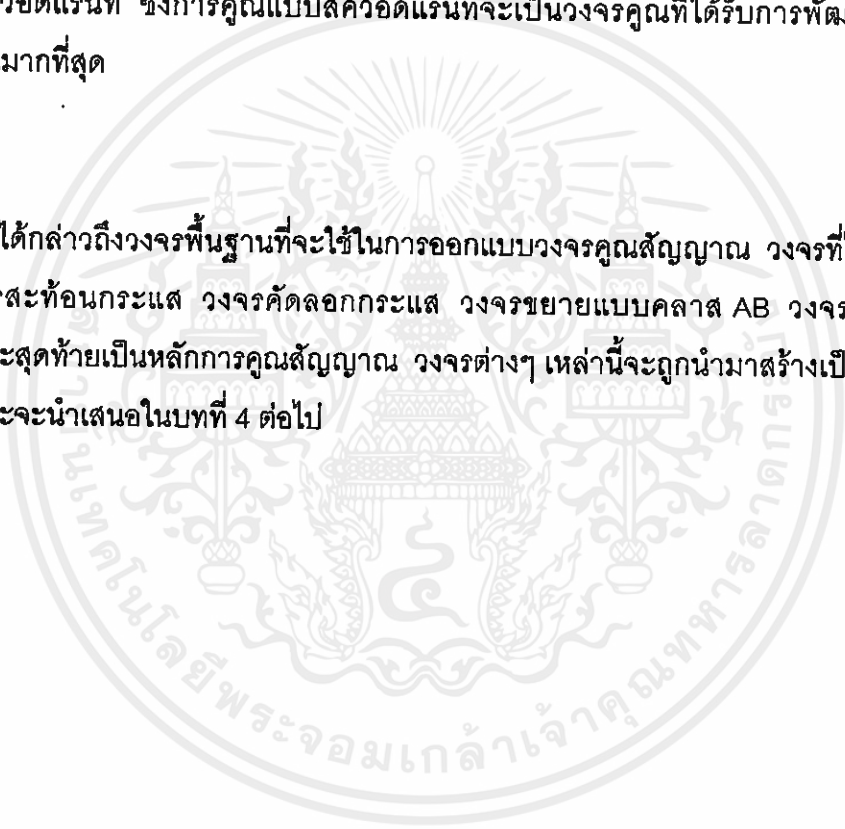
รูปที่ 3.9 กราฟการคูณระหว่างตัวแปร  $I_\alpha$  และ  $I_\beta$  (ก) การคูณแบบหนึ่งควอดแรนท์ (ข) การคูณแบบสองควอดแรนท์ (ค) การคูณแบบสี่ควอดแรนท์

### 3.5 หลักการคูณสัญญาณ

วงจรมคูณสัญญาณแบบอนาลอกเป็นวงจรถ่ายที่ใช้สำหรับประมวลผลสัญญาณอนาลอกโดยเอาท์พุท คือ ผลคูณของตัวแปรสองตัวแปรซึ่งอาจจะเป็นแรงดันหรือกระแสก็ได้ แต่อย่างไรก็ตามถ้าอินพุทอยู่ในรูปกระแสหรือแรงดันก็จะมีหลักการที่ไม่ต่างกัน ซึ่งหลักการคูณสัญญาณสามารถอธิบายได้ดังนี้ รูปที่ 3.9 แสดงกราฟการคูณของตัวแปรสองตัวแปรคือ  $I_\alpha$  และ  $I_\beta$  ในควอดแรนท์ที่หนึ่ง (โดยเป็นบวกทั้งคู่) ผลคูณของตัวแปรสองตัวแปรโดย  $I_\alpha$  เป็นตัวแปรในแนวแกนนอนและ  $I_\beta$  เป็นค่าพารามิเตอร์ของกราฟแต่ละเส้น ส่วนในแกนแนวตั้งจะเป็น  $I_0$  รูปที่ 3.9(ก) แสดงการคูณแบบหนึ่งควอดแรนท์ รูปที่ 3.9(ข) เป็นการคูณแบบสองควอดแรนท์ ส่วนรูปที่ 3.9(ค) จะเป็นการคูณแบบสี่ควอดแรนท์ ซึ่งการคูณแบบสี่ควอดแรนท์จะเป็นวงจรมคูณที่ได้รับการพัฒนาและถูกนำมาใช้งานมากที่สุด

### 3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวงจรมคูณพื้นฐานที่จะใช้ในการออกแบบวงจรมคูณสัญญาณ วงจรมคูณที่ได้กล่าวถึงได้แก่ วงจรมคูณก่อนกระแส วงจรมคูณคั่นกระแส วงจรมคูณแบบคลาส AB วงจรมคูณกำลังสองสัญญาณและสุดท้ายเป็นหลักการคูณสัญญาณ วงจรมคูณต่างๆ เหล่านี้จะถูกนำมาสร้างเป็นวงจรมคูณสัญญาณและจะนำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป



## บทที่ 4

# วงจรคุณสัญญาณกระแสที่ทำงานในคลาส AB

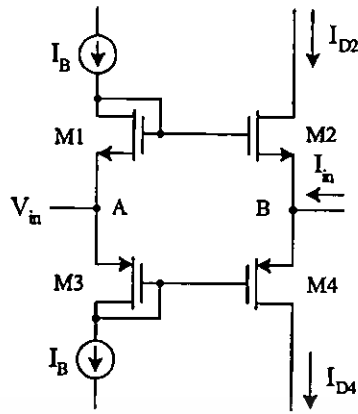
### 4.1 บทนำ

วงจรคุณสัญญาณโดยมากมักจะทำงานในโหมดแรงดัน แต่ข้อเสียของวงจรคุณสัญญาณในโหมดแรงดันคือต้องการแหล่งจ่ายแรงดันสูง การสวิตช์ของแรงดันอินพุตมักถูกจำกัดโดยแหล่งจ่าย เมื่อเทียบกับวงจรแบบโหมดกระแส ดังนั้นในปัจจุบันวงจรคุณสัญญาณจึงหันมาออกแบบโดยให้วงจรทำงานในโหมดกระแสกันมาก [1]-[4] เพราะมีข้อดีกว่าโหมดแรงดันคือ วงจรมีขนาดเล็กลง มีการตอบสนองความถี่สูงดีขึ้น ใช้กำลังงานต่ำและลดการใช้แหล่งจ่ายแรงดันลงมาได้ง่ายกว่าโหมดแรงดัน ปัจจุบันนี้ความต้องการวงจรคุณสัญญาณที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำได้มีความต้องการอย่างมากเพราะความต้องการเครื่องมือประเภทพกพาได้เป็นตัวกระตุ้นโดยตรง นอกจากนี้วงจรคุณสัญญาณที่ทำงานในโหมดกระแสใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในงานเครือข่ายประสาทเทียมอีกด้วย วงจรที่ทำงานในคลาส AB คือวงจรมีประโยชน์สำหรับต้องการลดการใช้กำลังงานลง ซึ่งที่ผ่านมามีวงจรคุณสัญญาณที่ทำงานในแบบคลาส AB นำเสนอไว้ใน [3]-[4] โดยได้อาศัยหลักการที่เรียกว่า Quarter Square คือ  $(I_x - I_y)^2 - (I_x + I_y)^2 = 4I_x I_y$  หลักการดังกล่าวเมื่อนำมาสร้างเป็นวงจรคุณสัญญาณจะใช้อุปกรณ์จำนวนมากเพราะต้องใช้วงจรภายนอกมาสร้างสัญญาณ  $I_x - I_y$  และ  $I_x + I_y$  ดังนั้นจากสมการดังกล่าวได้แก้ไขให้มีความง่ายต่อการสร้างเป็นวงจรมากขึ้นคือ  $(I_x + I_y)^2 - (I_x)^2 - (I_y)^2 = 2I_x I_y$  [5]-[7] จากสมการนี้เราจะเห็นว่าเราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ให้น้อยลงได้และวงจรไม่ต้องใช้วงจรสร้างสัญญาณอินพุตภายนอก ดังนั้นอินพุตจึงเป็นอินพุตเดี่ยว วงจรพื้นฐานที่ใช้คือวงจรกำลังสองเหมือนเดิม ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอวงจรคุณสัญญาณกระแสที่สร้างจากหลักการ Quarter Square ที่มีการปรับปรุงแล้วตาม [5]-[7] วงจรที่นำเสนอทำงานในคลาส AB เพื่อลดการใช้พลังงานและใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2.5$  โวลท์

### 4.2 วงจรคุณสัญญาณกระแสแบบ 4 ควอดแรนท์ ทำงานในคลาส AB

วงจรขยายสัญญาณที่ทำงานในคลาส AB แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 วงจรนี้จะใช้เป็นวงจรพื้นฐานสำหรับออกแบบวงจรคุณสัญญาณกระแส มอสทรานซิสเตอร์จะประกอบเป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์ และมีการใส่ไปธัส ( $I_B$ ) เป็นตัวกำหนดจุดการทำงานโดยไหลผ่าน M1 และ M3 ผลรวมของแรงดันในรูป M1 ถึง M4 สามารถเขียนได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกไปผู้อื่น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรขยายสัญญาณทำงานในคลาส AB

$$V_{GS2} + V_{GS4} - V_{GS3} - V_{GS1} = 0 \quad (4.1)$$

สมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัว สมการของมอสทรานซิสเตอร์สามารถเขียนได้คือ

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.2.1)$$

หรือ

$$V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{K}} \quad (4.2.2)$$

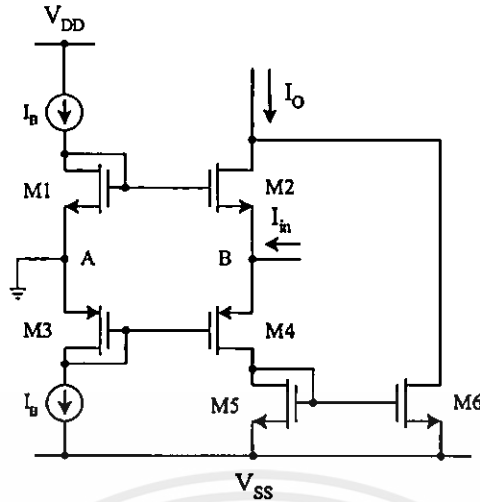
โดยที่  $K = \frac{\mu_o C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)$  เมื่อแทนสมการที่ (4.2.2) ลงในสมการที่ (4.1) จะได้

$$\sqrt{\frac{I_{D2}}{K_2}} + V_{T2} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{K_4}} + V_{T4} - \sqrt{\frac{I_{D3}}{K_3}} - V_{T3} - \sqrt{\frac{I_{D1}}{K_1}} - V_{T1} = 0 \quad (4.3)$$

โดยที่  $I_{D1}$   $I_{D2}$   $I_{D3}$   $I_{D4}$  คือการแสดเรนของ M1 ถึง M4  $V_{T1}$   $V_{T2}$   $V_{T3}$   $V_{T4}$  คือค่าแรงดันแทรชโฮลของ M1 ถึง M4 และ  $K_1$   $K_2$   $K_3$   $K_4$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ M1 ถึง M4 ตามลำดับ จากรูปที่ 4.1 กำหนด  $I_{D1} = I_{D3} = I_B$  และสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ M1 ถึง M4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ นั่นคือ  $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4}$  และ  $K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = K$  ดังนั้นสมการที่ (4.3) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\sqrt{\frac{I_{D2}}{K}} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{K}} = 2\sqrt{\frac{I_B}{K}} \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัว ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรกำลังสองสัญญาณกระแส

จากบทที่ 3 สามารถเขียนสมการกระแส  $I_{D2}$  และ  $I_{D4}$  ได้คือ

$$I_{D2} = \frac{(4I_B - I_{in})^2}{16I_B}; |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4.5)$$

$$I_{D4} = \frac{(4I_B + I_{in})^2}{16I_B}; |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4.6)$$

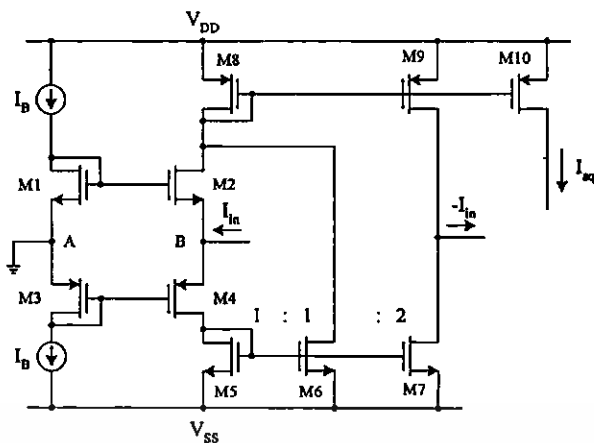
จากรูปที่ 4.2 เมื่อ M5 และ M6 เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่สะท้อนกระแส  $I_{D2}$  รวมกับกระแส  $I_{D4}$  ถ้าสมมติว่าวงจรสะท้อนกระแส M5 และ M6 มีอัตรากระแสสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งและมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ กระแสเอาต์พุตของวงจรสามารถเขียนได้เป็น

$$I_O = 2I_B + \frac{I_{in}^2}{8I_B} \quad (4.7)$$

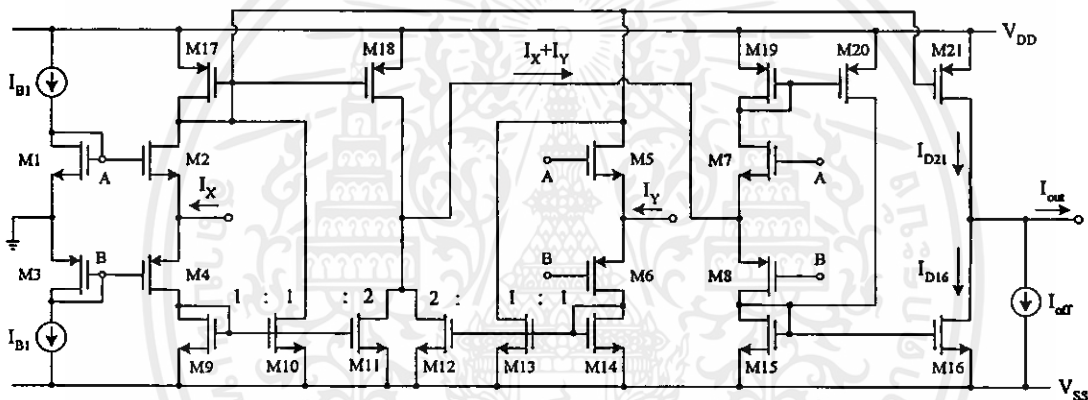
จากสมการที่ (4.7) แสดงได้ว่าวงจรในรูปที่ 4.2 คือวงจรกำลังสองสัญญาณกระแส โดยมี  $2I_B$  เป็นกระแสคงที่ ซึ่งสามารถกำจัดทิ้งไปได้ด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่มีค่าเท่ากัน วงจรรูปที่ 4.2 สามารถประมาณค่าช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

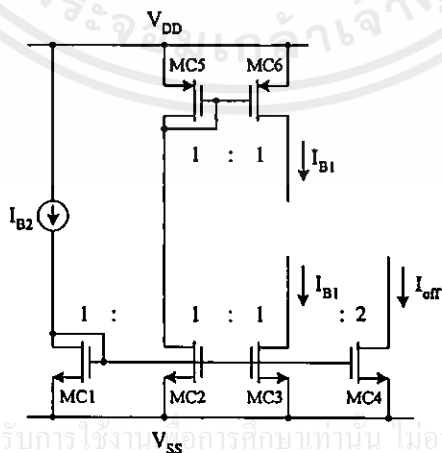
$$-2I_B \leq I_{in} \leq 2I_B \quad (4.8)$$



รูปที่ 4.3 วงจรกำลังสองและวงจรคัดลอกกระแส



รูปที่ 4.4 วงจรคูณสัญญาณกระแสที่นำเสนอง



รูปที่ 4.5 วงจรจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ 4.2 สามารถพัฒนาเป็นวงจรที่เหมาะสมกับการนำมาสร้างเป็นวงจรคุณสัญญาณกระแสตามสมการคือ  $(I_x + I_y)^2 - (I_x)^2 - (I_y)^2$  ซึ่งวงจรที่ทำการปรับปรุงแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 จากวงจรจะเห็นว่าจะใช้ M7 และ M9 ต่อเป็นแบบคอมพลีเมนต์เพื่อคัดลอกกระแส  $I_n$  โดย M7 จะต้องมีค่าขนาด W/L มากกว่าเป็นสองเท่าของ M5 และ M6 จากวงจรจะเห็นว่าวงจรทำหน้าที่สองประการคือเป็นวงจรกำลังสองและวงจรรัดลอกกระแสในวงจรเดียว

จากวงจรกำลังสองและวงจรรัดลอกกระแสในรูปที่ 4.3 สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรคุณสัญญาณซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 วงจรคุณสัญญาณแบบ 4 ควอดแรนท์ที่นำเสนอทำงานในโหมดกระแสที่สร้างขึ้นตามสมการ  $(I_x + I_y)^2 - (I_x)^2 - (I_y)^2 = 2I_x I_y$  โดยมีหลักการทำงานคือ M2 M4 M9 และ M10 จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณ  $(I_x)^2$  มอสทรานซิสเตอร์ M5 M6 M13 และ M14 จะสร้างสัญญาณ  $(I_y)^2$  ส่วนสัญญาณ  $I_x + I_y$  จะถูกส่งให้กับวงจรกำลังสองที่ประกอบด้วย M7 M8 M15 และ M16 เพื่อสร้างสัญญาณ  $(I_x + I_y)^2$  แล้วนำมาหักล้างกับ  $(I_x)^2 + (I_y)^2$  ได้เป็นสัญญาณกระแสเอาร์ทพุท โดยมี  $I_{B1}$  และ M1 M3 เป็นวงจรไบอัส เมื่อใช้สมการที่ (4.7) จะสามารถหาค่ากระแสที่ขาเดรนของ M21 ( $I_{D21}$ ) ได้คือ

$$I_{D21} = 4I_{B1} + \frac{I_x^2}{8I_{B1}} + \frac{I_y^2}{8I_{B1}} \quad (4.9)$$

และค่ากระแสที่ขาเดรนของ M16 ( $I_{D16}$ ) คือ

$$I_{D16} = 2I_{B1} + \frac{(I_x + I_y)^2}{8I_{B1}} \quad (4.10)$$

โดยที่  $I_{off}$  คือแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้หักล้างค่ากระแสคงที่ในวงจร จากรูปที่ 4.4 ได้กระแสเอาร์ทพุทสามารถกำหนดได้คือ

$$I_{out} = I_{D21} - I_{D16} - I_{off} \quad (4.11)$$

เมื่อแทนสมการที่ (4.9) และ (4.10) ลงใน (4.11) จะได้สมการ

$$I_{out} = \frac{I_x^2}{8I_{B1}} + \frac{I_y^2}{8I_{B1}} - \frac{(I_x + I_y)^2}{8I_{B1}} + 2I_{B1} - I_{off} \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่หรือใช้เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้  $I_{off}=2I_{B1}$  จะได้ผลคูณคือ

$$I_{out} = -\frac{I_X I_Y}{4I_{B1}} \quad (4.13)$$

สมการที่ (4.13) แสดงสมการเอาท์พุทของวงจรคูณสัญญาณกระแสในรูปที่ 4.4 ซึ่งการใช้แหล่งแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ( $I_{off}$ ) มาหักล้างค่ากระแสคงที่ที่ไม่มีผลต่อคุณสมบัติของวงจรแต่อย่างใด จากสมการที่ (4.13) นี้จะเห็นว่าวงจรไม่มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอีกด้วย จากรูปที่ 4.4 เมื่อวงจรไบอัสด้วยวงจรในรูปที่ 4.5 จะทำให้วงจรมีแหล่งจ่ายกระแสเพียงแหล่งจ่ายเดียว สมการเอาท์พุทเขียนได้เป็น

$$I_{out} = -\frac{I_X I_Y}{4I_{B2}} \quad (4.14)$$

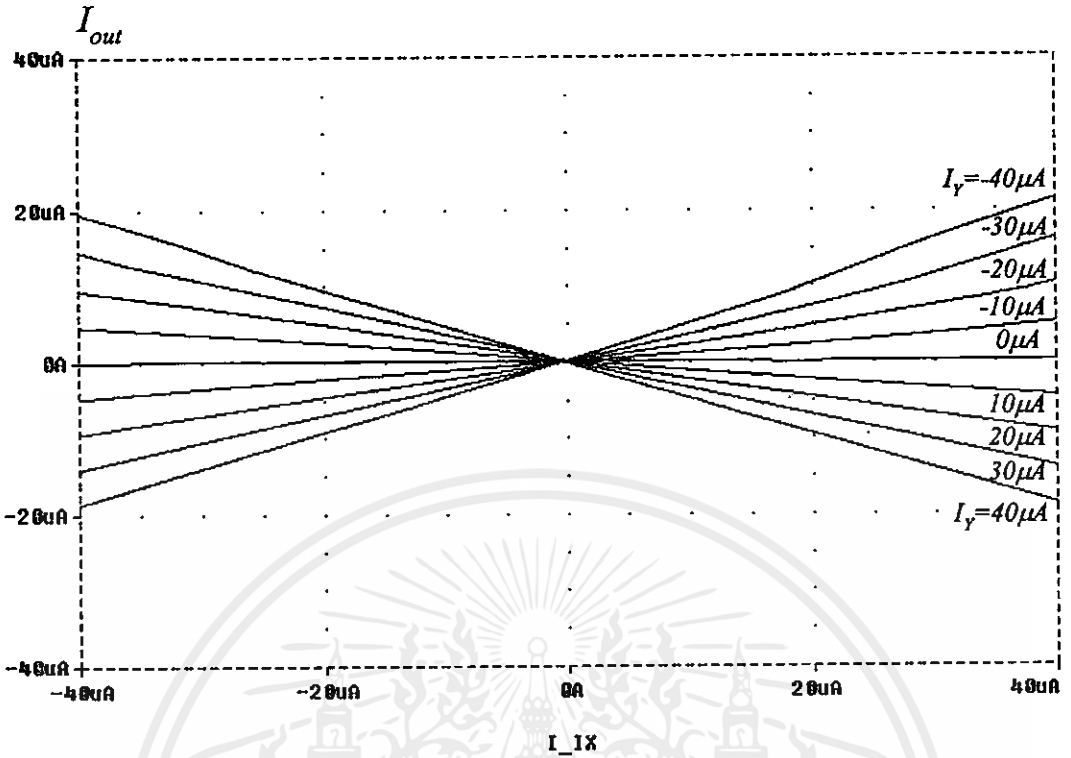
เมื่อนำวงจรไบอัสในรูปที่ 4.5 มาไบอัสวงจรในรูปที่ 4.4 จะทำให้สะดวกกับการนำไปใช้งานมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะได้เห็นดังตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานในบทที่ 5 ต่อไป

### 4.3 ผลการจำลองการทำงาน

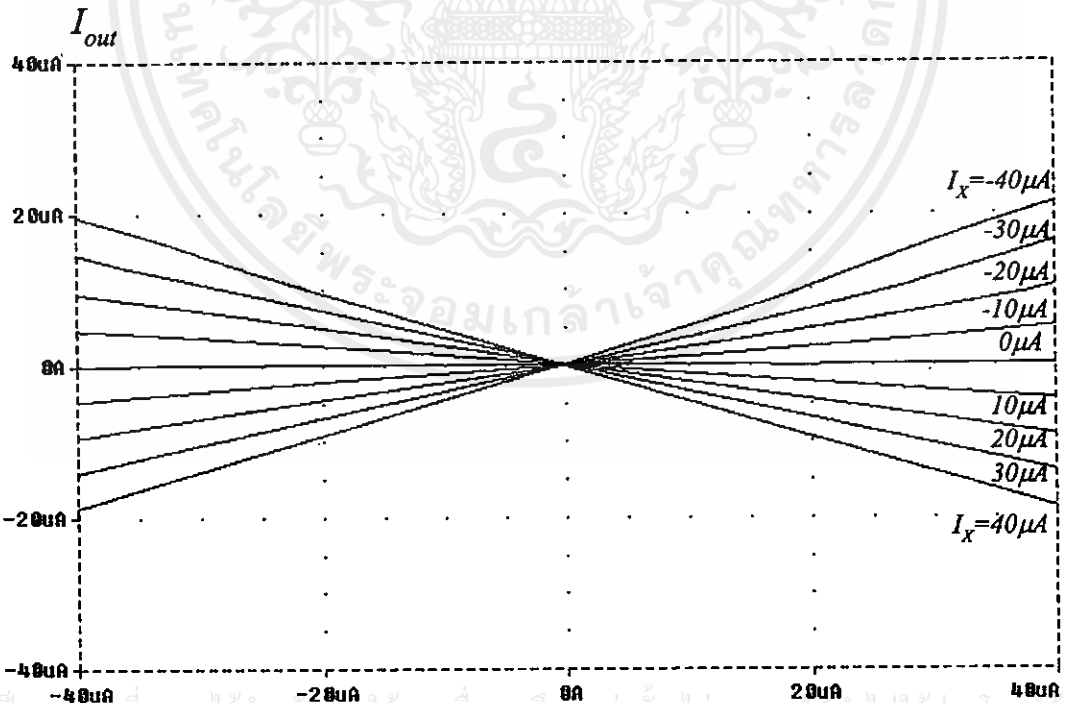
วงจรในรูปที่ 4.4 และ 4.5 จะถูกนำมาตรวจสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้พารามิเตอร์ซีมอส  $0.5\mu\text{m}$  ของ MOSIS แสดงดังตารางที่ 4.1 โดยใช้ค่าความกว้างต่อความยาว (W/L) ของมอสทรานซิสเตอร์ดังภาคผนวก ก กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2.5$  โวลต์

ตารางที่ 4.2 ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

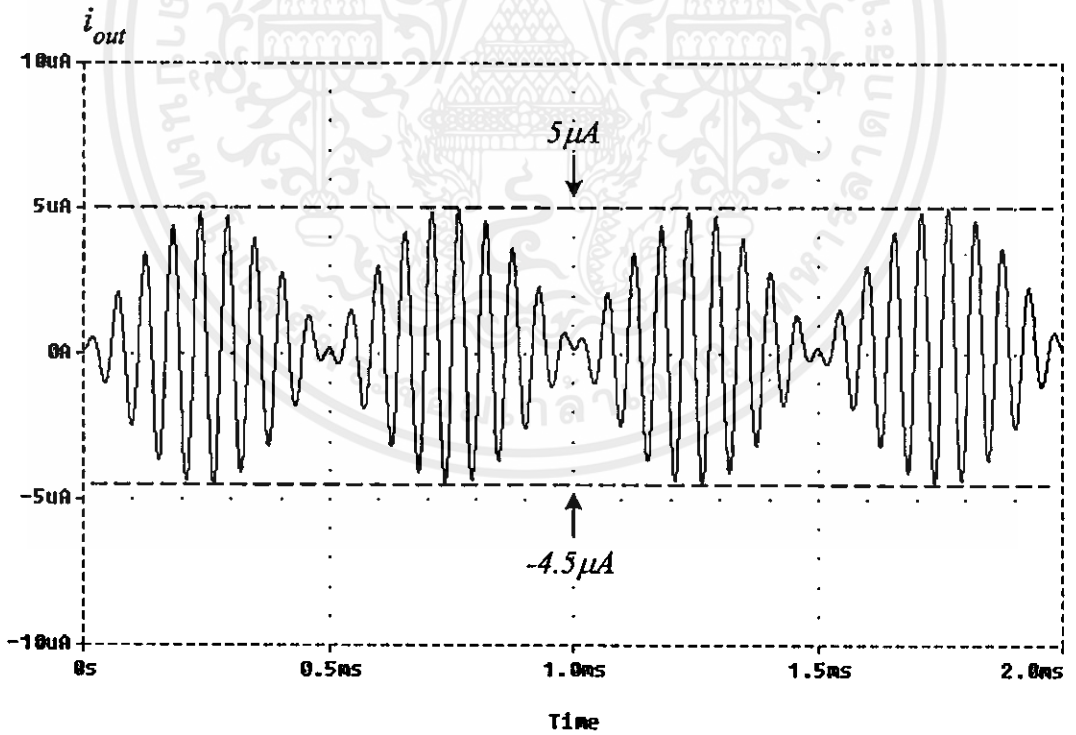
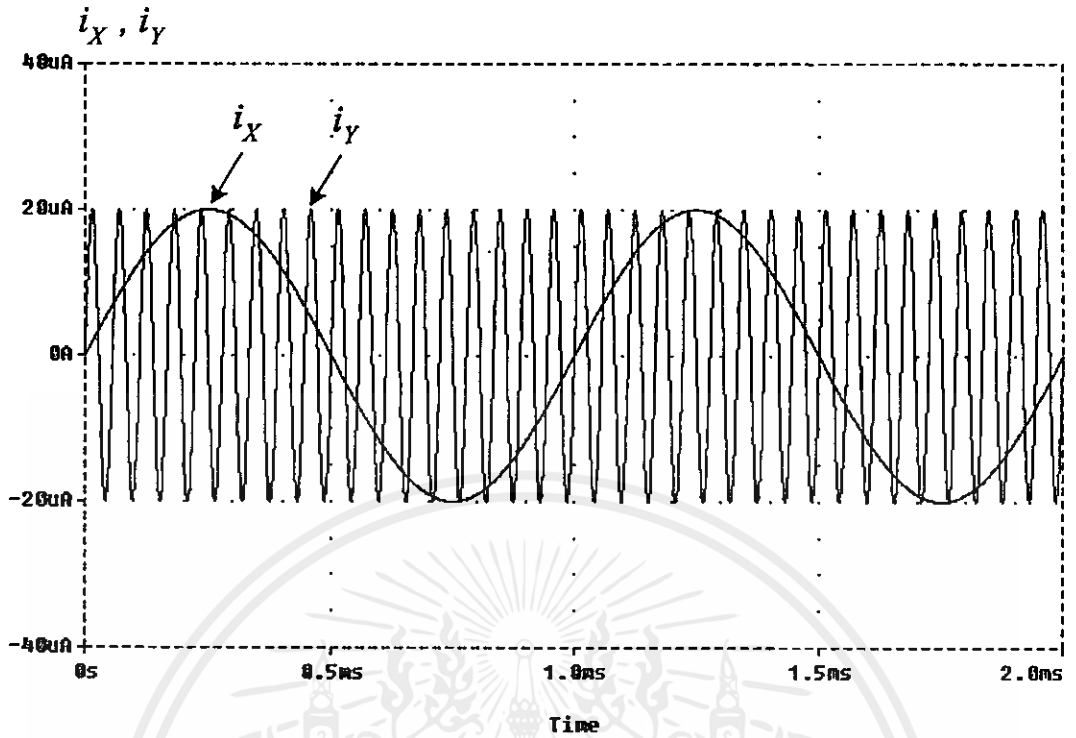
| มอสทรานซิสเตอร์                            | ค่า W/L |
|--|---------|
| M1,M2,M5,M9,M10,M13,M14,M15,M16,MC1MC2,MC3 | 30/4    |
| M3,M4,M6,M8,M18,M19,M20,MC5,MC6            | 90/4    |
| M11,M12,MC4                                | 60/4    |
| M17,M21                                    | 20/2    |
| M7   | 28/4    |



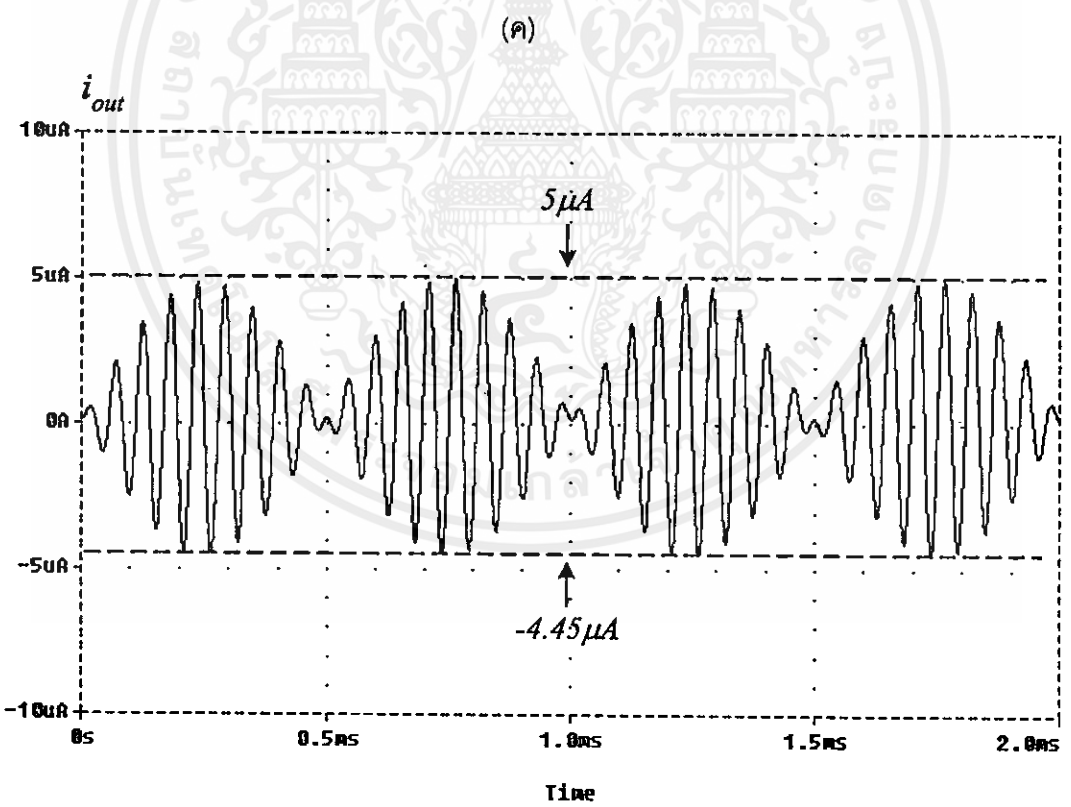
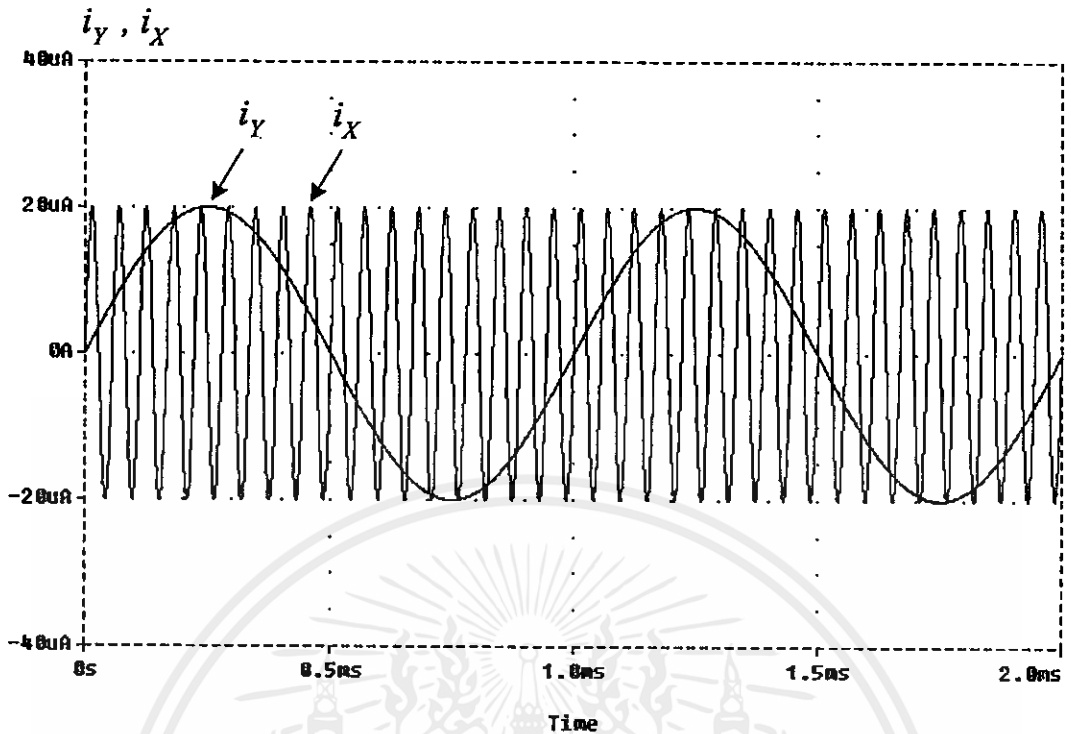
รูปที่ 4.6 คุณสมบัติทาง DC ของวงจรคูณเมื่อกำหนด  $I_x$  เป็นตัวกวาดจาก  $-40\mu A$  ถึง  $40\mu A$  และ  $I_y$  มีค่า  $-40\mu A$  ถึง  $40\mu A$  โดยเพิ่มทีละ  $10\mu A$



รูปที่ 4.7 คุณสมบัติทาง DC ของวงจรคูณเมื่อกำหนด  $I_y$  เป็นตัวกวาดจาก  $-40\mu A$  ถึง  $40\mu A$  และ  $I_x$  มีค่า  $-40\mu A$  ถึง  $40\mu A$  โดยเพิ่มทีละ  $10\mu A$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ (๓) ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.8 การตอบสนองชั่วคราวสำหรับฟังก์ชันการคูณ

ผลการจำลองมีดังนี้ รูปที่ 4.6 แสดงคุณสมบัติทางด้าน DC ของวงจรโดยทดลองป้อนกระแสอินพุทเข้าที่  $I_x$  และ  $I_y$  มีค่าจาก  $-40\mu\text{A}$  ถึง  $40\mu\text{A}$  โดยให้  $I_y$  เปลี่ยนค่าทีละ  $10\mu\text{A}$  และ  $I_x$  เป็นตัวกวาด (Sweep) โดย  $I_{B2}$  กำหนดไว้ที่  $20\mu\text{A}$  ส่วนรูปที่ 4.7 จะสลับการทำงานกับรูปที่ 4.6 โดยจะให้  $I_x$  เปลี่ยนค่าทีละ  $10\mu\text{A}$  และให้  $I_y$  เป็นตัวกวาดแทน จากผลการจำลองที่แสดงในรูปที่ 4.6 และ 4.7 จะเห็นว่าเมื่อกำหนดกระแสไบอัส  $I_{B2}=20\mu\text{A}$  ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุทจะมีค่า  $\pm 40\mu\text{A}$  ซึ่งเป็นการยืนยันผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้ว รูปที่ 4.8 แสดงผลการคุณสมบัติสัญญาณรูปคลื่นขายนสองความถี่เมื่อกำหนดให้  $i_x = 20\mu\text{A}\sin(2000\pi t)$  และ  $i_y = 20\mu\text{A}\sin(36000\pi t)$  ในขณะที่  $I_{B2}=20\mu\text{A}_{DC}$  ในกรณีนี้อาจเรียกว่าเป็นการมอดูเลททางขนาด (Amplitude modulation) ที่มีการใช้ในระบบสื่อสาร สัญญาณความถี่สูงจะเป็นคลื่นพาหะ (Carrier wave) ส่วนสัญญาณความถี่ต่ำจะเป็นคลื่นสัญญาณข่าวสาร (Signal wave) สมมติว่าสัญญาณพาหะ ( $i_c$ ) เขียนสมการได้ว่า

$$i_c = I_c \sin \omega_c t \quad (4.15)$$

โดยที่  $I_c$  คือขนาดกระแสของสัญญาณพาหะ  $\omega_c$  คือค่าความเร็วเชิงมุมมีค่าเท่ากับ  $2\pi f_c$  โดยที่  $f_c$  คือความถี่พาหะ ในขณะที่คลื่นสัญญาณข่าวสาร ( $i_m$ ) เขียนสมการได้ว่า

$$i_m = I_m \sin \omega_m t \quad (4.16)$$

เมื่อ  $I_m$  คือขนาดกระแสของสัญญาณข่าวสาร  $\omega_m$  เป็นความเร็วเชิงมุมมีค่าเท่ากับ  $2\pi f_m$  โดยที่  $f_m$  คือความถี่ของสัญญาณข่าวสาร

จากการจำลองการทำงานเมื่อกำหนดให้  $I_x$  เป็นอินพุทของสัญญาณข่าวสารและ  $I_y$  เป็นอินพุทของสัญญาณพาหะ ดังนั้นกระแสเอาต์พุทของวงจรคุณสัญญาณจะถูกกำหนดอยู่ในรูปผลคูณคือ

$$I_{out} = \frac{K I_m i_c}{4 I_{B2}} \quad (4.17.1)$$

$$I_{out} = \frac{K I_m I_c (\sin 2\pi f_m t) (\sin 2\pi f_c t)}{4 I_{B2}} \quad (4.17.1)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และทำซ้ำอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (5.3) สามารถแสดงผลคุณความแตกต่างของสัญญาณไซน์ โดยสามารถจัดรูปใหม่โดยใช้คุณสมบัติเอกลักษณ์ตรีโกณมิติ (Trigonometric Identity) ซึ่งแสดงได้คือ

$$(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2}[\cos(A - B) - \cos(A + B)] \quad (4.18)$$

เมื่อแทนสมการที่ (5.4) ลงในสมการที่ (5.3) จะได้

$$I_{out} = \frac{KI_m I_c [\cos 2\pi(f_c - f_m)t - \cos 2\pi(f_c + f_m)t]}{8I_o} \quad (4.19)$$

เมื่อ K คือค่า Scalar factor ของการคูณสัญญาณ จากสมการที่ (5.5) จะเห็นว่า  $I_{out}$  ประกอบด้วยสัญญาณโคไซน์ (Cosine wave) สองสัญญาณที่มีความแตกต่างกัน จากทั้ง  $I_m$  และ  $I_c$  โดยสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น  $f_c + f_m$  เรียกว่าความถี่ผลรวม ส่วนสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่เป็น  $f_c - f_m$  เรียกว่าความถี่ผลต่าง ซึ่งถ้าแสดงผล  $I_{out}$  ดังกล่าวจะเป็นกราฟที่แสดงขนาดของแอมพลิจูดสัญญาณเป็นเส้นแนวตั้งเปลี่ยนแปลงตามความถี่ เราสามารถเรียกความถี่ผลรวมและความถี่ผลต่างของ  $I_{out}$  อีกอย่างหนึ่งว่าความถี่ด้านบนและความถี่ด้านล่าง ตามลำดับ โดยแสดงตำแหน่งของความถี่อยู่สูงและต่ำกว่าความถี่สัญญาณพาหะ จากการจำลองการทำงานเมื่อกำหนดให้  $i_x = 20 \mu A \sin(2000\pi t)$  และ  $i_y = 20 \mu A \sin(36000\pi t)$  ผลการจำลองการทำงานจะสอดคล้องตามสมการคือ

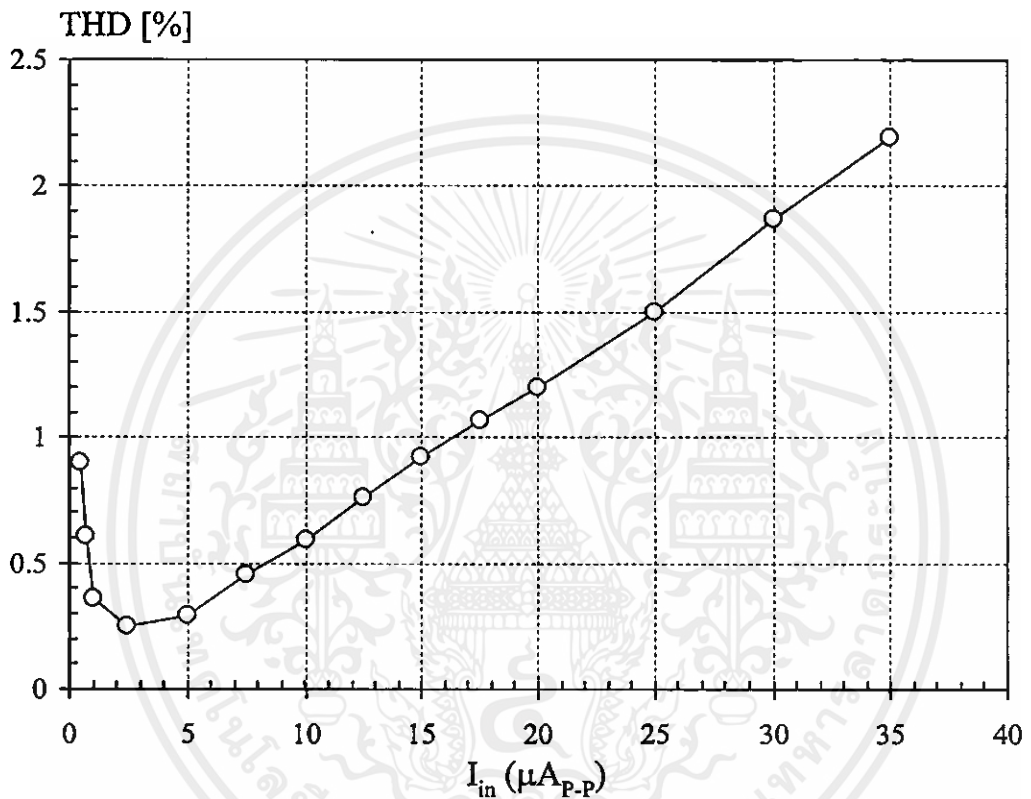
$$I_{out} = \frac{Ki_x i_y}{4I_o} = \frac{K 400 \mu A (\sin 2000\pi) (\sin 36000\pi)}{4I_o} \quad (4.20)$$

$$I_{out} = \frac{K 400 \mu A [\cos(2000 - 36000)t - \cos(2000 + 36000)t]}{8I_o} \quad (4.21)$$

จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.8 จะเห็นว่าสัญญาณพาหะจะมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณข่าวสาร ซึ่งเป็นไปตามหลักการของการมอดูเลตทางขนาด การใช้ขนาดสัญญาณอินพุตทั้งสองเท่ากันอาจจะเรียกว่า “บาลานซ์มอดูเลเตอร์”

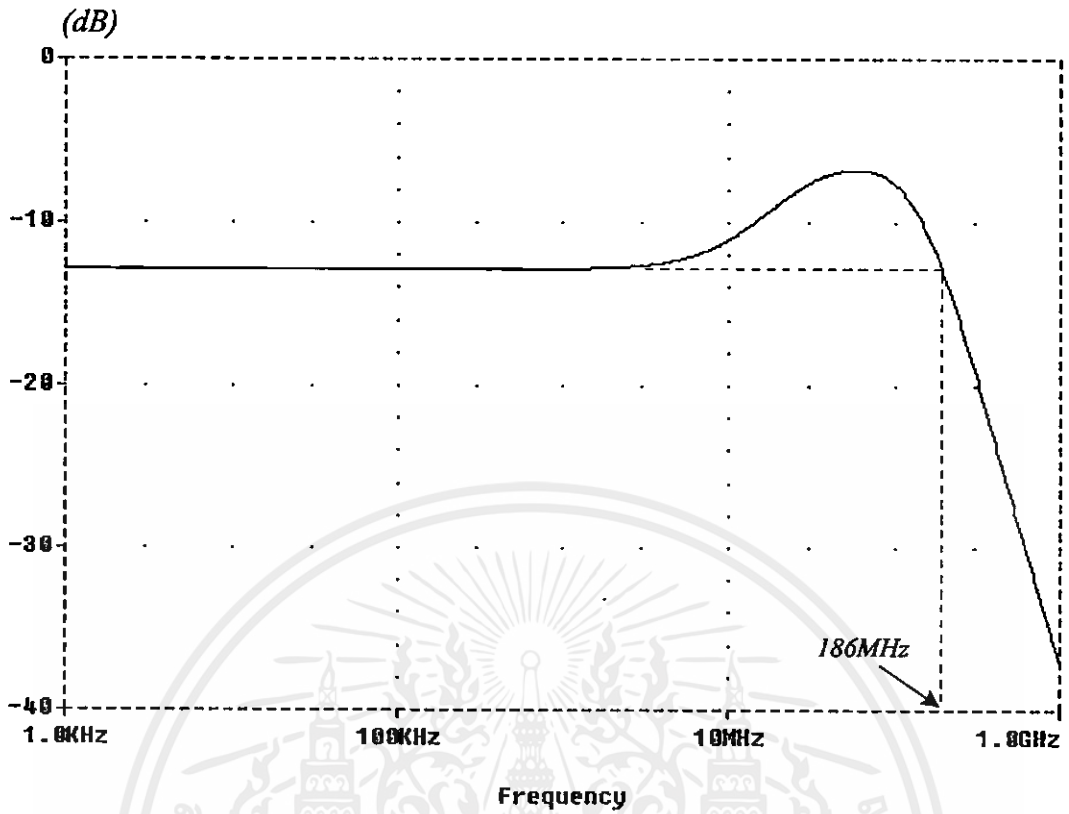
การตรวจสอบความเป็นเชิงเส้นของวงจรคูณสัญญาณโดยใช้โปรแกรม PSPICE จะสามารถทำได้โดยทดลองป้อนสัญญาณความถี่ 10KHz ขนาดแอมพลิจูดค่าต่างๆ แล้ววัดสัญญาณที่เอาต์พุตซึ่งผลการจำลองการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 จากผลการจำลองการทำงานพบว่าที่

ขนาดแอมพลิจูด  $20\mu A_{p-p}$  มีค่า THD (Total Harmonic Distortion) ประมาณ 1.2% ส่วนรูปที่ 4.10 แสดงช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรคุณสัญญาณเมื่อป้อนอินพุต  $I_V=20\mu A_{DC}$  และอินพุต  $I_V=20\mu A\sin\omega t$  จากผลการจำลองการทำงานพบว่าวงจรมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานมากกว่า 186MHz

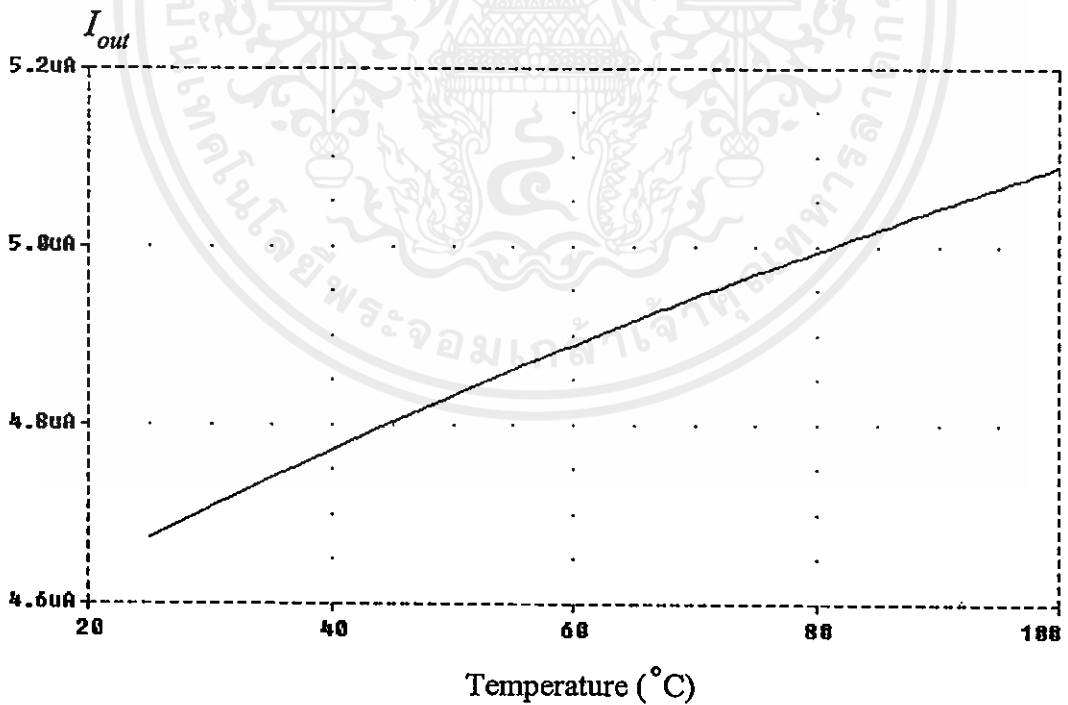


รูปที่ 4.9 ความเป็นเชิงเส้นของวงจรต่อขนาดสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

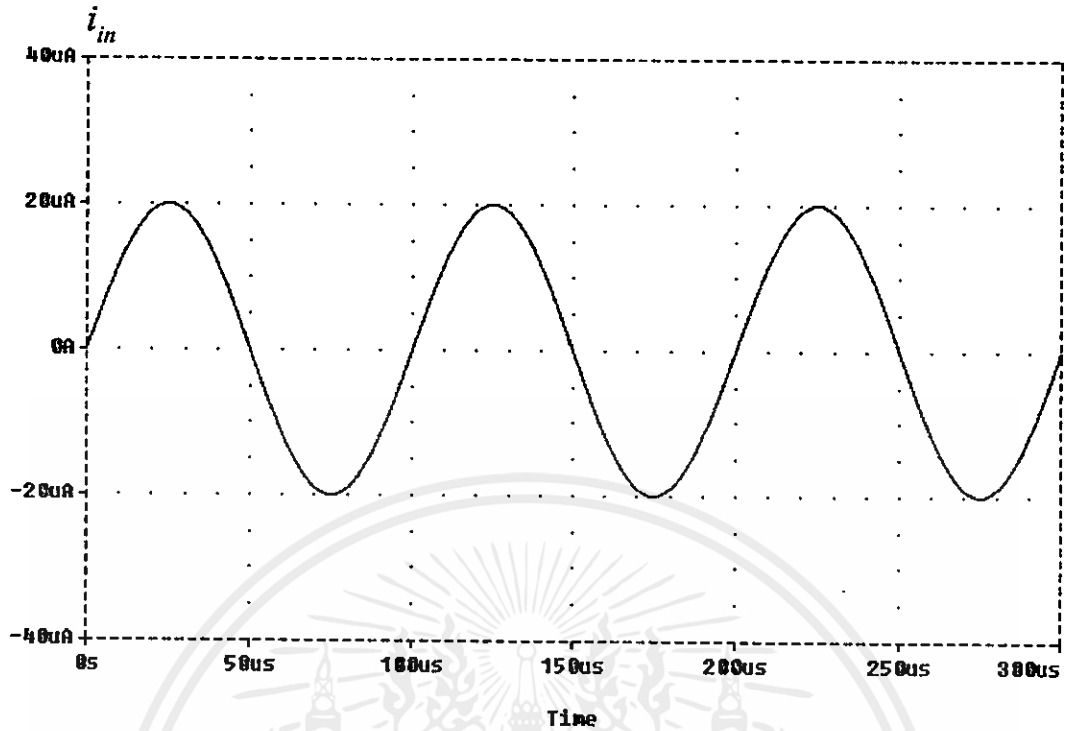


รูปที่ 4.10 การตอบสนองของความถี่ของวงจร

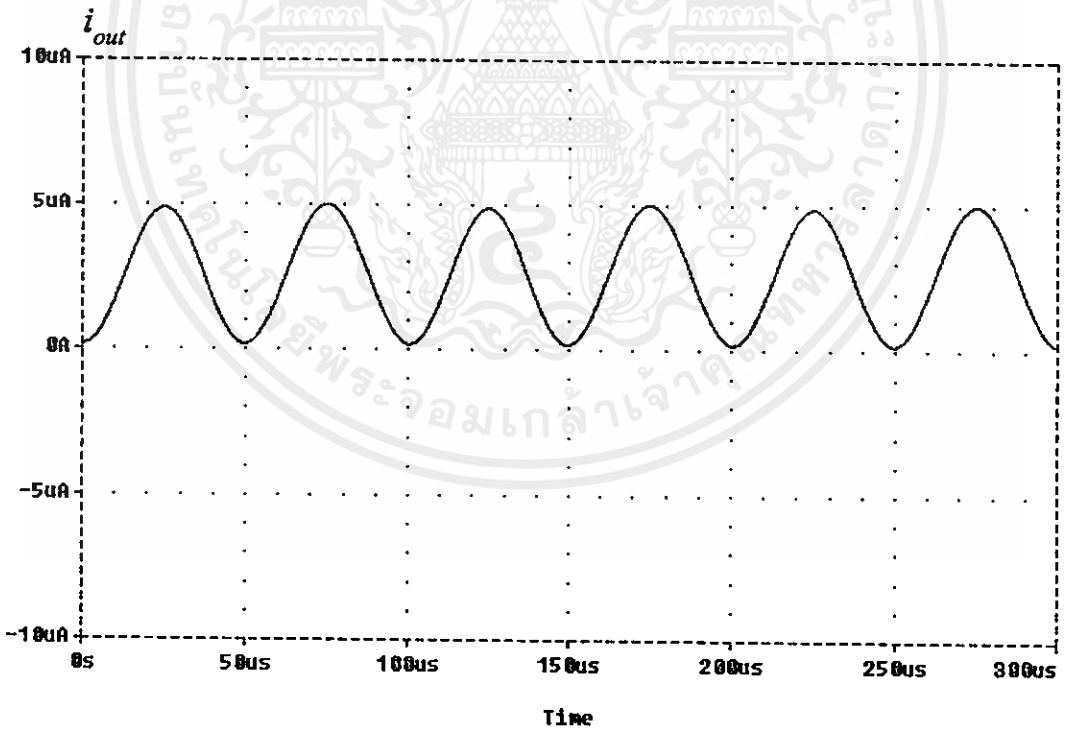


รูปที่ 4.11 คุณสมบัติทางด้านอุณหภูมิของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.12 ผลการจำลองวงจรทวิความถี่เป็นสองเท่า (ก) สัญญาณอินพุต (ข) สัญญาณเอาต์พุต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทางสงวนสิทธิ์ในความคิดเห็นที่แตกต่างและไม่รับผิดชอบต่อความเสียหายใดๆ

รูปที่ 4.11 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรเมื่อทอดทองเปลี่ยนค่าอุณหภูมิจาก  $25^{\circ}\text{C}$  ถึง  $100^{\circ}\text{C}$  ในขณะที่  $I_x$  และ  $I_y$  ป้อนสัญญาณ DC มีค่าเท่ากันคือ  $20\mu\text{A}_{\text{DC}}$  จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.11 พบว่าเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนจาก  $25^{\circ}\text{C}$  ถึง  $100^{\circ}\text{C}$  ค่าแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงเพียง  $0.42\mu\text{A}$  เท่านั้น รูปที่ 4.12 แสดงผลการจำลองการทำงานในกรณีสร้างวงจรคุณสัญญาณเป็นวงจรทวีความถี่เป็นสองเท่า จากวงจรในรูปที่ 4.4 เมื่อเชื่อมต่อกับอินพุต  $I_x$  และ  $I_y$  เข้าด้วยกันวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอก็คงกลายเป็นวงจรทวีความถี่เป็นสองเท่า เอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณความถี่ที่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต ซึ่งจะถูกกำหนดโดยสมการตรีโกณมิติคือ

$$(\sin 2\pi ft)^2 = \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\pi(2f)t}{2} \quad (4.22)$$

จากสมการที่ (4.22) จะเห็นว่า ถ้ากำหนด  $f = 10\text{kHz}$  กำลังสองของสัญญาณชายนความถี่  $10\text{kHz}$  จะทำให้เกิดค่าลบของสัญญาณโคไซน์ความถี่  $2f$  หรือ  $20\text{kHz}$  บวกกับเทอมสัญญาณไฟตรงขนาด  $1/2$  นั่นคือเราจะได้ความถี่เป็นสองเท่าของความถี่อินพุตที่ป้อนเข้ามา จากรูปที่ 4.4 สมมติว่าอินพุตทั้งสองของวงจรคุณสัญญาณถูกป้อนด้วยสัญญาณที่เหมือนกันคือ  $20\mu\text{A}\sin 20000\pi t$  เราจะได้ว่า

$$I_{out} = \frac{KI_x I_y}{4I_o} = \frac{K20\mu\text{A}(\sin^2 20000\pi t)}{4I_o} \quad (4.23)$$

$$I_{out} = \frac{K20\mu\text{A}(1 - \cos 40000\pi t)}{8I_o} \quad (4.24)$$

จากสมการที่ (4.24) จะเห็นว่าขนาดของกระแสทางด้านเอาต์พุตจะถูกลดทอนโดยค่า  $K/2$  จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.12 เมื่อป้อนสัญญาณชายนความถี่  $10\text{kHz}$  เข้าที่อินพุตจะได้สัญญาณชายนความถี่  $20\text{kHz}$  ที่เอาต์พุตซึ่งสรุปได้ว่าวงจรสามารถเป็นวงจรทวีความถี่

#### 4.4 สรุป

วงจรคุณสัญญาณ 4 ควอดแรนท์ที่ทำงานในโหมดกระแสและทำงานคลาส AB ได้นำเสนอในบทนี้ วงจรที่นำเสนอใช้หลักการ Quarter Square ตาม [5]-[6] จึงทำให้วงจรที่นำเสนอมีอินพุทแบบเดียว วงจรที่นำเสนอทำงานในคลาส AB ทำให้สามารถประหยัดพลังงานและมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่กว้าง ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถยืนยันคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอ จากผลการจำลองการทำงานของวงจร วงจรที่นำเสนอมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 5

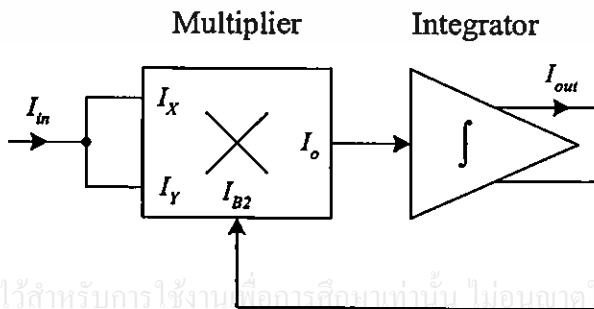
## การประยุกต์ใช้งาน

### 5.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการนำวงจรคูณ/หารสัญญาณที่นำเสนอในบทที่ 4 มาประยุกต์ใช้งาน วงจรแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณ DC เป็นสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้ วงจรแปลงค่า True RMS เป็นสัญญาณ DC จะสร้างขึ้นโดยใช้วงจรคูณสัญญาณและวงจรรินทิเกรเตอร์ที่สร้างขึ้นโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ และ C การทำงานของวงจรจะใช้โปรแกรม PSPICE มาช่วยตรวจสอบและแสดงคุณสมบัติของวงจร

### 5.2 วงจรแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณ DC

วงจรแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณ DC คือวงจรที่มีการประยุกต์ใช้งานในการวัดค่าเฉลี่ยพลังงานของสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งสามารถพบเห็นได้ในระบบเครื่องมือวัด ระบบการสื่อสาร ระบบการแสดงผล ปัจจุบันอุปกรณ์แปลงค่า RMS เป็นสัญญาณ DC ในท้องตลาดที่ได้รับความนิยม ได้แก่ เบอร์ AD536/536A AD537 LH0097 และ 4340/4341 อุปกรณ์ดังกล่าวสร้างขึ้นโดยใช้วงจรภายในเป็นวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น วงจรคูณ/หารสัญญาณ ที่ใช้หลักการ Log-antilog ข้อเสียที่สำคัญของวงจรแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณ DC ที่ใช้วงจรเรียงกระแสคือ ต้องการวงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรงสูง เมื่อวงจรเรียงกระแสต้องทำงานที่ความถี่สูงขึ้นมักจะเกิดความผิดพลาดเกิดขึ้นซึ่งเป็นผลให้การแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณ DC ผิดพลาดไปด้วย สำหรับในบทที่ 5 นี้จะนำเสนอวงจรแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณกระแส DC โดยใช้วงจรสัญญาณที่นำเสนอในบทที่ 4 มาประยุกต์ใช้งานซึ่งหลักการที่ใช้สร้างแสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 หลักการแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณกระแส DC





จากสมการที่ (5.7) แสดงได้ว่าวงจรในรูปที่ 5.3 คือวงจรแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณ DC ตามที่ต้องการ

วงจรแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณ DC ที่ดีจะต้องมีการประมาณช่วงความถี่ปฏิบัติงาน ค่าตัวเก็บประจุ  $C_{AV}$  จะต้องถูกเลือกซึ่งสามารถกำหนดได้คือ [17]-[18]

$$C_{AV} \gg g_{m(M1)} / 4\pi f_{(\min)} \quad (5.8)$$

โดยที่  $f_{(\min)}$  คือความถี่ต่ำสุดที่ต้องการให้วงจรสามารถทำงานได้ และ  $g_{m(M1)}$  กำหนดได้คือ

$$g_{m(M1)} = \sqrt{2K_N I_{B3} W_{M1} / L_{M1}} \quad (5.9)$$

$I_{B3}$  คือกระแสไบอัส ถ้าสมมติว่า  $K_N = 77 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$   $W_{M1}/L_{M1} = 30/4$  และ  $I_{B3} = 20 \mu\text{A}$  ดังนั้น  $g_{m(M1)}$  จะมีค่าเท่ากับ

$$g_{m(M1)} = 1.5 \times 10^{-4} \text{ A/V} \quad (5.10)$$

ดังนั้นค่า  $C_{AV}$  จะต้องมามีค่าเป็น

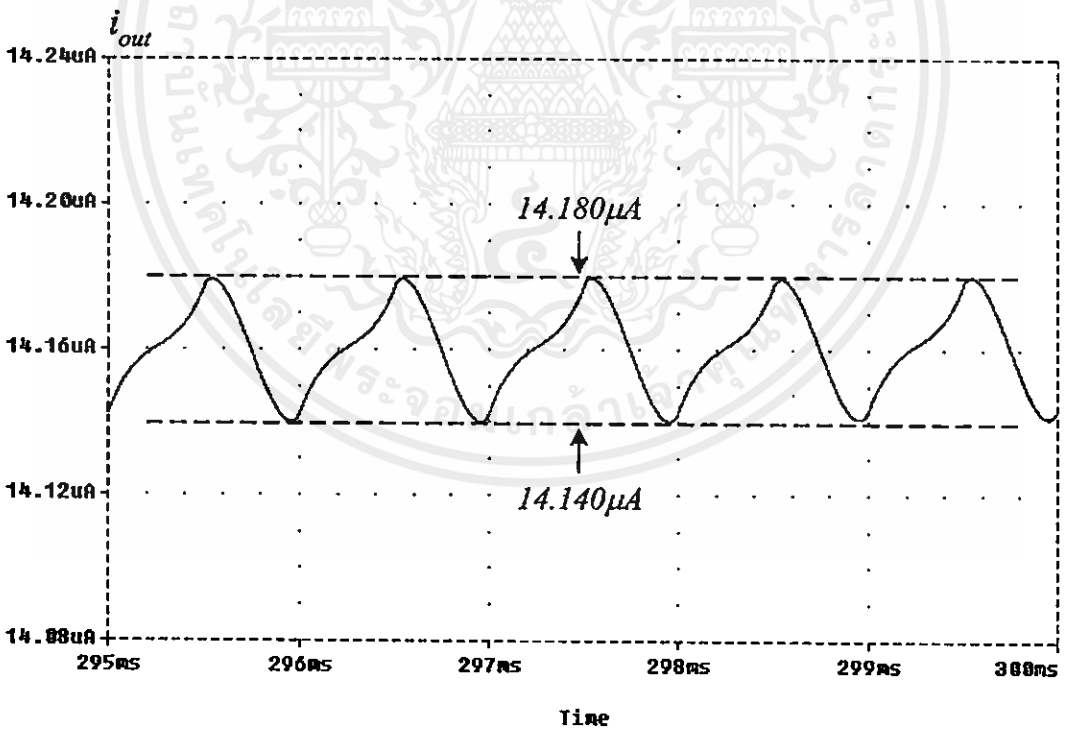
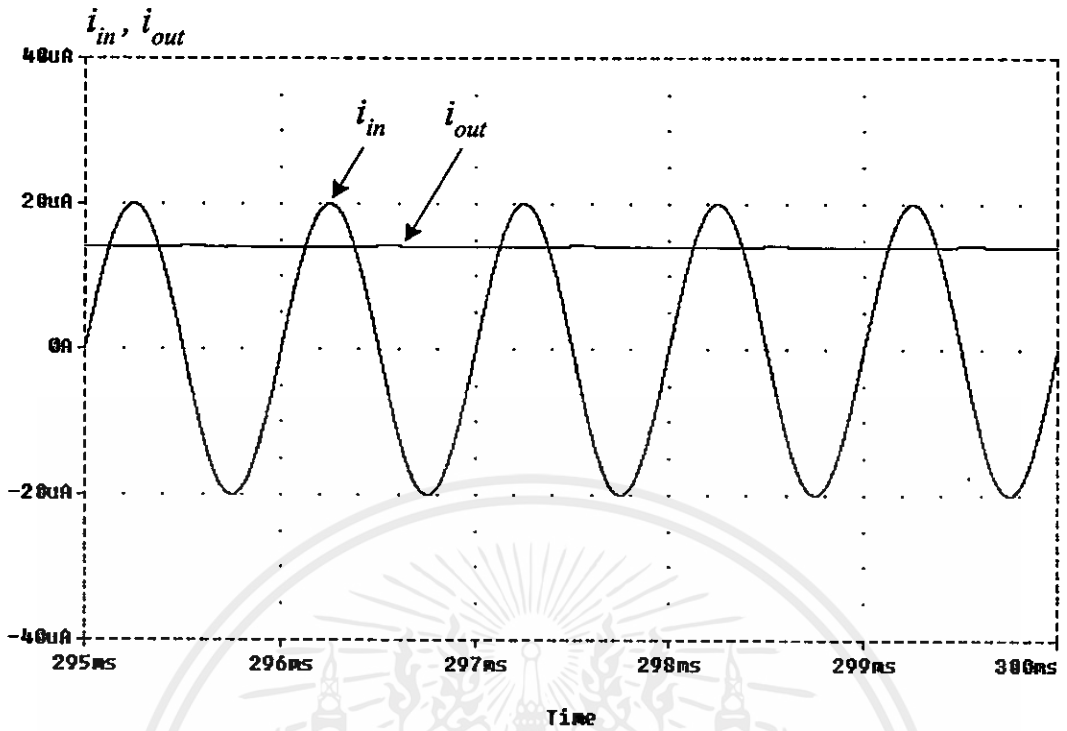
$$C_{AV} \gg g_{m(M1)} / 4\pi f_{(\min)} \quad (5.11)$$

จากสมการที่ 5.8 ค่า  $C_{AV}$  ควรจะเลือกให้มีค่ามากที่สุดซึ่งจะมีผลกับค่า ripple error ที่เอาท์พุท สมมติว่าต้องการ ripple error 1% ค่า  $C_{AV}$  ควรจะเลือกมากกว่า  $1/0.01$  หรือมากกว่า 100 เท่า [17]-[18] ถ้าสมมติว่า  $I_{B3} = 20 \mu\text{A}$  ค่า  $f_{(\min)} = 100 \text{ Hz}$  และ ripple error = 5% ดังนั้นจะต้องใช้ค่า  $C_{AV} = 5 \mu\text{F}$

### 5.3 ผลการจำลองการทำงาน

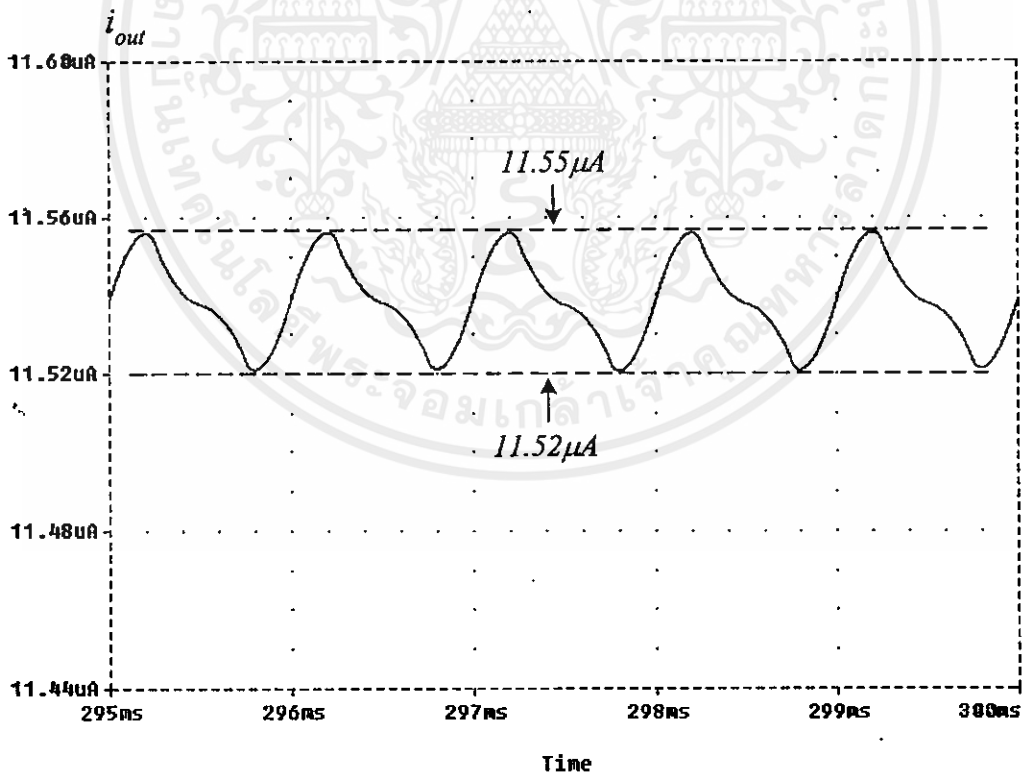
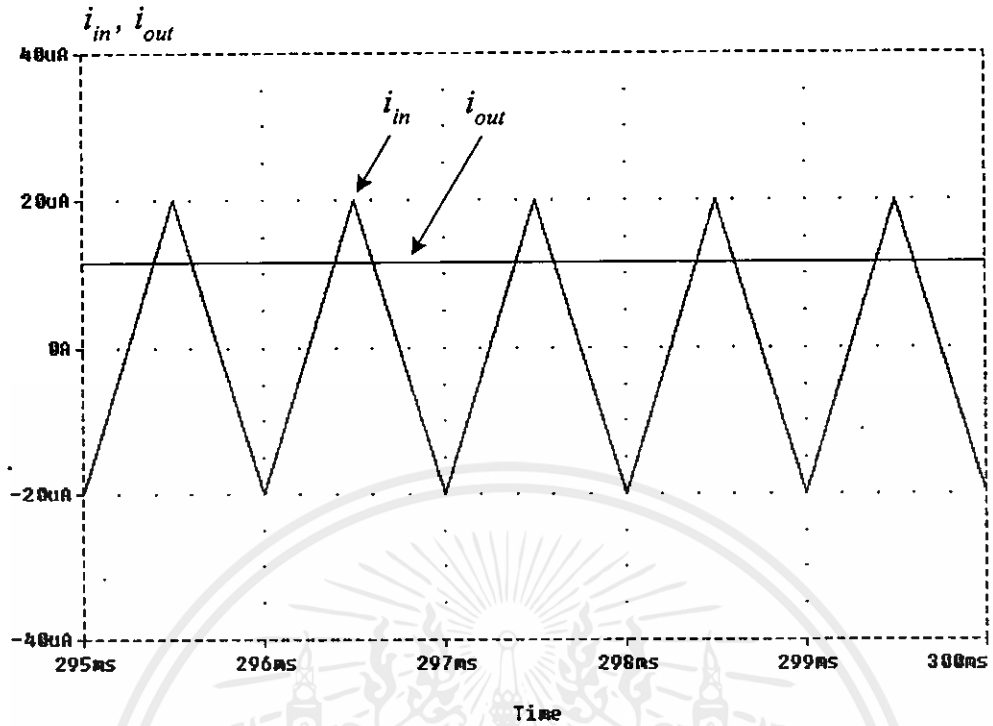
วงจรเปลี่ยนค่า RMS เป็นสัญญาณ DC จะถูกตรวจสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้พารามิเตอร์ที่มอสแสดงในตารางที่ 4.1 วงจรอินทิเกรเตอร์ในรูปที่ 5.2 กำหนดค่า W/L คือ

$30 \mu\text{m}/4 \mu\text{m}$  สำหรับ NMOS ทุกตัว  $I_{B3}$  เท่ากับ  $20 \mu\text{A}$   $C_{AV}$  เท่ากับ  $5 \mu\text{F}$  สำหรับ ripple error 5% และ  $f_{(\min)} = 100 \text{ Hz}$



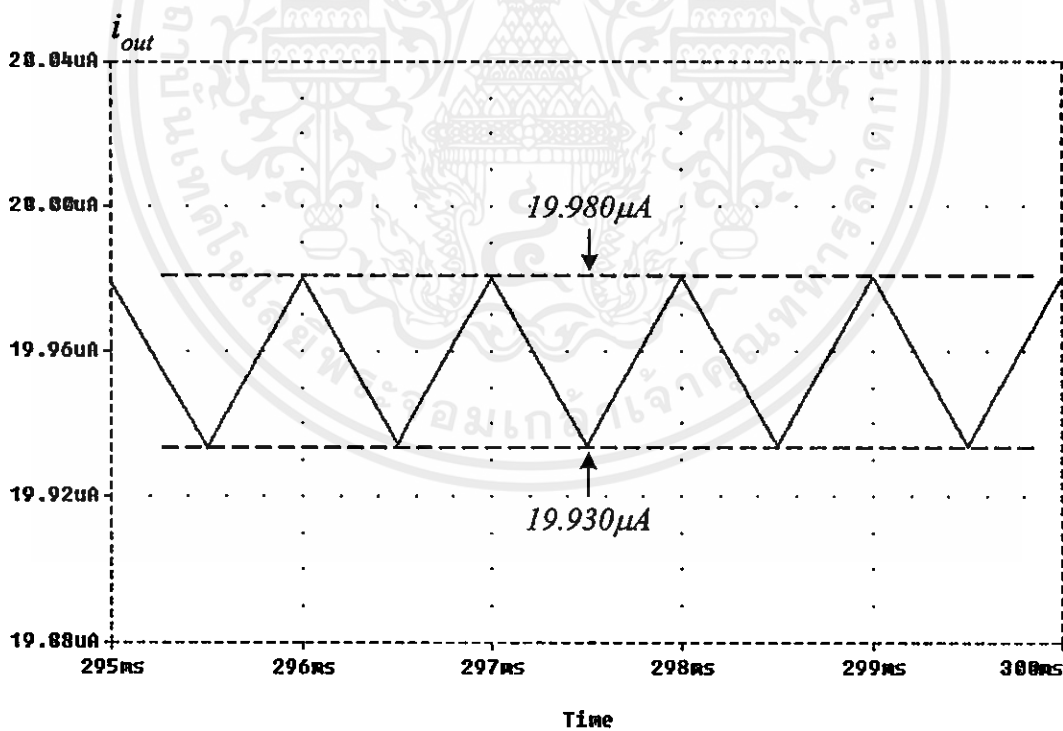
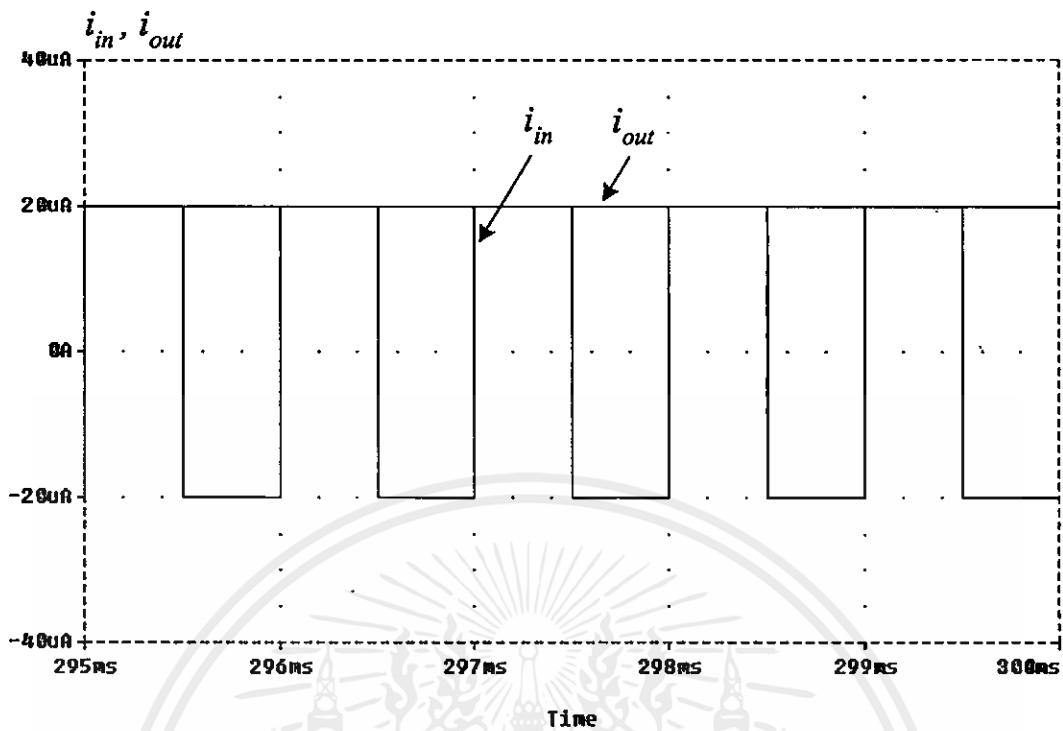
(ข)

รูปที่ 5.4 ผลการจำลองสำหรับอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ความถี่ 1kHz (ก) อินพุต (ข) เอาต์พุต เท่ากับ  $14.16 \mu A$



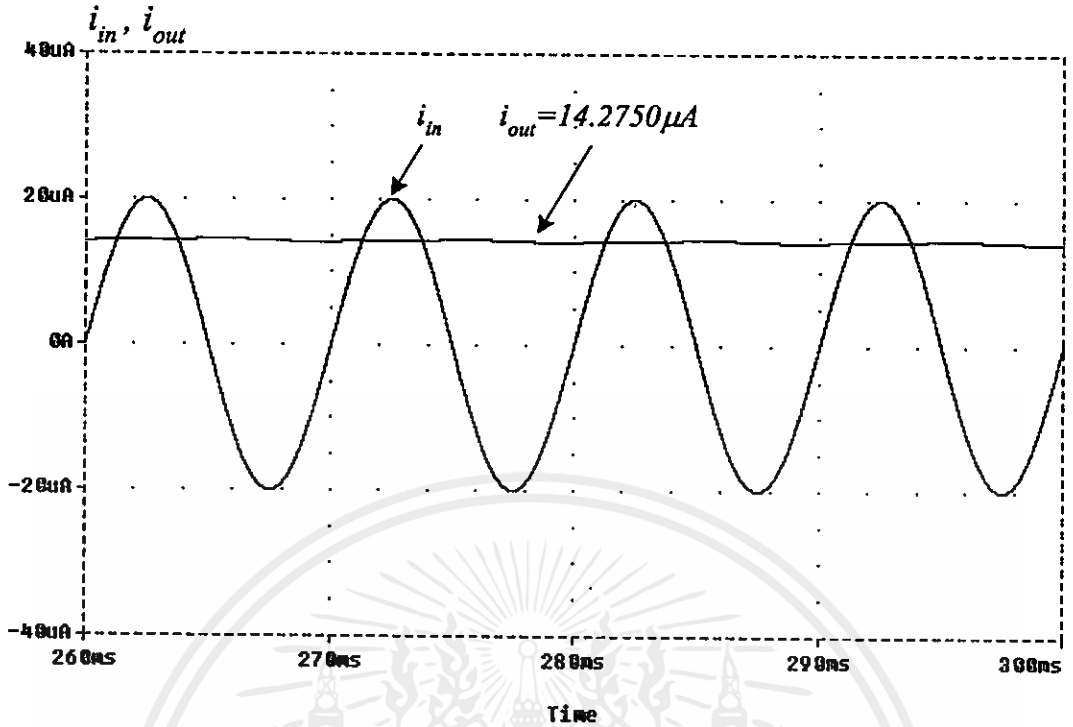
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ข)  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 รูปที่ 5.5 ผลการจำลองสำหรับอินพุตเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 1kHz (ก) อินพุต (ข)

เอาท์พุทเท่ากับ  $11.530\mu A$

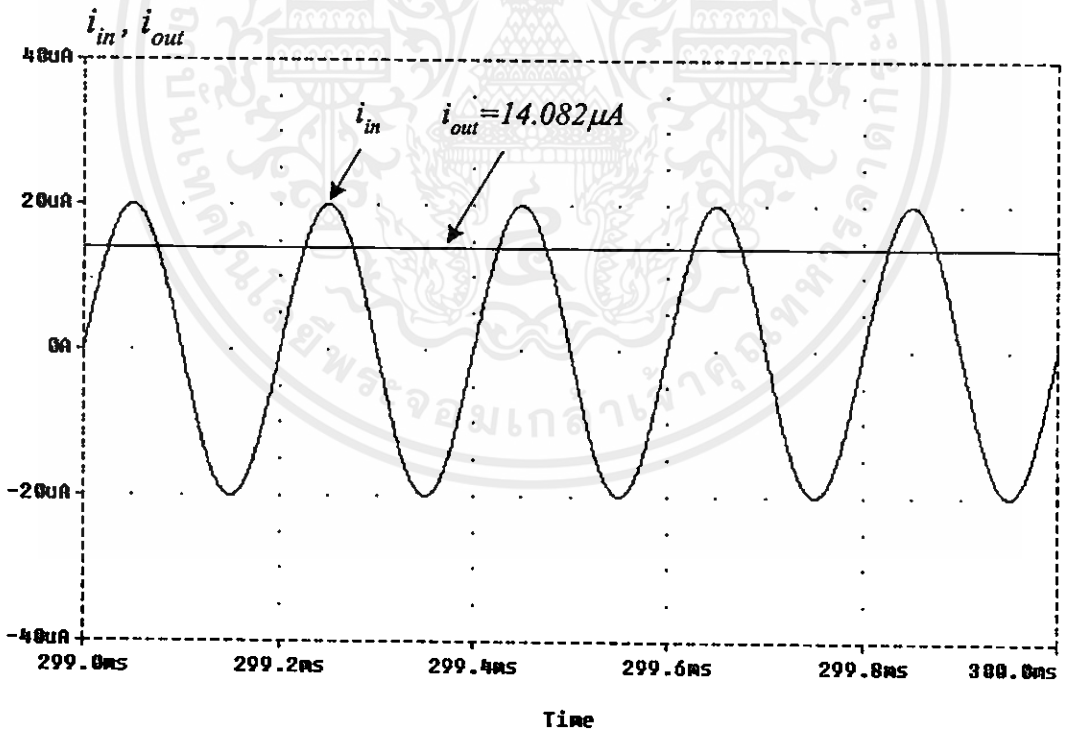


(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**รูปที่ 5.6 ผลการจำลองสำหรับอินพุตเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ 1kHz (ก) อินพุต (ข) เอาต์พุต**  
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งนั้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้  
 เท่ากับ  $19.955\mu\text{A}$

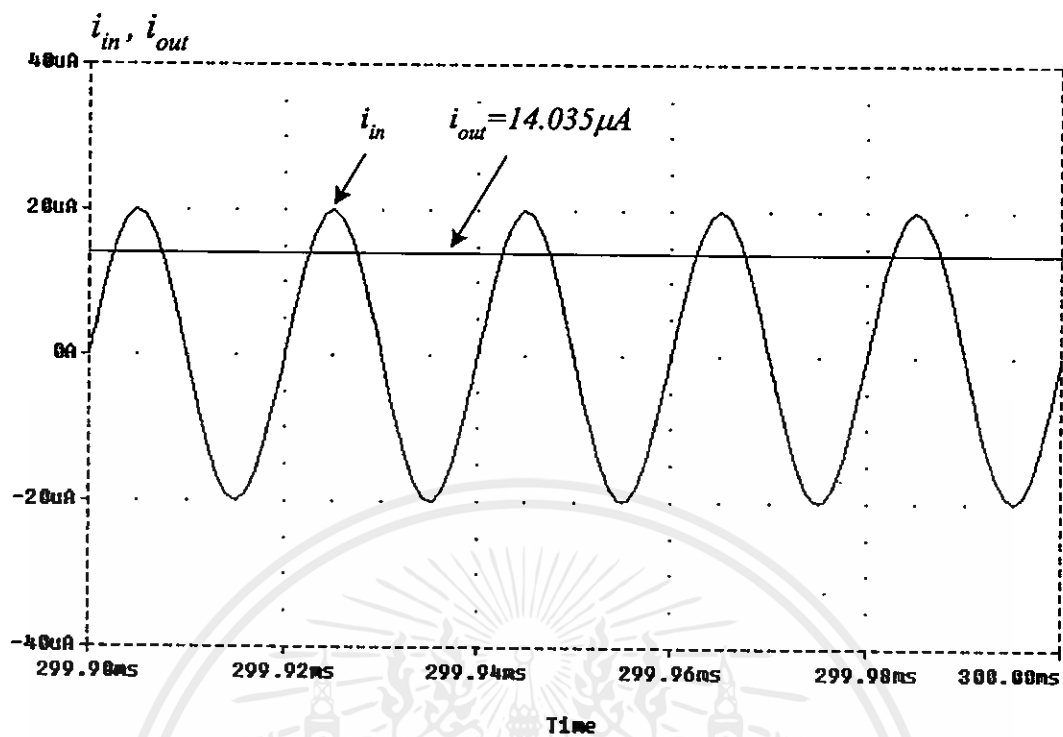


(n)



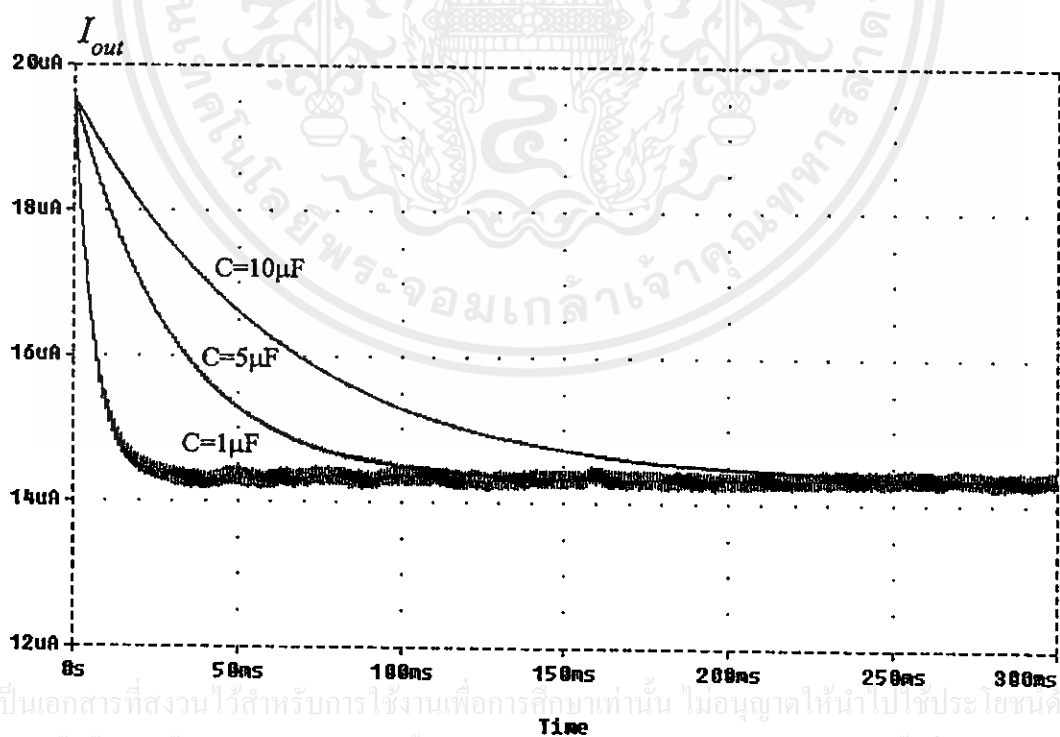
(n)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 5.7 ผลการจำลองการทำงานสำหรับรูปคลื่นไซน์ความถี่ (ก) 100Hz (ข) 5kHz (ค) 50kHz



รูปที่ 5.8 กระแสเอาต์พุตที่ค่า  $C_{AV}$  เท่ากับ  $1 \mu F$   $5 \mu F$  และ  $10 \mu F$

ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.4 ถึง 5.6 แสดงกระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  เมื่อสัญญาณอินพุตคือ สัญญาณรูปคลื่นซายน์ รูปคลื่นสามเหลี่ยม และรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด  $20\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz จากผลการจำลองในรูปที่ 5.4 ได้กระแสเอาต์พุตเท่ากับ  $14.16\mu A$  ในขณะที่ค่าทางทฤษฎีเท่ากับ  $14.14\mu A$  และมีค่า ripple error เท่ากับ 0.28% รูปที่ 5.5 ได้กระแสเอาต์พุตเท่ากับ  $11.53\mu A$  ในขณะที่ค่าทางทฤษฎีเท่ากับ  $11.54\mu A$  และมีค่า ripple error เท่ากับ 0.086% และ รูปที่ 5.6 ได้กระแสเอาต์พุตเท่ากับ  $19.95\mu A$  ในขณะที่ค่าทางทฤษฎีเท่ากับ  $20\mu A$  และมีค่า ripple error เท่ากับ 0.25% จากผลการจำลองที่แสดงในรูปที่ 5.4 ถึง 5.6 จะเห็นว่าค่าที่ได้จากการจำลองมีค่าใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎีซึ่งคำนวณจากสมการ (5.7) และมีค่า ripple error น้อยมาก

ต่อมาเป็นการจำลองการทำงานโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 500Hz 5kHz และ 50kHz ขนาด  $20\mu A_{peak}$  ผลการจำลองที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.7 ผลการจำลองการทำงานได้ดังนี้ ที่ความถี่ 500Hz 5kHz และ 50kHz วงจรให้กระแสเอาต์พุตเท่ากับ  $14.275\mu A$   $14.082\mu A$  และ  $14.035\mu A$  ตามลำดับ ซึ่งค่าทางทฤษฎีคือ  $14.14\mu A$  ส่วน ripple error เท่ากับ 2.45% 0.085% และ 0.057% ตามลำดับ รูปที่ 5.8 แสดงกระแสเอาต์พุตของวงจรเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ขนาด  $20\mu A_{peak}$  ความถี่ 1kHz และเปลี่ยนค่า C เป็น  $1\mu F$   $5\mu F$  และ  $10\mu F$  จากผลการจำลองจะเห็นว่าถ้าใช้ค่า C คำน้อย กระแสเอาต์พุตจะมี ripple มากกว่าการใช้ค่า C ค่ามาก ในขณะที่ถ้าใช้ C ค่ามากกระแสเอาต์พุตจะเข้าสู่สภาวะคงที่ช้ากว่าการใช้ค่า C น้อย

#### 5.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 5 นี้เป็นการนำเอาวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งาน โดยได้นำเอาวงจรคุณสัญญาณที่นำเสนอมาเป็นส่วนหนึ่งของวงจรแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณ DC วงจรแปลงค่า True-RMS เป็นสัญญาณ DC สามารถทำงานได้ดีเป็นที่น่าพอใจเมื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะ

### 6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวงจรคุณลักษณะแบบ 4 ควอดแรนท์ที่ทำงานในคลาส AB ด้วย ซีมอสเทคโนโลยี วงจรสร้างขึ้นจากวงจรถ่วงกำลังสองและวงจรถ่วงออสซิลเลเตอร์ที่กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานแบบอิมิตัว วงจรที่นำเสนอเป็นอินพุทแบบเดียวกันนั้นจึงไม่ต้องการวงจรรายนอกใดๆ มาต่อเป็นวงจรถ่วงหน้า การกำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในคลาส AB จะทำให้วงจรสามารถลดการใช้กำลังงานของวงจรถ่วงได้ ในการจำลองการทำงานกำหนดให้วงจรถ่วงใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2.5$  โวลต์ กระแสไบอัสกำหนด  $10 \mu\text{A}$  ดังนั้นวงจรถ่วงใช้กำลังงาน  $1.57 \text{ mW}$  เมื่อจำลองการทำงานด้วยเทคโนโลยีซิมอส  $0.5 \mu\text{m}$  Level 3 ของ MOSIS ด้วยโปรแกรม PSPICE คุณสมบัติของวงจรมีดังนี้ วงจรมีช่วงอินพุทปฏิบัติงาน  $\pm 40 \mu\text{A}$  และมีแบนด์วิดท์มากกว่า  $100 \text{ MHz}$  โดยคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรถ่วงโดยสรุปแสดงได้ดังในตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ผลการจำลองวงจรถ่วงคุณลักษณะโดยสรุป

| พารามิเตอร์ที่ใช้                 | ค่าที่ได้              |
|-----------------------------------|------------------------|
| เทคโนโลยี                         | $0.5 \mu\text{m}$ CMOS |
| แหล่งจ่ายแรงดัน                   | $\pm 2.5 \text{ V}$    |
| กระแสไบอัส                        | $20 \mu\text{A}$       |
| ช่วงปฏิบัติงานทางอินพุท           | $\pm 40 \mu\text{A}$   |
| THD@10kHz: $20 \mu\text{A}_{p-p}$ | 1.2%                   |
| ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน (-3dB)      | $> 180 \text{ MHz}$    |
| การใช้กำลังงานสูงสุด              | $1.57 \text{ mW}$      |

### 6.2 ข้อเสนอแนะ

วงจรถ่วงคุณลักษณะแบบ 4 ควอดแรนท์ที่ทำงานในคลาส AB เป็นวงจรถ่วงที่นำเสนอโดยใช้หลักการของวงจรรวม วงจรถ่วงคุณลักษณะที่นำเสนอสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายประสาทเทียม ระบบสื่อสาร ระบบอิเล็กทรอนิกส์ การใช้กำลังงานสามารถควบคุมได้จากการไบอัสการทำงาน อย่างไรก็ตามวงจรถ่วงที่นำเสนอจำเป็นต้องมีการพัฒนาต่อไปโดยวงจรถ่วงที่นำเสนอสามารถมีคุณสมบัติที่ดีขึ้นโดยมีแนวทางการพัฒนาดังนี้

- 1) วงจรคอนข้างใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนมากโดยต้องให้มอสทรานซิสเตอร์ถึง 28 ตัว  
ดังนั้นหากลดจำนวนการใช้ทรานซิสเตอร์ลงจะทำให้วงจรลดการใช้กำลังงานลงได้  
มากกว่านี้
- 2) วงจรมีความเป็นเชิงเส้นคอนข้างไม่สูง ซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากใช้วงจรสะท้อน  
กระแสแบบพื้นฐาน การใช้วงจรสะท้อนกระแสที่มีคุณภาพดีว่านี้น่าจะช่วย  
แก้ปัญหานี้ได้ แต่อย่างไรก็ตามการใช้แรงดันของวงจรม่าจะเพิ่มขึ้นด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] H. Wasaki, Y. Horio, and S. Nakamura, "Current multiplier/divider circuit," *Electronics Letters*, vol. 27, pp. 504-506, March 1991.
- [2] A. Ravindran, K. Ramarao, E. Vidal, and M. Ismail, "Compact low voltage four quadrant CMOS current multiplier," *Electronics Letters*, vol. 37, pp. 1428-1429, November 2001.
- [3] O. Oliaei and P. Loumeau, "Four-quadrant class AB CMOS current multiplier," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 2327-2329, December 1996.
- [4] O. Oliaei, and P. Loumeau, "A CMOS class AB current-multiplier," *Proc. 1997 IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, pp. 245-248, June 9-12, 1997.
- [5] K. Wawryn, "AB class current mode multipliers for programmable neural networks," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 1902-1904, September 1996.
- [6] I. Chaisayun, and K. Dejhan, "A versatile CMOS analog multiplier," *IEICE Transaction on Fundamentals*, vol. E86-A, pp. 1225-1232, May 2003.
- [7] N. Saxena and J. J. Clark, "A four-quadrant CMOS analog multiplier for analog neural networks," *IEEE J. Solid-State Circuit*, vol. 29, no. 6, pp. 746-749, June 1994.
- [8] K. Bult and H. Wallinga, "A CMOS four-quadrant analog multiplier," *IEEE Journal Solid-State Circuits*, vol. SC-21, pp. 430-435, June 1986.
- [9] J. S. Pena-Finol and J. A. Connelly, "A MOS four-quadrant analog multiplier using the quarter-square technique," *IEEE Journal Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 1064-1073, December 1987.
- [10] S. -L. Lin, "Low voltage CMOS four-quadrant multiplier," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 2125-2126, December 1994.
- [11] H.-J. Song and C.-K. Kim, "An MOS four-quadrant analog multiplier using simple two-input squaring circuit with source follower," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 841-848, June 1990.
- [12] S.-I. Liu and C.-C. Chang, "CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pool circuits," *IEEE Journal Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1025-1029, September 1995.

- [13] J.-J. Chen, S.-I. Liu, and Y.-S. Hwang, "Low-voltage single power supply four-quadrant multiplier using floating-gate MOSFETs," IEE Proceeding-G Circuits, Devices, and Systems, vol. 145, pp. 40-43, February 1998.
- [14] S. Vlassis and S. Siskos, "Analogue squarer and multiplier based on floating-gate MOS transistors," Electronics Letters, vol. 32, pp. 825-827, April 1998.
- [15] E. Seevinck and R. J. Wiegerink, "Generalized translinear circuit principle," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 26, pp. 1098-1102, August 1991.
- [16] W. Surakamponorn, and K. Kumwachara, "A dual translinear-based true RMS-to-DC converter," IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 47, pp. 459-464, April 1999.
- [17] Z. Wang, "Novel pseudo rms current converter for sinusoidal signals using a CMOS precision current rectifier," IEEE Transaction on Instrumentation Measurement, vol. 39, pp. 670-671, 1990.
- [18] K. Kaewdang, K. Kumwachara, and W. Surakamponorn, "A simple wide-band based true rms-to-dc converter," International Journal of Electronics, vol. 91, pp. 407-420, 2004.
- [19] S. Maheshwari and I. A. Khan, "Simple first-order translinear-C current-mode all-pass section," International Journal of Electronics, vol. 90, pp. 79-85, 2003.
- [20] S. Minaei and M. A. Ibrahim, "General configuration for realizing current-mode first-order all-pass filter using DVCC," International Journal of Electronics, vol. 92, pp. 347-356, 2005.
- [21] V. Riewruja, K. Anuntahirunrat, and W. Surakamponorn, "A class AB CMOS square-rooting circuit," International Journal of Electronics, vol. 85, pp. 55-60, 1998.
- [22] P. E. Allen and D.R. Holberg, CMOS Analog circuit design, New York; Holt Rinehart and Winston, 1987.
- [23] D. A. Johns and K. Martin, Analog integrated circuit design, New York; John Wiley & Sons, 1997.



## ภาคผนวก

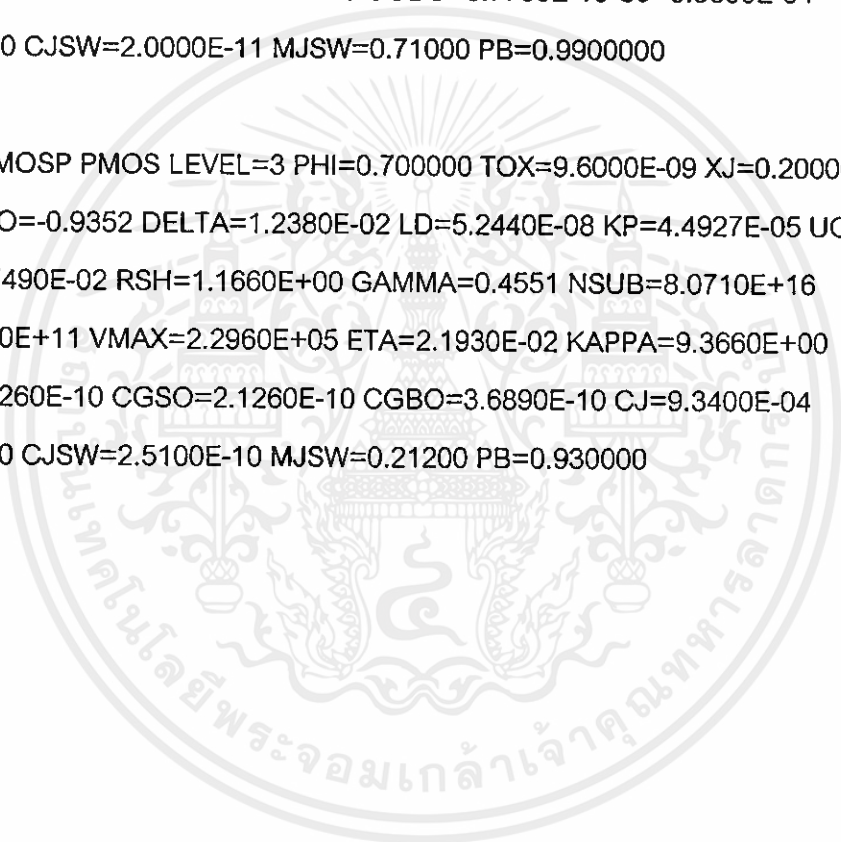
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ภาคผนวก ก.

## พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

.MODEL CMOSN NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U  
 TPG=1 VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04 UO=493.4  
 THETA=1.8120E-01 RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 NSUB=1.1290E+17  
 NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 KAPPA=1.6100E-01  
 CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04  
 MJ=0.76700 CJSW=2.0000E-11 MJSW=0.71000 PB=0.9900000

.MODEL CMOSP PMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 XJ=0.200000U  
 TPG=-1 VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-02 LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 UO=124.9  
 THETA=5.7490E-02 RSH=1.1660E+00 GAMMA=0.4551 NSUB=8.0710E+16  
 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 ETA=2.1930E-02 KAPPA=9.3660E+00  
 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 CGBO=3.6890E-10 CJ=9.3400E-04  
 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 MJSW=0.21200 PB=0.930000



ภาคผนวก ข  
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา

รอสาสี ดือเร๊ะ และ สุชาติ คุณทวีเทพ “วงจรคุณสัจญาณกระแสทำงานในคลาส AB ใช้เทคโนโลยี  
ซีมอส,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 21, ฉบับที่ 2, หน้า 67-71, มิถุนายน 2547.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล รอสาลี คือเร๊ะ  
 วัน เดือน ปีเกิด 1 สิงหาคม 2518 ที่จังหวัดปัตตานี  
 ประวัติการศึกษา 2544 ปริญญาตรี สาขา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์  
 มหาวิทยาลัยเกษมบัณฑิต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้