

วงจรถ่ายทอดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้  
โอเพอริเอชันแบบหลายเอาต์พุต

AN ELECTRONIC TUNABLE MULTIPHASE SINUSOIDAL  
OSCILLATOR USING MULTIPLE OUTPUTS OPERATIONAL  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER

ศาสตราจารย์ ดร. สดุดี จันทนปัญญานุกูล  
SADUDEE JANTANAPANUKUL

วิทยานิพนธ์นี้จัดทำขึ้นเพื่อขอรับการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

จากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

กรุงเทพมหานคร ๒๕๕๐

๒๕๕๐

วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้  
โอทีเอแบบหลายเอาต์พุต

AN ELECTRONIC TUNABLE MULTIPHASE SINUSOIDAL  
OSCILLATOR USING MULTIPLE OUTPUTS OPERATIONAL  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER



สดุดี จินตนปัญญา

SADUDEE JINTANAPANYA

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน **71580**  
วัน,เดือน,ปี **22 พ.ค. 2550**

b. **117 55362**  
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

**AN ELECTRONIC TUNABLE MULTIPHASE SINUSOIDAL  
OSCILLATOR USING MULTIPLE OUTPUTS OPERATIONAL  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER**

**SADUDEE JINTANAPANYA**

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

**2007**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอแบบหลายเอาต์พุต
นักศึกษา	นางสาวสศุณี จินตณปัญญา
รหัสนักศึกษา	47061056
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ชนิดหลายเฟส โดยใช้โอทีเอแบบหลายเอาต์พุตและใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสประกอบด้วยวงจรรองสัญญาณอันดับที่หนึ่งต่ออนุกรมกัน  $n$  วงจร ซึ่งสามารถสร้างกระแสเอาต์พุตที่มีขนาดสัญญาณเท่าๆ กันในแต่ละเฟส ความถี่ที่เกิดขึ้นสามารถปรับจูนได้โดยไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการกำเนิดความถี่ นอกจากนี้วงจรมีโครงสร้างง่ายๆ มีอุปกรณ์น้อย สามารถนำไปประยุกต์ใช้สำหรับไอซี ผลลัพธ์ทางทฤษฎียืนยันได้โดยจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ชนิดหลายเฟสสามารถสร้างสัญญาณไซน์ที่มีความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz

<b>Thesis Title</b>	An Electronic Tunable Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Multiple Outputs Operational Transconductance Amplifier
<b>Student</b>	Miss Sadudee Jintanapanya
<b>Student ID.</b>	47061056
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

## **ABSTRACT**

This thesis proposes an intergrable multiphase sinusoidal oscillator using multiple-output operational transconductance amplifier and grounded capacitors is also described. The proposed multiphase sinusoidal n-output current equal-amplitude signals that are equally spaced in phase. The oscillating frequency can be electronically tunable without affecting the condition of oscillation. The proposed circuit also enjoys having simple structure, low component count, low active and passive sensitivities, and suitable for IC implementation. The theoretical results are verified by PSpice simulation. Simulation results show that a multiphase sinusoidal oscillator can be generated the high frequency of sinusoidal.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่ให้ความช่วยเหลือให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ คุณมนตรี คำเงิน ที่ช่วยให้คำปรึกษาคำแนะนำและให้ข้อมูลต่างๆ ในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาบางอย่าง ซึ่งเป็นผู้มีส่วนช่วยเป็นอย่างมากทำให้ผู้วิจัยเข้าใจในปัญหานั้น

ขอขอบคุณ คุณไพบูรณ์ ผู้ประกาย ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแนะนำการเขียนวิทยานิพนธ์ และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคนที่เป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่านทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

สจตุติ จินตณปัญญา

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	1
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 ทฤษฎีและการทำงานของมอสเฟต.....	3
2.1.1 บทนำ.....	3
2.1.2 มอสเฟตชนิดเอนฮานซ์เมนต์.....	4
2.1.3 มอสเฟตชนิดดีพีอี.....	12
2.1.4 วงจรสมมูลของมอสเฟต.....	13
2.1.5 ผลตอบสนองทางความถี่.....	17
2.1.6 แบบจำลองของมอสเฟต.....	22
2.1.7 การเปรียบเทียบกับไบโพลาร์.....	25
บทที่ 3 ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ.....	27
3.1 บทนำ.....	27
3.2 ทฤษฎีการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....	27

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	28
3.4 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร.....	29
3.5 หลักการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	32
3.5.1 สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจร.....	32
3.5.2 สภาวะการสร้างสัญญาณ.....	32
3.5.3 สภาวะรักษาการสร้างสัญญาณ.....	32
3.5.4 หน้าที่สำคัญ ๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	33
3.5.5 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	33
3.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ.....	35
3.6.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง [5] .....	35
3.6.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อปแอมป์ [4] .....	37
3.6.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอทีเอ [7] .....	39
3.7 ทฤษฎีการทำงานของโอทีเอ.....	41
3.7.1 หลักการทำงานของโอทีเอ.....	41
3.7.2 หลักการทำงานพื้นฐานของโอทีเอ.....	46
3.8 ลักษณะของวงจรที่น่าเสนอ.....	57
3.9 บทสรุป.....	62
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	63
4.1 บทนำ.....	63
4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสที่น่าเสนอ.....	63
4.3 การจำลองการทำงานและผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	64
4.4 บทสรุป.....	69
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	70
บรรณานุกรม.....	72

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	76
ภาคผนวก ก ทฤษฎีการทำงานของมอส.....	77
ภาคผนวก ข พารามิเตอร์ซีมอส 0.5 $\mu\text{m}$ AMI Level 3 ของ MOSIS.....	83
ภาคผนวก ค บทความที่ได้รับการตีพิมพ์.....	85
ประวัติผู้เขียน.....	92

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม PSpice.....	24
3.1 เงื่อนไขและความถี่ในการออกสวิตช์เลดของวงจร MSO.....	62
4.1 แสดงขนาดของมอสทรานซิสเตอร์.....	65

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลและชนิดพีแชนแนล.....	3
2.2 โครงสร้างของมอสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล.....	4
2.3 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงต่าง ๆ.....	6
2.4 แบบจำลองการทำงานของมอสเฟต (ก) NMOS (ข) PMOS.....	8
2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D - V_{DS}$ ตามสมการ (2.4) เมื่อ $\lambda = 0$ .....	10
2.6 คุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์.....	11
2.7 โครงสร้างของซีมอส.....	12
2.8 มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน ชนิดเอ็นแชนแนล (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์.....	13
2.9 เส้นคุณสมบัติระหว่าง $I_D - V_{DS}$ ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน ชนิดเอ็นแชนแนล...	14
2.10 เส้นคุณสมบัติระหว่าง $I_D - V_{GS}$ ของมอสเฟตทั้งหมด.....	14
2.11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (ก) ไม่พิจารณาผลของ $\lambda$ ขณะทำงาน ในช่วงอิมิตัว (ข) พิจารณาผลของ $\lambda$ โดยเพิ่มความต้านทานที่เอาท์พุต.....	15
2.12 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต กรณีที่ฐานรองไม่ได้ต่อกับซอส.....	17
2.13 (ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสเฟตที่ความถี่สูง (ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีซอส ต่อกับฐานรอง (ค) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณี $C_{db}$ มีค่าน้อยมาก.....	19
2.14 การหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร.....	21
3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....	29
3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก.....	29
3.3 แสดงความหมายของเกณฑ์ของบาร์คัสเช่น.....	31
3.4 ลักษณะความถี่ของสัญญาณเมื่อเทียบกับรูปคลื่นในอุดมคติ.....	34
3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ทกเฟส [5] .....	36
3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟส [5] .....	37
3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสโดยใช้การป้อนกลับของออปแอมป์ [4] .....	38
3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสโดยใช้การป้อนกลับของออปแอมป์ และใช้วินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ [4] .....	39
3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [7] .....	40
3.10 วงจร OTA-C ที่พัฒนามาจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 3.9 [7] .....	41

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ.....	42
3.12 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ.....	42
3.13 (ก) สัญลักษณ์ของโอทีเอ (ข) สัญลักษณ์วงจรสมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ.....	43
3.14 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ.....	44
3.15 ผลการตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ.....	45
3.16 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง.....	46
3.17 ความสัมพันธ์กระแสเอาต์พุตของโอทีเอเมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต.....	47
3.18 สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ.....	49
3.19 วงจรสะท้อนกระแส (ก) แบบพื้นฐาน (ข) แบบวิลสัน.....	49
3.20 วงจรสมมูลของโอทีเอ.....	54
3.21 โครงสร้างพื้นฐานภายในของโอทีเอ.....	55
3.22 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสของโอทีเอ (ข) ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุตกับ กระแสไบอัสของโอทีเอ.....	56
3.23 สัญลักษณ์ของโอทีเอแบบหลายเอาต์พุต.....	57
3.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร MSO.....	58
3.25 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของวงจร MSO ที่นำเสนอ.....	59
3.26 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสที่นำเสนอโดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต.....	60
3.27 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ $n$ เฟสที่นำเสนอโดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต.....	61
4.1 การนำโอทีเอแบบหลายเอาต์พุตมาประยุกต์ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน.....	64
4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร MSO แบบสามเฟส $C_1 = 10 \text{ pF}$ , $C_2 = 20.12 \text{ pF}$ , $I_{abc} = 250 \text{ }\mu\text{A}$ .....	65
4.3 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร MSO แบบหกเฟส $C_1 = 10 \text{ pF}$ , $C_2 = 20.12 \text{ pF}$ , $I_{abc} = 250 \text{ }\mu\text{A}$ .....	66
4.4 การเปลี่ยนแปลงของการออสซิลเลตความถี่กับกระแสไบอัส $C_1 = 10 \text{ pF}$ , $C_2 = 20.12 \text{ pF}$ .....	67
4.5 การเปลี่ยนแปลงของการออสซิลเลตความถี่กับตัวเก็บประจุ $C_2$ ซึ่งมีค่าคงที่ $I_{abc} = 500 \text{ }\mu\text{A}$ .....	68
4.6 กระแสเอาต์พุตของวงจร MSO ที่นำเสนอโดยมี $C_1 = 10 \text{ pF}$ , $C_2 = 20.12 \text{ pF}$ .....	69

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมได้วิวัฒนาการไปอย่างรวดเร็ว และต่อเนื่อง เทคโนโลยีในการออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ก็เช่นกัน ดังนั้นเทคโนโลยีทางด้าน ซีมอสซึ่งได้ถูกพัฒนามาอย่างต่อเนื่องเช่นกันและยังสามารถนำไปใช้งานได้ทั้งวงจรร้านนอก และด้านดิจิทัล แต่ในวงจรทั่วไปมีการใช้งานอยู่สองลักษณะคือการใช้งานทางด้านกระแสและ การใช้งานทางด้านแรงดัน และในปัจจุบันนี้การใช้งานของ OTA กำลังได้รับความสนใจเพิ่มมากขึ้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเป็นการศึกษาเพื่อนำซิมอสมาออกแบบเป็นออปเปอร์เรชันแอมพลีไฟเออร์ (Operational Transconductance Amplifier) หรือ OTA ซึ่งสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่มีผลกระทบกับเงื่อนไขของการกำเนิดความถี่

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ปัจจุบันวงจรที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซิมอสเป็นที่นิยมกันอย่างกว้างขวางในการออกแบบ วงจรรวม (VLSI) ขนาดของวงจรไม่สามารถปรับค่าความถี่ในการออสซิลเลตได้ แรงดันไฟเลี้ยงสูง สิ่งเหล่านี้เป็นปัญหาที่ต้องปรับปรุงในการออกแบบ เพื่อให้การทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพ เพิ่มขึ้น ไม่ว่าจะเป็นความสามารถในการปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แรงดันไฟเลี้ยงต่ำลง ในการปรับปรุงนี้ทำให้สามารถพัฒนาอุปกรณ์ที่ใช้งานต่างๆ ให้มีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น ดังนั้น จึงได้ทำการปรับปรุงการออกแบบวงจรรีเลย์อิเล็กทรอนิกส์ให้สามารถใช้งานได้ดี การตอบสนองในการทำงานที่ดี เหมาะที่จะนำไปใช้งานออกแบบวงจรรวม และกับอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กๆ ได้ต่อไปในอนาคต

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สมมติฐานของงานวิจัยที่นำเสนอเป็นการใช้ OTA [7] แทนออปแอมป์หรือวงจรรายพาน รุนที่สองควบคุมด้วยกระแสที่ใช้กันในอดีต ออกแบบซึ่งสามารถช่วยแก้ไขข้อเสียในเรื่องของ ความสามารถในการปฏิบัติงาน ความถี่สูงถูกกำหนดโดยค่า Gain Bandwidth Product (GBW) และออปแอมป์มักจะใช้แหล่งจ่ายสูง เนื่องจากออปแอมป์สามารถแยกความถี่สูงๆ ได้ [20] วงจร จะมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนแต่การปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ยังมีข้อบกพร่องอยู่ [3]-[4] ดังนั้น

จึงได้นำ OTA มาช่วยแก้ไขปัญหานี้ โดยให้อยู่ในขอบเขตของการใช้ค่า W/L ที่มีค่าไม่มากและจำนวนของมอสทรานซิสเตอร์ให้น้อยที่สุดที่สามารถจะเป็นไปได้

#### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาถึงเมื่อ OTA ที่มีกราวด์สองตัวที่ตัวเก็บประจุและที่กระแสเอาต์พุต จะมีเฟสตรงกัน โดยวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่นำเสนอในเรื่องของการกำเนิดความถี่จะถูกควบคุมโดยการปรับค่ากระแสหรือค่าของแรงดัน จึงทำให้สามารถปรับค่าความถี่ในการออสซิลเลตและปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ การใช้อุปกรณ์ที่เป็นแบบแพสซีฟและแอคทีฟโดยสร้างบนพื้นฐานของวงจรสายพานรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Control Current Conveyors) [1] ซึ่งการใช้พื้นฐานของวงจรสายพานรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสใช้ได้กับเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์แต่ไม่สามารถรับรองการเกิดสัญญาณไซน์ที่มีความถี่สูงๆ ได้ แต่เมื่อนำหลักการของ OTA มาใช้ ดังนั้นจึงทำให้วงจรที่นำเสนอแก้ไขปัญหานี้ได้ จึงเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นไอซี [2] ทั้งในเทคโนโลยีแบบซีมอสและในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์

#### 1.5 ขอบเขตของงานวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาถึงการนำเอาซีมอสทรานซิสเตอร์มาออกแบบเป็นออปเปอร์เรชันแอมพลีฟายเออร์คอนตักแดนซ์แอมพลิไฟเออร์โดยใช้ OTA แบบหลายเอาต์พุต โดยการจำลองวงจรได้ใช้พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ 0.5  $\mu\text{m}$  AMI Level 3 ของ MOSIS ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ผลการจำลองแสดงถึงค่าต่างๆ ที่เมื่อนำเอาหลักการของ OTA เข้ามาช่วยเพื่อให้ผลของการจำลองการทำงานที่ดีขึ้นกว่าหลักการเดิม

#### 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ขั้นตอนของการศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เริ่มจากผู้วิจัยศึกษาทฤษฎีและหลักการต่าง ๆ ที่ใช้เกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ให้เหมาะสม หลังจากนั้นได้ทำการออกแบบวงจรและทำการจำลองการทำงานของวงจรที่ออกแบบ แล้วนำผลการจำลองมาเปรียบเทียบกับหลักการเดิม

# บทที่ 2

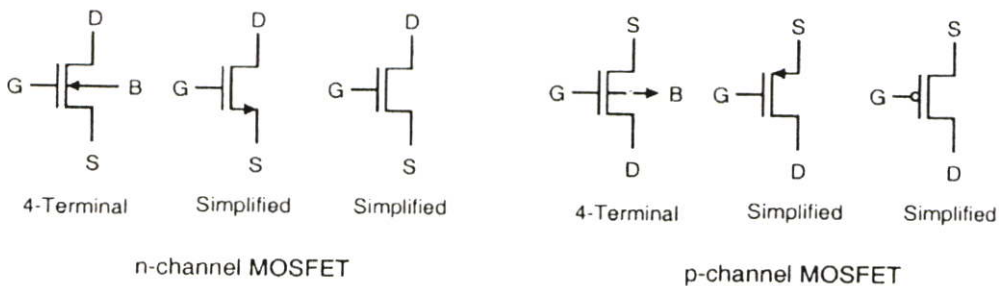
## ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 ทฤษฎีและการทำงานของมอสเฟต

#### 2.1.1 บทนำ

มอสเฟต (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor หรือ MOSFET) หรือ มอสทรานซิสเตอร์ สำหรับแนวความคิดในการสร้างมอสทรานซิสเตอร์นั้นมีมาก่อนการสร้าง ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) โดยในตอนต้นของทศวรรษที่ 1930 ได้มีหลักฐาน แสดงถึงการจดสิทธิบัตรสำหรับอุปกรณ์ที่คล้ายกับซิลิกอนมอสเฟตสมัยใหม่ แต่ไม่ได้ถูกสร้างขึ้น จากซิลิกอน ซึ่งในสมัยนั้นการควบคุมกระบวนการสร้างในการควบคุมรอยสัมผัสหรือรอยต่อของ ฉนวนกับสารกึ่งตัวนำ (Insulator-Semiconductor Interface) นั้นทำได้ยาก และยังขาดความเข้าใจ ในกระบวนการของฉนวนและสารกึ่งตัวนำ ทำให้อุปกรณ์ที่คล้ายมอสเฟตในสมัยนั้นไม่สามารถที่จะ นำไปใช้งานจริงได้ จนกระทั่งได้มีการคิดค้นกระบวนการ Silicon Planer และเทคโนโลยี สมัยใหม่ที่สามารถควบคุมรอยต่อระหว่างออกไซด์และซิลิกอน ทำให้มอสเฟตสามารถนำมาใช้ งานได้จริง และใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปลายทศวรรษที่ 1970

มอสเฟตเป็นทรานซิสเตอร์ที่ทำงานโดยผลของสนามไฟฟ้า โดยสามารถแบ่งออกได้เป็น ประเภทต่าง ๆ ได้มากมายขึ้นอยู่กับเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่ง เช่น ถ้าแบ่งตามชนิดของพาหะที่ใช้ใน การนำกระแส จะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ มอสเฟตชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น (N-Channel MOSFET) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้อิเล็กตรอนในการนำกระแส และมอสเฟตชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดพี (P-Channel MOSFET) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้โฮลเป็นพาหะในการ นำกระแส โดยสัญลักษณ์แสดงมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและเอ็น แสดงดังรูปที่ 2.1 และถ้าแบ่ง มอสทรานซิสเตอร์ตามลักษณะการทำงาน จะสามารถแบ่งได้สองลักษณะ คือ ทรานซิสเตอร์แบบ เอนฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode Transistor) และทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode Transistor)



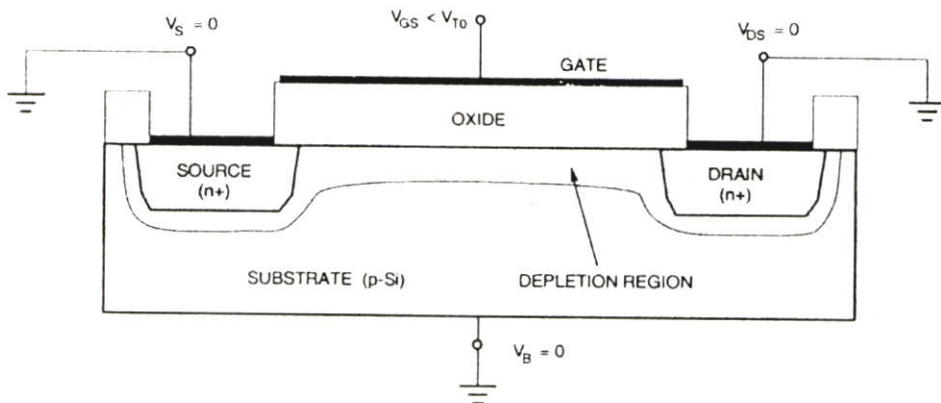
รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนลและชนิดพีแชนแนล

### 2.1.2 โมสเฟตชนิดเอนฮานซ์เมนต์

โมสทรานซิสเตอร์ชนิดเอนฮานซ์เมนต์ถูกใช้กันอย่างแพร่หลายมากกว่าชนิดดีฟิชั่น โดยหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและคุณสมบัติในการทำงานของโมสทรานซิสเตอร์ชนิดเอนฮานซ์เมนต์ และในที่สุดท้ายของหัวข้อนี้จะอธิบายถึงซีมอส (CMOS)

#### 2.1.2.1 โครงสร้าง

รูปที่ 2.2 แสดงถึงโครงสร้างของโมสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล ซึ่งส่วนของซอร์ส (Source) และเดรน (Drain) สร้างขึ้นจากการแพร่อะตอมของสารเจือชนิดเอ็น (n-type) ที่มีความหนาแน่นสูง ( $n^+$ ) เข้าไปในแผ่นผลึกฐานรอง (Body หรือ Substrate) ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-type) ซึ่งเป็นแผ่นผลึกซิลิกอนรูปเดี่ยว (Single-Crystal Silicon Wafer) และส่วนของเกต (Gate) จะเป็นโลหะ (Metal) หรือชั้นของโพลีซิลิกอน ซึ่งซ้อนกันอยู่บนชั้นของออกไซด์ โดยมีโลหะอลูมิเนียมเป็นขั้วต่อไฟฟ้าของส่วนเกตกับโพลีซิลิกอน และเป็นขั้วต่อไฟฟ้าของซอสและเดรนด้วย



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของโมสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์ชนิดเอ็นแชนแนล

การทำงานของโมสทรานซิสเตอร์ชนิดเอนฮานซ์เมนต์ ซึ่งอธิบายเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนแนล สามารถพิจารณาได้ตามโครงสร้างรูปที่ 2.3 ซึ่งแสดงถึงการทำงานในช่วงต่างๆ ของ  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$  จากรูป 2.3 (ก) ขาซอส ขาเดรน และฐานถูกต่อลงกราวด์ ในกรณีนี้มีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานคล้ายกับตัวเก็บประจุ โดยที่เกตและผิวของซิลิกอนได้ฉนวนซิลิกอนไดออกไซด์จะทำหน้าที่เหมือนแผ่นระนาบ (Plate) ของตัวเก็บประจุ ซึ่งจะมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนคั่นอยู่ระหว่างกลาง ถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบ ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮลจะถูกดูดเข้ามาสะสมบริเวณแชนแนล มีผลทำให้บริเวณแชนแนลกลายเป็น  $p^+$  และเรียกว่า แชนแนลสะสม (Accumulate Channel) ส่วนบริเวณซอสและเดรนที่เป็น  $n^+$  จะถูกแยกจากกันด้วยแชนแนล  $p^+$  เมื่อมองในลักษณะของวงจรมูลแล้ว จะพบว่ามิลักษณะเหมือนกับไดโอดสองตัวหันหลังชนกัน

(Back-to-Back Diode) ดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้ แรงดันที่ขอสเตรนจะต้องมีค่ามากๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะเป็นกระแสรั่วไหล (Leakage Current) หรือกรณีที่แรงดันขอสมีค่ามากจนทำให้ทรานซิสเตอร์เบรคดาวน

ในกรณีที่แรงดันเกตมีค่าเป็นบวกเล็กน้อย ประจุบวกข้างใต้เกตจะถูกผลักออกไป ทำให้แชนแนลเปลี่ยนไปเป็น  $p^-$  และจะกลายเป็นบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) เมื่อแรงดันที่เกตเพิ่มมากขึ้น ประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะถูกดึงดูดมาที่บริเวณแชนแนล และแชนแนลจะแปรสภาพเป็นบริเวณ  $n$  ตามรูปที่ 2.3 (ข) ซึ่งจะเชื่อมต่อบริเวณขอสและเดรนเข้าด้วยกัน ถูกเรียกว่าแชนแนล กลับ (Inverted Channel) ค่าแรงดันเกตขอสที่มีผลทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้เกตมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวณฐานรอง เป็นนิยามของแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์ (Transistor Threshold Voltage) มีสัญลักษณ์เป็น  $V_T$  สำหรับค่าแรงดันเกตขอสมีค่ามากกว่า  $V_T$  จะมีแชนแนลเกิดขึ้น และจะเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างเดรนและขอสได้ สำหรับกรณีค่าแรงดันที่เกตขอสน้อยกว่า  $V_T$  โดยปกติแล้วจะสมมติว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานและไม่มีกระแสไหลระหว่างขอสและเดรน อย่างไรก็ตามการสมมติว่าไม่มีกระแสไหลระหว่างขอสและเดรนในขณะที่ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานนั้น เป็นเพียงการประมาณเท่านั้น แต่ในความเป็นจริงสำหรับแรงดันที่เกตมีค่าใกล้เคียง  $V_T$  จะไม่ใช่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใด แต่จะเกิดการไหลของกระแสขีดเริ่ม (Subthreshold Current) ในปริมาณที่เล็กน้อย

เมื่อแรงดัน  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่า  $V_T$  จะทำให้เกิดแชนแนลขึ้น ดังนั้นเมื่อ  $V_{GS}$  เพิ่มขึ้นความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนแนลก็จะเพิ่มขึ้นด้วย จึงสรุปได้ว่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม  $V_{GS} - V_T$  ซึ่งสามารถนิยามได้เป็นแรงดันเกตขอสประสิทธิผล (Effective Gate-Source Voltage) ใช้สัญลักษณ์  $V_{eff}$  ดังนั้นค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนแสดงได้โดย

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

โดยที่  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุทางไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

เมื่อแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย จะทำให้เกิดค่าความต่างศักย์ที่ขอสเดรน มีผลทำให้เกิดกระแสไหลจากเดรนไปขอสได้ ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  และกระแส  $I_D$  จะเหมือนกับกรณีของความต้านทาน โดยจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

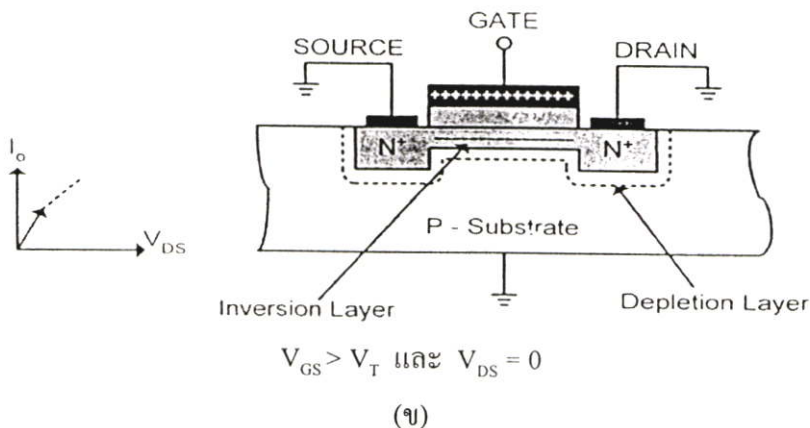
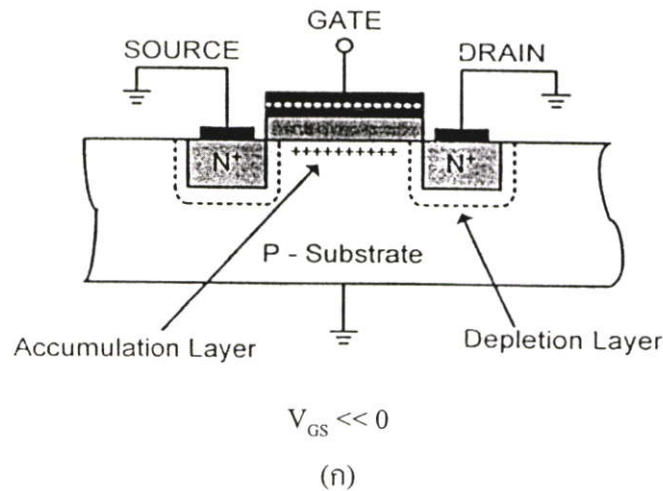
$$I_D = \mu Q \frac{W}{L} V_{DS} \quad (2.2)$$

ขณะที่  $\mu$  เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอน และ  $Q$  เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในแกนแนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการ (2.1) และ (2.2) จะได้

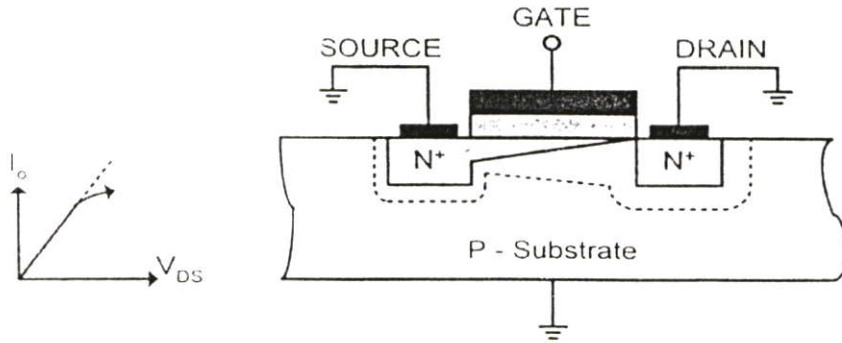
$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.3)$$

สมการ (2.3) เป็นความสัมพันธ์ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีของแรงดันเดรนขอสมีค่าเข้าใกล้ศูนย์

การทำงานของทรานซิสเตอร์ในเชิงโครงสร้างสามารถอธิบายได้ตามรูปที่ 2.3 (ข) โดยเมื่อ  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่า  $V_T$  และ  $V_{DS}$  เท่ากับศูนย์ ซึ่งในขณะนั้นแกนแนลจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้น แต่จะไม่มีกระแสไหล เนื่องจากแรงดันระหว่างซอสและเดรนมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ และเมื่อให้แรงดัน  $V_{DS}$  ค่าน้อยๆ จนถึงค่าๆ หนึ่งจะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านแกนแนลได้ ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จะเสมือนเป็นตัวต้านทาน โดยมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ (2.3) และแสดงได้ด้วยกราฟในรูปที่ 2.3 (ข) และสำหรับค่า  $V_{DS}$  น้อยๆ จะเห็นว่า  $I_D$  กับ  $V_{DS}$  สัมพันธ์กันอย่างเส้นเชิง

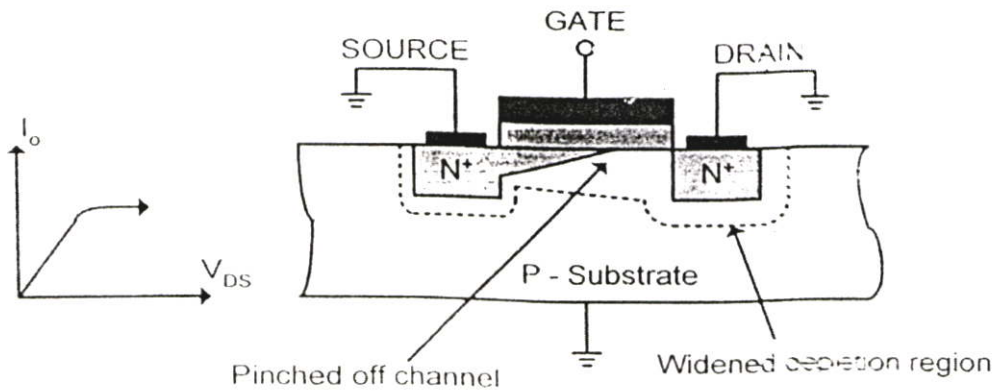


รูปที่ 2.3 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงต่างๆ



$$V_{GS} > V_T \text{ และ } V_{DS} = V_{GS} - V_T$$

(ก)



$$V_{GS} > V_T \text{ และ } V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

(ง)

### รูปที่ 2.3 (ต่อ)

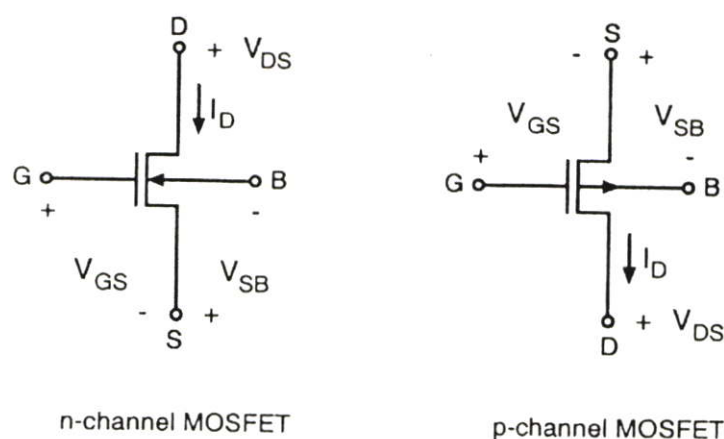
เมื่อแรงดันเดรนซอสเพิ่มมากขึ้นความหนาแน่นของประจุพาหะที่แชนแนลจะลดลงตามแนวแชนแนลจากซอสไปเดรน ตามรูปที่ 2.3 (ก) การลดลงของประจุพาหะในแชนแนลนี้มีผลทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมแชนแนลที่ตำแหน่งต่างๆไม่เท่ากัน กล่าวคือ สมมติว่าแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าแรงดันที่ซอส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากซอสไปเดรนอย่างต่อเนื่องภายในแชนแนล มีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและแชนแนลจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $V_{GS}$  ที่ตำแหน่งทางด้านซอสและแรงดันเกตแชนแนลจะมีค่าต่ำสุดที่ตำแหน่งด้านปลายของเดรน และแรงดันเกตที่ทำให้เกิดแชนแนล คือ  $V_G = V_{GS} - V_T$  (เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  กระแสจะไม่ไหลและไม่มีแชนแนลเกิดขึ้น) เพื่อที่จะทำให้แชนแนลเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนสุดปลายด้านเดรน แรงดันเกตจะต้องมีค่ามากกว่า  $V_{DS}$  นั่นคือ  $V_G > V_{DS}$  หรือ  $(V_{GS} - V_T) > V_{DS}$  ซึ่งหมายถึง แรงดันที่เกตเมื่อเปรียบเทียบกับ

ทุกจุดในแนวแกนแนลจะต้องมีศักย์เป็นบวกจึงจะทำให้เกิดแซนแนล โดยในขณะนี้นทรานซิสเตอร์ทำงานและอยู่ในช่วงไม่อิ่มตัว กระแสเดรน  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของแรงดัน  $V_{DS}$  อย่างไรก็ตามเป็นเชิงเส้นตามกราฟในรูปที่ 2.3 (ค) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้ ( $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ ) เรียกว่า ช่วงไม่อิ่มตัว เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งค่า  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเข้าสู่สภาวะอิ่มตัว และลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จะแสดงได้ดังรูป 2.3 (ค)

เมื่อค่าของแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นไปจนกระทั่ง  $V_{DS} > V_{GS} - V_T$  ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมแซนแนลที่ปลายด้านเดรนจะมีค่าสูงกว่า  $V_{GS} - V_T$  ดังนั้นจะทำให้เกิดสภาวะพินช์ออฟ (Pinch Off) กล่าวคือ แซนแนลที่เป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออก โดยจะเริ่มจากบริเวณด้านเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้ามาเหนี่ยวนำ ทำให้ไม่มีการสะสมของประจุลบ เพื่อทำหน้าที่เป็นแซนแนล ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกัน แสดงดังรูป 2.3 (ง) และจะมีกระแสแพร่ (Diffusion Current) จากส่วนของซอสไปยังเดรน ช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูงและคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant Current Source) กระแสเดรนในสภาวะนี้จึงมีค่าคงที่ แม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม แสดงในกราฟดังรูป 2.3 (ง) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จะเรียกว่า ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region หรือ Active Region)

### 2.1.2.2 คุณสมบัติการทำงาน

คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ จะพิจารณาได้จากแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ (Large-Signal Model) ตามรูป 2.4



รูปที่ 2.4 แบบจำลองการทำงานของมอสเฟต (ก) NMOS (ข) PMOS

สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและศักย์ สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวแสดงได้ตามสมการ (2.4)

$$I_D = \beta \left[ (V_{GS} - V_T) - \left( \frac{V_{DS}}{2} \right) \right] V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.4)$$

โดย

$$\beta = \frac{K'W}{L}$$

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

$\mu_0$  คือ ค่าความคล่องตัวของผิว (Surface Mobility) ของพาหะในช่องทางเดินกระแส (cm<sup>2</sup>/volt.second)

$C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ (Capacitance per Unit Area) ของเกต ออกไซด์ (F/cm<sup>2</sup>)

W คือ ความกว้างประสิทธิผลของแชนแนล (Effective Channel Width)

L คือ ความยาวประสิทธิผลของแชนแนล (Effective Channel Length)

$\lambda$  คือ Channel Length Modulation Parameter (volt<sup>-1</sup>)

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

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

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si} N_{SUB}}}{C_{ox}} \quad \text{คือ Bulk Threshold Parameter (volt}^{1/2}\text{)} \quad (2.7)$$

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_{SUB}}{n_i} \right) \quad \text{คือ Strong Inversion Surface Potential (volts)} \quad (2.8)$$

$$V_{FB} = \phi_{GB} - \frac{Q_{SS}}{C_{ox}} \quad \text{คือ Flatband Voltage (volts)} \quad (2.9)$$

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

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

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

$Q_{ss}$  คือ ค่าประจุออกไซด์ (Oxide Charge)

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

$T$  คือ อุณหภูมิ มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน (K)

$n_i$  คือ ความหนาแน่นของพาหะชนิดอินทรินสิค =  $1.45 \times 10^{10}$  cm<sup>-3</sup>

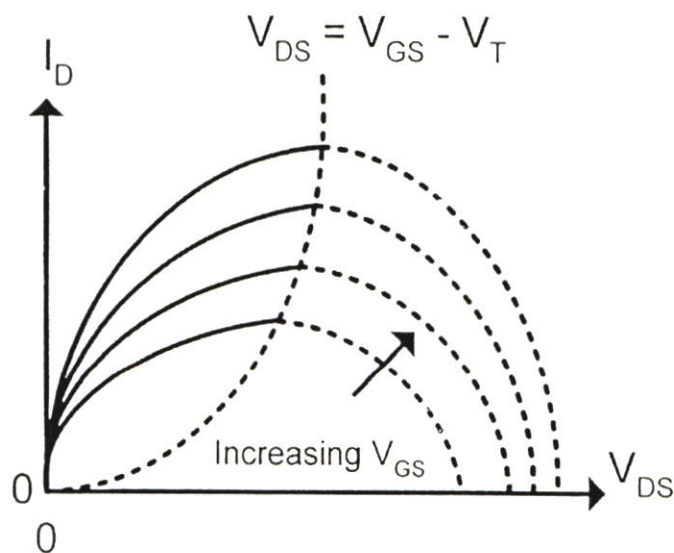
หรือสมการของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงไม่อิ่มตัว สามารถเขียนได้อีกรูปแบบ ดังนี้

$$I_D = F(V_D, V_g) - F(V_s, V_g) \quad (2.10)$$

โดยที่

$$F(V_x, V_g) = 2K(V_g - V_b - V_{fb} - \phi_f)V_x - K(V_x - V_b)^2 - \frac{4}{3}K\gamma(V_x - V_b + \phi_f)^{3/2}$$

$$K = \frac{W}{2L} \mu C_{ox}$$



รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D - V_{DS}$  ตามสมการ (2.4) เมื่อ  $\lambda = 0$

สมการ (2.4) และ (2.10) มอสมทรานซิสเตอร์ทำงานได้ในช่วงต่างๆ ขึ้นอยู่กับค่า  $(V_{GS} - V_T)$  ถ้าค่า  $V_{GS} - V_T$  เป็นศูนย์ หรือค่าเป็นลบ มอสมทรานซิสเตอร์จะอยู่ในช่วงคัทออฟ (Cut-Off Region) ซึ่งเซนแนลจะอยู่ในลักษณะเปิดวงจร (Open Circuit) โดยสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$I_D = 0 \quad \text{เมื่อ } V_{GS} - V_T = 0 \quad (2.11)$$

จากสมการ (2.4) สมมติให้  $\lambda = 0$  เมื่อนำมาเขียนเป็นกราฟได้ดังรูป 2.5 ที่  $V_{GS} - V_T$  ค่าต่างๆ โดยจุดสูงสุดของกราฟแต่ละเส้นจะเรียกว่า จุดอิ่มตัว (Saturation) และค่าต่างๆ ของ  $V_{DS}$  จะเรียกว่า ศักดอิ่มตัว (Saturation Voltage)

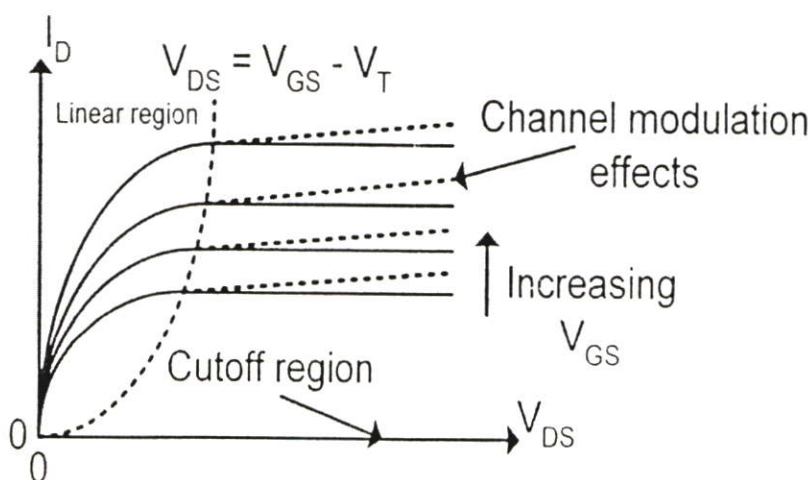
$$V_{DS}(\text{sat}) = V_{GS} - V_T \quad (2.12)$$

$V_{DS}(\text{sat})$  เป็นค่าที่แบ่งขอบเขตการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์ โดยเมื่อค่า  $V_{DS}$  น้อยกว่า  $V_{DS}(\text{sat})$  แล้ว มอสมทรานซิสเตอร์จะทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ตามสมการ (2.4) และมีเงื่อนไขว่า

$$0 < V_{DS} \leq (V_{GS} - V_T) \quad (2.13)$$

เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากกว่า  $V_{DS}(\text{sat})$  จะเรียกช่วงนี้ว่า ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ในช่วงนี้ กระแสเดรน  $I_D$  จะไม่ขึ้นกับ  $V_{DS}$  ถ้าสมมติว่าไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ดังนั้นจะได้รับความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad , 0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS} \quad (2.14)$$



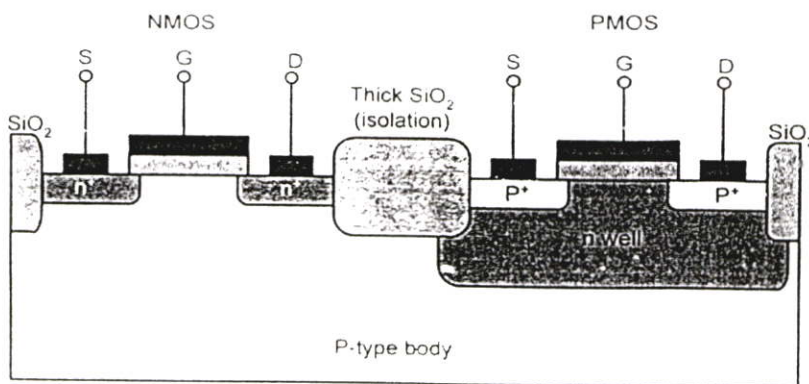
รูปที่ 2.6 คุณสมบัติทางเอาต์พุต (Output Characteristics) ของมอสมทรานซิสเตอร์

จากรูป 2.6 แสดงถึงคุณสมบัติที่เอาต์พุต (Output Characteristics) ของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งได้จากสมการ (2.4), (2.11), (2.13) และ (2.14) โดยที่เส้นทึบในรูปที่ 2.6 จะไม่พิจารณาผลของ  $\lambda$  ( $\lambda = 0$ ) ส่วนเส้นประจะเป็นการพิจารณาผลของ  $\lambda$  ( $\lambda \neq 0$ )

### 2.1.2.3 Complementary MOS (CMOS)

CMOS ย่อมาจาก Complementary MOS เป็นเทคโนโลยีที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิดเอ็นแชนแนลและพีแชนแนลมาสร้างลงบนฐานรองเดียวกัน แม้ว่าวงจรซีมอสจะสร้างได้ยากกว่า NMOS แต่ก็มียุติคือ สามารถที่จะออกแบบวงจรให้มีประสิทธิภาพที่ดีมากกว่าได้ ในปัจจุบัน ซีมอสมีบทบาทสำคัญมากในเทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอส และสามารถใช้ได้กับวงจรรวมแบบอะนาล็อกและแบบดิจิทัล เทคโนโลยีซีมอสได้เติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยนักออกแบบวงจรได้ให้ความสนใจในการออกแบบวงจรที่ใช้ซีมอสมากขึ้น และได้มีการนำไปประยุกต์เพื่อทดแทนจากเทคโนโลยีไบโพลาร์ไปเป็นเทคโนโลยีแบบซีมอสอย่างมากมาย

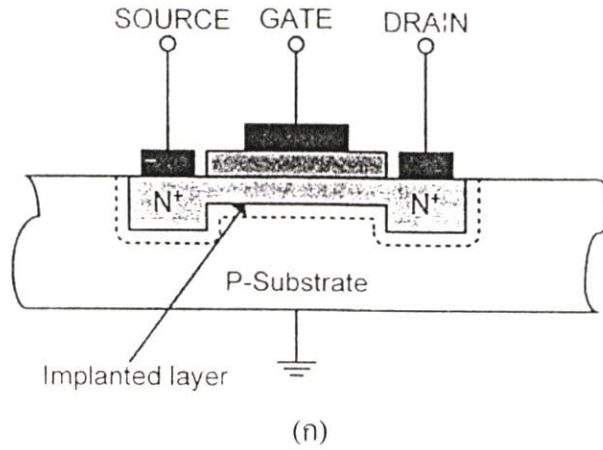
รูปที่ 2.7 เป็นโครงสร้างแบบซีมอสและอธิบายถึงการสร้าง PMOS และ NMOS บนแผ่นฐานรองเดียวกัน สังเกตว่า NMOS สามารถสร้างได้โดยตรง แต่ PMOS จะสร้างขึ้นได้โดยจะต้องมีการสร้างบ่อเอ็น (n-well) ขึ้นมาก่อน โดยที่มอสทั้งสองตัวจะถูกแยกจากกันจากฉนวนออกไซด์



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของซีมอส

### 2.1.3 มอสเฟตชนิดดีพลีชัน

ทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันชนิดเอ็นแชนแนล มีลักษณะโครงสร้างและสัญลักษณ์ แสดงดังรูปที่ 2.8 โดยที่ส่วนของซอสและเดรนจะถูกสร้างขึ้นโดยการแพร่อะตอมของสารเจือชนิดเอ็น ซึ่งมีความหนาแน่นสูงเข้าไปในแผ่นผลึกฐานรองของสารกึ่งตัวนำชนิดพี หลังจากนั้นส่วนของแชนแนลจะถูกสร้างขึ้นด้วยวิธีการอิมพลานเตชัน ซึ่งเป็นวิธีการยิงอะตอมของสารเจือเข้าไปในเนื้อสารกึ่งตัวนำ ส่วนลักษณะโครงสร้างอื่นๆ ของทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ จะเหมือนกับแบบเอนฮานซ์เมนต์ทุกประการ

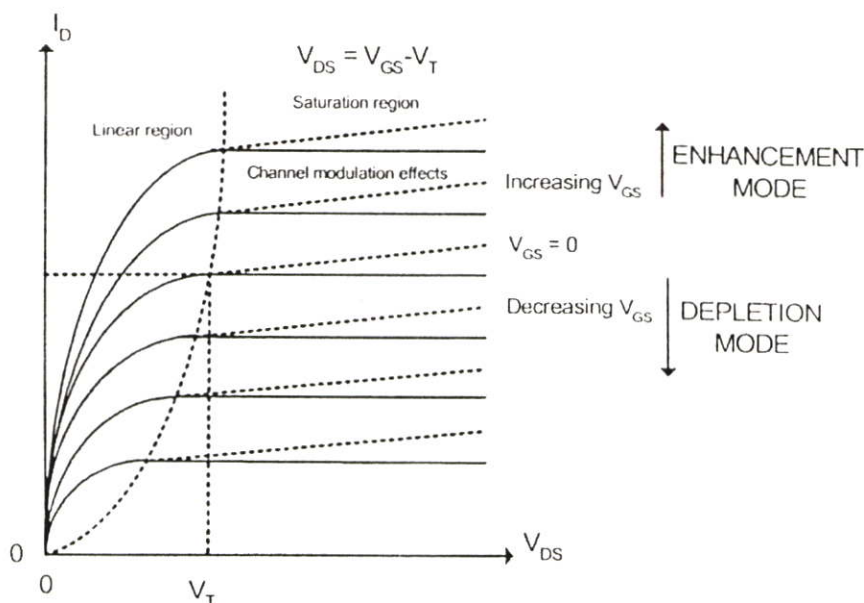


**รูปที่ 2.8** มออสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน ชนิดเอ็นแชนแนล (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์

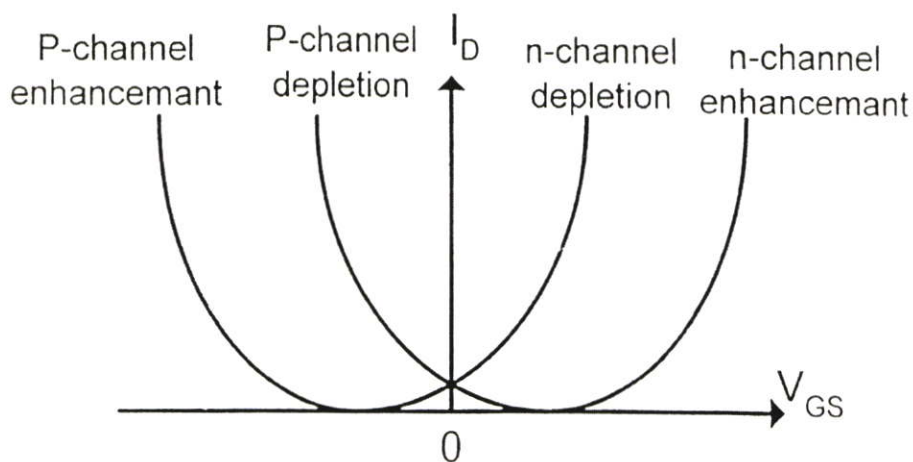
จากลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2.8 (ก) จะเห็นว่าขณะที่แรงดันเกตเป็นศูนย์ และแรงดันซอร์สเทรน มีค่า ๆ หนึ่ง จะมีกระแสเดรนเกิดขึ้นได้ นั่นคือ แม้ว่าจะไม่มีแรงดันที่เกต กระแสก็สามารรถไหลผ่านแชนแนลได้ ทั้งนี้เนื่องมาจากแชนแนลได้ถูกสร้างขึ้นมาก่อนแล้ว แตกต่างจากแบบเออนซานซ์เมนต์ที่จำเป็นต้องให้แรงดันที่เกตมีค่า ๆ หนึ่ง เพื่อที่จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดเป็นแชนแนลได้

การนำไฟฟ้าและความลึกของแชนแนลจะถูกควบคุมด้วย  $V_{DS}$  เหมือนกับกรณีของเออนซานซ์เมนต์ เมื่อค่า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวกจะทำให้แชนแนลกว้างขึ้น เนื่องจากการดึงอิเล็กตรอนเข้ามาสะสมที่แชนแนล และทำให้การนำไฟฟ้าดีขึ้น และเมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบ อิเล็กตรอนจะถูกผลักออกไปจากแชนแนล ทำให้แชนแนลแคบลง และการนำไฟฟ้าลดลง ในการทำงานขณะที่  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบนั้นจะเรียกว่า การทำงานในช่วงดีพลีชันโหมด เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบมากขึ้นจนถึงค่าๆหนึ่งซึ่งมีผลทำให้อิเล็กตรอนถูกผลักออกไปจากแชนแนลจนหมด (Depleted) และแชนแนลจะหายไป ทำให้กระแส  $I_D$  มีค่าเป็นศูนย์ ถึงแม้ว่า  $V_{DS}$  จะไม่เป็นศูนย์ก็ตาม โดยค่าที่เป็นลบของ  $V_{GS}$  ที่ทำให้

แขนแนลหายไป นั่นก็คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมอสเฟตแบบดีพลีชัน ชนิดเอ็นแชนแนล



รูปที่ 2.9 เส้นคุณสมบัติระหว่าง  $I_D - V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน ชนิดเอ็นแชนแนล



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

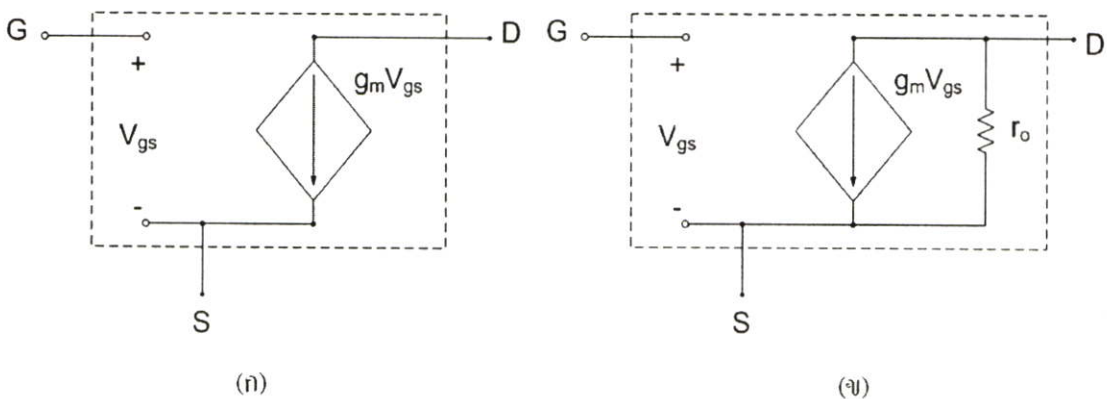
จากรูปที่ 2.9 แสดงถึงคุณสมบัติระหว่าง  $I_D - V_{DS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน ชนิดเอ็นแชนแนล ซึ่งคล้ายกับเอนฮานซ์เมนต์ ยกเว้นเพียงค่า  $V_T$  จะมีค่าเป็นลบสำหรับ NMOS และจะมีค่าเป็นบวกสำหรับ PMOS และสามารถที่จะทำงานเป็นแบบเอนฮานซ์เมนต์ได้ โดยการให้ค่า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวก

กราฟ  $I_D - V_{GS}$  ตามรูปที่ 2.10 เป็นการสรุปคุณสมบัติ  $I_D - V_{GS}$  ทั้งหมดของมอสเฟต ทั้งชนิดการทำงานแบบเอนฮานซ์เมนต์โหมด, แบบดีพลีชันโหมด, ชนิดช่องทางเดินกระแสชนิด เอ็นและพี

#### 2.1.4 วงจรสมมูลของมอสเฟต

วงจรสมมูล (Small-Signal Equivalent Circuit Models) ของมอสเฟต เป็นการแทนอุปกรณ์มอสเฟตด้วยวงจรไฟฟ้า เพื่อนำไปใช้ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองหรือพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็ก โดยจะพิจารณาแยกจากการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ ซึ่งจะพิจารณาเป็นปริมาณไฟตรง (DC Quantities)

มอสเฟตมีพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (Voltage-Controlled Current Source) โดยเป็นการให้สัญญาณ  $V_{gs}$  และทำให้เกิดกระแส  $g_m V_{gs}$  ที่ปลายด้านเดรน ความต้านทานที่อินพุต (Input Resistance) มีค่าที่สูงมากในทางปฏิบัติ ซึ่งในทางอุดมคติจะถือว่าเป็นค่าอนันต์ และ ความต้านทานที่เอาต์พุต (ความต้านทานที่มองเข้าไปที่ปลายด้านเดรน) จะมีค่าสูงด้วย ในการพิจารณาอย่างง่าย ๆ จะสมมติให้มีค่าเป็นอนันต์ ตามรูปที่ 2.11 (ก)



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

ข้อเสียของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 2.11 (ก) ก็คือ จะเป็นการสมมติว่า กระแสเดรนจะอยู่ในช่วงอิมิตัว และไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันเดรน ซึ่งจากหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้น จะพบว่าคุณสมบัติของมอสเฟตในช่วงอิมิตัวนั้น จริง ๆ แล้วจะต้องขึ้นอยู่กับ  $V_{DS}$  ในลักษณะเชิงเส้นตามสมการ (2.11) ซึ่งทำให้แบบจำลองต้องเปลี่ยนรูปแบบไปเป็นดังรูปที่ 2.11 (ข) โดยมีตัวต้านทาน ( $r_o$ ) มาต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอส ซึ่งจะมีค่าประมาณ

$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \quad (2.15)$$

ขณะที่  $V_A = \frac{1}{\lambda}$  โดยทั่วไปค่า ( $r_o$ ) จะอยู่ในช่วง 10 ถึง 1,000 กิโลโอห์ม

ค่า ( $r_o$ ) ที่พิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณาทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิมิต์ ซึ่งให้ค่าความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่ามาก (แซนแนลขาดออกจากกันระหว่างซอสและเดรน) ขณะที่ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม้อิมิต์นั้น ค่าความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าเป็น

$$r_o = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{\partial v_{ds}}{\partial I_D} \cong \frac{1}{\beta(v_{GS} - V_T - v_{DS})} \quad (2.16)$$

เราจะพิจารณาพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์  $g_m$  ซึ่งมีค่าตามสมการดังนี้

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial v_{gs}} \quad (2.17)$$

ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม้อิมิต์ จากสมการ (2.14) จะได้เป็น

$$g_m = \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|}(1 + \lambda v_{DS}) \cong \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|} \quad (2.18)$$

จากสมการ (2.18) พบว่าค่าของ  $g_m$  ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน ซึ่งเป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่ และในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม้อิมิต์ จากสมการ (2.4) และ (2.17) จะได้

$$g_m = \frac{K'W}{L} v_{DS} (1 + \lambda v_{DS}) \cong \frac{K'W}{L} v_{DS} \quad (2.19)$$

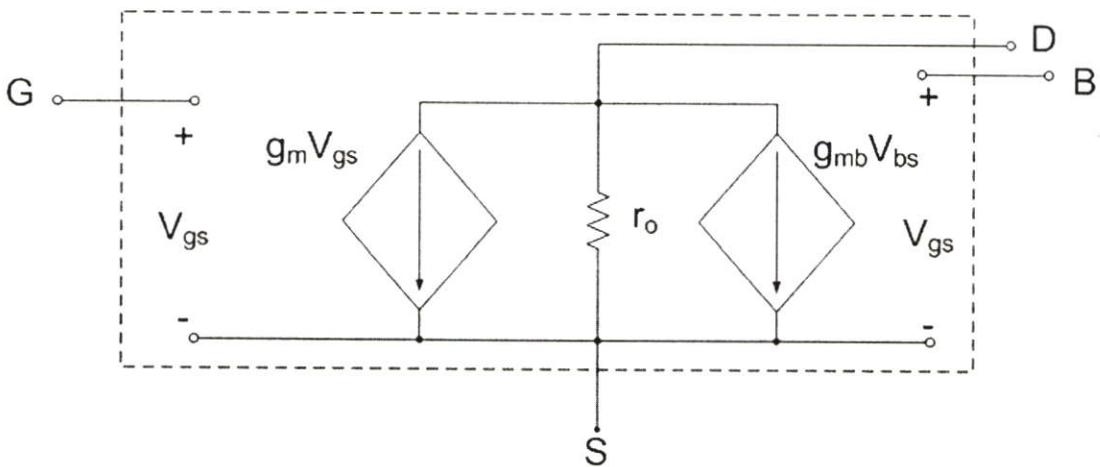
แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวถึงข้างต้น เป็นแบบจำลองที่ยังไม่พิจารณาผลของฐานรอง (Body Effect) ซึ่งจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อฐานรองไม่ได้ต่อกับปลายด้านซอส และเมื่อพิจารณาถึงผลของฐานรองจะส่งผลให้เกิด  $V_{bs}$  ขึ้น ดังแสดงตามรูปที่ 2.12

สัญญาณ  $V_{bs}$  จะทำให้เกิดกระแสตรง  $g_{mb}V_{bs}$  โดย  $g_{mb}$  เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่ฐานรอง (Body Transconductance)

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gs} = \text{constant}, V_{bs} = \text{constant}} \quad (2.20)$$

กรณีมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัว จากสมการ (2.14), (2.5) และ (2.7) จะได้

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



รูปที่ 2.12 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต กรณีที่ฐานรองไม่ได้ต่อกับซอส

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

$$g_{mbs} = \frac{\beta \gamma V_{DS}}{2(2|\phi_F| + V_{SB})^{1/2}} \quad (2.22)$$

### 2.1.5 ผลตอบสนองทางความถี่

จากหัวข้อที่แล้วซึ่งได้กล่าวถึงวงจรสมมูล หรือแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ และในหัวข้อนี้จะได้เสนอถึงแบบจำลองวงจรสมมูลของมอสเฟต ซึ่งได้รวมเอาค่าความเก็บประจุ (Capacitance) มาพิจารณาด้วย จากรูปที่ 2.13 (ก) ได้แสดงถึงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต และตัวเก็บประจุจำนวนห้าตัว คือ  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{gb}$ ,  $C_{sb}$  และ  $C_{db}$  อย่างไรก็ตาม

วงจรมีความยุ่งยากและซับซ้อนในการวิเคราะห์ด้วยมือ แต่เหมาะสำหรับการวิเคราะห์ด้วยการใช้การจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ และในรูปที่ 2.13 (ข) ได้แสดงวงจรมูลที่ขอสถูกเชื่อมต่อกับฐานรอง ซึ่งวงจรมีความสะดวกในการวิเคราะห์ด้วยมือมากที่สุด โดยพิจารณาค่าความจุ  $C_{db}$  มีค่าน้อยมากๆ ซึ่งจะทำให้การวิเคราะห์วงจรมีความยุ่งยากมากขึ้น

ค่าความจุทั้งห้าที่ได้กล่าวถึงข้างต้น มีเพียงค่าความจุที่เกทซอส  $C_{gs}$  เท่านั้นที่มีบทบาทสำคัญที่สุดในบรรดาค่าความจุทั้งห้า และยังเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ที่ความถี่สูง ขณะที่ค่าความจุ  $C_{sb}$  และ  $C_{db}$  เป็นค่าความจุแฝง (Parasitic Capacitance) ในย่านคิพลิชันระหว่างฐานรองกับซอส และฐานรองกับเดรนตามลำดับ และมีค่าเป็น

$$C_{sb} = \frac{A_s C_{sb0}}{\left(1 + \frac{V_{SB}}{\Psi_0}\right)^{1/n}} \quad (2.23)$$

$$C_{db} = \frac{A_d C_{db0}}{\left(1 + \frac{V_{DB}}{\Psi_0}\right)^{1/n}} \quad (2.24)$$

โดย

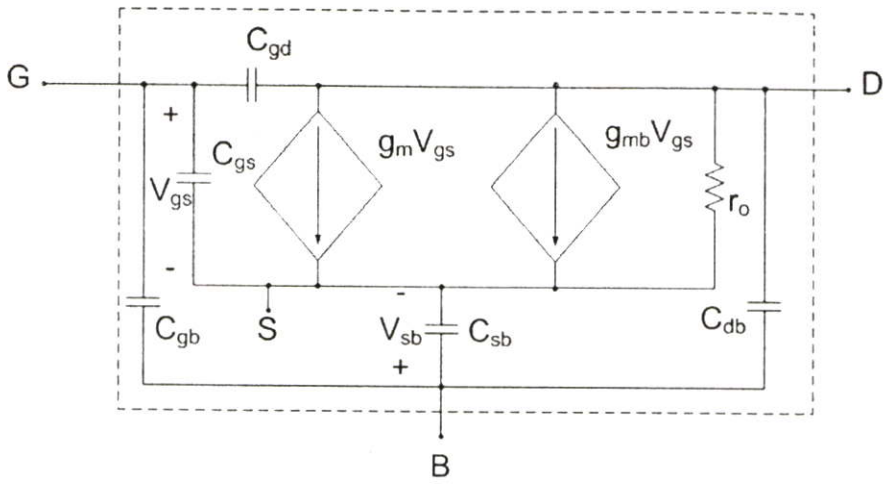
$n = 2$  กรณีรอยต่อพีเอ็นเป็นแบบขั้นบันได (Step Junction)

$n = 3$  กรณีรอยต่อพีเอ็นเป็นแบบทางลาด (Graded Junction)

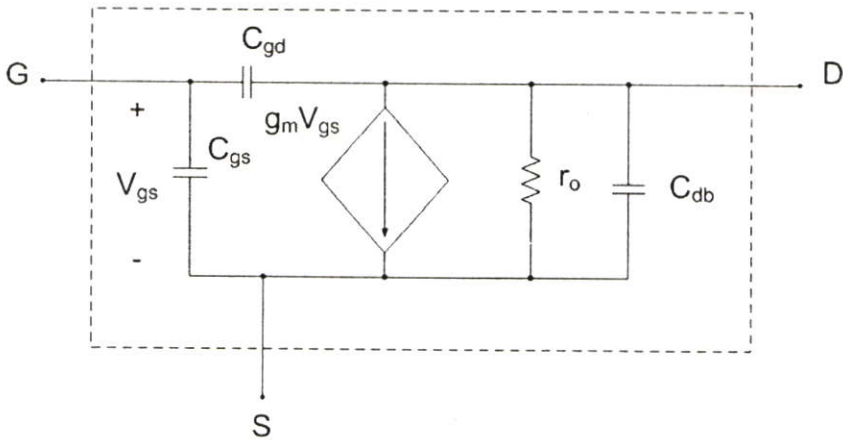
$C_{sb0}$  และ  $C_{db0}$  เป็นค่าความจุทางไฟฟ้ากรณี  $V_{SB}$  และ  $V_{DB}$  มีค่าเป็นศูนย์ ตามลำดับ

$\Psi_0$  เป็นแรงดันที่รอยต่อพีเอ็นขณะที่แรงดันภายนอกเป็นศูนย์ (Built-in Potential)

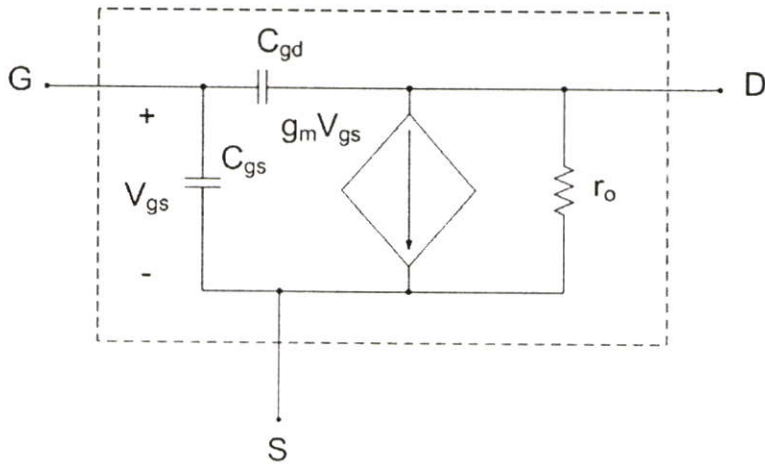
$A_s$  และ  $A_d$  เป็นพื้นที่ของซอสและเดรน รวมถึงพื้นที่ด้านข้าง (Sidewall)



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.13 (ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสเฟตที่มีความถี่สูง (ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีชอสต์ต่อกับฐานรอน (ค) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณี  $C_{db}$  มีค่าน้อยมาก

ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตและฐานรอง  $C_{gs}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic Oxide Capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชั้นสารทางด้านเกต (โลหะหรือโพลีซิลิกอน) กับฐานรอง โดยค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gs}$  มีค่าคงที่ โดยทั่วไปแล้วค่าความจุไฟฟ้าแฝงชนิดนี้จะวางตัวตามแนวโพลีซิลิกอน และโลหะบนแผ่นชิพ ซึ่งจะถูกพิจารณาเฉพาะการจำลองและการคำนวณของวงจร และคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่มีความถี่สูง โดยการใช้คอมพิวเตอร์ ค่าโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับความหนาของออกไซด์และมีค่าอยู่ในช่วง 0.04 ถึง 0.15 เฟมโตฟารัดต่อตารางไมครอน ของรอยต่อที่เชื่อมล้ากัน

ค่าความจุไฟฟ้า  $C_{gs}$  และ  $C_{gd}$  เกิดจากเกตกับซอสและเกตกับเดรน ตามลำดับ โดยที่  $C_{ox}$  เป็นค่าความจุออกไซด์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่จากเกตถึงแซนแนล ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดข้างได้เกตมีค่าเท่ากับ  $C_{ox} WL$  ซึ่งค่านี้เป็นค่าโดยแท้จริงของการทำงานของมอสเฟต และเป็นรูปแบบที่ใช้งานในการควบคุมให้เกิดการนำไฟฟ้าที่แซนแนล ขณะช่วงที่มอสเฟตทำงานในช่วงไม่อิมิตัวค่าความจุไฟฟ้านี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่าๆ กัน ระหว่างซอสและเดรนจะได้

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox} WL \quad (2.25)$$

ขณะที่มอสเฟตทำงานในช่วงอิมิตัว แซนแนลจะหดแคบลงจนขาดออกที่ปลายด้านเดรน ซึ่งทำให้แรงดันเดรนมีผลเพียงเล็กน้อยต่อแซนแนลและประจุที่เกต ดังนั้นค่าของ  $C_{gd}$  โดยทั่วไปแล้วมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงการทำงานอิมิตัว ขณะที่อีกส่วนซึ่งเกิดจากค่าความจุแฝงที่ออกไซด์ เนื่องจากบางส่วนของเกตซ้อนทับกับบางส่วนของเดรน โดยค่า  $C_{gd}$  มีค่าอยู่ในระดับ 1 ถึง 10 เฟมโตฟารัด

ในการคำนวณหาค่า  $C_{gs}$  ในช่วงอิมิตัว เราจะต้องคำนวณค่าจำนวนประจุทั้งหมด  $Q_T$  ที่อยู่ในแซนแนล จะได้

$$Q_T = \frac{2}{3} WLC_{ox} (v_{GT} - v_T) \quad (2.26)$$

ดังนั้น

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial v_{gs}} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (2.27)$$

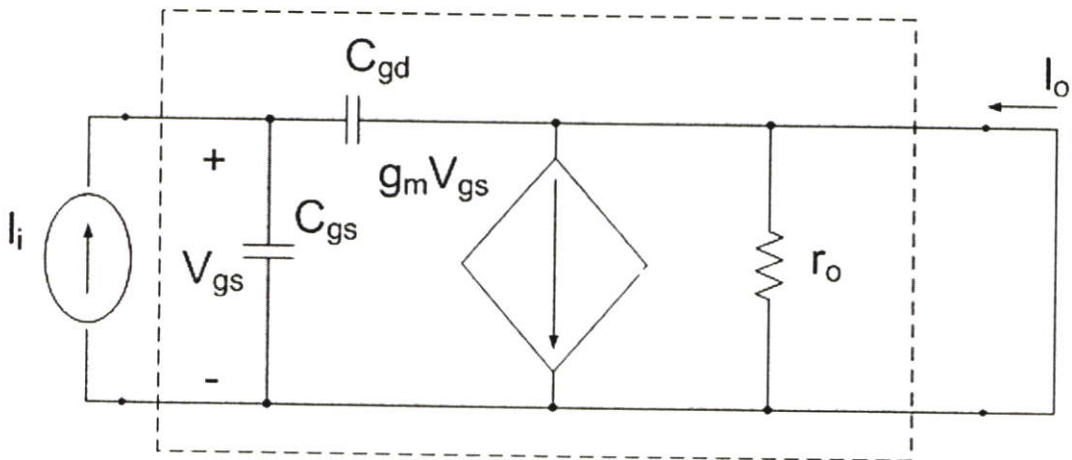
นอกจากนี้ค่าความจุ  $C_{gs}$  ยังต้องการรวมกับส่วนที่เกิดจากค่าความจุออกไซด์ เนื่องจากพื้นที่บางส่วนของเกตซ้อนทับกับพื้นที่บางส่วนของซอส

คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่ง สำหรับการทำงานที่ความถี่สูงของมอสเฟต โดยทำงานเป็นวงจรขยาย คือ ความถี่ที่อัตราขยายเป็นหนึ่ง (Unity-Gain Frequency,  $f_T$ ) โดยมีนิยามว่า ความถี่ที่อัตราขยายกระแสของมอสเฟตที่อยู่ในรูปแบบวงจรขอสรร่วม (Common Source Configuration) มีค่าเป็นหนึ่งขณะที่ปิดวงจร (Short Circuit) จากรูปที่ 2.14 แสดงแบบจำลองไฮบริด-ไพ (Hybrid- $\pi$ ) ของมอสเฟตในลักษณะขอสรร่วมระหว่างอินพุตและเอาต์พุตพอร์ท ในการหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร จะต้องทำการป้อนแหล่งกำเนิดกระแส  $I_i$  ที่อินพุตและที่เอาต์พุตปิดวงจรและทำการหากระแสที่เอาต์พุตได้

$$I_o = g_m V_{gs} - sC_{gd} V_{gs} \quad (2.28)$$

จากที่กล่าวข้างต้น  $C_{gd}$  มีค่าน้อยมาก มีผลทำให้พจน์สุดท้ายของสมการ (2.28) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ซึ่งจะได้สมการใหม่ คือ

$$I_o \cong g_m V_{gs} \quad (2.29)$$



รูปที่ 2.14 การหาอัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร

จากรูปที่ 2.14 สามารถแสดง  $V_{gs}$  ในพจน์ของกระแสอินพุต  $I_i$  ได้

$$V_{gs} = \frac{I_i}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.30)$$

จากสมการ (2.29) และ (2.30) จะได้อัตราขยายกระแสขณะปิดวงจร

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{g_m}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.31)$$

โดยที่  $s = j\omega$  และจะได้ขนาดอัตราขยายกระแสมีค่าเป็นหนึ่งที่ความถี่

$$\omega_T = \frac{g_m}{(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.32)$$

ดังนั้นความถี่ที่อัตราขยายเป็นหนึ่ง  $f_T = \frac{\omega_T}{2\pi}$  คือ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.33)$$

ซึ่งค่าของ  $f_T$  จะแปรผันตามค่า  $g_m$  และแปรผกผันกับค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวมอสเฟต เมื่อแทนค่า  $g_m$  ลงในสมการ (2.18) จะพบว่าค่า  $f_T$  จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสทรานซิสเตอร์  $I_D$  ซึ่งสามารถจะสรุปได้ว่ากระแสทรานซิสเตอร์มีส่วนช่วยในการทำงานของมอสเฟตที่ความถี่สูง ค่าโดยทั่วไปของ  $f_T$  สำหรับเทคโนโลยีแบบเก่าจะมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 100 เมกะเฮิรตซ์ (MHz) เช่น เทคโนโลยีกระบวนการผลิตซีมอส 5 ไมครอน และสำหรับเทคโนโลยีความเร็วสูง (High-Speed Technology) จะมีค่าหลาย ๆ กิกะเฮิรตซ์ (GHz) เช่น เทคโนโลยีกระบวนการผลิตซีมอส 0.8 ไมครอน เป็นต้น

### 2.1.6 แบบจำลองของมอสเฟต

ปัจจุบันในการออกแบบวงจรรวม สามารถทำการออกแบบและทราบถึงผลการออกแบบได้ โดยที่ยังไม่ได้ทำการผลิต หรือทำการสร้างวงจรเพื่อทดลองหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เนื่องจากมีโปรแกรมคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการออกแบบ สามารถจำลองการทำงานของวงจรได้ใกล้เคียงกับวงจรที่ได้รับการสร้างขึ้น ทำให้ทราบถึงผลการออกแบบทั้งที่ยังไม่ได้ทำการผลิตจริง ซึ่งโปรแกรมเหล่านี้ในปัจจุบันได้มีบทบาทสำคัญในอุตสาหกรรมการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์เป็นอย่างมาก ช่วยในการประหยัดเวลาและต้นทุนในการผลิตวงจรรวม โดยโปรแกรมที่นิยมใช้กัน ได้แก่ Spice, HSpice (ได้รับความนิยมอย่างมากบนระบบปฏิบัติการยูนิกซ์) และ PSpice (นิยมใช้กับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล) ซึ่งโปรแกรมเหล่านี้ได้รับการพัฒนาขึ้นจากมหาวิทยาลัย California Berkeley ที่ประเทศสหรัฐอเมริกา

มอสเฟตซึ่งเกิดขึ้นในช่วงใกล้เคียงกันกับโปรแกรม Spice ได้รับการพัฒนาควบคู่กันมา โดยตลอด และได้มีการแบ่งการพิจารณาแบบจำลอง (Model) ของมอสเฟตเป็น 3 รูปแบบ ตามความละเอียดของการคำนวณและการพิจารณาผลกระทบต่างๆของกระบวนการสร้างมอสเฟต ซึ่งสามารถควบคุมความแตกต่างของแบบจำลองทั้ง 3 ชนิดของมอสเฟต

โดยปกติแบบจำลอง LEVEL 1 ซึ่งได้อ้างอิงแบบจำลอง Shichman-Hodges โดยใช้คณิตศาสตร์พื้นฐานในการคำนวณ ใช้สำหรับการจำลองวงจรอย่างคร่าวๆ ซึ่งไม่ต้องการค่าที่เที่ยงตรงมากนัก ใช้สำหรับมอสเฟตที่มีเซนแนลยาวและเกตออกไซด์หนา ไม่พิจารณาถึงพฤติกรรมเซนแนลที่สั้น (Short Channel Behavior) ใช้แบบจำลองของมอสเฟตที่มีการประมาณจากทฤษฎีมาก อย่างไรก็ตามการประมาณค่าพารามิเตอร์ต่างๆตาม LEVEL 1 นี้มีข้อดีคือ ใช้เวลาในการคำนวณน้อย และประสิทธิภาพของเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ไม่สูงมาก ในการจำลองหาประสิทธิภาพของวงจรอย่างคร่าวๆ

แบบจำลอง LEVEL 2 จะแตกต่างจาก LEVEL 1 ทั้งวิธีการคำนวณ ค่าความยาวของช่องทางเดินกระแสสัมพัทธ์ และการเปลี่ยนสถานะจากช่วงไม่อิ่มตัวไปอยู่ในช่วงอิ่มตัว มีประโยชน์สำหรับมอสเฟตที่มีความยาวเซนแนลสั้น ใช้จำนวนของพารามิเตอร์ในการคำนวณมากขึ้น อย่างไรก็ตามถ้าพารามิเตอร์ของ LEVEL 2 ถูกใช้จนหมด แบบจำลองนี้จะต้องใช้เวลาในการคำนวณมาก รวมถึงประสิทธิภาพของซีพียูในเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องสูงมาก และบ่อยครั้งประสบปัญหาเกี่ยวกับการ Convergence ของ Newton-Raphson Algorithm และไม่พิจารณาถึงการช้อบแท็ปที่อาจเกิดขึ้นได้ในบริเวณปลดพาหะ (Depletion Region) ของซอสเตรนในอุปกรณ์ที่มีเซนแนลสั้นมากๆ ผลของสนามไฟฟ้าทางด้านข้าง (Lateral Field Effect) ที่มีต่อความคล่องตัวของพาหะและ Drain-Induced Barrier Lowering (DIBL) และทำการพิจารณาผลของเซนแนลที่สั้น (Short Channel Effect) เพียงบางส่วนเท่านั้น

แบบจำลอง LEVEL 3 ได้ถูกแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆที่มีอยู่ใน LEVEL 2 โดยพื้นฐานแล้วจะมีความคล้ายคลึงกับ LEVEL 2 ในแง่ของโครงสร้าง พารามิเตอร์หลายตัวเหมือนกันหรือใกล้เคียงกันมาก แตกต่างกันที่ LEVEL 3 จะใช้แบบจำลองกึ่งการทดลอง (Semi-Empirical Model) ใช้แบบจำลองของแรงดันขีดเริ่มที่เพิ่มขึ้น เพิ่มพารามิเตอร์  $\eta$  ซึ่งใช้อธิบาย DIBL นอกจากนี้แบบจำลอง Channel Length Modulation ที่ใช้ใน LEVEL 1 และ LEVEL 2 ซึ่งจะใช้  $\lambda$  จะถูกแทนที่ด้วยแบบจำลองที่ซับซ้อนขึ้นอีกเล็กน้อย ซึ่งเกี่ยวกับค่าพารามิเตอร์  $V_{max}$  และพารามิเตอร์กึ่งทดลอง (Semi-Empirical Parameter) อีกตัวหนึ่ง และสุดท้ายได้พิจารณาถึงการลดลงของค่าความคล่องตัวของพาหะ เมื่อสนามไฟฟ้าด้านข้างมีค่ามาก แบบจำลองใน LEVEL 3 นี้ ใช้ในการทดลองการทำงาน ของวงจรในขั้นสุดท้าย เพื่อให้ได้ค่าประสิทธิภาพและคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรให้ใกล้เคียงกับวงจรที่ได้รับการสร้างขึ้น ดังนั้นแบบจำลองใน LEVEL 3 นี้จะคิดผลกระทบที่เกิดขึ้นกับมอสเฟตและพารามิเตอร์ทุกตัว เพื่อให้ได้ค่าต่างๆ ใกล้เคียงความจริงมากที่สุด เพราะฉะนั้น

สามารถสรุปได้ว่าแบบจำลอง LEVEL 3 เป็นแบบจำลองที่มีความละเอียดมากที่สุด และจะใช้เวลาและประสิทธิภาพของซีพียูมากที่สุดด้วยเช่นกัน โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในโปรแกรม PSpice ได้สรุปไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองมอสเฟตที่ใช้ในโปรแกรม PSpice

Symbol	SPICE keyword	LEVEL	Parameter	Default value	Typical value	Units
$V_{TO}$	VTO	1-3	Zero-bias threshold voltage	1.0	1.0	V
$K'$	KP	1-3	Transconductance parameter	$2 \times 10^{-5}$	$3 \times 10^{-5}$	A/V <sup>2</sup>
$\gamma$	GAMMA	1-3	Body-effect parameter	0.0	0.35	V <sup>1/2</sup>
$2\phi_F$	PHI	1-3	Surface inversion potential	0.6	0.65	V
$\lambda$	LAMDA	1-2	Channel-length modulation	0.0	0.02	V <sup>-1</sup>
$t_{ox}$	TOX	1-3	Thin oxide thickness	$1 \times 10^{-7}$	$1 \times 10^{-7}$	m
$N_A$	NSUB	1-3	Substrate doping	0.0	$1 \times 10^{15}$	cm <sup>-3</sup>
$N_{SS}$	NSS	1-3	Surface state density	0.0	$1 \times 10^{10}$	cm <sup>-2</sup>
$N_{FS}$	NFS	2-3	Surface fast state density	0.0	$1 \times 10^{10}$	cm <sup>-2</sup>
$N_{eff}$	NEFF	2	Total channel charge coefficient	1	5	-
$X_j$	XJ	2-3	Metallurgical junction depth	0.0	$1 \times 10^4$	m
$X_{jl}$	LD	1-3	Lateral diffusion	0.0	$0.8 \times 10^{-6}$	m
$T_{PG}$	TPG	1-3	Type of gate material	1	1	-
$\mu_o$	UO	1-3	Surface mobility	600	700	cm <sup>2</sup> /(v.s)
$U_c$	UCRIT	2	Critical electric field for mobility	$1 \times 10^{-4}$	$1 \times 10^{-4}$	V/cm
$U_e$	UEXP	2	Exponential coefficient for mobility	0.0	0.1	-
$U_t$	UTRA	2	Transverse field coefficient	0.0	0.5	-
$V_{max}$	VMAX	2-3	Maximum drift velocity of carrier	0.0	$5 \times 10^4$	m/s
$X_{QC}$	XQC	2-3	Coefficient of channel charge share	0.0	0.4	-
$\delta$	DELTA	2-3	Width effect on threshold voltage	0.0	0.1	-
$K$	KAPPA	3	Saturation field factor	0.2	1.0	-
$\eta$	ETA	3	Static feedback on threshold voltage	0.0	1.0	-
$\theta$	THETA	3	Mobility modulation	0.0	0.05	-
$\alpha_F$	AF	1-3	Flicker-noise exponent	1.0	1.2	-
$k_F$	KF	1-3	Flicker-noise coefficient	0.0	$1 \times 10^{-26}$	-
$I_s$	IS	1-3	Bulk junction saturation current	$1 \times 10^{-14}$	$1 \times 10^{-15}$	A
$J_s$	JS	1-3	Bulk junction saturation current per square meter	0.0	$1 \times 10^{-3}$	A

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

Symbol	SPICE keyword	LEVEL	Parameter	Default value	Typical value	Units
$\Psi_o$	PB	1-3	Bulk junction potential	0.8	0.75	V
$C_j$	CJ	1-3	Zero-bias bulk capacitance per square meter	0.0	$2 \times 10^{-4}$	F/m <sup>2</sup>
$I/n$	MJ	1-3	Bulk junction grading coefficient	0.5	0.5	-
$C_{JSW}$	CJSW	1-3	Zero-bias perimeter capacitance per meter	0.0	$1 \times 10^{-9}$	F/m
$M_{JSW}$	MJSW	1-3	Perimeter capacitance grading coefficient	0.33	0.33	-
$FC$	FC	1-3	Forward-bias depletion capacitance coefficient	0.5	0.5	-
$C_{GBO}$	CGBO	1-3	Gate-bulk overlap capacitance per meter	0.0	$2 \times 10^{-10}$	F/m
$C_{GDO}$	CGDO	1-3	Gate-drain overlap capacitance per meter	0.0	$4 \times 10^{-11}$	F/m
$C_{GSO}$	CGSO	1-3	Gate source overlap capacitance per meter	0.0	$4 \times 10^{-11}$	F/m
$r_D$	RD	1-3	Drain ohmic resistance	0.0	10.0	$\Omega$
$r_S$	RS	1-3	Source ohmic resistance	0.0	10.0	$\Omega$

### 2.1.7 การเปรียบเทียบกับไบโพลาร์

ในหัวข้อนี้เราจะเปรียบเทียบถึงข้อแตกต่างระหว่างอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์กับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีข้อแตกต่างที่ชัดเจน สามารถแสดงได้ดังนี้

- จำนวนชนิดพาหะในการนำกระแส โดยมอสเฟตจะใช้ในการนำกระแสเพียงชนิดเดียว คือ โฮล (Hold) ในพีมอส หรืออิเล็กตรอนในเอ็นมอส ดังนั้นจึงเรียกสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดนี้ว่า ยูนิโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Unipolar Transistor) ซึ่งแตกต่างไปจากกรณีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะใช้จำนวนพาหะในการนำกระแสสองชนิด โดยแบ่งเป็นกระแสของพาหะส่วนใหญ่ (Majority Carrier) ซึ่งเป็นอิเล็กตรอนสำหรับกรณี NPN และโฮล สำหรับกรณี PNP และกระแสของพาหะส่วนน้อย (Minority Carrier) ซึ่งเป็นโฮล สำหรับ NPN และเป็นอิเล็กตรอนสำหรับ PNP

- ลักษณะโครงสร้างของมอสเฟต จะมีลักษณะสมมาตรทั้งสองทาง (Bilateral Symmetry) ซึ่งตามโครงสร้างในรูปที่ 2.1 จะพบว่าที่ปลายด้านเดรนและซอร์สมีความสมมาตรกันสามารถสลับที่กันได้โดยไม่มีผลต่อการทำงานของอุปกรณ์ ต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่ง

ลักษณะของโครงสร้างไม่สมมาตร ปลายทางด้านอิมิตเตอร์ไม่สามารถที่จะสลับกับปลายด้านคอลเล็กเตอร์ได้ เพราะจะทำให้คุณสมบัติในการทำงานเปลี่ยนไป

- *ขั้นตอนการผลิต* มอสทรานซิสเตอร์สามารถถูกควบคุมการผลิตให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการได้ง่ายกว่า ใช้ขั้นตอนและเวลาในการผลิตที่น้อยกว่า รวมถึงต้นทุนในการผลิตที่ต่ำกว่า ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีกว่าของมอสเฟตในเชิงพาณิชย์ ขณะที่ไบโพลาร์ควบคุมความกว้างของเบสได้ยากกว่า ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพในการผลิต ทำให้เกิดต้นทุนในการผลิตที่สูงกว่า

- *ขนาดของอุปกรณ์* มอสทรานซิสเตอร์จะมีขนาดเล็กกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีผลให้ความหนาแน่นต่อแผ่นซิลิกอนของมอสมีมากกว่าไบโพลาร์ ซึ่งทำให้ลดต้นทุนในการผลิตจำนวนมากได้ และในปัจจุบันมอสทรานซิสเตอร์จัดเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ได้รับความนิยมมากที่สุด ในการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมขนาดใหญ่มาก (VLSI) โดยใช้เทคโนโลยีของซีมอส

- *การทำงาน* มอสทรานซิสเตอร์ทำงานโดยใช้แรงดันไปควบคุมกระแสที่ทางออก และค่าความต้านทานที่ทางเข้า (Input Impedance) ของมอสเฟตมีค่ามากๆ เนื่องจากอินพุตขาเกตถูกต่ออยู่กับฉนวน (ซิลิกอนไดออกไซด์) ทำให้มีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำมาก และสามารถขับมอสเฟตตัวอื่นๆ ได้จำนวนมาก ขณะที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทำงานโดยใช้กระแสอินพุตควบคุมกระแสทางเอาต์พุต และความต้านทานที่ทางเข้ามีค่าน้อยกว่ามอสเฟต ทำให้มีอัตราการสูญเสียกำลังงานมากกว่า

- *ความเร็วในการทำงานหรือการตอบสนองทางความถี่* ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้รวดเร็วกว่า ตอบสนองต่อความถี่ได้สูงกว่า เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์มีค่าความจุทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตที่สูง

## บทที่ 3

# ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ

### 3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่า วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสาร, การประมวลผลสัญญาณ, ระบบควบคุมกำลัง วงจรออสซิลเลเตอร์มีอยู่ด้วยกันหลายชนิดเช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูนคอลเลคเตอร์ (Tuned Collector Oscillator), วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟสชิฟท์ (Phase Shift Oscillator), วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ (Wien Bridge Oscillator), วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิทซ์ (Colpitts Oscillator), ฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ (Hartley Oscillator) เป็นต้น โดยเนื้อหาหลักในหัวข้อแรกกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบหลักที่สำคัญของวงจรส่วนหัวข้อถัดมาอธิบายถึงเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นเรื่องที่ต้องคำนึงถึงและมีความสำคัญ เนื่องจากเป็นตัวกำหนดความสามารถของระบบการสื่อสาร นอกจากนี้แล้วยังได้กล่าวถึงหน้าที่สำคัญๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์และจะกล่าวถึงลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดีต่อมาเป็นทฤษฎีการทำงานของโอทีเอ, ลักษณะของวงจรที่นำเสนอและบทสรุปเป็นหัวข้อสุดท้าย ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีดังกล่าวที่นำไปใช้กับการออกแบบวงจรในบทต่อไป

### 3.2 ทฤษฎีการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit) เป็นวงจรไฟฟ้าที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณได้ในตัววงจรเองโดยจะให้สัญญาณทางด้านขาออก (Output Signal) นั้นมีรูปแบบเป็นสัญญาณแบบรายคาบ (Periodic Signal) โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณทางด้านขาเข้า (Input Signal) ของวงจรแต่อย่างใด วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นเป็นวงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งที่เข้ามามีบทบาทสำคัญในทางวิศวกรรมในด้านต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นในระบบเครื่องมือวัด ระบบการสื่อสารโทรคมนาคม ฯลฯ ในระบบโทรคมนาคมวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถจะถูกใช้เพื่อเป็นวงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier Signal) เพื่อใช้ในการมอดูเลต (Modulation) สัญญาณหรือเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงหลัก (Reference Clock Signal) ให้แก่ระบบ เป็นต้น

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เป็นที่รู้จักกันดีมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคริสตัล (Crystal Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส (Phase Shift Oscillator), วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ (Wien-Bridge Oscillator), วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิทซ์

(Colpitts Oscillator) หรือ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (Hartley Oscillator) เป็นต้น และรูปแบบของสัญญาณที่สร้างขึ้นจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่าง ๆ ก็มียูหลายรูปแบบด้วยกัน เช่น สัญญาณไซน์, สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม, สัญญาณสามเหลี่ยม และ สัญญาณฟันเลื่อย ฯลฯ อย่างไรก็ตาม ในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการเกี่ยวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ซึ่งเป็นเรื่องเกี่ยวเนื่องอยู่กับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่จะนำเสนออยู่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เท่านั้น

ในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น ผู้ออกแบบจำเป็นต้องคำนึงถึงองค์ประกอบของวงจร, เงื่อนไขที่สำคัญในการออกแบบ และต้องมีความเข้าใจในหลักการการทำงานที่สำคัญในการกำเนิดรูปสัญญาณของวงจรอีกด้วย ดังนั้นในบทที่ 3 นี้ จึงใช้เพื่ออธิบายเรื่องเกี่ยวกับรายละเอียดของการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งจะมีการกล่าวถึงเป็นหัวข้อย่อย ๆ เป็นลำดับ ๆ ไปดังนี้

### 3.3 องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์

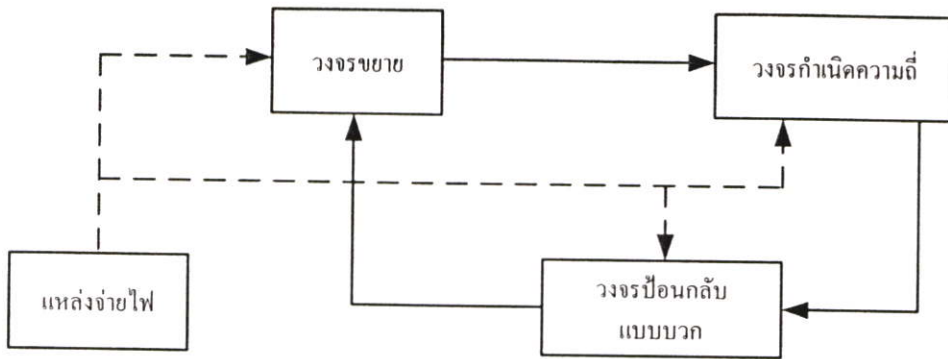
องค์ประกอบหลักที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่จำเป็นนั้น สามารถแยกออกได้เป็นดังนี้

3.3.1 ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy Source) ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟ, แบตเตอรี่ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมุ่งเน้น ไปถึงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีศักดาคงที่ใช้จ่ายไฟเลี้ยงให้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรเป็นสำคัญ

3.3.2 วงจรกำหนดความถี่ (Frequency – Determining Circuit) ในการกำเนิดสัญญาณ วงจรกำหนดความถี่นี้จะเป็นวงจรที่สามารถใช้เลือกความถี่ได้ ในลักษณะที่เป็นวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่านซึ่งอาจจะ ได้แก่ วงจรจูนแบบ LC, วงจรจูนแบบ RC หรือ แบบคริสตัล เช่นนี้เป็นต้น

3.3.3 วงจรขยาย (Amplifier Circuit) เป็นวงจรประเภทแอมพลิฟายเออร์ซึ่งอาจจะเป็นวงจรขยายแบบทรานซิสเตอร์ (Transistor), แบบเฟ็ท (FET) หรือ วงจรขยายที่อยู่ในรูปของไอซีอย่างใดก็ได้ ซึ่งจะทำหน้าที่ดำรงการกำเนิดของสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่สูญเสียไปภายในวงจรของวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีค่าคงตัวอยู่เช่นเดิม โดยอัตโนมัติ

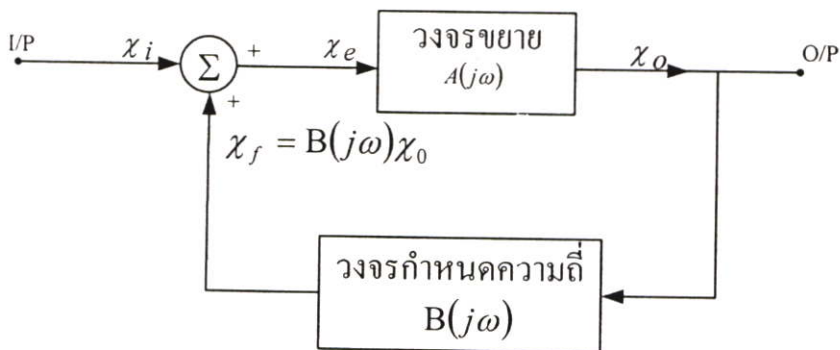
3.3.4 วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback Circuit) เป็นวงจรที่จะนำสัญญาณจากทางด้านขาออกของวงจรออสซิลเลเตอร์กลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร โดยสัญญาณทางด้านขาออกที่ป้อนกลับไปสู่ทางด้านขาเข้าของวงจรมันจะต้องจัดให้มีเฟส (Phase) ตรงกันกับเฟสของสัญญาณทางด้านขาเข้าทั้งนี้ก็เพื่อทำให้เกิดการเสริมสัญญาณกันขึ้นเพื่อที่จะทำให้สัญญาณดำรงตัวอยู่ได้ ซึ่งองค์ประกอบทั้ง 4 ข้อเหล่านี้มักจะถูกจัดประกอบกันดังโคอะแกรมแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของวงจรถูกควบคุม

### 3.4 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร

วงจรถูกควบคุมนั้นจัดเป็นวงจร โครงข่ายแบบป้อนกลับ (Feedback Networks) แบบหนึ่ง ซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวกสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบการไหลวนของสัญญาณได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก

สัญลักษณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรในรูปที่ 3.2 เป็นดังต่อไปนี้ คือ

- $x_i$  คือ สัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจร
- $x_o$  คือ สัญญาณทางด้านขาออกของวงจร
- $x_e$  คือ สัญญาณผลรวมระหว่าง  $x_i$  และ  $x_f$  มีค่าเท่ากับ  $x_i + x_f$
- $x_f$  คือ สัญญาณป้อนกลับ
- $A(j\omega)$  คือ ค่าเกนของวงจรถูกควบคุม
- $B(j\omega)$  คือ ค่าเกนของวงจรถูกวัด

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.2 จะได้ว่า

$$x_c = x_i + x_f \quad (3.1)$$

$$\text{เมื่อ } x_f = B(j\omega) x_o \quad (3.2)$$

$$\text{และ } x_o = A(j\omega) x_c \quad (3.3)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.2) และ (3.3) ลงใน (3.1) ตามลำดับและเมื่อปรับรูปสมการใหม่ จะได้สมการเป็น

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (3.4)$$

ในการกำเนิดสัญญาณนั้น วงจรจะต้องสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้โดยที่ไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้าซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะเป็นจริงได้ก็คือ ค่าเกนขยายมีค่าเป็นอนันต์ (Infinity) นั่นคือ ค่าส่วนของสมการที่ (3.4) จะต้องมามีค่าเป็นศูนย์ กล่าวคือ

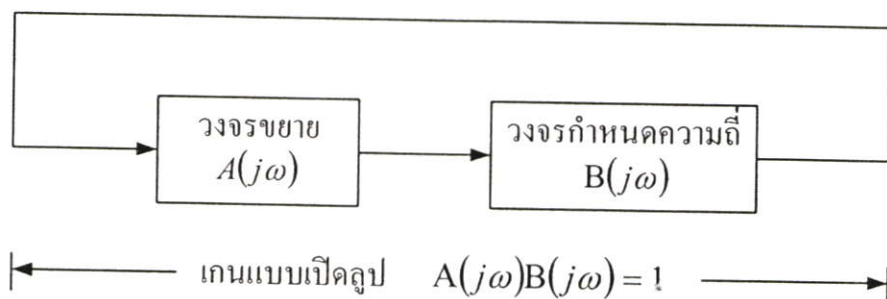
$$1 - A(j\omega)B(j\omega) = 0 \quad (3.5)$$

โดยเมื่อเงื่อนไขตามสมการที่ (3.5) เกิดขึ้น ณ ตำแหน่งความถี่ค่าหนึ่ง (สมมติว่าเป็นที่ค่าความถี่  $\omega_0$ ) ก็แสดงว่าจะเกิดการให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่นั้นขึ้น เกณฑ์การตรวจสอบที่สำคัญที่เป็นที่รู้จักกันดี คือ เกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhausen Criterion) ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่สำคัญที่รู้จักกันดีในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ เกณฑ์ดังกล่าวมีนัยที่กล่าวได้โดยสรุปดังนี้คือ “วงจรออสซิลเลเตอร์ที่จะสามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้นจะต้องมีเกนแบบเปิดลูป (Open-Loop Gain) เป็นค่าจริงเท่ากับหนึ่ง” นั่นคือ เราจะได้เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณแยกเป็นสองเงื่อนไขที่จะต้องเกิดพร้อมกัน คือ

$$|A(j\omega_0)B(j\omega_0)| = 1 \quad (3.6)$$

$$\text{และมีค่าเฟส } \arctan\{A(j\omega_0)B(j\omega_0)\} = 0 \text{ หรือ } 2n\pi, (n = \text{เลขจำนวนเต็ม}) \quad (3.7)$$

ซึ่งในการรักษาค่าแกนแบบเปิดของวงจรให้มีค่าเท่ากับหนึ่งนั้น ก็เพื่อเป็นการรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงที่อยู่ตลอดไปนั่นเอง ความหมายของเงื่อนไขบาร์คัสเช่นอาจแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงความหมายของเกณฑ์ของบาร์คัสเช่น

โดยการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้แกนแบบปิด (Closed Loop Gain) ของวงจรมีค่ามากขึ้นและถ้าแกนแบบเปิด (Opened Loop Gain) ของวงจรมีค่าเป็นหนึ่งก็จะทำให้แกนแบบปิดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ซึ่งจะเห็นได้โดยการแทนสมการที่ (3.6) ลงในสมการ (3.4) คือ

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A(j\omega)}{1-1} = \infty \quad (3.8)$$

สมการที่ (3.8) แสดงให้เห็นว่า เมื่อแกนแบบเปิดของวงจรมีค่าเท่ากับหนึ่งแล้วจะทำให้แกนแบบปิดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งหมายความว่าแม้ไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้า ( $x_i = 0$ ) วงจรนี้ก็อาจสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้ คือ วงจรจะสามารถให้กำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้นั่นเอง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินี้วงจรดังกล่าวจะอาศัยสัญญาณรบกวน (Noise Signal) เป็นสัญญาณเริ่มต้นทางด้านขาเข้าให้กับวงจรซึ่งสัญญาณรบกวนนี้อาจจะมาจากแหล่งกำเนิดใด ๆ ก็ได้ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมาจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเอง เป็นต้น

อย่างไรก็ตามเพื่อพิจารณากันโดยธรรมชาติแล้วนั้น วงจรออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไปนั้นจะเป็นวงจรประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Circuit) หากแต่การวิเคราะห์วงจรนั้นได้ใช้หลักการการวิเคราะห์แบบเป็นเชิงเส้นดังกล่าวข้างต้น ดังนั้นเงื่อนไขที่ได้จึงสามารถที่จะกำหนดได้แต่เพียงความถี่ของสัญญาณเท่านั้นแต่จะไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นได้ ดังจะเห็นได้จากเกณฑ์การตรวจสอบของบาร์คัสเช่นที่กล่าวไว้นั้นแสดงแต่เพียงว่า ณ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเฟสของสัญญาณเท่ากับ  $2n\pi$  ( $n$  เป็นเลขจำนวนเต็ม) คือ

1. ทำให้ได้โดยการเพิ่มวงจรมอเตอร์ในส่วนที่จะทำหน้าที่รักษาระดับของสัญญาณ
2. ใช้หลักการของการจำกัดขนาดด้วยตัวเอง (Self-Limiting) ของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ (Transistor) ในขณะเริ่มต้นเมื่อสัญญาณมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์จะมีค่าเกนสูง ทำให้ค่าลูบเกนของวงจรจะมีค่ามากกว่า 1 ณ ตำแหน่งความถี่ที่มีค่าเฟสเท่ากับ  $2n\pi$  ( $n$  เป็นเลขจำนวนเต็ม) แต่เมื่อขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นจะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มอิ่มตัว (Saturate) ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเกนลดลงซึ่งจะทำให้ลูบเกนของวงจรจะลดลงจนกระทั่งทำให้สัญญาณมีขนาดที่คงที่ได้ในที่สุด

### 3.5 หลักการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์

การทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นอาจสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 สภาวะ คือ

#### 3.5.1 สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจร (First Turn-On)

สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังงานให้แก่วงจร ซึ่งการจ่ายกำลังงานจากแหล่งพลังงานภายนอกให้แก่วงจรอย่างทันทีทันใดนี้ จะทำให้เกิดสภาวะเปลี่ยนย้าย (Transition) ขึ้นทำให้มีสเปกตรัมของสัญญาณเกิดกระจายขึ้นอย่างมากมา อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นจะมีวงจรถูกกำหนดความถี่อยู่ภายใน ดังนั้นจึงมีความถี่เพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่โดดเด่นและจะถูกเลือกให้ถูกป้อนย้อนกลับในกระบวนการป้อนกลับ ทำให้เกิดการพิคคเป็นความถี่ของสัญญาณที่จะปรากฏเป็นสัญญาณขาออกของวงจร

#### 3.5.2 สภาวะการสร้างสัญญาณ (Signal Build Up)

เมื่อความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นถูกกำหนดความถี่โดยวงจรถูกกำหนดความถี่แล้วสัญญาณทางด้านขาออกจะถูกนำกลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร ซึ่งสัญญาณจะถูกจัดโดยวงจรให้มีเฟสตรงกันเพื่อเป็นการเสริมสัญญาณให้มีกำลังมากยิ่งขึ้น

#### 3.5.3 สภาวะรักษารสร้างสัญญาณ (Sustained Oscillation)

การรักษารสร้างสัญญาณให้คงอยู่นั้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขของบาร์คัส เช่น คือ ผลคูณค่าเกนของวงจรมอเตอร์และวงจรมอเตอร์จะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่งในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัตินั้นค่าเกนรวมของระบบจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเล็กน้อยในสถานะเริ่มแรก ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการชดเชยการลดทอนสัญญาณที่อาจจะเกิดขึ้นได้ในวงจรและจะใช้ลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรที่เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณมีค่ามากมาเป็นตัวรักษาลูบเกนให้เท่ากับหนึ่งเพื่อเป็นตัวมาจำกัดขนาดของสัญญาณที่ได้ออกมา

### 3.5.4 หน้าที่สำคัญ ๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์

1. สร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ ออสซิลโลสโคป ฯลฯ
2. ให้จังหวะและช่วงเวลาที่ถูกต้องแน่นอนแก่วงจรอิเล็กทรอนิกส์
3. ให้สัญญาณความถี่ในย่านต่างๆ เพื่อใช้ในการทำงานของวงจรโดยรวม

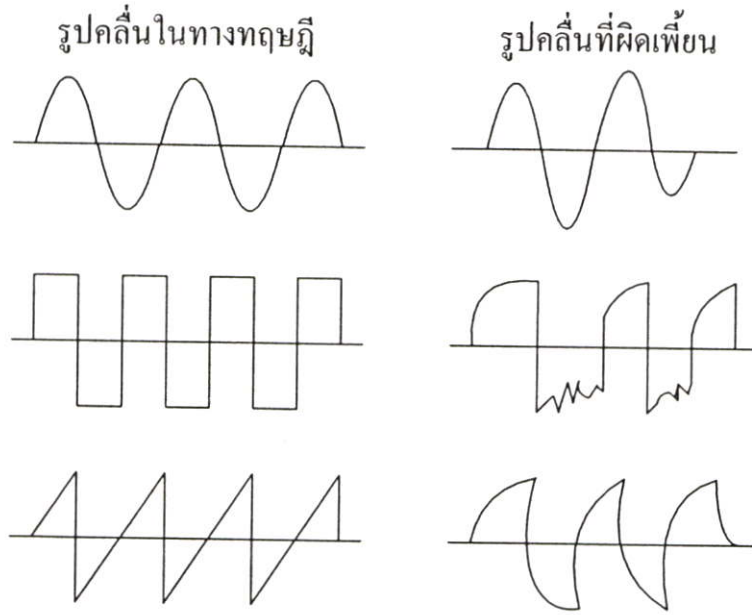
#### 3.5.4.1 เงื่อนไขที่วงจรจะทำการออสซิลเลตสัญญาณออกมาได้

1. ต้องมีแหล่งจ่ายไฟให้แก่วงจรออสซิลเลเตอร์
2. วงจรนั้นต้องมีวงจรกำหนดความถี่ที่แน่นอนในการออสซิลเลตเช่น อาจจะเป็นเซิร์ทซ์จนถึงเมกะเซิร์ทซ์
3. วงจรนั้นต้องมีกำลังขยายแรงดันที่มากพอที่จะให้สัญญาณเอาต์พุต ออกมาตามที่กำหนด
4. วงจรนั้นต้องมีส่วนของวงจรป้อนกลับหรือวงจรฟีดแบค (Feedback Circuit) จากเอาต์พุตกลับมาเข้าที่ส่วนอินพุตเป็นแบบบวกหรือที่เรียกกันว่าโพสิทีฟฟีดแบค (Positive Feedback)

### 3.5.5 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์

จะต้องประกอบไปด้วยองค์ประกอบต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. มีความเพี้ยนของรูปคลื่นต่ำ (Low Distortion) ลักษณะของความเพี้ยนมีได้หลายลักษณะด้วยกันคือ ถ้าเป็นรูปคลื่นไซน์จะเรียกว่าเป็นความเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion) คือถ้ารูปคลื่นเพี้ยนแล้วจะไม่เหมือนรูปไซน์นักจะบิดๆ เบี้ยวๆ ไปตามความเพี้ยนว่ามีมากหรือน้อย สาเหตุอาจจะเกิดขึ้นได้จากลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยาย (Non-Linear) หรือถ้าหากตัวคาปาซิเตอร์หรืออินดักเตอร์ทำงานผิดพลาด หรือค่าผิดพลาดก็ล้วนแต่มีผลให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปได้



รูปที่ 3.4 ลักษณะความเพี้ยนของสัญญาณเมื่อเทียบกับรูปคลื่นในอุดมคติ

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าในกรณีของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ความเพี้ยนจะเกิดขึ้นตรงบริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า ซึ่งอาจจะทำให้เกิดความเพี้ยนในลักษณะที่ทำให้ไม่เรียบขั้นหรือทำให้เกิด โอเวอร์ชูท (Over Shoot) อย่างใดอย่างหนึ่งขึ้นหรือบางทีก็อาจจะทำให้ความห่างของลูกคลื่นแต่ละลูกไม่สม่ำเสมอ นั่นคือ เกิดความผิดเพี้ยนทางเวลาขึ้น ส่วนในรูปคลื่นฟันเลื่อย จะเพี้ยนในลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรงหรืออนลิเนียร์ (Non Linear Distortion) และเวลาในการลดระดับสัญญาณลงมานั้นไม่ตั้งฉากแต่จะเกิดเวลาหน่วง หรือดีเลย์ (Delay Time) ของสัญญาณอยู่บ้าง

## 2. มีเสถียรภาพทางความถี่ (Frequency Stability)

ในการใช้งานวงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรอื่น ๆ นั้นจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องให้ค่าความถี่ของสัญญาณมีค่าคงที่แน่นอน แต่องค์ประกอบหลายประการที่ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรรวมนั้นมีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณคลาดเคลื่อนไปอย่างมากเช่น

- แรงดันของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนแปลง เช่น ไฟตก เป็นต้น
- โหลดของวงจรเปลี่ยนแปลงไป
- ค่าของอุปกรณ์ที่มีผลต่อการกำหนดความถี่เปลี่ยนแปลงเช่น อุปกรณ์ R, L, C มี

คุณภาพไม่ดี มีค่าไม่ตรงกับที่กำหนดเป็นรหัสบนตัวอุปกรณ์ หรือหลังจากใช้งานไปแล้วเสื่อมคุณภาพ เป็นต้น

ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องคำนึงถึงอย่างยิ่ง ที่จะต้องพยายามนำเอาแหล่งจ่ายที่มีการปรับระดับแรงดันเอาต์พุตหรือเรกกูเลท (Regulated) มาใช้ ซึ่งค่าสัญญาณเอาต์พุตไม่ขึ้นกับคุณสมบัติของวงจรขยายมากนัก หรือเพิ่มเติมวงจรบัฟเฟอร์เข้าไประหว่างวงจรออสซิลเลเตอร์กับโหลด หรือใช้

อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูง และทนทานมีอายุการใช้งานได้นานในส่วนที่เกี่ยวข้องกับวงจรกำเนิดความถี่เช่น ค่าไม่แปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิ เป็นต้น หรือเปลี่ยนมาใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีผลึกคริสตอล เป็นตัวกำหนดความถี่ซึ่งจะให้ความเที่ยงตรงสูงถึงหนึ่งในสิบล้านส่วน เป็นต้น

3. มีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ (Amplitude Stability) คือขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณจะต้องไม่ขึ้น ๆ ลง ๆ นั่นคือก่อนข้างจะคงที่ ทำได้โดยการออกแบบให้มีวงจรปรับอัตราขยายหรือเกนให้คงที่ด้วยวิธีต่าง ๆ กัน

### 3.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ

วงจรขยายความนำ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) เป็นบล็อกพื้นฐานของวงจรรอานalogโอทีเอมีการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง การปรับจูนกว้างและมีประสิทธิภาพสูงในการสร้างวงจร โดยพื้นฐานของโอทีเอจะไม่มีตัวต้านทาน ดังนั้นการประยุกต์ใช้งานจะสะดวก [7], [9], [12]-[14], [17]-[18] วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟส (Multiphase Sinusoidal Oscillators : MSOs) นำมาประยุกต์ใช้งานในการติดต่อสื่อสารอย่างกว้างขวางในการประมวลผลของสัญญาณและระบบควบคุมกำลัง

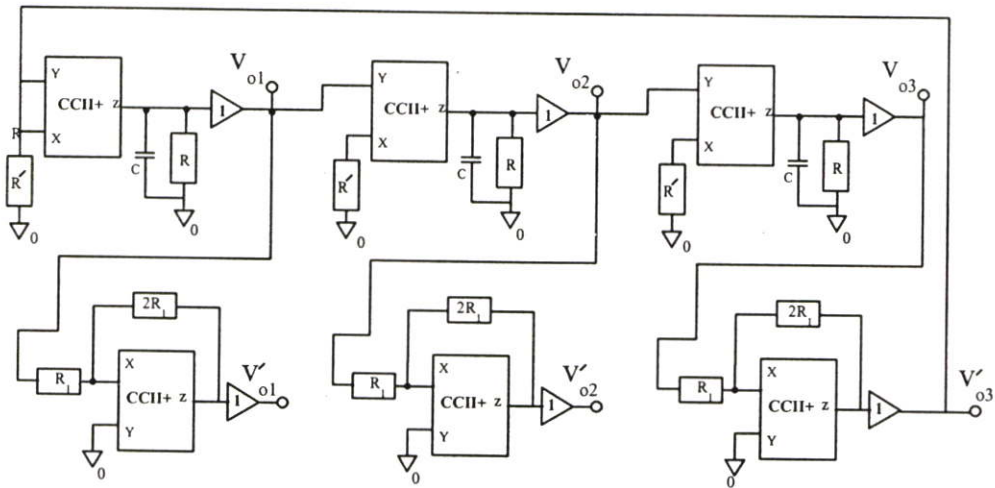
ในอดีตมีเทคนิคต่างๆ ในการออกแบบวงจร MSOs มากมาย [1],[3]-[8],[10]-[11],[19]-[20] ระบบในตอนแรกของวงจร MSOs นำเสนอโดย Kaplan และ [6], [8], [10]-[11] ซึ่งประสิทธิภาพของวงจรสูงแต่โครงสร้างมีความซับซ้อนและใช้อุปกรณ์น้อย วงจร MSOs อีกอย่างหนึ่งคือใช้โอทีเอ [7] วงจร MSOs นี้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ต่อไปนี้จะกล่าวถึงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ ในการสร้างวงจร

#### 3.6.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง [5]

เมื่อเร็ว ๆ นี้มีเทคนิคใหม่สำหรับวงจร MSO ซึ่งใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Control Current Conveyors : CCCIs) [1] โดยวงจรมีตัวต้านทานเพิ่มเข้ามา ซึ่งทำให้การปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์สามารถเป็นไปได้ง่ายก็ตามง่ายสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์ ซึ่งสามารถทำได้ง่าย

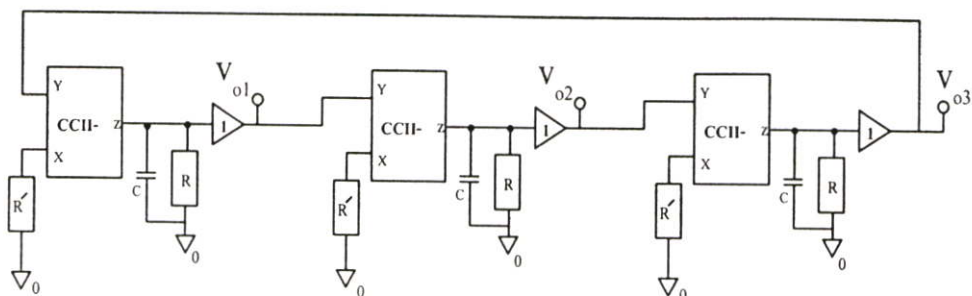
ในปี 1995 Hou และ Shen Wu et al. นำเสนอวงจร MSOs ที่ใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyors : CCIs) [5] โดยมีกราดั้วต่ออยู่ที่ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน อย่างไรก็ตามการปรับค่าของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ยังมีข้อบกพร่องอยู่ การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์สามารถทำได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ฟิลด์เอฟเฟค (Junction Field-Effect Transistor : JFET)

วงจร MSOs ที่ใช้พื้นฐานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง [5] โดย Sedra และ Smit [34] มีโครงสร้างที่ใช้ในวงจรแอกทิฟฟิลเตอร์, ออสซิลเลเตอร์, แอมพลิไฟเออร์และการเลียนแบบการทำงานใน [22],[24],[25],[28],[35] โดยวงจรให้ค่าแบนวิดธ์สูง, ความเป็นเชิงเส้นมีค่าสูง [29],[33],[36] วงจร MSOs มีขอบเขตการทำงานกว้างกับการประยุกต์ใช้ในระบบกำลัง การประมวลผลสัญญาณและการติดต่อสื่อสาร วงจร MSOs ที่นำเสนอใน [21],[23],[27],[26],[31],[32] นั้นได้วงจรที่เป็นเฟสที่เท่ากัน โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปมีโครงสร้างที่ซับซ้อน [30] วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองใน [5] มีวงจร MSOs อยู่ด้วยกันสองส่วนโดยมีโครงสร้างง่าย ๆ ซึ่งจะทำให้เกิดการออสซิลเลตที่เป็นจำนวนเฟสคู่และคี่ โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองมีตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุประกอบอยู่ด้วย



รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หกเฟส [5]

ในรูปที่ 3.5 เอาต์พุตในแต่ละส่วนมีค่าเท่ากันกับหนึ่งดังนั้นจะมีเอาต์พุตที่  $2n$  เท่ากันเมื่อ  $n > 2$  โดยแต่ละส่วนจะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่ง พื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหกเฟสที่ใช้วงจร CCII+ ซึ่งที่ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานมีกราด์ต่ออยู่ด้วย มีทรานซิสเตอร์สองตัวคือ  $R_2$  และ  $2R_2$  ดังนั้นสามารถใช้ CCII- กับตัวต้านทานที่ต่อกันในเทอมของ X และ Z



รูปที่ 3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟส [5]

จากรูปที่ 3.6 พื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบสามเฟสซึ่งใช้วงจร CCII+ และ AD844 หกตัว มีตัวเก็บประจุสามตัวและมีตัวต้านทานหกตัวต่ออยู่กับกราวด์ โดยค่าของ  $R' = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1.2 \text{ nF}$  รูปคลื่นมีความถี่  $10.5 \text{ kHz}$  ความคลาดเคลื่อนระหว่างความถี่และค่าต่างๆ เป็นผลมาจาก CCII+ ทางอุดมคติและข้อบกพร่องที่เกิดขึ้นของส่วนประกอบพาสซีฟ

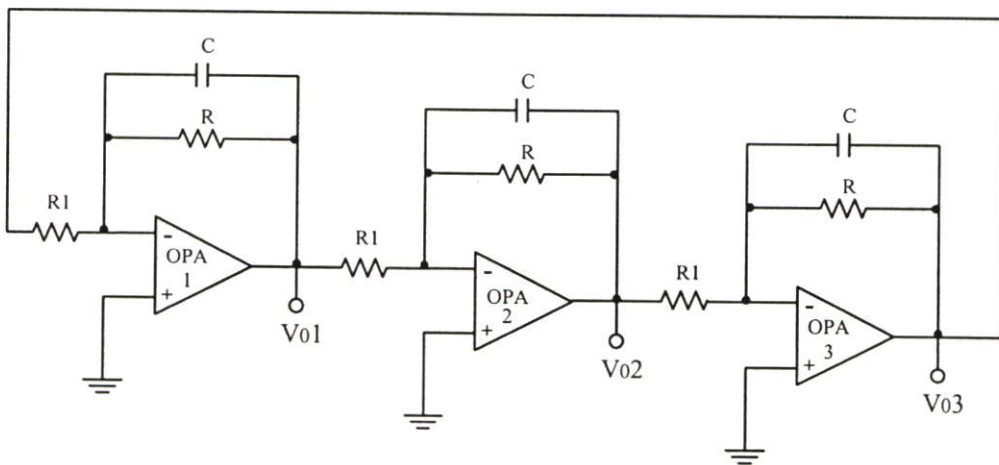
ดังนั้นจะเห็นได้ว่าวงจร MSOs [5] มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนโดยใช้วงจร CCII+ ที่เป็นอุปกรณ์แอคทีฟวงจรสามารถสร้างสัญญาณได้จำนวน  $n$  เฟส (จำนวนที่  $n \geq 3$ , จำนวนคู่  $n \geq 6$ ) โดยวงจรมีจำนวนของอุปกรณ์น้อยดังนั้นจึงง่ายสำหรับนำไปประยุกต์ใช้สำหรับการสร้างไอซี แต่ข้อเสียของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรสายพานกระแสที่สอง ก็คือความคลาดเคลื่อนในวงจรสายพานกระแส ที่ทำให้ความถี่มีความผิดพลาด 5 % [8] และความผิดเพี้ยนมากกว่า 2 % [9] ดังนั้นในการนำไปพัฒนาวงจรต่อจึงควรปรับปรุงวงจรในเรื่องนี้

### 3.6.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์ [4]

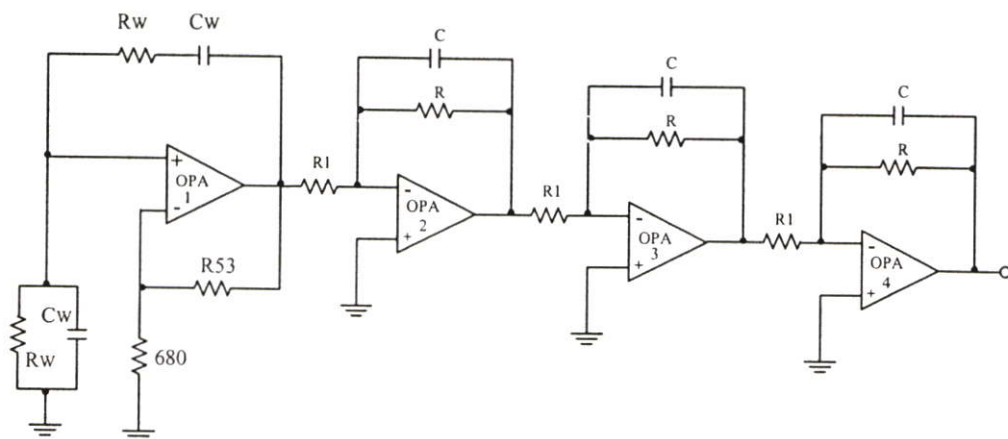
ในปี 1995 วงจร MSOs ใช้กระแสป้อนกลับของออปแอมป์ (Current Feedback Amplifier : CFOAs) ที่นำเสนอโดย Wu et al. [20] ซึ่งเป็นวงจรง่ายๆที่สามารถแยกความถี่สูงๆ ได้ อุปกรณ์ที่ใช้คือ AD844 ส่วนในปี 1998 ได้มีวงจร MSOs ที่ใช้โอปแอมป์อีกโดย Gift [3]-[4] ซึ่งวงจรถองทั้งสองที่กล่าวไปมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน แต่ข้อเสียก็คือการสวิงของแรงดันที่เอาต์พุตมีค่ามากและการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์นั้นยังมีข้อบกพร่องอยู่ นอกจากนี้วงจรมีส่วนประกอบทางด้านพาสซีฟและจำนวนของอุปกรณ์มากอีกด้วย

ความกว้างขวางของวงจร MSOs ที่นำมาใช้ในระบบควบคุมกำลัง, การติดต่อสื่อสารและการประมวลผลสัญญาณมีผลต่อการพัฒนาของวงจร MSOs ซึ่งระบบในตอนแรก [1]-[4] ส่วนมากจะเป็นประโยชน์ทางด้านไฟฟ้า วงจรที่เหมาะสมกว่าของ MSOs ใช้ Active-R [37] และวงจรที่ใช้ OTA [6] แต่ทั้งสองเทคนิคนี้มีขอบเขตอยู่ที่การสวิงของแรงดันที่เอาต์พุตวงจร MSOs โดยทั่วไปจะใช้พื้นฐานของ OTA ซึ่งมีวงจรรองเพื่อช่วยลดความต้านทานเอาต์พุตที่มีค่าสูงกับค่าขยายความนำและค่านี้ซึ่งจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ กระแสป้อนกลับของออปแอมป์ [7] ที่เคยใช้วงจร MSOs นั้น

สามารถแยกความถี่สูง ๆ ได้แต่ต้องการการชดเชยในแอมพลิไฟเออร์ ออปแอมป์ [10] เป็นอุปกรณ์ที่ใช้กันในวงจร MSOs แบบเฟสคู่และรองรับความผิดพลาดของความถี่ 2 % ส่วนความผิดพลาดของฮาร์มอนิกน้อยกว่า 0.05% จึงเหมาะสำหรับความถี่สูง ๆ สิ่งที่สำคัญคือการป้อนกลับแบบบวก ในออปแอมป์จำกัดอยู่ที่ค่า Gain-Bandwidth Product กับอุปกรณ์ในวงจรที่มากขึ้นไป วงจร MSOs ที่ใช้ออปแอมป์นี้ส่งผลให้การสวิงของแรงดันที่เอาต์พุตมีค่ามาก (มากกว่า  $\pm 10$  v) ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำและการขับเคลื่อนของตัวเก็บประจุมีค่าสูง (ในการขับเคลื่อนจะต้องปรับโหลดจากภายนอกซึ่งมีความจำเป็นสำหรับวงจรกรอง) จาก [4] วงจร MSOs แบบเฟสคู่นี้ใช้พื้นฐานของออปแอมป์ซึ่งมีประโยชน์กับการเครือข่าย Phase-Shifting ในการกลับรูปของออปแอมป์ ส่วนผลของการป้อนกลับแบบลบการออสซิลเลตของความถี่ที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยและเกิดความผิดพลาด โดยวงจรนั้นมีค่าใช้จ่ายน้อยซึ่งในการออสซิลเลตจะเกิดขึ้นที่ความถี่  $(\omega_0 = 2f_0)$  ตามกฎของบาร์คสเตรน [38] ในรูปที่ 3.7 และ 3.8 ในการทดสอบใช้ออปแอมป์ที่ประกอบด้วยวงจรขยายผลต่างโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 ซึ่งมีราคาต่ำมีค่า Gain-Bandwidth Product 3 MHz และออปแอมป์เบอร์ HA2554C มีค่า Gain-Bandwidth Product 50 MHz และมีค่าเกินเป็นหนึ่งเสมอ



รูปที่ 3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสโดยใช้การป้อนกลับของออปแอมป์ [4]



รูปที่ 3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสโดยใช้การป้อนกลับของออปแอมป์ และใช้วินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ [4]

สำหรับใน LF351 ความผิดเพี้ยนในการออสซิลเลตที่เอาต์พุตวัดได้ 1.38 kHz และที่ HA2544C วัดได้ 24.5 kHz ในอุปกรณ์ทั้งสองมีความผิดเพี้ยนน้อยกว่า 80 dB ความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกส์สูงสุดน้อยกว่า 0.01% โดยการแก้ไขปัญหาคือความผิดเพี้ยนในวงจรออสซิลเลเตอร์คือต้องให้การป้อนกลับแบบลบมีค่ามากถึงจะช่วยลดปัญหานี้ได้ ข้ออีกอย่างหนึ่งของวงจร MSOs คือแอมพลิจูดของสัญญาณที่ต้องเท่ากัน ในการทดสอบนี้จะทำการปรับปรุงรูปเกนซึ่งจะช่วยลดความผิดเพี้ยนลงได้

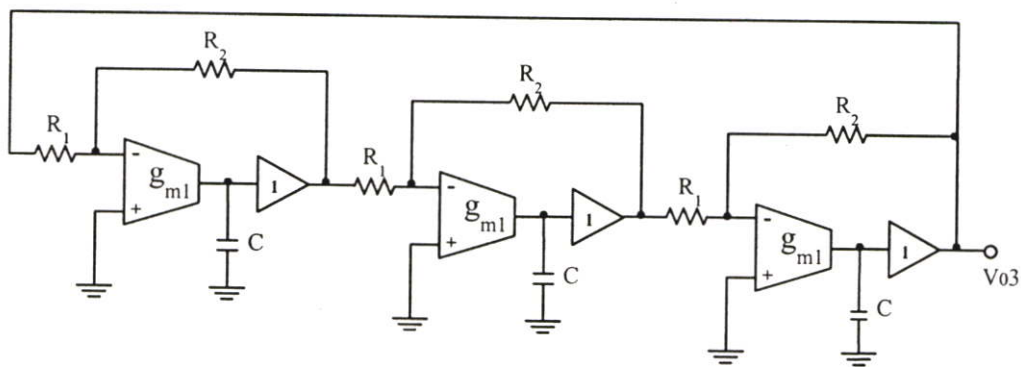
วงจร MSOs แบบเฟสคี่ที่ใช้ออปแอมป์ [4] ประกอบด้วยวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งต่อเรียงกัน  $n$  วงจร โดยจะให้แอมพลิจูดที่เท่ากันในแต่ละเฟสจากการออสซิลเลตที่สม่ำเสมอตามระบบ Phase-Shift จากการเปรียบเทียบวงจรกับวงจร MSOs แบบเฟสคู่ [10] ที่ผ่านมาจะเห็นว่าวงจร MSOs แบบเฟสคี่ที่ใช้ออปแอมป์ [4] นั้นเมื่อใช้การป้อนกลับแบบลบนั้นทำให้ช่วยลดความผิดเพี้ยนได้มากกว่า ซึ่งจะเห็นได้ว่าช่วยลดสัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดใหญ่ที่อิมพีแดนซ์ต่ำและการขับเคลื่อนของกระแสที่ตัวเก็บประจุมีค่ามากดังนั้นจึงเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมเช่นกัน

### 3.6.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอทีเอ [7]

วงจรรขยายความนำหรือโอทีเอ (Operational Transconductance Amplifiers :OTAs) เป็นวงจรที่ปรับปรุงมาจากออปแอมป์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้ในการออกแบบวงจรรอนาลอก วงจรโอทีเอ นั้นมีความเป็นเชิงเส้นสูงซึ่งสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยที่โอทีเอจะมีวงจรผลต่างของแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Differential Voltage Control Current Source : DVCCS) แต่มันสามารถทำงานได้ตามวงจรผลต่างของแหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมด้วยแรงดัน(Differential Voltage Control Voltage Source : DVCVS) โดยจะเป็นเอาต์พุตในส่วนของ

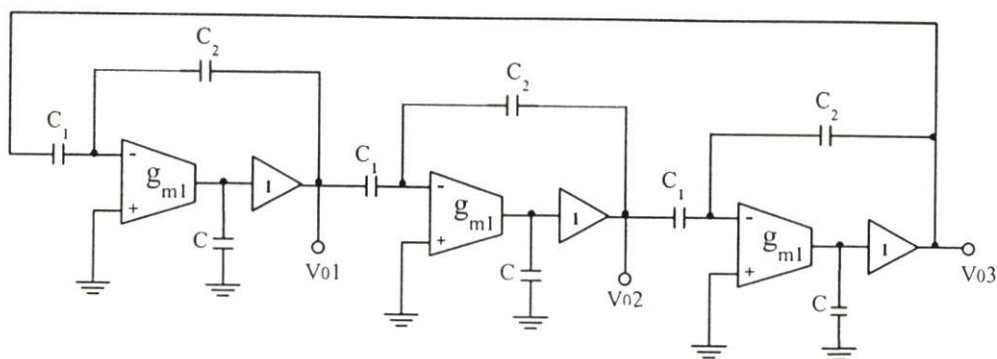
วงจรกรอง คั้งนั้นเหมาะที่จะใช้วงจรกรองกับโอทีเอเช่นเบอร์ LM13600, LM 13700 โอทีเอทั่วไป มีประสิทธิภาพของความถี่สูงซึ่งจะทำให้มีขอบเขตกว้างในการออกแบบ วงจร MSOs นั้น มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางในการติดต่อสื่อสาร, การประมวลผลของสัญญาณและในระบบควบคุมกำลังต่าง ๆ โดยวงจรออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไปเหมาะที่จะนำมาใช้งานในระบบที่กล่าวมา [39] - [41]

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอทีเอ [7] ซึ่งมีการคำนึงถึงโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนคือใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟสที่สามที่ใช้โอที, ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในวงจร ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์แบบสามเฟส ได้มีการศึกษาและนำมาใช้งานจริงโดยได้มีการปรับปรุงมาจากวงจร OTA-C การออสซิลเลตที่จำนวนคี่ของ  $n$  ส่วนของเอาต์พุตมีโครงสร้างที่สมมาตรกันเช่นมี แอมพลิฟายด์และช่วงของความถี่ในการออสซิลเลตก็เท่ากัน [40] โดยโครงสร้างนั้นมีประโยชน์สำหรับการเกิดสัญญาณสามเฟส ( $n=3$ )



รูปที่ 3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [7]

จากรูปที่ 3.9 ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบสามเฟสประกอบด้วยโอทีเอ, ตัวเก็บประจุ, ตัวต้านทานและวงจรจะเกิดการออสซิลเลตของความถี่ที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความนำ (Transconductance :  $g_m$ ) ของโอทีเอ การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ ขึ้นอยู่กับการควบคุมการไบอัสของกระแสกับแรงดันในตัวโอทีเอเอง การออสซิลเลตที่ความถี่ใน Phase-Shift ระหว่างเอาต์พุตทั้งสองในการป้อนกลับในส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จะต่อเนื่องกันซึ่งมี  $\phi = 120^\circ$  อย่างไรก็ตามโอทีเอนั้นตัวแปรควบคุมปรับค่าได้ในอัตราส่วนของการออสซิลเลตที่ไม่ต่างกัน



รูปที่ 3.10 วงจร OTA-C ที่พัฒนามาจากวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 3.9 [7]

จากรูปวงจร MSOs ในส่วนของ OTA-C จะมี  $R_1$  และ  $R_2$  กับตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ตามลำดับ จากวงจรที่กล่าวมาสิ่งที่เชื่อถือได้คือความถี่ในการออสซิลเลตซึ่งมีค่าเกินเท่ากับหนึ่ง และเป็นตัวแปรหลักที่น่าสนใจ กำเนิดสัญญาณไซน์แบบสามเฟสที่ได้นั้นใช้โอทีเอเบอร์ CA3080 มีความทนทาน 5 % ได้ความถี่ในการออสซิลเลตเท่ากับ 1 kHz ณ. ที่อุณหภูมิห้อง 28°C และวงจรที่ได้อยู่ในช่วงความถี่ 7 Hz-7 kHz กระแสในการไบอัส 1 $\mu$ A - 1000 $\mu$ A

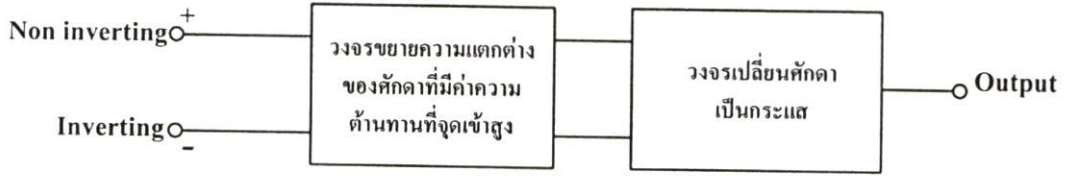
กำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟส โดยใช้โอทีเอทีได้กล่าวไปข้างต้นมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน วงจรสามารถทำให้เกิดสัญญาณไซน์จำนวน  $n$  เฟส ( $n$  เป็นจำนวนคี่) ในแต่ละช่วงของเฟสมีแอมพลิจูดที่เท่ากันโดยวงจรนี้ปรับปรุงมาจาก OTA-C จะเห็นได้ว่าวงจรมีอุปกรณ์น้อย ทำให้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นวงจรจึงเหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ในเทคโนโลยีแบบมอสต่อไป

### 3.7 ทฤษฎีการทำงานของโอทีเอ

#### 3.7.1 หลักการทำงานของโอทีเอ

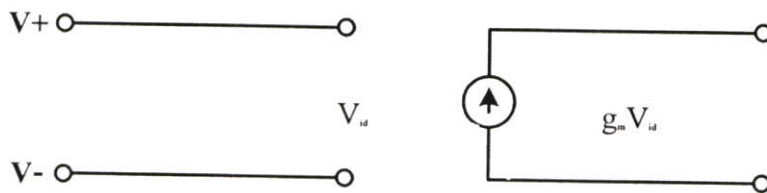
##### 3.7.1.1 หลักการโอทีเอเบื้องต้น

โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) เป็นวงจรขยายที่ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าให้เป็นกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ ทำงานในลักษณะแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Current Source : VCCS) โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันและสัญญาณเอาต์พุตออกเป็นกระแส ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) หรือ  $g_m$  ของโอทีเอสามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอกและพัฒนาให้สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ

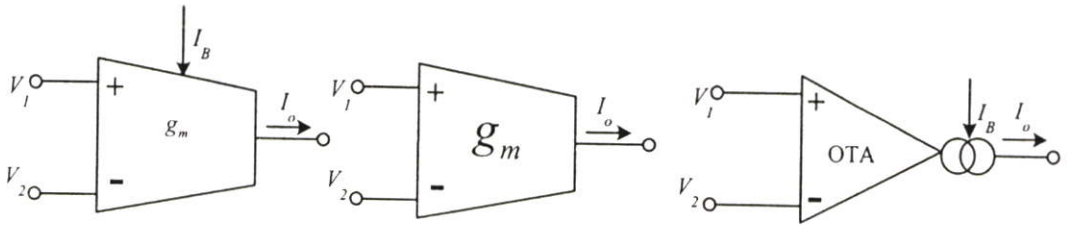
จากรูปที่ 3.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างอย่างง่าย ๆ ของโอทีเอโดยมีคุณสมบัติพื้นฐานคือมีอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงสำหรับวงจรสมมูลทางอุดมคติแสดงดังรูปที่ 3.12



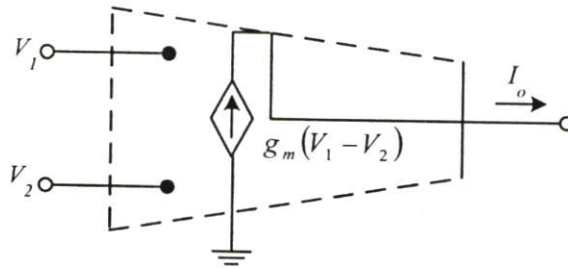
รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ

### 3.7.1.2 โอทีเอในทางอุดมคติ

รูปที่ 3.13 (ก) แสดงให้เห็นถึงสัญลักษณ์ของอุปกรณ์โอทีเอ ซึ่งประกอบด้วยส่วนรับแรงดันอินพุต ส่วนกระแสไบอัสและส่วนกระแสเอาต์พุต ส่วนรูปที่ 3.13 (ข) แสดงให้เห็นถึงสัญลักษณ์วงจรสมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.13 (ก) สัญลักษณ์ของโอทีเอ (ข) สัญลักษณ์วงจรสมมูลของโอทีเอในทางอุดมคติ

ในกรณีที่เป็น โอทีเอในทางอุดมคติความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$I_{out} = g_m (V_1 - V_2) \quad (3.9)$$

เมื่อ  $g_m$  คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ ส่วน  $V_1$  และ  $V_2$  คือ ค่าแรงดันอินพุตที่ขาบวกและขาลบของโอทีเอตามลำดับ

อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส ( $I_{Bias}$ ) ของโอทีเอ ในกรณีที่ใช้โอทีเอแบบไบโพลาร์ความสัมพันธ์ของอัตราขยายค่าความนำและกระแสไบอัสจะได้เป็น

$$g_m = \frac{I_{bias}}{2V_T} \quad (3.10)$$

เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (Thermal Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง 25°C ดังนั้นสมการเขียนได้ใหม่เป็น

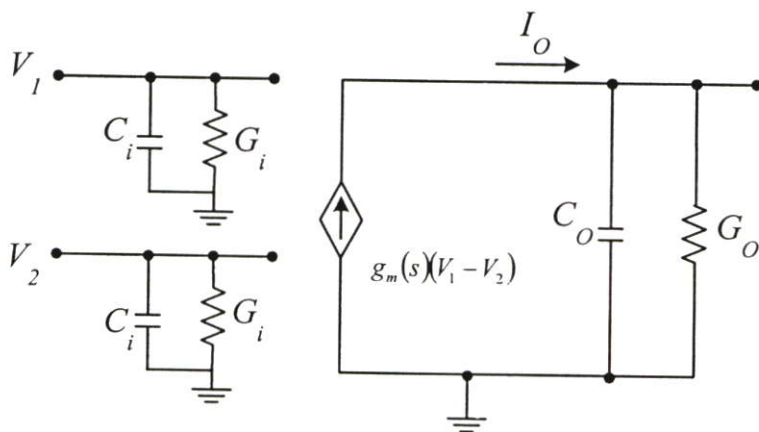
$$g_m = \frac{I_{Bias}}{2 \times 25mV} \quad (3.11)$$

หรือ

$$g_m = 20 I_{Bias} \quad (3.12)$$

### 3.7.1.3 โอทีเอในทางปฏิบัติ

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นหลักการของโอทีเอในทางอุดมคติแต่โอทีเอที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปจะมีขีดจำกัดการทำงานซึ่งสามารถศึกษาได้จากข้อมูลของบริษัทผู้ผลิตนั้น ๆ สำหรับค่าแรงดันอินพุตโอทีเอโดยทั่วไปจะมีข้อจำกัดซึ่งสามารถปรับค่าได้เป็นเชิงเส้นในช่วงแรงดันไม่เกิน 25 mV และเนื่องจากวงจรโอทีเอประกอบด้วยทรานซิสเตอร์จำนวนหนึ่งซึ่งมีผลของความต้านทานและความจุไฟฟ้าภายในของทรานซิสเตอร์เอง ทำให้กระแสเอาต์พุตของโอทีเอมีค่าขึ้นกับความถี่ของแรงดันอินพุต ส่วนอินพุตและเอาต์พุตของวงจรสมมูลของโอทีเอประกอบด้วยค่าความนำและความจุไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ

จากรูปที่ 3.14  $G_i$  และ  $C_i$  คือ ค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านอินพุต ส่วน  $G_o$  และ  $C_o$  คือ ค่าความนำและค่าความจุแฝงไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต จากวงจรสมมูลไม่คิดรวมค่าความนำและค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต ( $G_{ic}$  และ  $C_{ic}$ ) แบบโหมคร่วม (Common Mode) เนื่องจากมีค่าน้อยมากและจากโครงสร้างของวงจรสมมูลที่ส่วนอินพุตเมื่อเทียบกราวด์สามารถเขียนแอดมิตแตนซ์อินพุตและเอาต์พุตได้เป็น

$$Y_i = G_i + sC_i \quad (3.13)$$

และ

$$Y_o = G_o + sC_o \quad (3.14)$$

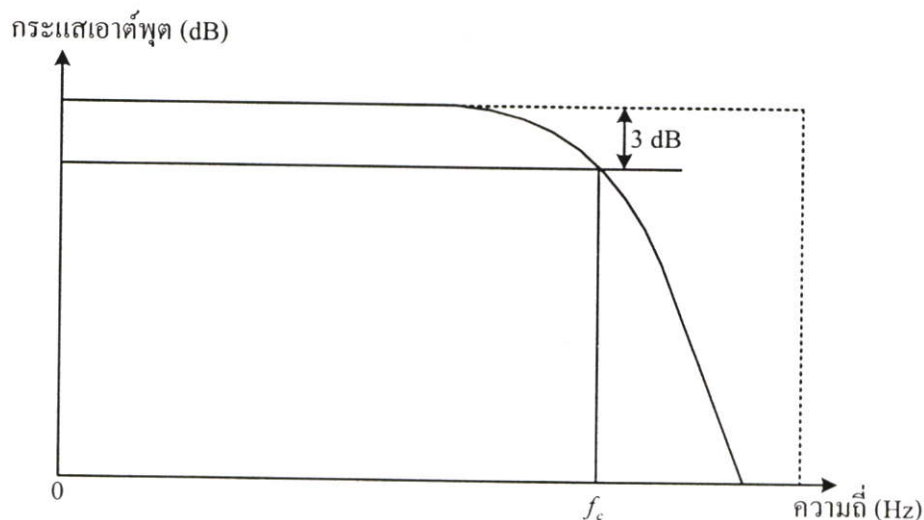
เมื่อพิจารณาผลตอบสนองความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะมีรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$g_m = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (3.15)$$

เมื่อ  $\omega_c$  คือ ตำแหน่งโพลภายในของโอทีเอ และ  $g_{m0}$  คือ อัตราค่าขยายความนำที่ความถี่ต่ำของโอทีเอ จากสมการที่ (3.15) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{g_{m0}}{1 + s\tau_c} V_{in(s)} \quad (3.16)$$

เมื่อ  $\tau_c = 1 / \omega_c$  คือ ค่าคงที่ทางเวลา (Time Constant) จากสมการที่ (3.16) ผลการตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.15

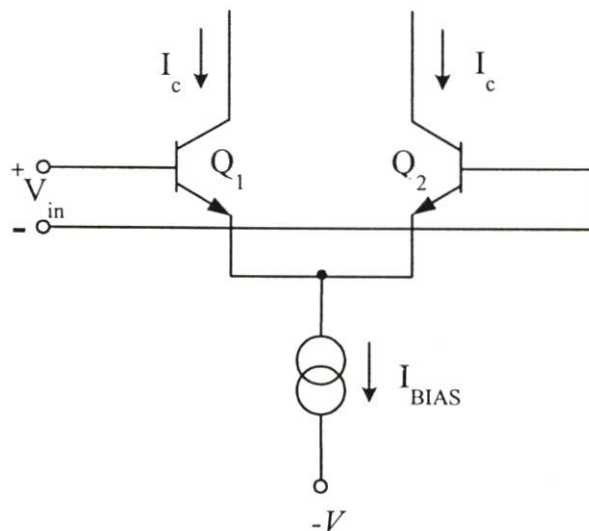


รูปที่ 3.15 ผลการตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ

### 3.7.2 หลักการทำงานพื้นฐานของโอทีเอ

หลักการทำงานพื้นฐานของโอทีเอ โดยทั่วไปประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญสองส่วน คือ วงจรขยายสัญญาณผลต่างอินพุตและวงจรสะท้อนกระแสซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานของแต่ละวงจรได้ดังนี้

#### 3.7.2.1 วงจรขยายสัญญาณผลต่างอินพุต



รูปที่ 3.16 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

วงจรขยายผลต่างของโอทีเอแสดงดังรูปที่ 3.16 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เมื่อกำหนดให้  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีความสมพียงกันทุกประการและจ่ายกระแสไบอัสให้แก่วงจรจะเกิดกระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าเท่ากับ  $I_{Bias} / 2$  ดังนั้นอัตราขยายค่าความนำของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จึงมีค่าเท่ากับ

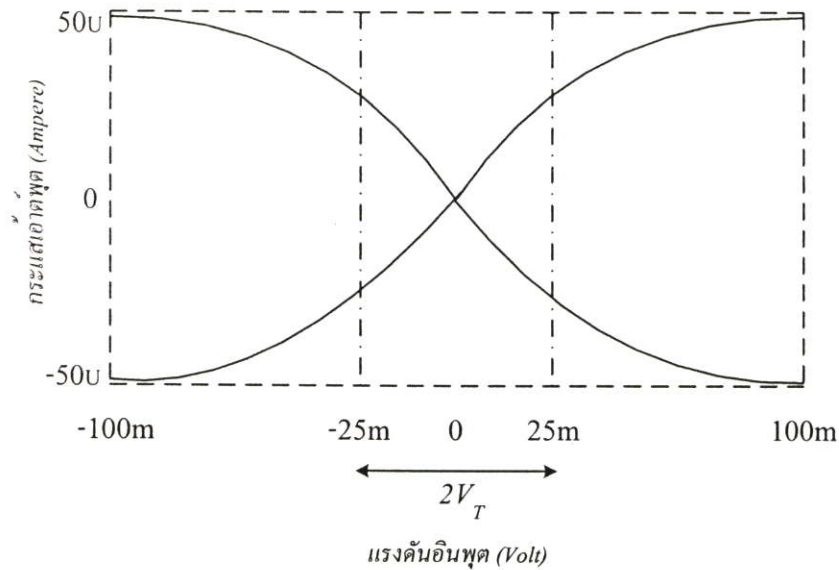
$$g_m = I_C / V_T \quad (3.17)$$

แต่เนื่องจากกระแส  $I_C$  มีค่าเท่ากับ  $I_{Bias} / 2$  ทำให้

$$g_{m1} = g_{m2} = I_{Bias} / 2V_T \quad (3.18)$$

เมื่อ  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  คือ อัตราขยายค่าความนำ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ กราฟความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุตค่าต่าง ๆ แสดงในรูปที่ 3.17 ซึ่งจะเห็นได้ว่าอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ

เอทีจะมีความเป็นเชิงเส้นเมื่อแรงดันอินพุตอยู่ในช่วงไม่เกิน  $\pm V_T$  หรือประมาณ  $\pm 25 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิห้อง  $25^\circ\text{C}$



รูปที่ 3.17 ความสัมพันธ์กระแสเอาต์พุตของโอทีเอเมื่อแปรค่าแรงดันอินพุต

เมื่อพิจารณาผลเนื่องจากสัญญาณขนาดเล็ก โดยกำหนดให้แรงดันอินพุตของวงจรขยายผลต่างของโอทีเอมีค่าเท่ากับ  $v_{id}$  ดังนั้นแรงดันระหว่างเบสกับอีมีเตอร์  $v_{be}$  ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าเป็น

$$v_{be1} = \frac{v_{id}}{2} \quad (3.19)$$

และ

$$v_{be2} = \frac{v_{id}}{2} \quad (3.20)$$

ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์  $i_c$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าเป็น

$$i_c = g_m v_{be} \quad (3.21)$$

ดังนั้นสมการที่ (3.19) ถึง (3.21) กระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จึงมีค่าเท่ากับ

$$i_{c1} = g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (3.22)$$

$$i_{c2} = -g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (3.23)$$

เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานอินพุตของวงจร  $R_{id}$  จะได้ว่า

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} \quad (3.24)$$

เมื่อ  $i_b \cong i_{b1} \cong i_{b2}$  คือ กระแสเบสของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าดังสมการ

$$i_b = \frac{i_c}{\beta+1} \approx \frac{i_c}{\beta} \quad (3.25)$$

โดย  $i_c \cong i_{c1} \cong i_{c2}$  คือ กระแสอีมีตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  แต่เนื่องจาก

$$i_c = \frac{v_{id}}{2r_c} \quad (3.26)$$

ดังนั้น

$$i_b = \frac{v_{id}}{2r_c\beta} \approx \frac{v_{id}}{2r_\pi} \quad (3.27)$$

แทนค่า  $i_b$  จากสมการที่ (3.27) ลงในสมการที่ (3.24) จะได้อัตราความต้านทานอินพุตเป็น

$$R_{id} = 2r_\pi \approx 2\beta r_c \quad (3.28)$$

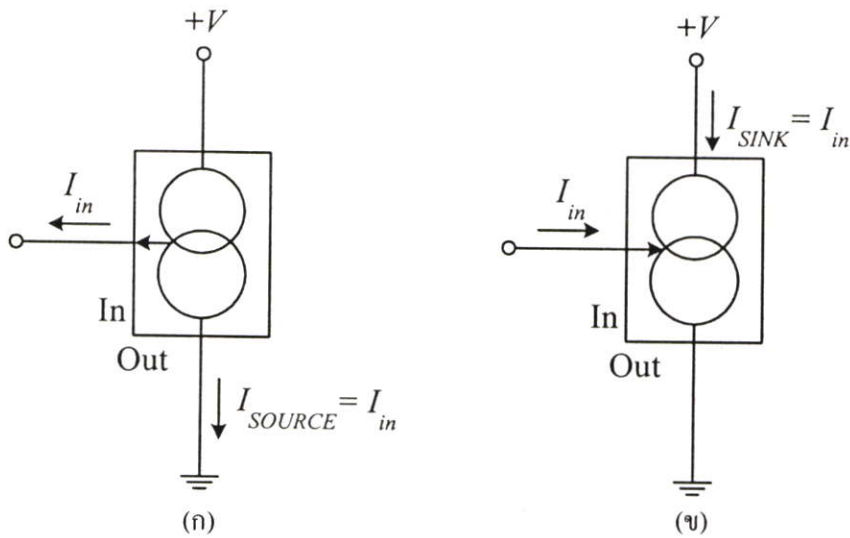
แต่เนื่องจาก  $r_c$  มีค่าเท่ากับ  $1/g_m$  หรือประมาณ  $I_C / V_T$  ดังนั้น

$$R_{id} \cong \frac{2\beta}{g_m} \quad (3.29)$$

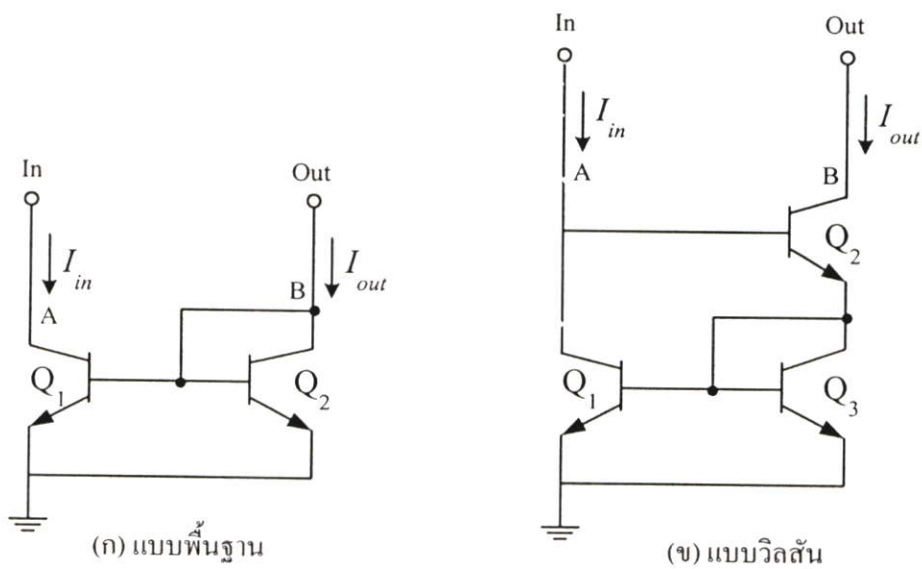
ซึ่งจะเห็นว่าความต้านทานอินพุตของวงจรขึ้นอยู่กับอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอหรือขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสนั่นเอง

### 3.7.2.2 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสเป็นกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในโอทีเอ ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุตไปยังกระแสเอาต์พุต รูปที่ 3.18 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส โดยในรูปที่ 3.18 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการจ่ายกระแส ส่วนรูป 3.18 (ข) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกทำหน้าที่ในการดึงกระแส



รูปที่ 3.18 สัญลักษณ์ของวงจรสะท้อนกระแส (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ



รูปที่ 3.19 วงจรสะท้อนกระแส (ก) แบบพื้นฐาน (ข) แบบวิลสัน

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานซึ่งเป็นส่วนประกอบในส่วนของวงจรไบอัสของโอทีเอ แสดงดังรูปที่ 3.19 (ก) เมื่อพิจารณาผลรวมกระแสที่จุด A เมื่อกำหนดให้กระแส  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

$$I_m - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta} = 0 \quad (3.30)$$

พิจารณาในกรณีที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีความสมพียงกันทุกประการจากสมการที่ (3.30) กระแสเอาต์พุตมีค่าดังนี้

$$I_{out} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_m}{1 + \frac{2}{\beta}} = \left[ 1 - \frac{2}{\beta + 2} \right] I_m \quad (3.31)$$

ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแสเอาต์พุต (% error) เมื่อเทียบกับกระแสอินพุตกรณีนี้ มีค่าเป็น

$$\% \text{ error} = \frac{2}{\beta + 2} \quad (3.32)$$

ในกรณีนี้เมื่อกำหนดให้  $\beta = 100$  ดังนั้น error มีค่าเท่ากับ 1.96% แต่โดยทั่วไปแล้วเมื่อกำหนดให้  $\beta \gg 1$  กระแสเอาต์พุตจะมีค่าประมาณเท่ากับกระแสอินพุตดังนี้คือ

$$I_{out} \cong I_{in} \quad (3.33)$$

ความต้านทานอินพุตต่อสัญญาณขนาดเล็กจะมีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานของ  $Q_1$  ที่ต่อในรูปของไดโอดซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{V_T}{I_m} \quad (3.34)$$

ความต้านทานเอาต์พุตต่อสัญญาณขนาดเล็ก  $r_o$  มีค่าประมาณเท่ากับค่าความต้านทานระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอีมีตเตอร์ของ  $Q_2$  และกราวด์มีค่าประมาณ

$$r_o = \frac{V_A}{I_m} \quad (3.35)$$

เมื่อ  $V_A$  คือ ค่าแรงดันจุดเริ่ม (Early Voltage)

รูปที่ 3.19 (ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน เมื่อพิจารณาที่ขาอิมิตเตอร์ของ  $Q_2$  สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสได้ดังนี้ คือ

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C3} \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) + \frac{I_{C1}}{\beta} \quad (3.36)$$

หรือ

$$-I_{E2} = I_{C3} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \quad (3.37)$$

เมื่อพิจารณาที่จุดเอาต์พุตของวงจรหรือกระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_2$  จะได้

$$I_{C2} = -I_{E2} \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right) = I_{C3} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right) \quad (3.38)$$

หรือ

$$I_{C3} = \frac{I_{C2}}{\left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \left( \frac{\beta}{\beta+1} \right)} \quad (3.39)$$

เมื่อกำหนดให้  $Q_1$  และ  $Q_3$  มีความสมพียงกันทุกประการกระแสคอลเลกเตอร์  $I_{C1}$  มีค่าเป็น

$$I_{C1} = I_{C3} \quad (3.40)$$

และที่จุดอินพุตของวงจร  $I_{C1}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{C1} = I_{in} - \frac{I_{C2}}{\beta} \quad (3.41)$$

จากสมการที่ (3.38) ถึงสมการที่ (3.41) กระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  ของวงจรเขียนได้เป็น

$$I_{out} = I_{C2} = I_{in} \left[ 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right] \quad (3.42)$$

จากสมการที่ (3.42) ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของกระแสมีค่าเท่ากับ

$$\%error = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \quad (3.43)$$

เมื่อกำหนดให้  $\beta = 100$  เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนจะมีค่าเท่ากับ 0.0196% ซึ่งจะเห็นได้ว่าในวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้รับนั้นมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอินพุตมากกว่าในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าดังสมการ

$$r_o = \frac{\beta V_A}{2I_{out}} \quad (3.44)$$

ส่วนค่าความต้านทานอินพุต  $r_{in}$  ของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันมีค่าประมาณ 2 เท่า ของความต้านทานอินพุตในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานดังนี้

$$r_{in} = \frac{2V_T}{I_{in}} \quad (3.45)$$

รูปที่ 3.20 แสดงให้เห็นถึงหลักการพื้นฐานของโอทีเอซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายผลต่าง 1 วงจร และวงจรสะท้อนกระแส 4 วงจร ซึ่งเมื่อแทนที่วงจรสะท้อนกระแส C ในรูปที่ 3.19 ด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานในรูปที่ 3.20 อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอจะถูกควบคุมด้วยกระแสไบอัสภายนอก ( $I_{BIAS}$ ) ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$I_{BIAS} = I_A + I_B \quad (3.46)$$

ถ้าเพิ่มวงจรสะท้อนกระแส A , B และ D ลงในวงจรจากรูปที่ 3.20 เมื่อแรงดันอินพุตทั้งสองของโอทีเอมีค่าไม่เท่ากันจะทำให้เกิดผลต่างระหว่างกระแส  $I_A$  และ  $I_B$  ซึ่งถูกส่งผ่านโดยวงจรสะท้อนกระแส A , B และ D ไปยังโหนดภายนอก ดังนั้นเมื่อทำการแปรค่า  $I_{BIAS}$  ก็เสมือนกับการปรับค่ากระแสอิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  นั่นเองจึงทำให้สามารถควบคุมอัตราการขยายค่าความนำของวงจรขยายสัญญาณผลต่างได้ด้วยการปรับค่ากระแส  $I_{BIAS}$

จากรูปที่ 3.20 กระแสคอลเลคเตอร์ที่  $Q_1$  ถูกจ่ายเป็นกระแสอินพุตให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบบวกร A ทำให้เกิดกระแส  $I_u$  ดังนี้

$$I_a = I_A \quad (3.47)$$

จากนั้นกระแส  $I_a$  จะถูกส่งไปยังวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ D ซึ่งทำให้ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส  $I_d$  ที่ได้รับมีค่าเป็น

$$I_d = I_A \quad (3.48)$$

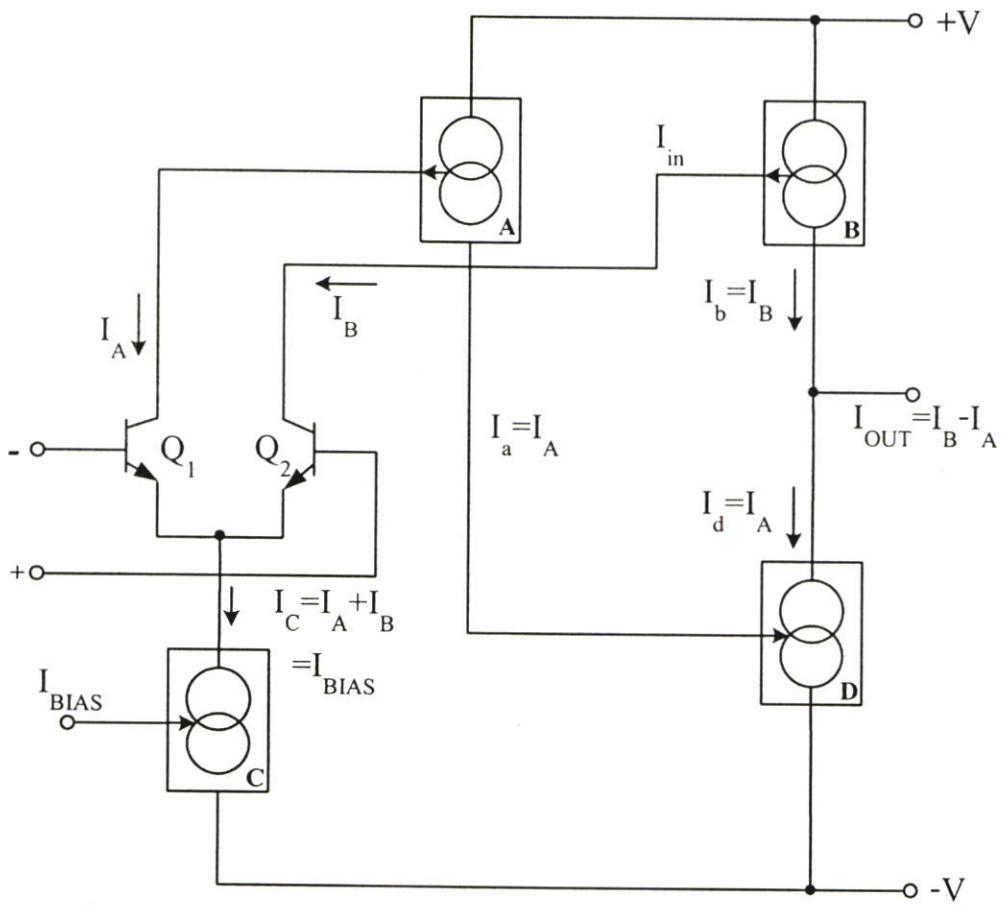
ในทำนองเดียวกันกระแสคอลเลคเตอร์ที่  $Q_2$  ถูกส่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก B กระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส  $I_b$  ที่ได้รับมีค่าดังสมการ

$$I_b = I_B \quad (3.49)$$

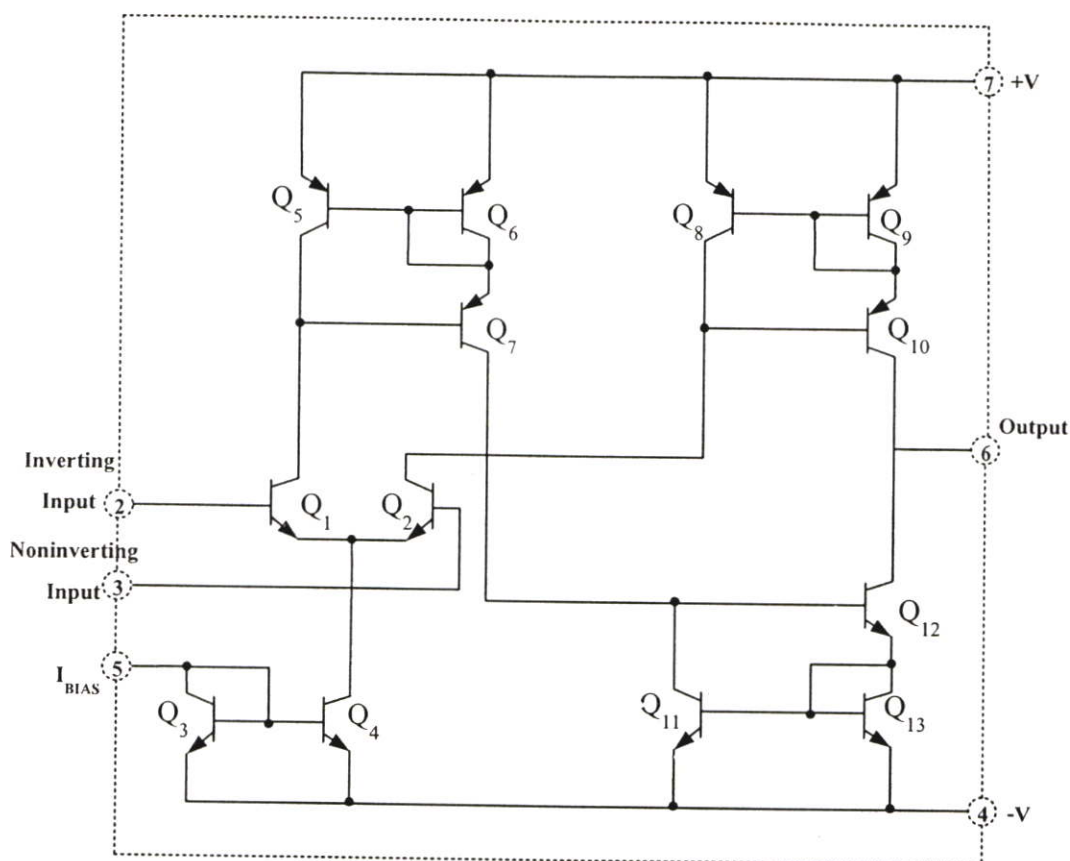
ดังนั้นกระแสเอาต์พุตจึงมีค่าเท่ากับ

$$I_{OUT} = I_B - I_A \quad (3.50)$$

จากหลักการดังกล่าวจะสามารถนำมาสร้างเป็นโอทีเอได้โดยมีรายละเอียดภายในของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.21

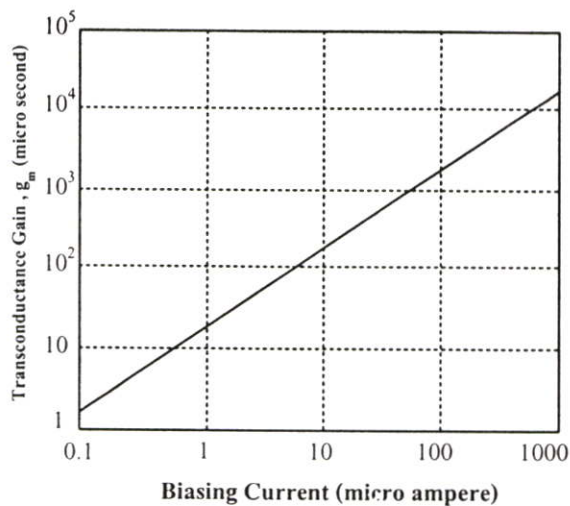


รูปที่ 3.20 วงจรสมมูลของโอทีเอ

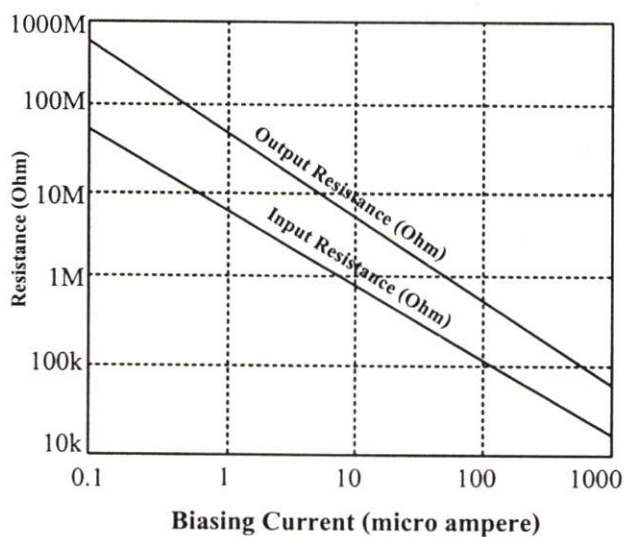


รูปที่ 3.21 โครงสร้างพื้นฐานภายในของโอทีเอ

จากรูปที่ 3.20 ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานทำหน้าที่ควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอกเพื่อจ่ายให้แก่วงจรขยายสัญญาณผลต่าง  $Q_1 - Q_2$  ที่ขาคอลเลกเตอร์ของ  $Q_4$  ซึ่งทำให้ผลบวกกระแสอีมีเตอร์ของ  $Q_1 - Q_2$  มีค่าเท่ากับกระแสไบอัสกระแสคอลเลกเตอร์จากส่วนขยายผลต่าง ๆ  $Q_1 - Q_2$  ถูกจ่ายให้แก่วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน  $Q_5 - Q_7, Q_{11} - Q_{13}$  และ  $Q_8 - Q_{10}$  เพื่อส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรที่มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  กับ  $Q_2$  และเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันทั้ง 3 วงจร ( $Q_5 - Q_7, Q_{11} - Q_{13}$  และ  $Q_8 - Q_{10}$ ) มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรสูงมากจึงทำให้ส่วนอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของโอทีเอมีค่าที่สูงมากเช่นกัน



(ก)

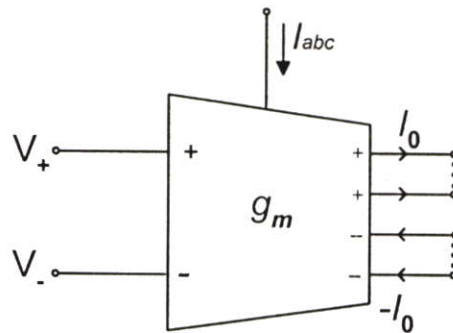


(ข)

รูปที่ 3.22 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสของโอทีเอ  
 (ข) ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานอินพุตและความต้านทานเอาต์พุตกับกระแสไบอัสของโอทีเอ

### 3.8 ลักษณะของวงจรที่นำเสนอ

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟส (Multiphase Sinusoidal Oscillator : MSO) จะมีหลายเอาต์พุตและใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสประกอบด้วยวงจรกรองสัญญาณอันดับหนึ่งต่ออนุกรมกัน  $n$  วงจร ซึ่งสามารถสร้างกระแสเอาต์พุตที่มีขนาดสัญญาณเท่าๆ กันในแต่ละเฟส ความถี่ที่เกิดขึ้นสามารถปรับจูนได้โดยไม่มีผลกระทบต่อเฟสของการออสซิลเลตความถี่ โดยวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสสามารถสร้างสัญญาณไซน์ที่มีความถี่สูงๆ ได้



รูปที่ 3.23 สัญลักษณ์ของโอทีเอแบบหลายเอาต์พุต

รูปที่ 3.23 แสดงสัญลักษณ์ของโอทีเอหลายเอาต์พุต โอทีเอทางอุดมคติมีกระแสควบคุมแรงดันที่ขาซอสซึ่งมีค่าจำกัดกับค่าความนำที่อินพุตและเอาต์พุต กระแสเอาต์พุตทางอุดมคติของโอทีเอแบบหลายเอาต์พุตอธิบายโดย

$$I_o = \pm g_m (V_+ - V_-) \quad (3.51)$$

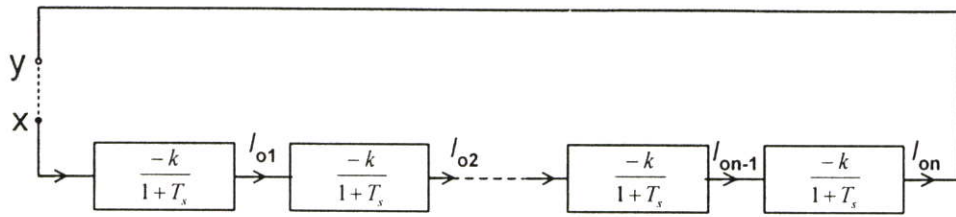
ซึ่ง ;

$g_m$  = อัตราขยายค่าความนำ

$I_o$  = กระแสเอาต์พุต

$V_+, V_-$  = แรงดันที่ขั้วอินพุตแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส

สำหรับในกรณีของการนำทรานซิสเตอร์แบบมอสมาประยุกต์ใช้เป็น โอทีเออยู่ในช่วงที่อิ่มตัว สัดส่วนของอัตราขยายค่าความนำ ( $g_m$ ) รวมไปถึงไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นสัดส่วนกับ  $I_{abc}$



รูปที่ 3.24 แสดงบล็อกโคอะแกรมของวงจร MSO

จากรูปที่ 3.24 แสดงบล็อกโคอะแกรมรวมไปถึงอุปกรณ์ของ MSO สำหรับวงจรถ้าเน็ค สัญญาณไซน์แบบเฟสคี่ที่นำเสนอใน [4] - [5], [19] - [20] ในกรณีของ  $n$  ประกอบด้วยวงจรถอง ความถี่ต่ำกลับเฟสอันดับหนึ่งต่อเนื่องกัน ซึ่งแต่ละส่วนอธิบายโดยทรานเฟอร์ฟังก์ชัน

$$T(s) = \frac{-k}{1+Ts} \quad (3.52)$$

ซึ่ง  $k$  เป็นอัตราขยายของทรานเฟอร์ฟังก์ชันและ  $T = 1/\omega_c$  เป็นเวลาคงที่เมื่อ  $\omega_c$  เป็นโพลข้างใน ของเทอมความถี่ต่ำ ซึ่งในรูปที่ 3.24 สามารถกำหนดสัญญาณไซน์ถ้าลูปเลนมีค่าเป็นหนึ่ง

$$\left( \frac{-k}{1+Ts} \right)_{s=j\omega_0}^n = 1 \quad (3.53)$$

$$(1+j\omega_0 T)^n + (-1)^{n+1} k^n = 0 \quad (3.54)$$

จากสมการที่ 3.24 ถ้าเราให้ในทางความจริงและทางอุดมคติเป็นศูนย์เงื่อนไขในการออสซิลเลตจะ เกิดขึ้นเมื่อ  $n$  เป็นจำนวนคี่ ( $n > 3$ ) จำนวนเอาต์พุตของการออสซิลเลตคือ  $n$  ในการเลื่อนเฟส  $360^\circ / n$  สำหรับตัวอย่างในกรณีนี้  $n = 3$  ในทางความจริงและทางอุดมคติจากสมการ (3.54) จะได้

$$(1+j\omega_0 T)^3 + k^3 = 0 \quad (3.55)$$

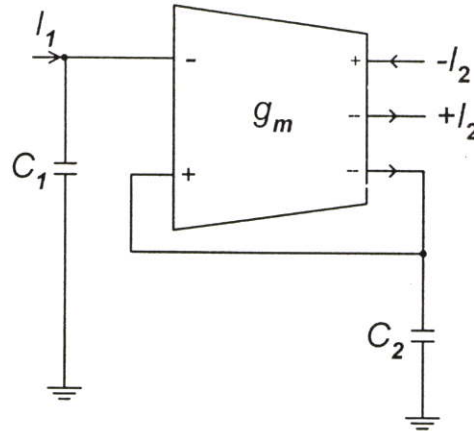
$$3 - \omega_0^2 T^2 = 0 \quad (3.56)$$

กรณีนี้ความถี่ในการออสซิลเลตอธิบายโดย

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \quad (3.57)$$

$$k^3 = 8 \quad (3.58)$$

$$k = 2 \quad (3.59)$$

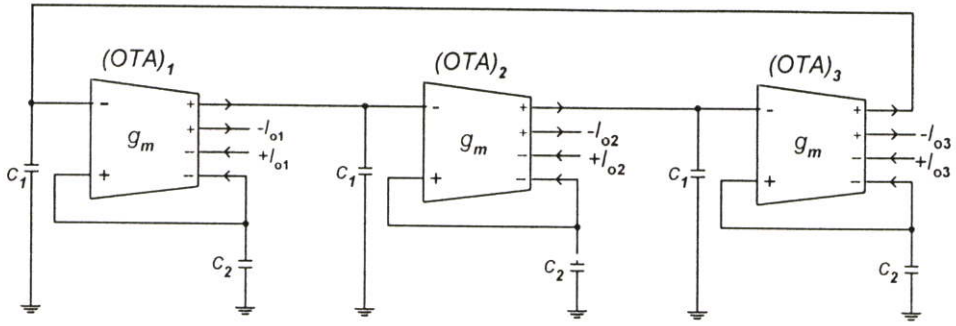


รูปที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของวงจร MSO ที่นำเสนอ

จากบล็อกพื้นฐานของวงจร MSO ที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 3.25 ส่วนประกอบของโอทีเอแบบหลายเอาต์พุตและที่ตัวเก็บประจุมีกราวด์สองตัว ทรานเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 3.25 อธิบายโดย

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\pm C_2 / C_1}{1 + S(C_2 / g_m)} \quad (3.60)$$

ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.25 และบล็อกไดอะแกรมที่แสดงของ MSO ในรูปที่ 3.24 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบสามเฟสแสดงดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสที่นำเสนอโดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต

จากรูปที่ 3.26 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสที่นำเสนอโดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุตแต่ละตัวแปรตามบล็อกโดยให้

$$k = \frac{C_2}{C_1} \quad (3.61)$$

$$\Gamma = \frac{C_2}{g_m} \quad (3.62)$$

จากสมการ (3.59) และ (3.61) กำหนดให้

$$k = \frac{C_2}{C_1} = 2 \quad (3.63)$$

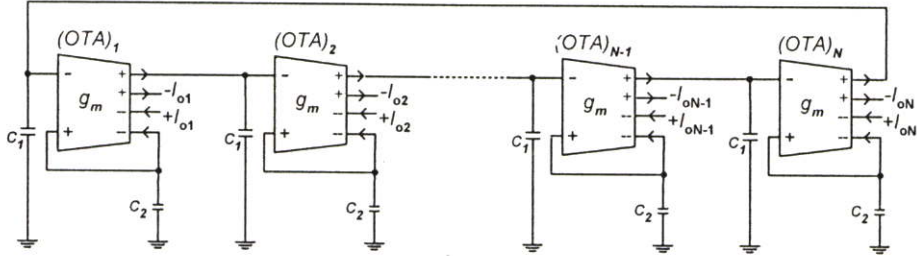
$$f_o = \frac{\sqrt{3}}{2\pi\Gamma} = \frac{\sqrt{3}g_m}{2\pi C_2} \quad (3.64)$$

จะเห็นได้ว่าจากรูปที่ 3.26 สิ่งที่แสดงให้เห็นคือการออสซิลเลตของความถี่เอาต์พุตทั้งสามในแต่ละเฟสจะมีขนาดเท่ากัน โดยใช้โอทีเอแบบหลายเอาต์พุต เป็นส่วนกลับกับกระแสเอาต์พุต ดังนั้นจะได้  $2n = 6, 10, 14$  กระแสเอาต์พุตเป็นเฟสคู่

ดังนั้นวงจร MSO ในรูปที่ 3.26 สามารถสร้างสัญญาณเป็นจำนวนคู่และจำนวนคี่ได้ในวงจรเดียวกัน จากสมการ (3.63) และ (3.64) เงื่อนไขและความถี่ในการออสซิลเลตสามารถควบคุมได้ เงื่อนไขในการออสซิลเลตสามารถปรับค่าที่ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และเงื่อนไขของความถี่สามารถปรับด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยค่าความนำ  $g_m$  ตามกระแสไบอัส  $I_{abc}$  การออสซิลเลตที่ความถี่สูงสามารถอธิบายได้ จากผลกระทบของช่วงความถี่แบนด์วิดธ์ในโอทีเอในส่วนเงื่อนไขของการออสซิลเลต เมื่อค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของโอทีเอมีค่าสูง กระแสเอาต์พุตของวงจร MSO สามารถเชื่อมต่อโดยตรงในสเตจต่อไปโดยใช้กระแสตามที่เพิ่มขึ้น วงจร MSO ที่นำเสนอมีการตอบสนองในเชิงแอกทิฟและพาสซีฟที่ต่ำตั้งแต่  $-1$  จนถึง  $1$  โดยบล็อกของ  $n$  ทางอุดมคติในรูปที่

3.25 ในกรณีของ  $n$  แสดงในรูปที่ 3.26 ใช้สมการ (3.60) โดยที่ลูปเกนจะเปิดซึ่งสามารถอธิบายตาม

$$L(s) = - \left[ \frac{(C_2 / C_1)}{1 + s(C_2 / g_m)} \right]^n \quad (3.65)$$



รูปที่ 3.27 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ  $n$  เฟสที่นำเสนอดังกล่าวโดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต

สำหรับวงจรที่แสดงในรูปที่ 3.27 เป็นการกำเนิดคลื่นไซน์ตามหลักเกณฑ์ของบาร์ยูเช่น โดยต้องให้

$$- \left[ \frac{(C_2 / C_1)}{1 + s(C_2 / g_m)} \right]_{s=j\omega_o}^n = 1 \quad (3.66)$$

$$(1 + j\omega_o (C_2 / g_m))^n + (C_2 / C_1)^n = 0 \quad (3.67)$$

จากสมการที่ (3.66) สำหรับลำดับที่  $n$  เฟส ( $n =$  จำนวนคู่หรือคี่) ในวงจร MSO โดยสมการใหม่ (3.67) ในทางอุดมคติมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นระบบจะมีการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่องกันที่ความถี่

$$f_o = \omega_o / 2\pi \quad (3.68)$$

การออสซิลเลตของความถี่ (Frequency of Oscillation :  $F_o$ ) และเงื่อนไขในการออสซิลเลต (Condition of Oscillation :  $Co$ ) อธิบายตาม

$$Co; \quad \frac{C_2}{C_1} = \left[ 1 + \tan^2 \left( \frac{\pi}{n} \right) \right]^{1/2} \quad (3.69)$$

$$Fo; \quad \omega_o = \frac{g_m}{C_2} \tan \left[ \frac{\pi}{n} \right] \quad (3.70)$$

จากสมการ (3.69) และ (3.70) FO และ CO ทางความจริงการออสซิลเลตสัญญาณไซน์ที่  $n$  เฟสของแอมพลิจูดและเฟสที่เท่ากันสรุปไว้ในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 เงื่อนไขและความถี่ในการออสซิลเลตของวงจร MSO

จำนวนเฟส ( $n$ )	เงื่อนไขในการ ออสซิลเลต	ความถี่ในการ ออสซิลเลต ( $\omega_0$ )
3	$C_2=2C_1$	$1.732g_m/C_2$
4	$C_2=1.414C_1$	$1g_m/C_2$
5	$C_2=1.237C_1$	$0.728g_m/C_2$
6	$C_2=1.154C_1$	$0.577g_m/C_2$
7	$C_2=1.11C_1$	$0.482g_m/C_2$
8	$C_2=1.082C_1$	$0.414g_m/C_2$
9	$C_2=1.063C_1$	$0.364g_m/C_2$

จากตารางที่ 1 ใช้โอทีเอหลายเอาต์พุตเป็นส่วนของการป้อนกลับที่กระแสเอาต์พุต ดังนั้นสำหรับ  $n = 3, 5, 7, \dots$ , มี  $2n = 6, 10, 14, \dots$ , โดยที่กระแสเอาต์พุตที่ได้นั้นเป็นเฟสคู่

### 3.9 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ โดยประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ด้วยกัน 9 หัวข้อย่อย ดังนี้ คือ ส่วนแรกจะเป็นบทนำ ต่อไปเป็นทฤษฎีการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์ เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร หลักการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ โดยทฤษฎีที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรซิมอสโอทีเอ เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ในวิทยานิพนธ์นี้จะประกอบด้วยทฤษฎีของวงจรออสซิลเลเตอร์มีเนื้อหาของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่เคยได้รับการตีพิมพ์ โดยประกอบด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สองในการออกแบบ [5] วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์ [4] วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอทีเอ [7] ในหัวข้อต่อมาเป็นทฤษฎีการทำงานของโอทีเอที่ได้กล่าวถึงการทำงานหลักการการทำงานของโอทีเอ ไม่ว่าจะเป็นหลักการโอทีเอเบื้องต้น การทำงานในทางอุดมคติและในทางปฏิบัติ อธิบายหลักการดำเนินงานพื้นฐานของโอทีเอโดยทั่วไปที่ประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญสองส่วนคือวงจรขยายสัญญาณผลต่างอินพุต และวงจรสะท้อนกระแส แสดงโครงสร้างภายในของวงจรโอทีเอและการนำโอทีเอไปใช้งานและกล่าวถึงลักษณะของวงจรที่นำเสนอเป็นหัวข้อสุดท้าย

## บทที่ 4

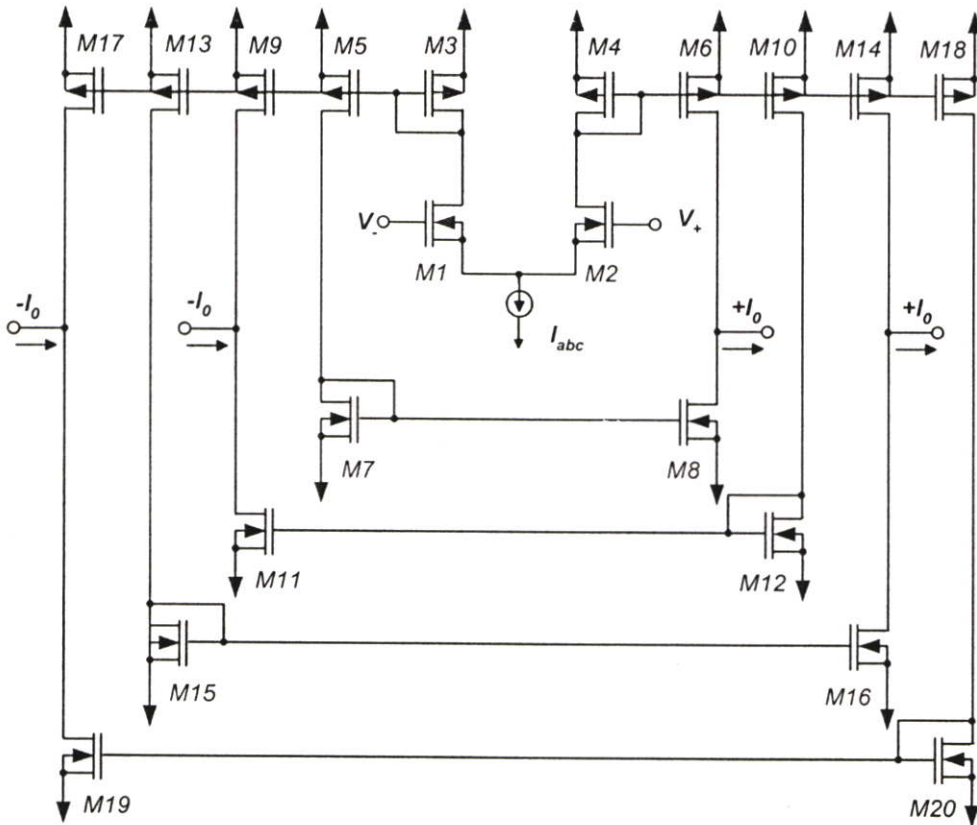
### ผลการทดลอง

#### 4.1 บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านซิมอสได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องและสามารถนำไปใช้งานได้ทั้งวงจรถอดและวงจรถิติดอล และเมื่อนำซิมอสมาออกแบบเป็นออปเปอร์เรชันเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิไฟเออร์ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญสำหรับวงจรถอดที่มีการนำไปใช้งานสำหรับออกแบบเป็นวงจรต่างๆ ได้มากมาย เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์, วงจรกรองสัญญาณเป็นต้น เมื่อเป็นวงจรที่สำคัญจึงทำให้ได้รับความสนใจและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง แต่ในปัจจุบันวงจรถอดสัญญาณไซน์หลายเฟสกำลังได้รับความสนใจ [1], [3]-[9], [12], [19]-[20] การออกแบบวงจรจึงสามารถปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และยังรองรับเทคโนโลยีวงจรรวมที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ (W/L) ขนาดเล็ก การเพิ่มช่วงอินพุตปฏิบัติงานส่งผลให้เพิ่มค่าของสัญญาณรบกวน (S/N) ให้สูงขึ้น ส่วนในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรถอดสัญญาณไซน์หลายเฟส (Multiphase Sinusoidal Oscillator :MSO) แบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอแบบหลายเอาต์พุต วงจรจะถูกตรวจสอบโดยใช้โปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันการทำงานของวงจร โดยการจำลองได้วัดคุณสมบัติต่างๆ ของวงจร

#### 4.2 วงจรถอดสัญญาณไซน์หลายเฟสที่นำเสนอ

การวิเคราะห์ของวงจรถอดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสที่นำเสนอ ในการออกแบบได้เลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ 0.5  $\mu\text{m}$  ซิมอส Level 3 ของ MOSIS เลียนแบบการทำงาน โดยในการเลียนแบบการทำงานของโอทีเอหลายเอาต์พุตที่เป็นแบบบวกหรือลบแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การนำโอทีเอแบบหลายเอตต์พุดมาประยุกต์ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน

จากรูปที่ 4.1 แสดงการนำโอทีเอแบบหลายเอตต์พุดมาประยุกต์ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน โดยปรับปรุงจากโครงสร้างของ single-ended [15]-[16] ขาซอสทั้งสองของอุปกรณ์แบบ MOS มีค่าเหมือนกัน (M1-M2) ซึ่งในช่วงที่อิมตัว [15] ตามกระแสเอตต์พุด โดยที่ใช้แหล่งจ่าย  $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5$  โวลท์

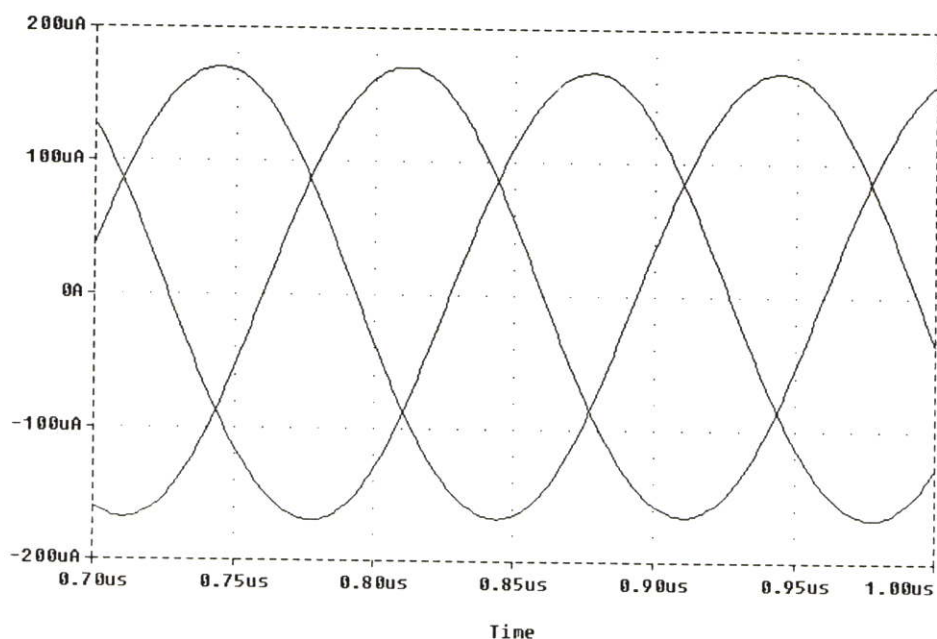
#### 4.3 การจำลองการทำงานและผลการจำลองการทำงานของวงจร

จากวงจรซิมอสโอทีเอมีการปรับค่าด้วยวิธีทางอิล็กทรอนิกส์และมีความถี่สูงทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2.5$  โวลท์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 เมื่อนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ซิมอส  $0.5\mu\text{m}$  AMI Level 3 ของ MOSIS วงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 2.5$  โวลท์ แหล่งจ่ายกระแสไบอัส  $I_{bias}$  เท่ากับ  $250\ \mu\text{A}$  ค่าของตัวเก็บประจุ  $C_1=10\text{pF}$ ,  $C_2=20.12\text{pF}$  และขนาดของมอสทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงขนาดของมอสทรานซิสเตอร์

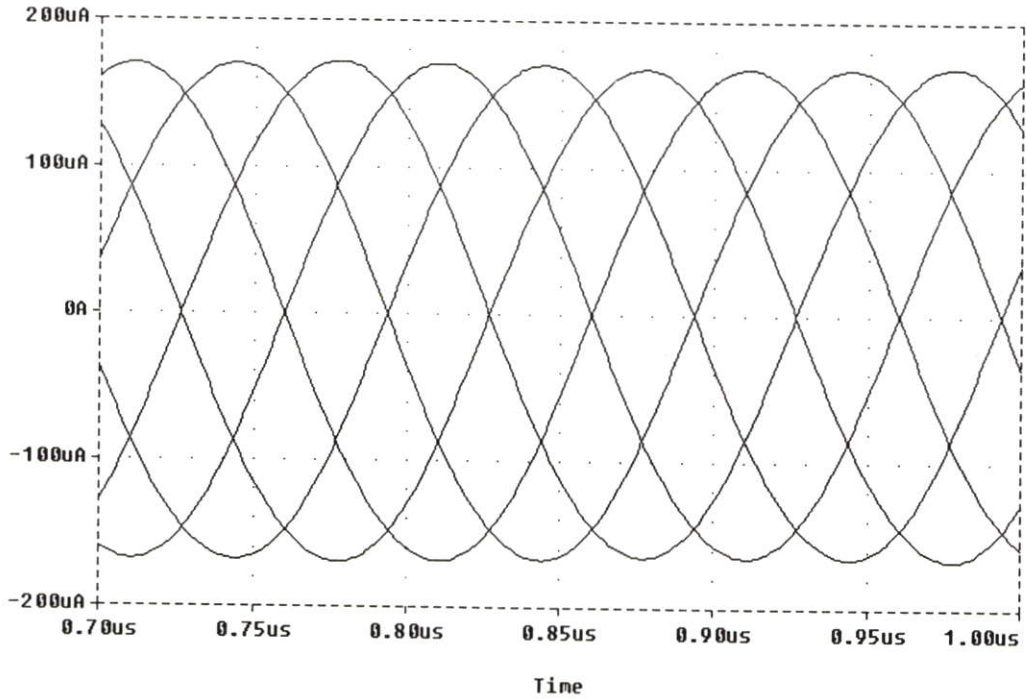
มอสทรานซิสเตอร์	W/L ( $\mu\text{m}$ )
M1,M2	20/2
M3,M4,M5,M6, M9,M10,M13, M14,M17,M18	40/2
M7,M8,M11, M12,M15, M16,M19,M20	46/2

จากตารางที่ 4.1 แสดงอัตราส่วนของมอสทรานซิสเตอร์โดยมีทรานซิสเตอร์ทั้งแบบ NMOS และแบบ PMOS จำนวน 20 ตัว ซึ่งมีค่า  $W/L$  ( $\mu\text{m}$ ) ต่างๆ ดังนี้ M1-M2 มีค่า  $W/L$  เท่ากับ  $20/2\mu\text{m}$ , M3-M6, M9-M10, M13-M14, M17-M18 มีค่า  $W/L$  เท่ากับ  $40/2\mu\text{m}$  และ M7-M8, M11-M12, M15-M16, M19-M20 มีค่า  $W/L$  เท่ากับ  $46/2\mu\text{m}$  โดยนำค่าอัตราส่วนของมอสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวมาใช้ เลียนแบบการทำงานวงจร MSO ที่นำเสนอ ซึ่งผลที่ได้จากการทดลองแสดงได้ดังนี้



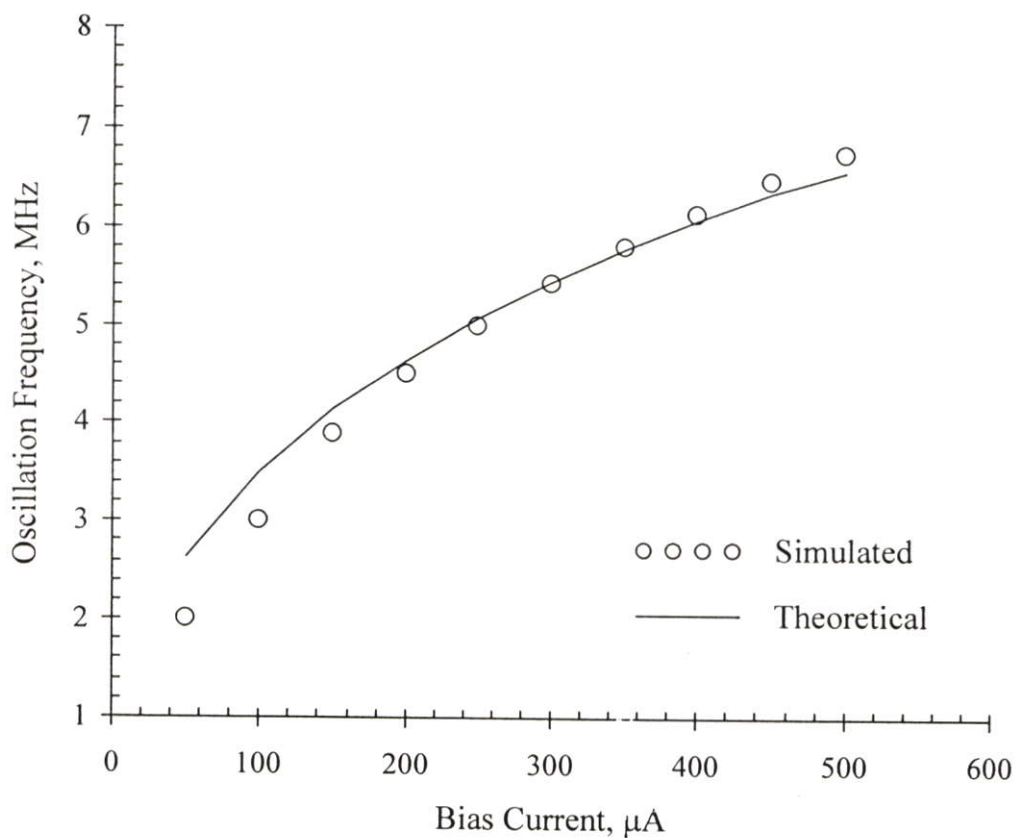
รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร MSO แบบสามเฟส  $C_1 = 10\text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12\text{ pF}$ ,  
 $I_{abc} = 250\text{ }\mu\text{A}$

จากรูปที่ 4.2 แสดงการเขียนแบบการทำงานของวงจร MSO แบบสามเฟสที่นำเสนอที่มีค่าตัวเก็บประจุ  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$ ,  $I_{abc} = 250 \text{ }\mu\text{A}$  ( $g_m = 0.371 \text{ ms}$ ) สำหรับกรณีที่  $n=3$  ซึ่งออกแบบให้  $C_2$  มีค่ามากกว่า  $C_1$  สองเท่าเมื่อเริ่มทำการออัสซิลเลต



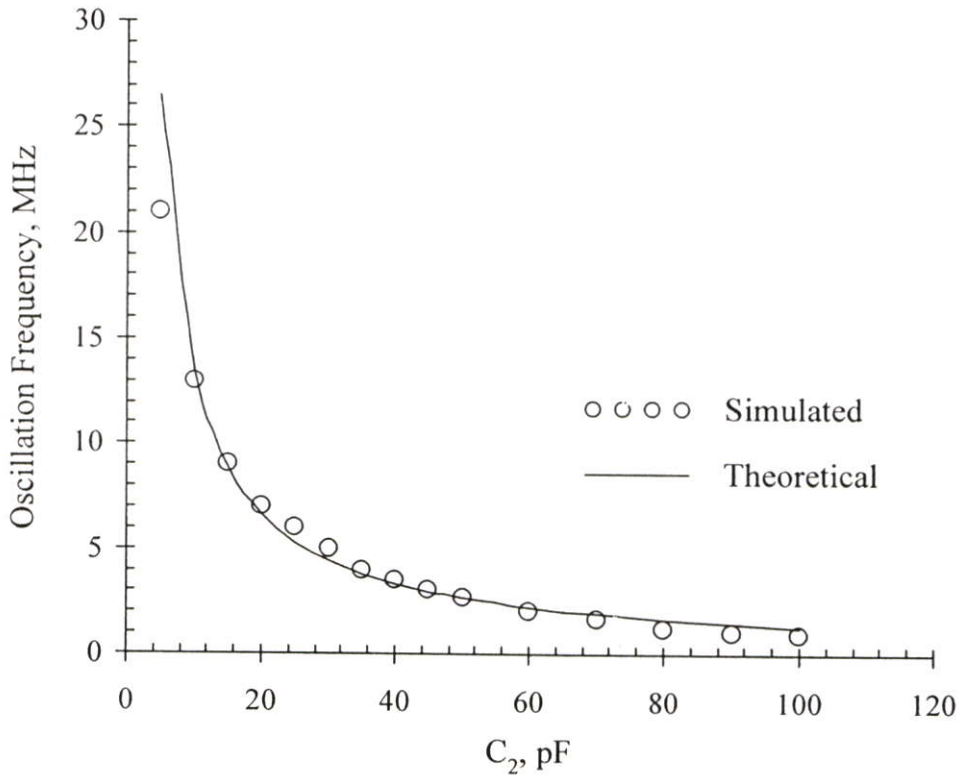
รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร MSO แบบหกเฟส  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$ ,  $I_{abc} = 250 \text{ }\mu\text{A}$

จากรูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจร MSO แบบหกเฟส ที่มีค่าตัวเก็บประจุ  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$  และกระแสในการไบอัสเท่ากับ  $250 \text{ }\mu\text{A}$  จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ในแต่ละเฟสนั้นเท่ากัน



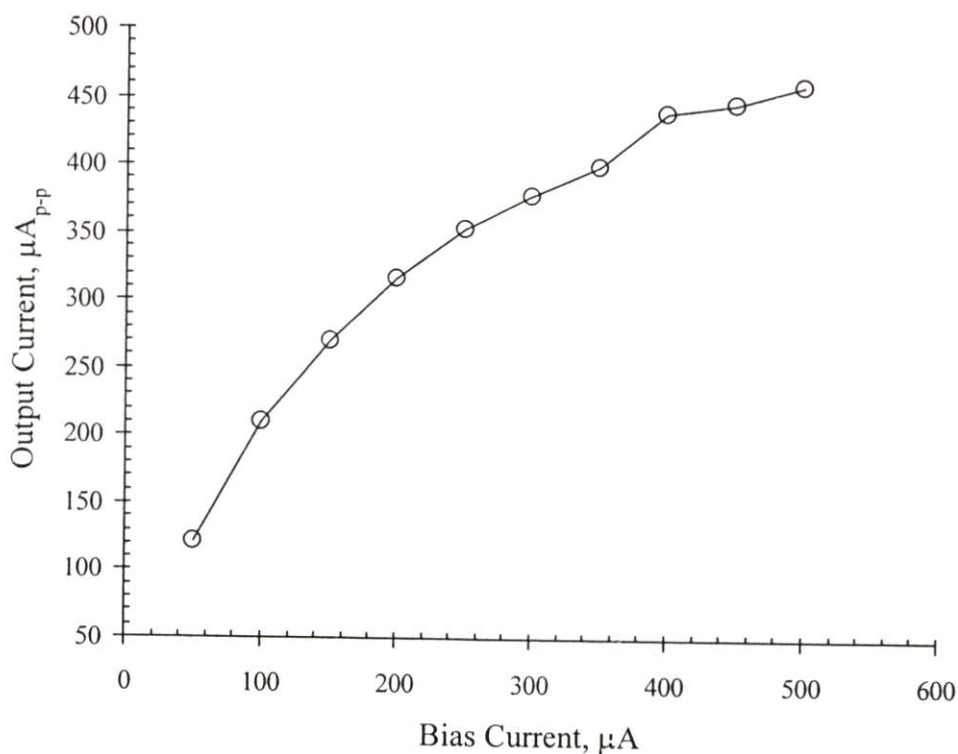
รูปที่ 4.4 การเปลี่ยนแปลงของการออสซิลเลตความถี่กับกระแสไบอัส  $C_1 = 10$  pF,  
 $C_2 = 20.12$  pF

จากรูปที่ 4.4 แสดงผลการเขียนแบบการทำงานของความถี่ในการออสซิลเลตโดยระดับของกระแสในการไบอัส  $I_{abc}$  ( $50 \mu\text{A}$ - $500 \mu\text{A}$  หรือเท่ากับ  $g_m$  จาก  $0.1928$  ms ถึง  $0.48$  ms) กับ  $C_1=10$  pF และ  $C_2=20.12$  pF ค่าความถี่ต่ำสุดและสูงสุดที่ได้อยู่ในช่วง  $2$  MHz- $7$  MHz โดยนำค่าที่ได้จากทฤษฎีและค่าที่ได้จากการคำนวณมาเปรียบเทียบกัน



**รูปที่ 4.5** การเปลี่ยนแปลงของการออสซิลเลตความถี่กับตัวเก็บประจุ  $C_2$  ซึ่งกระแสไบอัสมีค่าคงที่  $I_{abc} = 500 \mu\text{A}$

จากรูปที่ 4.5 การเปลี่ยนแปลงของออสซิลเลตความถี่ซึ่งมีการปรับค่าตัวเก็บประจุ  $C_2$  ตั้งแต่ 5 pF-100 pF โดยที่กระแสไบอัส  $I_{abc}$  มีค่าคงที่เท่ากับ 500  $\mu\text{A}$



รูปที่ 4.6 กระแสเอาต์พุตของวงจร MSO ที่นำเสนอโดยมี  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$

จากรูปที่ 4.6 แสดงกระแสเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงกระแสในการไบอัส  $I_{abc}$  ตั้งแต่  $50 \mu\text{A}$ - $500 \mu\text{A}$  จะได้เอาต์พุตของวงจร MSO ที่นำเสนอขึ้น โดยมี  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$  ซึ่งวงจร MSO นั้นสามารถทำให้เกิดความถี่สูงมากกว่า  $10 \text{ MHz}$  แต่ผลการเลียนแบบการทำงานนั้นไม่สามารถรับรองได้ กรณีที่เกิดการผิดพลาดนี้มีสาเหตุมาจากความจุไฟฟ้าแฝงภายในของตัวโอทีเอ

#### 4.4 บทสรุป

ในบทนี้เป็นเรื่องเกี่ยวกับการนำซีมอสมาออกแบบเป็นออปเปอร์เรชันเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิไฟเออร์ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) โดยวงจรต้องสร้างสัญญาณไซน์หลายเฟส และสามารถปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในการทดสอบจะใช้โปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจร โดยการจำลองการทำงานได้ทำการวัดค่าต่างๆ ที่เป็นพารามิเตอร์หลัก ๆ เช่น สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และการเปลี่ยนแปลงของความถี่ในวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ เป็นต้น

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการนำเสนอการประยุกต์ใช้งาน ไอทีเอเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ โดยในบทที่ 1 นั้นได้กล่าวถึงวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ซึ่งมูลเหตุจูงใจก็เนื่องมาจากข้อดีของอัตราค่าขยายความนำที่สามารถปรับค่าได้ด้วยการควบคุมกระแสจากภายนอกของไอทีเอ ซึ่งช่วงความถี่การทำงานที่สูงและอีกประการหนึ่งก็คือข้อดีของการทำงานในโหมดกระแสของวงจร วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งาน ไอทีเอ เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอแบบหลายเอาต์พุต โดยมีคุณสมบัติเด่นคือสามารถควบคุมพารามิเตอร์ของวงจรเช่น ความถี่ศูนย์กลางและค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของวงจรได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้วงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสที่นำเสนอยังมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน ค่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าสูงและวงจรสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบโทรคมนาคมต่างๆ ได้ วงจรที่นำเสนอนั้นจะประกอบจากไอทีเอจำนวนสามชุดและตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับกราวด์อีกสองตัวเท่านั้นโดยไม่จำเป็นต้องมีการใช้ความต้านทานจากภายนอก สำหรับบทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงรายละเอียดของทฤษฎีที่เกี่ยวข้องซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานที่สำคัญของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งสาระสำคัญที่กล่าวถึงได้แก่ ทฤษฎีของมอสทรานซิสเตอร์ โดยมีองค์ประกอบที่สำคัญของวงจรได้แก่ ทฤษฎีและการทำงานของมอสเฟต ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟตชนิดเอนฮานซ์เมนต์, มอสเฟตชนิดดีพีทีเอ็น, วงจรสมมูลของมอสเฟต, ผลตอบสนองทางความถี่, แบบจำลองของมอสเฟตและการเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ ในส่วนของบทที่ 3 นั้นได้อธิบายถึงทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบซึ่งประกอบด้วยทฤษฎีการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ หัวข้อต่อมาได้อธิบายถึงวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสที่ใช้อุปกรณ์ชนิดต่างๆ ในการออกแบบ [4]-[5],[7] หลังจากนั้นเป็นทฤษฎีการทำงานของไอทีเอ ซึ่งประกอบด้วยการทำงานพื้นฐานของไอทีเอ, ไอทีเอในทางอุดมคติ, ไอทีเอในทางปฏิบัติ, หลักการทำงานโดยทั่วไปที่ประกอบด้วยหัวข้อย่อยสองส่วนคือวงจรขยายสัญญาณผลต่างและวงจรสะท้อนกระแสและหัวข้อสุดท้ายเป็นลักษณะของวงจรที่นำเสนอ ต่อมาในบทที่ 4 เป็นการแสดงการวิเคราะห์ห้วงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอแบบหลายเอาต์พุต ที่มีพื้นฐานอยู่บนการใช้ไอทีเอซึ่งประกอบด้วยวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสที่นำเสนอ ตารางอัตราส่วนของมอสทรานซิสเตอร์ ส่วนในการวิเคราะห์ห้วงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์หลายเฟสที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice โดยได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจร MSO แบบสามเฟส, สัญญาณเอาต์พุตของวงจร MSO แบบหกเฟส, การเปลี่ยนแปลงของความถี่ในการออสซิลเลตกับกระแสไบอัส, การเปลี่ยนแปลงของความถี่

ในการออสซิลเลตกับตัวเก็บประจุ, กระแสเอาต์พุตของวงจรถูกนำเสนอ เป็นต้น และกล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะในบทที่ 5 เป็นส่วนสุดท้าย

ในส่วนของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสซึ่งประยุกต์การใช้งานมาจากวงจรกรองความถี่ เมื่อทำการจำลองการทำงานตามหลักการวิเคราะห์ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแล้วนั้นสามารถแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองดังกล่าวสามารถผลิตสัญญาณรูปไซน์ได้เมื่อเงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณถูกทำให้เกิดขึ้นและสามารถควบคุมความถี่ของสัญญาณได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส ถึงแม้สัญญาณรูปไซน์ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสที่นำเสนอขึ้นนั้นยังมีความผิดเพี้ยนในรูปสัญญาณอยู่บ้างก็ตามแต่ก็อาจจะมีการเพิ่มวงจรกรองสัญญาณ เพื่อช่วยลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปไซน์ที่เกิดขึ้นให้น้อยลงได้ ในส่วนของผลซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสกับกระแสไบอัสต่างๆ ที่ได้จากการจำลองการทำงานนั้นยังมีค่าผิดพลาดจากทฤษฎี ทั้งนี้คาดว่าเป็นผลเนื่องมาจากค่าความไม่เป็นไปตามอุดมคติของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ซึ่งจะต้องมีค่าความต้านทานแฝงและค่าตัวเก็บประจุแฝงต่างๆ รวมอยู่ด้วย ทำให้ค่าความต้านทานแฝงหรืออิมพีแดนซ์แฝงที่ขั้วต่างๆ ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสมีค่าเปลี่ยนแปลงไปแต่อย่างไรก็ดีจะพบว่าแนวโน้มของความผิดพลาดนี้อธิบายได้ด้วยเหตุผลทางทฤษฎี

อย่างไรก็ตามวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้โอทีเอแบบหลายเอาต์พุต เน้นการนำเสนอเพื่อเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานหรือออกแบบวงจรที่ใช้ในงานทางด้านวิศวกรรมโทรคมนาคม ซึ่งมีคุณสมบัติคือมีค่า DC Gain สูงมีค่า Gain Bandwidth Product (GBW) สูง สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ใช้ค่า W/L ไม่มาก โดยวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสที่นำเสนอมีข้อเด่นที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจร เช่นค่าความถี่ศูนย์กลางและค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยกระแสไบอัส อีกทั้งวงจรถูกนำเสนอ ยังไม่ซับซ้อนซึ่งมีเพียงโอทีเอจำนวนสามชุด และตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับกราวด์อีกสองตัวเท่านั้น จึงมีความเหมาะสมสำหรับเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวมอีกด้วย

## บรรณานุกรม

- [1] M.T. Abuelma'atti and M.A. Al-Qahani, "A new current-controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyer," IEEE Transactions on Circuits and Systems-II Analog and Digital Signal Processing, vol. 45, pp. 881-885, 1998.
- [2] M. Bhusan R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits," Electronics Letters, vol. 3, pp. 148-149, 1967.
- [3] S.J.G. Gift, "Multiphase sinusoidal oscillator system using operational amplifiers," International Journal Of Electronics, vol. 83, pp. 61-67, 1997.
- [4] S.J.G. Gift, "Multiphase sinusoidal oscillator using inverting-mode operational amplifiers," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 47, pp. 986-991, 1998.
- [5] C. Hou and B. Shen, "Second-generation current conveyor-based multiphase sinusoidal oscillators," International Journal of Electronics, vol. 78, pp. 317-325, 1995.
- [6] B.Z. Kaplan and S.T. Bachar, "A versatile voltage controlled three phase oscillator," IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. 26, pp. 192-195, 1979.
- [7] I.A. Khan, M.T. Ahmed and N. Minhaj, "Tunable OTA-based multiphase sinusoidal oscillators," International Journal of Electronics, vol. 72, pp. 443-450, 1992.
- [8] W.B. Mikhael and S. Tu, "Continuous and switched-capacitor multiphase oscillators," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 31, pp. 280-293, 1984.
- [9] P. Prommee and K. Dejhan, "An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier," International Journal of Electronics, vol. 89, pp. 365-379, 2002.
- [10] A. Rahman and S.E. Haque, "A simple three-phase variable-frequency oscillation," International Journal of Electronics, vol. 53, pp. 83-89, 1982.
- [11] V.P. Ramamurti and B. Ramaswami, "A novel three-phase reference sinewave generator for PWM inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 29, pp.235-240, 1982.

- [12] A. Rodriguez-Vazquez, B. Linares-Barranco, J.L. Huertas and E. Sanchez-Sinencio, "On the design of voltage-controlled sinusoidal oscillators using OTA's," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, pp. 198-211, 1990.
- [13] E. Sanchez-Sinencio, J. Ramirez-Angulo, B. Linares-Barranco and A. Rodriguez-vazquez, "Operational transconductance amplifier-based non-linear function syntheses," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, pp. 1576-1586, 1989.
- [14] Y. Sun and J.K. Fidler, "Structure generation and design of multiple loop feedback OTA-grounded capacitor filter," *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. 44, pp. 1-11, 1997.
- [15] S. Szczepanski, A. Wyazynski, and R. Schaumann, "High linear voltage-controlled CMOS transconductances ," *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. 40, pp.258-262, 1993.
- [16] M. Tan and R. Schaumann, "Simulation general LC-ladder filters for monolithic realizations with only transconductance elements and grounded capacitors," *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. 36, pp.299-307, 1989.
- [17] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsukiand Y. Kukui, "Versatile current-mode biquad filter using multiple current output OTAs," *International Journal of Electronics*, vol. 80, pp. 533-541, 1996.
- [18] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filters ," *International Journal of Electronics*, vol. 78, pp. 1119-1126, 1994.
- [19] D.-S. Wu, S.-I. Liu, Y.-S. Hwang and Y.-P. Wu, "Multiphase sinusoidaloscillator using second-generation current conveyors," *International Journal of Electronics*, vol. 78, pp.645- 651, 1995a.
- [20] D.-S. Wu, S.-I. Liu, Y.-S. Hwang and Y.-P. Wu, "Multiphase sinusoidal oscillator using the CFOA pole," *IEE Proceeding on Circuits, Devices and Systems*, vol. 142, pp.37-40, 1995b.
- [21] M. T. Abuelma'atti and W. A. Almansoury, "Active-R multiphase oscillators," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineer* , vol. 134, pp. 292-293, 1987.
- [22] C. M. Chang, "Novel universal current-mode filter with single input and three outputs using only five current conveyors," *Electronics Letters*, vol. 29, 2005-2007.

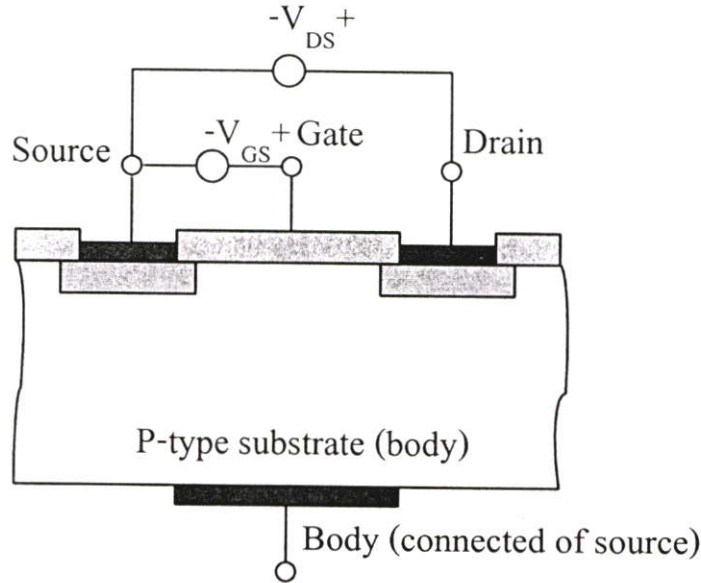
- [23] C. F. Christiansen, J. L. Herrada, M. I. Volla and N. H. Martinez, "Further improvements in a three-phase sinusoidal generator," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 25, pp. 338-339, 1988.
- [24] M. Higashimura, "Realisation of voltage-mode biquads using CCIIS," Electronics Letters, vol. 27, pp. 1345-1346, 1991
- [25] C. L. Hou, R. D. Chen, Y. P. Wu and P. C. Hu, "Realization of grounded and floating immittance function simulators using current conveyors," International Journal of Electronics, vol. 74, pp.917-923, 1993.
- [26] B. Z. Kaplan and S. T. Bachar, "A simple oscillator based on conservative models for generating three phase waveforms," Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers, vol. 67, pp.1446-1448, 1979.
- [27] I.A. Khan, M. T. Ahmed and N. Minhaj, "Tunable OTA-based multiphase sinusoidal oscillators," International Journal of Electronics, vol. 72, pp.443-450, 1992.
- [28] S. I. Liu, H. W. Tsao and J. Wu, "Cascadable current-mode single CCII biquads," Electronics Letters, vol. 26, pp.2005-2006, 1990a.
- [29] S I. Liu, H. W. Tsao, J. Wu, T. C. Yu and T. K. Lin, "Design and optimization of MOSFET-capacitor filters using CMOS current conveyors," Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'90), pp. 2283-2286, 1990b.
- [30] W. B. Mikhael and S. Tu, "Multiphase oscillators", Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'81j), pp.295-298, 1984, "Continuous and switched-capacitor multiphase oscillators," IEEE Transactions on Circuits and System vol. 31, pp.280-293, 1981.
- [31] A. Rahman and S. E. Haque, "A simple three-phase variable-frequency oscillator," International Journal of Electronics, vol. 53, pp.83-89, 1982.
- [32] V. P. Ramamurti and B. Ramaswami, "A novel three-phase reference sinewave generator for PWM inverters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 29, pp.235-240, 1982.
- [33] G. W. Roberts and A. S. Sedra, "All current-mode frequency selective circuits," Electronics Letters, vol. 25, pp.759-761, 1989.
- [34] A.S. Sedra and K. C. Smith, "A second-generation current conveyor and its applications," IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. 17, pp.132-134, 1970.

- [35] B. Witson, "Recent developments in current conveyor and current-mode circuits," Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 137, pp.63-77., 1990.
- [36] B. Witson, F. J. Lidgey and C. Toumazou, " Current-mode signal processing circuits," Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems(ISCAS'88), pp. 2665-2668, 1988.
- [37] M. T.Abuelma'atti and W. A. Almansoury, "Active-R multiphase oscillators," Proc. IEEE, vol. 134, pp. 292–293, 1987.
- [38] J. Milman and C. C. Halkias, "Integrated Electronics," New York : McGraw-Hill, 1972.
- [39] V. P. Ramamurti and B. Ramaswami, "A novel three-phase reference sinewave generator for PWM invertors," IEEE Transactions of Industrial Electronics, vol. 29, pp. 235-240, 1982.
- [40] M. T. Abuelma'atti and W. A. Almansoury, "Active-R multiphase oscillators," Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 134, pp. 292-293, 1987.
- [41] C. F. Christiansen, J. L. Herrada, M. I. Volla and N. H Martinez, "Further improvement in a three-phase sinewave generator," IEEE Transactions of Industrial Electronics, vol. 25, pp. 338-339, 1988.
- [42] S.M. Kang and Y. Ledledici, CMOS Digital Integrated Circuits Analysis and Design, Third Edition, New York, Mcgraw-Hill, 2003.
- [43] [www.mosis.com](http://www.mosis.com)

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก  
ทฤษฎีการทำงานของมอส

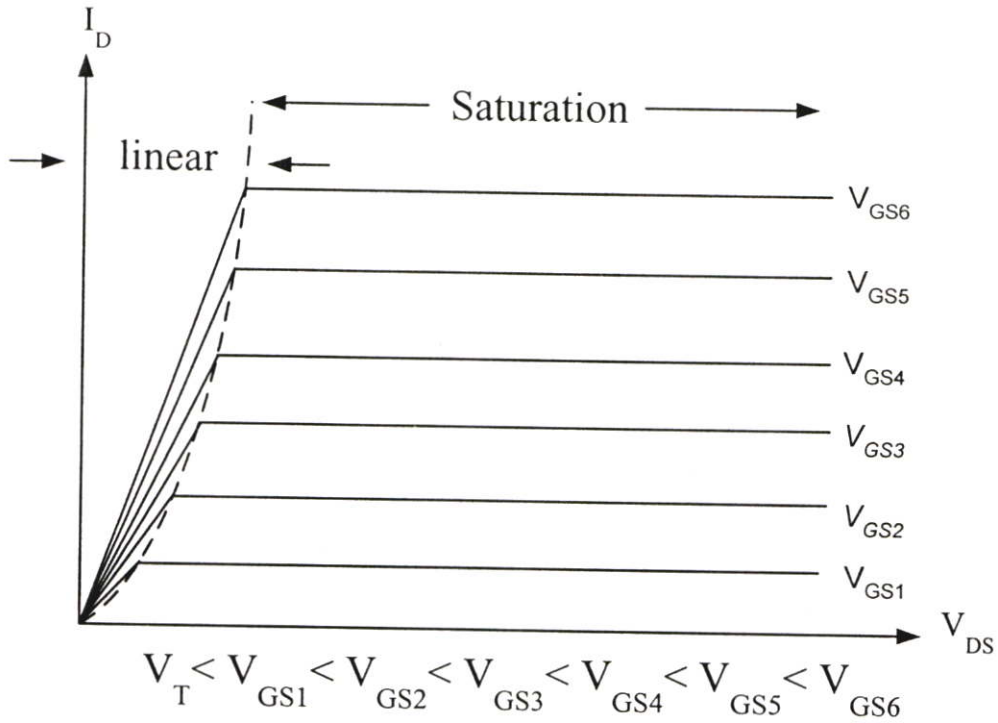
การทำงานของมอสเฟตทั้ง 2 ประเภทนั้นสามารถอธิบายได้โดยใช้ N-Channel ได้ดังนี้คือ



รูปที่ ก.1 แสดงการไบอัสมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด N-Channel

จากภาพที่ ก.1 แสดงการต่อแรงดันต่าง ๆ [11] ให้กับมอสเฟตแบบเอ็นฮานเมนต์ชนิด N-Channel จากโครงสร้างภายในจะเห็นว่ารอบ ๆ ส่วนของซอสและเดรนมีลักษณะเป็นรอยต่อ พี-เอ็น (p-n junction) เกิดย่านปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้น ถ้าเกตได้รับแรงดันค่าลบในขณะที่  $V_{DS} = 0$  จะเกิดสนามไฟฟ้า oxide มีทิศทางไปยัง electrode จะทำให้ holes ใน p-type substrate ถูกดูดมาบริเวณใกล้ผิวทำให้ majority carrier concentration (hole) บริเวณใกล้ผิวเพิ่มขึ้นกว่าใน substrate ขณะเดียวกัน minority carrier concentration (electron) บริเวณใกล้ผิวจะลดลงเนื่องจากอิเล็กตรอนจะถูกผลักลงไป substrate ต่อไปถ้าเกตได้รับแรงดันค่าบวกน้อย ( $V_{gs} > 0$ ) ในขณะ  $V_{DS} = 0$  จะเกิดสนามไฟฟ้าในออกไซด์มีทิศทางไปยัง substrate ทำให้โฮลบริเวณใกล้ผิวของ substrate ภายใต gate oxide จะถูกผลักออกจาก fixed ionized acceptor ของมันกลับไป substrate ดังนั้นจะเกิด depletion บริเวณใกล้ผิวขึ้น ต่อมาเมื่อเกตได้รับค่าแรงดันค่าบวกมากขึ้น จนกระทั่งมากกว่าแรงดันค่าบวกค่าหนึ่งเรียกว่า threshold voltage ( $V_{TO}$ ) นั่นคือ  $V_{gs} > V_{TO}$  จะทำให้ศักย์บวกที่เกตที่มากขึ้นจะดึงคู่อิเล็กตรอนจำนวนมากจาก p-type substrate มาใกล้ผิวสร้างเป็น n-type region ใกล้ผิวเรียกว่า inversion layer และสภาวะนี้เรียกว่า surface inversion โดย inversion layer หรือ n-type conduction channel จะเกิดขึ้นระหว่าง source region และ drain region ทำหน้าที่เป็นช่องทาง (channel) เดินกระแสระหว่างซอสเป็นบวกเล็กน้อย  $V_{DS} > 0$  จะเกิดกระแสไหลจากเดรนไปยังซอสได้ ถ้าเพิ่ม  $V_{DS}$  เป็นบวกมากขึ้น กระแสก็ไหลมาก

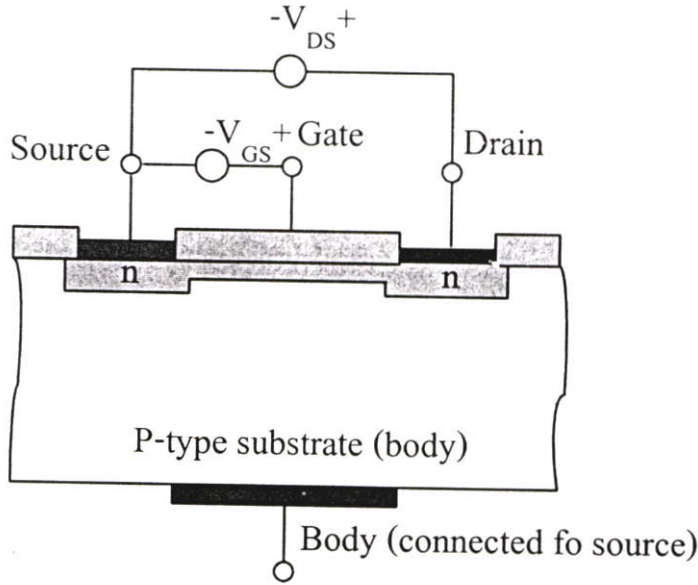
ขึ้นและถ้าเพิ่ม  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  กระแสเดรนจะไหลสูงสุดและจะคงที่ตลอดแม้จะมีการเพิ่ม  $V_{DS}$  มากขึ้นอีกก็ตามดังแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{DS}$  เมื่อเปลี่ยนค่า  $V_{GS}$  ในรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  กับ  $V_{DS}$  เมื่อเปลี่ยนค่า  $V_{GS}$  ของมอสเฟตแบบเอ็นชานเม้นท์ชนิด N-channel

จากรูปที่ ก.3 แสดงการต่อแรงดันต่าง ๆ ให้กับมอสเฟตแบบดีพลีชันชนิด N-channel จะเห็นว่า เมื่อไบอัสแรงดันเกตเป็นศูนย์เมื่อเทียบกับซอสและให้แรงดันเดรนเท่ากับซอสเป็นบวกค่าหนึ่ง จะมีกระแสเดรนไหลแล้วค่าหนึ่งเนื่องจากแชนแนลได้ถูกสร้างไว้แล้วและเมื่อไบอัสแรงดันเกตเป็นลบค่าน้อยเท่ากับซอสจะเกิดสนามไฟฟ้าในออกไซด์มีทิศทางไปยัง gate electrode ผลจะผลักอิเล็กตรอนบริเวณใกล้ผิวในแชนแนลให้ออกจาก fixed ionized donor (ประจุบวกอยู่กับที่) ลงมาแชนแนลส่วนล่าง ผลทำให้เกิด depletion region ใกล้ผิวภายในแชนแนลขึ้น ทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลลดลง ผลกระแสเดรนไหลน้อยลงและถ้าเกตเป็นค่าลบมากขึ้นทำให้ depletion region แผ่กว้างเพิ่มขึ้นในแชนแนล จะทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลลดลงไปอีก ทำให้กระแสเดรนไหลน้อยลงไปอีกและถ้าเกตเป็นลบมาก ๆ ทำให้ depletion region แผ่กว้างเต็มแชนแนล แชนแนลจะไม่นำกระแส กระแสเดรนจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเรียกว่าการทำงานแบบนี้ว่าการทำงานแบบดีพลีชันโหมด (depletion mode) ต่อมาเมื่อไบอัสกระแสแรงดันเกตเป็นค่าบวกเมื่อเทียบกับซอสจะเกิดสนามไฟฟ้าในออกไซด์ไปยังแชนแนลจะดึงดูดอิเล็กตรอนจาก p-substrate มายัง

บริเวณแชนแนลมากขึ้น ทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลเพิ่มมากขึ้น กระแสเดรนไหลเพิ่มขึ้นมีค่ามากกว่ากระแสเดรนขณะ  $V_{GS} = 0$  ซึ่งเรียกการทำงานแบบนี้ว่า การทำงานแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (enhancement mode) ดังแสดงความสัมพันธ์ของ  $I_D$  และ  $V_{DS}$  เมื่อเปลี่ยนค่า  $V_{GS}$  ในรูปที่ ก.4



รูปที่ ก.3 แสดงการไบอัสมอสเฟตแบบดีพลีชันชนิด N-Channel

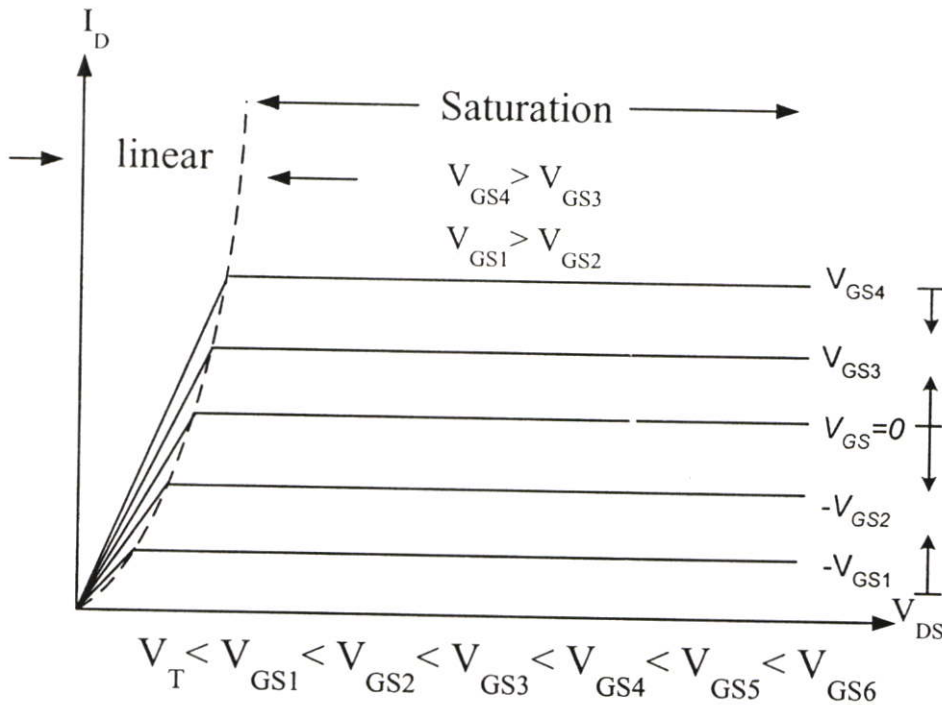
จากการทำงานของมอสเฟตจะเห็นว่าเป็นการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณกระแสไฟฟ้าจะมีสมการความสัมพันธ์ของกระแสเดรน ( $I_D$ ) กับแรงดันเกต-ซอส ( $V_{GS}$ ) และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มอสเฟตแสดงได้ในสมการที่ (ก.1) โดยอ้างอิงการไบอัสของมอสเฟตแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ชนิด N-Channel ดังนี้

$$I_D = k \left[ (V_{GS} - VT)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (\text{ก.1})$$

โดยที่	$K'$	=	ค่าทรานคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu C_{ox} \left[ \frac{\omega}{L} \right]$
	$\mu$	=	ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface per Unit Area of the Gate Oxide)
	$w$	=	ความกว้างของแชนแนล (Channel Width)
	$L$	=	ความยาวของแชนแนล (Channel Length)
	$V_{GS}$	=	แรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอส (Gate-Source Voltage)
	$V_{DS}$	=	แรงดันไฟฟ้าระหว่างเดรนกับซอส (Drain-Source Voltage)

$V_T$  = แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

$I_D$  = กระแสเดรน



รูปที่ ก.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  กับ  $V_{DS}$  เมื่อเปลี่ยนค่า  $V_{GS}$  ของมอสเฟตแบบดีพลีชันชนิด N-Channel

การจัดไบอัสการทำงานของมอสเฟตสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ขึ้นอยู่กับการพิจารณาค่า  $(V_{GS} - V_T)$  โดยสมการทั้งหมดจะอ้างอิงการไบอัสมอสเฟตชนิด N-Channel แบบเอ็นฮานสมেন্ট

1. ทำงานช่วงคัทออฟ (Cutoff Region) คือ ทำการไบอัสให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตกับซอส ( $V_{GS}$ ) มีค่าน้อยกว่า  $V_T$  ผลทำให้ไม่มีกระแสเดรนไหลดังสมการที่ (ก.2)

$$I_D = 0, V_{GS} < V_T \quad (\text{ก.2})$$

2. ทำงานช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงเชิงเส้น (Linear Region) หรือ (Triode Region) คือ เพื่อให้มอสเฟตทำงานในช่วงนี้ต้องการทำการไบอัสให้แรงดันไฟฟ้าที่เกตกับซอส ( $V_{GS}$ ) มากกว่า  $V_T$  ขณะเดียวกันให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอส ( $V_{DS}$ ) มีค่าน้อยกว่า  $(V_{GS} - V_T)$  ดังนั้น

$$I_D = K' \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right], V_{GS} > V_T; 0 < V_{DS} < (V_{GS} - V_T) \quad (\text{ก.3})$$

ถ้า  $V_{DS}$  มีค่าน้อย ๆ หรือไบอัสให้  $0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T)$  จะสามารถตัดเทอม  $\frac{V_{DS}^2}{2}$  ในสมการที่ (ก.3) ได้สามารถประมาณสมการได้เป็น

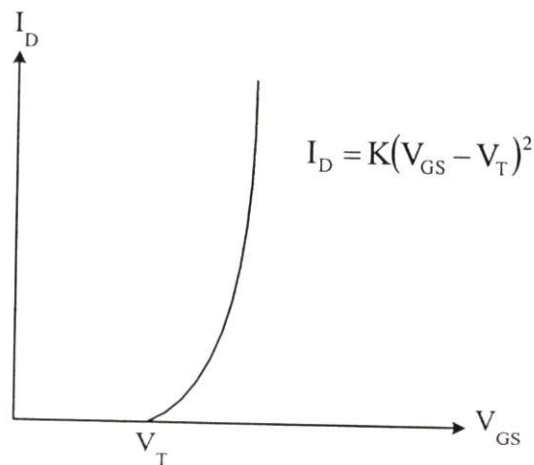
$$I_D \cong K' [(V_{GS} - V_T) V_{DS}], V_{GS} > V_T; 0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T) \quad (\text{ก.4})$$

จากความสัมพันธ์อย่างเชิงเส้นในสมการที่ (ก.4) จะแสดงการทำงานของมอสเฟตเป็นค่าความต้านทานที่มีความเป็นเชิงเส้น ( $R_{DS}$ ) ถูกควบคุมด้วยค่าแรงดันไฟฟ้าของ  $V_{GS}$

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = [K'(V_{GS} - V_T)]^{-1} \quad (\text{ก.5})$$

3. ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) คือช่วงนี้จะไบอัสให้แรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอส ( $V_{DS}$ ) มากกว่าหรือเท่ากับ  $(V_{GS} - V_T)$  ดังนั้นจะได้กระแสเดรนในช่วงอิ่มตัวเป็น

$$I_D = K'(V_{GS} - V_T)^2, V_{GS} > V_T; 0 < (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS} \quad (\text{ก.6})$$



รูปที่ ก.5 คุณสมบัติการถ่ายโอน

ภาคผนวก ข

**พารามิเตอร์ซีมอส 0.5  $\mu\text{m}$  AMI Level 3 ของ MOSIS**

NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=2.9900E-08 XJ=0.200000U  
TPG=1 VTO=0.6897 DELTA=0.0000E+00 LD=1.0250E-07 KP=7.7586E-05  
UO=671.8 THETA=9.0430E-02 RSH=2.5430E+01 GAMMA=0.7618  
NSUB=2.3320E+16 NFS=5.9080E+11 VMAX=2.0730E+05 ETA=1.1260E-01  
KAPPA=3.1050E-01 CGDO=1.7757E-10 CGSO=1.7757E-10  
CGBO=5.1336E-10 CJ=2.9018E-04 MJ=5.4207E-01 CJSW=1.3000E-10  
MJSW=1.0000E-01 PB=9.8943E-01

PMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=2.9900E-08 XJ=0.200000U  
TPG=1 VTO=-0.7574 DELTA=2.9770E+00 LD=9.8570E-10 KP=2.2139E-05  
UO=191.7 THETA=1.2020E-01 RSH=3.5220E+00 GAMMA=0.3992  
NSUB=6.4040E+15 NFS=6.5000E+11 VMAX=2.6200E+05 ETA=1.4820E-01  
KAPPA=1.0000E+01 CGDO=5.0000E-11 CGSO=5.0000E-11  
CGBO=4.2738E-10 CJ=2.9788E-04 MJ=4.1852E-01 CJSW=1.6452E-10  
MJSW=1.12240E-01 PB=7.4167E-01

ภาคผนวก ค  
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

# วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอแบบหลายเอาต์พุต

## An Electronic Tunable Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Multiple Outputs Operational Transconductance Amplifier

ศศุ์ จินคนปัญญา กอบชัย เดชหาญ

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ชนิดหลายเฟสโดยใช้โอทีเอแบบหลายเอาต์พุตและใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสประกอบด้วยวงจรรองสัญญาณอันดับที่หนึ่งต่ออนุกรมกัน  $n$  วงจร ซึ่งสามารถสร้างกระแสเอาต์พุตที่มีขนาดสัญญาณเท่าๆ กันในแต่ละเฟส ความถี่ที่เกิดขึ้นสามารถปรับจูนได้โดยไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการกำเนิดความถี่ นอกจากนี้วงจรถูกนำเสนอยังมีโครงสร้างง่ายๆ มีอุปกรณ์น้อย มีความไวต่ำทั้งด้านแพสซีฟและแอคทีฟสามารถนำไปประยุกต์ใช้สำหรับไอซี ผลลัพธ์ทางทฤษฎียืนยันได้โดยจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ชนิดหลายเฟสสามารถที่จะสร้างสัญญาณไซน์ที่มีความถี่สูง

### Abstract

This paper proposes an integrable multiphase sinusoidal oscillator using multiple outputs operational transconductance amplifier and grounded capacitors is described. The propose multiphase sinusoidal  $n$  output current equal-amplitude signals that are equally spaced in phase. The oscillation frequency can be electronically tunable without affecting the condition of oscillation. The propose circuit also enjoys having simple structure, low component count, low active and passive sensitivities, and very suitable for IC implementation. The theoretical results are verified by PSPICE simulation. Simulation result show that a multiphase sinusoidal oscillator can be generated the high frequency of sinusoidal.

### 1. บทนำ

วงจรรอปเปอร์เรชันเนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิไฟเออร์ (โอทีเอ) คือบล็อกพื้นฐานที่สำคัญสำหรับ

ระบอบอนาลอก โอทีเอเป็นอุปกรณ์ที่ปรับค่าได้มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีย่านการปรับจูนกว้างและมีความสามารถสูงในการสร้างวงจรประเภทต่างๆ นอกจากนั้นวงจร

พื้นฐานของโอทีเอไม่ต้องการความต้านทานดั่งนั้นจึงมีความเหมาะสมในการสร้างเป็น IC [7]

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟส (multiphase sinusoidal oscillator : MSOs) นำมาประยุกต์ใช้ในการติดต่อสื่อสารอย่างกว้างขวาง การประมวลผลของสัญญาณระบบควบคุมกำลังและอื่น ๆ ในอดีตมีเทคนิคต่าง ๆ ในการออกแบบวงจร MSOs มากมาย [1], [3], [4], [5] ในตอนแรกวงจร MSO [6] มีประสิทธิภาพสูงแต่มีโครงสร้างที่ซับซ้อนมากเกินไปอุปกรณ์ทั้งสองมีความว่องไวและหยุดนิ่ง อีกทางหนึ่งที่ดีกว่าของ MSO คือใช้โอทีเอ [7]

ในปี 1995 ได้มีการนำเสนอ MSO กำเนิดวงจรสายสะพานกระแสร่นที่สอง (CCII) จาก [5] นำเสนอ MSO โดยใช้ CCII กราวด์ที่ตัวเก็บประจุและในแต่ละส่วนมีกราวด์สองตัวที่ตัวต้านทาน ในปีเดียวกัน MSO ใช้วงจรขยายสัญญาณกระแสป้อนกลับ (CFOAs) วงจรอย่างง่ายที่สามารถแยกความถี่สูงๆ โดยใช้วงจรขยายสัญญาณ (Op-Amps) ซึ่งนำเสนอโดย Gift [3], [4] วงจรที่นำเสนอมีโครงสร้างง่าย ๆ และการแกว่งของแรงดันที่เอาต์พุตมีมากแต่การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ยังมีข้อบกพร่อง เมื่อเร็ว ๆ นี้มีเทคนิคใหม่สำหรับ MSO ซึ่งใช้กระแสควบคุมสายพานร่นที่สอง (CCII) [1] วงจรนี้มีตัวต้านทานเพิ่มเข้ามาของ CCCII ซึ่งการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์สามารถเป็นไปได้

ในบทความนี้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าได้โดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต (โอทีเอหลายเอาต์พุต) ตามแบบดังนี้

1) วงจร MSO ที่นำเสนอใช้โอทีเอหลายเอาต์พุตและที่ตัวเก็บประจุมีกราวด์สองตัวซึ่งกระแสเอาต์พุตมีเฟสตรงกัน

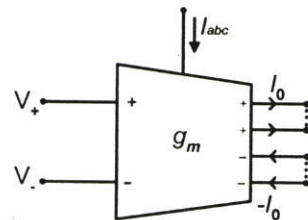
2) ค่าที่ตั้งไว้ของ MSO ที่นำเสนอจะง่ายและใช้กราวด์ที่ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียว ดังนั้นการนำมาประยุกต์ใช้สำหรับ IC สามารถทำได้ง่าย [2]

3) วงจรกำเนิดความถี่สามารถควบคุมโดยการปรับค่ากระแสและเงื่อนไขในการกำเนิดสามารถที่จะปรับค่าความถี่ของการออสซิลเลต

4) วงจร MSO ที่นำเสนอมีส่วนประกอบพาสซีฟและแอคทีฟโดยมีพื้นฐานของ CCCII MSO เหมือนกัน [1] อย่างไรก็ตามวงจร MSO ที่นำเสนอเหมาะสมในการนำไปสร้างสำหรับในเทคโนโลยีแบบไบโพลาร์และแบบซีมอสและยืนยันได้ว่าสัญญาณไซน์สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ซึ่งเมื่อก่อนพื้นฐานของ CCCII MSO เทคโนโลยีไบโพลาร์นั้นมีความสะดวกและไม่ยืนยันการสร้างสัญญาณไซน์ที่ความถี่สูง ๆ

## 2. ลักษณะของวงจร

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ชนิดหลายเฟสจะมีหลายเอาต์พุตและใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสประกอบด้วยภาคกรองสัญญาณต่อเรียงกันซึ่งสามารถสร้างกระแสเอาต์พุตที่มีขนาดสัญญาณเท่าๆ กันในแต่ละเฟส



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอแบบหลายเอาต์พุต

รูปที่ 1 แสดงวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุต โอทีเอทางอุดมคติที่กระแสที่ขาซอสแรงดันที่ควบคุมแถบความถี่กว้างมีขอบเขตจำกัดกับค่าความนำที่อินพุตและเอาต์พุตกระแสเอาต์พุตทางอุดมคติของโอทีเอแบบหลายเอาต์พุตอธิบายโดย

$$I_0 = \pm g_m (V_+ - V_-) \quad (1)$$

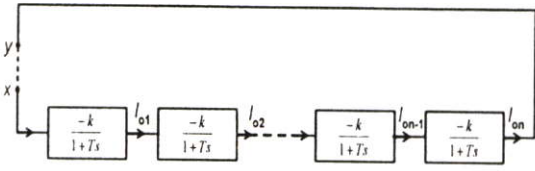
ซึ่ง ;

$g_m$  = อัตราขยายค่าความนำ

$I_0$  = กระแสเอาต์พุต

$V_+$  ,  $V_-$  = แรงดันที่ขั้วอินพุตแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส

สำหรับในกรณีของการนำทรานซิสเตอร์แบบมอสมาประยุกต์ใช้เป็นโอทีเออยู่ในช่วงที่อิมิตต์ส่วนของค่าความนำ ( $g_m$ ) และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ของ  $g_m$  เป็นสัดส่วนกับ  $I_{abc}$



รูปที่ 2 แสดงบล็อกโคอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบหลายเฟส

จากรูปที่ 2 แสดงบล็อกโคอะแกรมรวมไปถึง อุปกรณ์ MSO สำหรับวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบเฟสที่ นำเสนอใน [4], [5] ในกรณีของ n ประกอบด้วยวงจร กรองความถี่ต่ำกลับเฟสอันดับหนึ่งต่อเรียงกัน แต่ละส่วน อธิบายโดยทรานเฟอร์ฟังก์ชัน

$$T(s) = \frac{-k}{1+Ts} \tag{2}$$

ซึ่ง k เป็นอัตราขยายของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน และ  $T = 1/\omega_c$  เป็นเวลาคงที่ เมื่อ  $\omega_c$  อยู่ในเทอมของความถี่ ต่ำ ในรูปที่ 2 สามารถกำเนิดสัญญาณ ไซน์ถ้ารูปเกนมีค่า เป็นหนึ่ง

$$\left( \frac{-k}{1+Ts} \right)_{s=j\omega_0}^n = 1 \tag{3}$$

$$(1+j\omega_0 T)^n + (-1)^{n+1} k^n = 0 \tag{4}$$

จากสมการที่สี่ถ้าเราให้ทางความจริงและทางอุดมคติเป็น ศูนย์เงื่อนไขในการออสซิลเลตจะเกิดขึ้นเมื่อ n เป็นจำนวน คี่ ( $n > 3$ ) จำนวนเอาต์พุตของการออสซิลเลตคือ n ในการ เลื่อนเฟส  $360^\circ / n$

สำหรับตัวอย่างในกรณีนี้  $n = 3$  ทางความจริง และทางอุดมคติได้จากสมการ (4)

$$(1+j\omega_0 T)^3 + k^3 = 0 \tag{5}$$

$$3 - \omega_0^2 T^2 = 0 \tag{6}$$

ในกรณีนี้ความถี่ในการออสซิลเลตอธิบายโดย

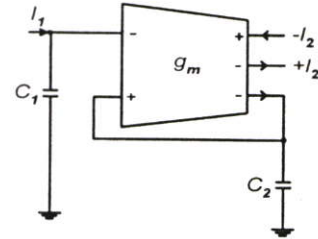
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi T} \tag{7}$$

$$k^3 = 8 \tag{8}$$

$$k = 2 \tag{9}$$

บล็อกพื้นฐานของวงจร MSO ที่นำเสนอแสดง ในรูปที่ 3 ส่วนประกอบของโอทีเอแบบหลายเอาต์พุตและ ที่ตัวเก็บประจุมีกราวด์สองตัวทรานเฟอร์ฟังก์ชันระหว่าง อินพุตและเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 3 อธิบายโดย

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\pm C_2 / C_1}{1 + S(C_2 / g_m)} \tag{10}$$



รูปที่ 3 บล็อกโคอะแกรมพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบหลายเฟสที่นำเสนอ

ตามบล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 3 และบล็อก โคอะแกรมที่เห็นของ MSO ในรูปที่ 2 วงจรกำเนิด สัญญาณ ไซน์แบบสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 4 ตัวแปรแต่ละ ตัวตามบล็อกจะให้

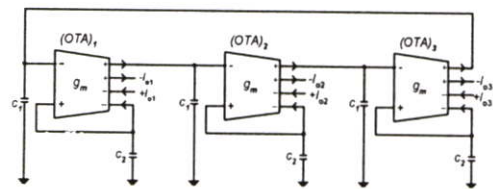
$$k = \frac{C_2}{C_1} \tag{11}$$

$$T = \frac{C_2}{g_m} \tag{12}$$

จากสมการ (7) และ (9) กำหนดให้

$$k = \frac{C_2}{C_1} = 2 \tag{13}$$

$$f_0 = \frac{\sqrt{3}}{2\pi T} = \frac{\sqrt{3}g_m}{2\pi C_2} \tag{14}$$



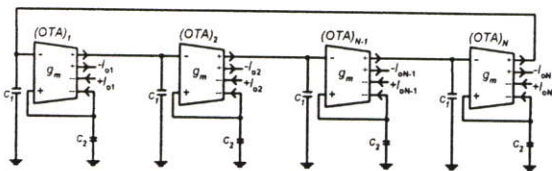
รูปที่ 4 วงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบหลายเฟสที่นำเสนอ โดยใช้อีโทีเอหลายเอาต์พุต

จากรูปที่ 4 แสดงการออสซิลเลตความถี่ที่แอม พลิจูดทั้งสามเท่ากันกระแสที่ เอาต์พุตจะอินเฟส ดังนั้นวงจร MSO ในรูปที่ 4 สามารถ

เกิดจำนวนที่และจำนวนคู่ของเฟสโดยวงจรเดียว จากสมการ (13)และ(14) เงื่อนไขในการออสซิลเลตสามารถปรับค่าที่ตัวเก็บประจุ  $C_1$  การออสซิลเลตที่ความถี่สูงสามารถอธิบายได้ในช่วงความถี่แบนด์วิดธ์ของโอทีเอ เมื่อค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของโอทีเอที่มีค่าสูงวงจร MSO ที่นำเสนอมีความไวในเชิงแอกทิฟและพาสซีฟต่ำตั้งแต่ -1 จนถึง 1

โดยบล็อกของ  $n$  ทางอุดมคติในรูปแบบที่ 3 ในส่วนของ  $n$  แสดงได้ดังรูปที่ 5 ใช้สมการ (10) ลูปเกนจะเปิดสามารถอธิบายได้ตาม

$$L(s) = - \left[ \frac{(C_2 / C_1)}{1 + s(C_2 / g_m)} \right]^n \quad (15)$$



รูปที่ 5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ  $n$  เฟส ที่นำเสนอโดยใช้โอทีเอหลายเอาต์พุต

สำหรับวงจรที่แสดงในรูปที่ 5 สันนิษฐานการกำเนิดคลื่นไซน์ตามหลักเกณฑ์ของ Barkhausen จะต้องให้

$$- \left[ \frac{(C_2 / C_1)}{1 + s(C_2 / g_m)} \right]^n_{s=j\omega_0} = 1 \quad (16)$$

$$(1 + j\omega_0 (C_2 / g_m))^n + (C_2 / C_1)^n = 0 \quad (17)$$

จากสมการที่ (17) สมการสำหรับลำดับที่  $n$  ( $n =$  จำนวนคู่หรือคี่) ในวงจร MSO โดยสมการใหม่ (17)และทางอุดมคติที่จริงเป็นศูนย์ ดังนั้นระบบจะมีการออสซิลเลตแบบต่อเนื่องกันที่ความถี่

$$f_o = \omega_o / 2\pi \quad (18)$$

การออสซิลเลตของความถี่ ( $F_o$ ) และเงื่อนไขในการออสซิลเลต ( $C_o$ ) อธิบายตาม

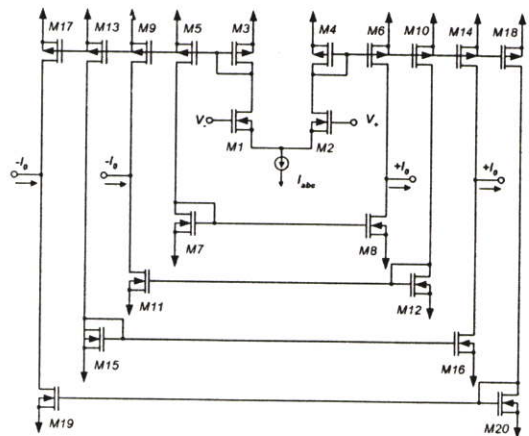
$$C_o; \quad \frac{C_2}{C_1} = \left[ 1 + \tan^2 \left( \frac{\pi}{n} \right) \right]^{1/2} \quad (19)$$

$$F_o; \quad \omega_o = \frac{g_m}{C_2} \tan \left[ \frac{\pi}{n} \right] \quad (20)$$

จากสมการ (19) และ (20)  $F_o$  และ  $C_o$  ทางความจริงการออสซิลเลตสัญญาณไซน์ที่  $n$  เฟส

### 3. ผลการทดลอง

การวิเคราะห์ผลของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบหลายเฟสที่นำเสนอ การออกแบบซิมูเลชันได้เขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โอทีเอเป็นบวกรหรือลบแบบหลายเอาต์พุต โดยการเขียนแบบการทำงานแสดงได้ในรูปที่ 6



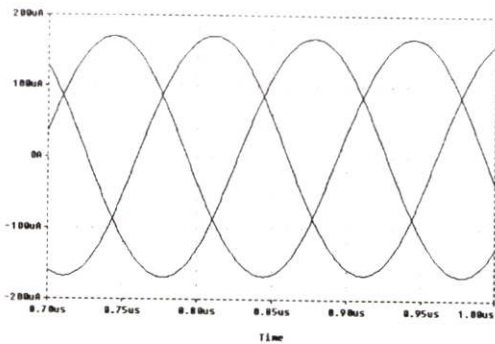
รูปที่ 6 การนำโอทีเอแบบหลายเอาต์พุตมาประยุกต์ใช้ในการเขียนแบบการทำงาน

การปรับปรุงโครงสร้างของ single-ended โดยใช้ขาของมอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ในช่วงที่อิมิต์ซึ่งกระแสเอาต์พุตใช้กระแสตาม ตารางที่ 1 แสดงค่า  $W/L$  ของมอสทรานซิสเตอร์และแหล่งจ่าย  $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5 V$

ตารางที่ 1 อัตราส่วนของมอสทรานซิสเตอร์

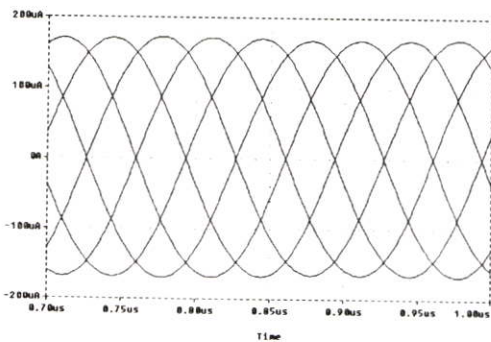
มอสทรานซิสเตอร์	W/L ( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )
M1, M2	20/2

M3,M4,M5,M6, M9,M10,M13, M14,M17,M18	40/2
M7,M8,M11, M12,M15, M16,M19,M20	46/2



รูปที่ 7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟสที่  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$  และกระแสไบอัส =  $250 \text{ }\mu\text{A}$

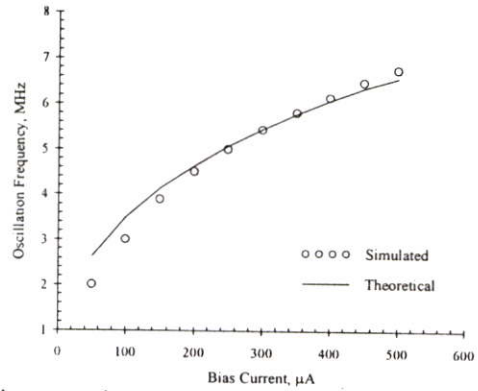
จากรูปที่ 7 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของ MSO ที่นำเสนอกับ  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$ ,  $I_{abc} = 250 \text{ }\mu\text{A}$  ( $g_m = 0.371 \text{ mS}$ ) สำหรับในกรณีนี้  $n = 3$  ออกแบบให้  $C_2$  มีค่ามากกว่า  $C_1$  สองเท่า ซึ่งจะเริ่มทำการออสซิลเลต



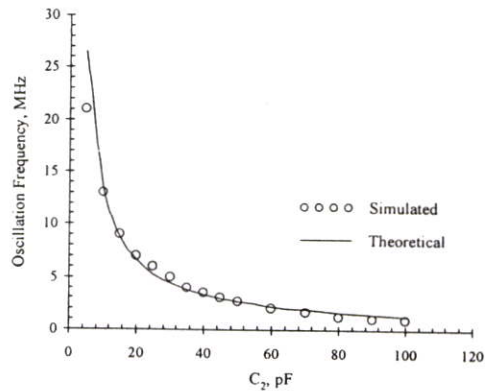
รูปที่ 8 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณหกเฟสที่  $C_1 = 10 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$  และกระแสไบอัส =  $250 \text{ }\mu\text{A}$

รูปที่ 9 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของ ความถี่ในการออสซิลเลตในรูปแบบที่ 4 โดยระดับของกระแส

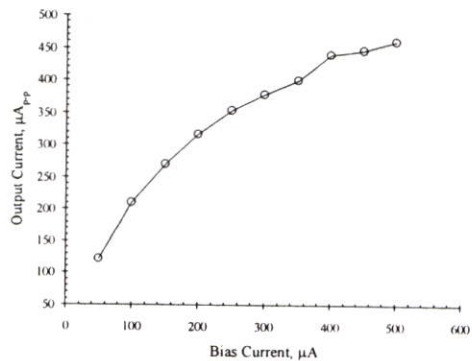
ในการไบอัส  $I_{abc}$  (เช่น  $50 \text{ }\mu\text{A}$  ถึง  $500 \text{ }\mu\text{A}$  หรือเท่ากับ  $g$  จาก  $0.1928 \text{ mS}$  ถึง  $0.48 \text{ mS}$ ) กับ  $C_1 = 10 \text{ pF}$  และ  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$



รูปที่ 9 การเปลี่ยนแปลงของความถี่ในวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์กับกระแสไบอัสโดยที่  $C_1 = 10 \text{ pF}$  และ  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$



รูปที่ 10 การเปลี่ยนแปลงของความถี่กับตัวเก็บประจุ  $C_2$  เมื่อกระแสไบอัสมีค่าคงที่  $I_{abc} = 500 \text{ }\mu\text{A}$   
จากรูปที่ 10 สิ่งที่เกี่ยวข้องระหว่าง การออสซิลเลต ความถี่และ  $C_2$



รูปที่ 11 กระแสเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ หลายเฟสที่นำเสนอขึ้นใหม่เมื่อปรับค่ากระแส ไบอัส โดยให้  $C_1 = 10 \text{ pF}$  และ  $C_2 = 20.12 \text{ pF}$

จากรูปที่ 11 แสดงกระแสเอาต์พุตซึ่งตรงกันข้ามกับกระแสไบอัส  $I_{buc}$  วงจร MSO ที่แสดงนั้นสามารถทำให้เกิดความถี่สูงถึง 10 MHz ตามที่ประมาณ อย่างไรก็ตาม วงจรจะเกิดความถี่สูงมากกว่า 10 MHz แต่ผลการทำงานไม่สามารรถรับรองได้ กรณีที่เกิดการผิดพลาดนี้มีสาเหตุมาจากความจุไฟฟ้าแฝงภายในของตัวโอทีเอ

#### 4. บทสรุป

วงจร MSO ปรับค่าได้แบบใหม่ที่นำเสนอในบทความนี้ วงจรที่นำเสนอมีลักษณะง่ายๆ ใช้กับโอทีเอแบบหลายเอาต์พุตและที่ตัวเก็บประจุมีกราวด์สองตัว วงจร MSO มีโครงสร้างที่สนับสนุนในจำนวนคี่ของแอมพลิฟิไค์ที่เท่ากัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งกระแสเอาต์พุตที่มีเฟสตรงกันเงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ในการออสซิลเลตจะไม่ถูกควบคุมโดยตรง วงจร MSO ที่นำเสนอมีโครงสร้างที่ง่ายๆ ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์และเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นไอซีทั้งในแบบซิมอสและแบบไบโพลาร์ ซึ่งผลเลียนแบบการทำงานสามารถยืนยันจากการวิเคราะห์ตามทฤษฎี

#### 5. เอกสารอ้างอิง

- [1] M.T. Abuelma'atti and M.A. Al-Qahani, "A new current-controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear current Conveyou" , IEEE Transactions on Circuits and Systems-II Analog and Digital Signal Processing, vol. 45, pp. 881-885, 1998
- [2] M.Bhusan R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", Electronics Letters, vol. 3, pp. 148-149, 1967.
- [3] S.J.G. Gift, "Multiphase sinusoidal oscillator system using operational amplifiers", International Journal of Electronics, vol. 83, pp. 61-67, 1997.
- [4] S.J.G. Gift, "Multiphase sinusoidal oscillator using inverting-mode operational amplifiers", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 47, pp. 986-991, 1998.
- [5] C. Hou and B. Shen, "Second- generation current conveyor-based multiphase sinusoidal oscillators", International Journal of Electronics, vol. 78, pp.317-325, 1995.
- [6] B.Z. Kaplan and S.T. Bachar, "A versatile voltage controlled three-phase oscillator", IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. 26, pp.192-195, 1979.
- [7] I.A. Khan, M.T. Ahmed and N. Minhaj, "Tunable OTA-based multiphase sinusoidal oscillators" , International Journal of Electronics, vol. 72, pp.443-450, 1992.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวศุคดี จินตนปัญญา
วัน เดือน ปีเกิด	14 พฤศจิกายน 2523 ที่จังหวัดตรัง
ประวัติการศึกษา	2546 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเกษมบัณฑิต