

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยใช้วงจรสายพานกระแส
แบบมอสทรานซิสเตอร์

POWER FACTOR METER DESIGN BASED ON MOSFET
CURRENT CONVEYOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

ฉ.พ.
๒๕๔๓
๒๕๔๓

เลขที่.....สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขทะเบียน..... 35955

วัน, เดือน, ปี - ๓ ก.ค. ๒๕๔๓

พ.ศ.๒๕๔๓

ISBN 974-622-833-1

ไม่จำกัดสิทธิ์ในลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**POWER FACTOR METER DESIGN BASED ON MOSFET
CURRENT CONVEYOR**



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

2000

ISBN 974-622-833-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2000

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

นักศึกษา

โดยใช้วงจรสายพานกระแส แบบมอสทรานซิสเตอร์

รหัสประจำตัว

นายชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย

ปริญญา

37061179

สาขาวิชา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

พ.ศ.

วิศวกรรมไฟฟ้า

2543

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายในการนำเสนอ การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟคเตอร์ มิเตอร์ ในรูปแบบของเทคโนโลยีซีมอสทรานซิสเตอร์ โดยอาศัยพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทีฟหลัก คือ วงจรสายพานกระแสชนิดบวก และลบที่มีอินพุตเดียวกัน ทำงานร่วมกับวงจรหาร คุณสมบัติของวงจรจะทำการตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงเฟส และแอมพลิจูดทางด้านอินพุต จากนั้นจะสังเคราะห์สัญญาณออกมาเป็นสัญญาณกระแส ในรูปสัญญาณโคไซน์และรูปกระแสฟูลเวฟ ส่งผ่านไปยังวงจรรองความถี่ต่ำ จะได้ศักดาเป็นค่าทางคิซีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าเฟสและแอมพลิจูด จากนั้นสัญญาณดังกล่าวจะถูกนำไปเข้ายังวงจรหาร ผลที่ได้จะเป็นค่าเอาท์พุทที่ขึ้นตรงกับ $\cos\phi$ และไม่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณอินพุตแต่อย่างใด วงจรที่ออกแบบมีความเที่ยงตรงสูง มีความต้านทานอินพุตสูง จากผลที่ทำการทดสอบเป็นไปตามหลักการวัดที่ดี การตอบสนองเร็ว และใช้กำลังงานน้อย ดังนั้นจึงเหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมที่ใช้ในระบบควบคุมพลังงาน และเครื่องวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในรูปแบบอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อยืนยันหลักการที่ได้นำเสนอ ได้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานวงจร ผลปรากฏเป็นไปตามหลักการที่เสนอ

Thesis Title Power Factor Meter Design Based on MOSFET
Current Conveyor

Student Mr.Chaiwat Jongkunsatidchai

Student ID. 37061179

Degree Master of Engineering

Programme Electrical Engineering

Year 2000

Thesis Advisor Prof.Dr.Wanlop Surakamponorn

Thesis Co-Advisor Assoc.Prof.Dr. Vanchai Riewruja

ABSTRACT

This thesis proposes the design and development of an electronic power factor meter using CMOS technologies. Based on positive / negative current conveyor together with a divider circuit, the proposed circuit is able to measure accurately the power factor, independent of input voltage variations. The circuit has a high input impedance, a wide bandwidth and low power consumption, which makes it suitable for implementing in integrated circuit. The circuit operations are confirmed by PSPICE simulation.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณศาสตราจารย์ ดร.วัลลภ สุระกำพลธรรมาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ได้ช่วยให้คำปรึกษาแนวทางในการแก้ปัญหาความคิดริเริ่มตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ธีรรัฐจา และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เกียรติศักดิ์ คมวัชระ ที่ได้ให้คำปรึกษาวิธีการแก้ปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นทั้งทางทฤษฎี และทางปฏิบัติร่วมกับอาจารย์ที่ปรึกษา ทำให้การเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากขึ้น

ขอกราบขอบพระคุณคุณแม่ที่ช่วยให้กำลังใจในการทำงานกับผู้เขียนมา โดยตลอดรวมทั้งคุณเฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทรและคุณณัฐริยา พริงสกุลชัย ทั้งเพื่อนๆและน้องทุกท่านในห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ที่มีส่วนช่วยเหลือ และเอื้อประโยชน์ต่อผู้เขียนมาตลอดในการจัดทำรูปเล่มของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สมบูรณ์มากขึ้น

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติภายใต้โครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ประเภทรางวัลพัฒนาวิชาชีพนักวิจัยที่ให้ทุน และเครื่องมือสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์นี้

ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 มอสมิทธานซิสเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 โครงสร้างของมอสมิทธานซิสเตอร์.....	4
2.3 สัญลักษณ์ของมอสมิทธานซิสเตอร์.....	7
2.4 การทำงานของมอสมิทธานซิสเตอร์.....	8
2.5 แบบจำลองของมอสมิทธานซิสเตอร์.....	11
2.6 บทสรุป.....	11
บทที่ 3 หลักการวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 ชนิดของเครื่องมือวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์.....	14
3.2.1 แบบใช้ Elettromechanical Power Factor Meter.....	14
3.2.2 แบบใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์.....	14
3.3 หลักการวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์.....	15
3.3.1 ทฤษฎีและหลักการวัดแบบอิเล็กทรอนิกส์.....	16
3.3.2 วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์แบบพื้นฐาน.....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา IV จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.3 วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์แบบใช้วงจรรวม.....	19
3.4 บทสรุป.....	20
บทที่ 4 การออกแบบวงจรสายพานกระแส.....	22
4.1 บทนำ.....	22
4.2 วงจรสายพานกระแสชนิดบวก.....	23
4.2.1 วงจรสายพานกระแสโดยใช้วงจรขยายความแตกต่าง.....	23
4.2.2 วงจรสายพานกระแสโดยใช้วงจรขยายคลาส AB.....	26
4.3 วงจรสายพานกระแสชนิดลบ.....	31
4.3.1 อินพุทแบบใช้วงจรขยายความแตกต่าง.....	31
4.3.2 อินพุทแบบใช้วงจรขยายคลาส AB.....	32
4.4 วงจรสายพานกระแสชนิดบวกและลบในวงจรเดียวกัน.....	34
4.4.1 อินพุทแบบใช้วงจรขยายความแตกต่าง.....	34
4.4.2 การทำงาน.....	35
4.5 วงจรสายพานกระแสชนิดบวกและลบในวงจรเดียวกันทำงานแยกกันอิสระ.....	36
4.5.1 อินพุทแบบใช้วงจรขยายคลาส AB.....	37
4.5.2 การทำงาน.....	37
4.6 วิเคราะห์วงจรสายพานกระแส.....	38
4.6.1 วิเคราะห์ช่วงแรงดันปฏิบัติงาน.....	38
4.6.2 วิเคราะห์ช่วงกระแสปฏิบัติงาน.....	39
4.6.3 วิเคราะห์ค่าอัตราส่วนของสัปดาห์ V_x/V_Y	40
4.6.4 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X.....	42
4.6.5 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y.....	44
4.6.6 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Z.....	45
4.6.7 วิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสำหรับค่า ทรานส์คอนคัคเตนซ์ของวงจร.....	45
4.6.8 วิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการของค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ของวงจร.....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานในสถานศึกษาเท่านั้น มิฉะนั้นผู้ใดเห็นว่าเป็นประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา V และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6.9 วิเคราะห์ค่าของอัตราส่วนกระแส $\frac{i_z}{i_x}$	50
4.7 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์.....	50
4.7.1 หลักการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส.....	50
4.7.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	51
4.7.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	52
4.7.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....	54
4.8 บทสรุป.....	54
บทที่ 5 การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์.....	56
5.1 บทนำ.....	56
5.2 หลักการออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์.....	57
5.2.1 การทำงานของวงจรสังเคราะห์เฟส.....	57
5.2.2 วงจรสังเคราะห์เฟสในรูปแบบมอสทรานซิสเตอร์.....	62
5.2.3 การเขียนแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์.....	63
5.3 หลักการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	67
5.3.1 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	67
5.3.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์.....	69
5.3.3 ผลการเขียนแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	70
5.4 หลักการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ.....	71
5.4.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำใช้มอสทรานซิสเตอร์.....	72
5.4.2 ผลการเขียนแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ.....	73
5.5 หลักการออกแบบวงจรหารสัญญาณกระแส.....	73
5.5.1 หลักการทำงานของวงจรหาร.....	73
5.5.2 การทำงานของวงจรหารใช้มอสทรานซิสเตอร์.....	74
5.6 การเขียนแบบการทำงานของวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์.....	76
5.6.1 การเขียนแบบสัญญาณเข้าที่พุด.....	76
5.6.2 การเขียนแบบสัญญาณอินพุต.....	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VI จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.7 บทสรุป 78

บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ 79

เอกสารอ้างอิง 80

ภาคผนวก 83

ภาคผนวก ก. 84

ภาคผนวก ข. 87

ภาคผนวก ค. 88

บทความดีเด่น 89

ประวัติผู้เขียน 95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา **VII** ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1	โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีทชั้น.....5
2.2	โครงสร้างของมอสแบบเอ็นฮานเมนท์.....6
2.3	สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีทชั้น.....7
2.4	สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์.....7
2.5	การให้ไบอัสแกว่งจรมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีทชั้น ชนิด N-Channel.....8
2.6	การให้ไบอัสแกว่งจรมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ ชนิด N-Channel.....8
2.7	กราฟแสดงคุณสมบัติมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ ชนิด N-Channel.....9
3.1	กำลังไฟฟ้าเสมือน VA13
3.2	วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์แบบพื้นฐาน.....17
3.3	วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์.....19
4.1	สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบบวก.....23
4.2	สายพานกระแสแบบบวกใช้วงจรรขยายความแตกต่าง.....24
4.3	กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต X, Z เมื่ออินพุตเป็นลบ.....25
4.4	วงจรรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์ลูป.....26
4.5	วงจรสายพานกระแสแบบบวก.....28
4.6	แสดงกระแสซิงค์ และกระแสซอร์สในพอร์ต X, Z30
4.7	สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบลบ.....31
4.8	วงจรสายพานกระแสแบบลบที่ใช้วงจรรขยายความแตกต่าง.....31
4.9	วงจรสายพานกระแสแบบลบที่ใช้วงจรรขยายคลาส AB33
4.10	แสดงกระแสซิงค์และกระแสซอร์สในพอร์ต X, Z34
4.11	สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบบวกลบ.....34
4.12	วงจรสายพานกระแสแบบบวกและลบที่ใช้วงจรรขยายความแตกต่าง.....35
4.13	สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบบวกและลบอินพุตร่วมกัน.....36
4.14	วงจรสายพานกระแสแบบบวกและลบทำงานแยกอิสระ โดยใช้คลาส AB37
4.15	Node วงจรสายพานกระแสแบบบวก.....41
4.16	วงจรมุมวลที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วนของศักดา V_x/V_y41
4.17	วงจรมุมวลที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VIII ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.18 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต์ Y	44
4.19 วงจรสมมูลย์ในการวิเคราะห์ค่า g_m ของวงจร	45
4.20 วิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติงานของ $g_m(s)$ ในส่วนของวงจรขยายคลาส AB	47
4.21 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน	51
4.22 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด	52
4.23 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน	54
5.1 หลักการสังเคราะห์เฟสเป็นกระแสตรง	57
5.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสทางอินพุทกับแรงดันทางเอาต์พุท (V_I)	58
5.3 แสดงสัญญาณที่พอร์ต์ X, Y, Z ขณะมูมเป็น 0°	59
5.4 แสดงกระแสที่พอร์ต์ Z ทั้งสองรวมกันเมื่อมีมูมเป็น 0°	60
5.5 แสดงสัญญาณที่พอร์ต์ X, Y, Z ขณะมูมเป็น 90°	61
5.6 วงจรสังเคราะห์เฟสเป็นกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์	62
5.7 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมูมต่างกัน 0°	64
5.8 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมูมต่างกัน 30°	65
5.9 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมูมต่างกัน 45°	65
5.10 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมูมต่างกัน 60°	66
5.11 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมูมต่างกัน 90°	66
5.12 หลักการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	67
5.13 รูปสัญญาณ V_{in}, I_Z, I_Z^-	68
5.14 แสดงกระแสรวมเมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น	69
5.15 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	70
5.16 ผลการเขียนแบบวงจรสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	71
5.17 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ	72
5.18 ผลการเขียนแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ	73
5.19 วงจรหารสัญญาณ	73
5.20 วงจรหารแบบควอเตอร์สแควร์	75
5.21 แสดงค่าแรงดันเอาต์พุทเมื่อเฟสเปลี่ยนแปลง	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา IX จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่

หน้า

5.22 แสดงค่าแรงดันแอมป์พุทเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุทที่เปลี่ยนแปลง.....77



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา X ละต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ วัตถุประสงค์เพื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (Integrated circuit) ในปัจจุบันวงจรต่างๆที่ใช้กันอยู่ ส่วนมากบรรจุอยู่ในไอซี ถ้าเป็นวงจรมหาศาลจะอยู่ในรูปแบบ วี แอล เอส ไอ (VLSI) เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ มีการพัฒนาขึ้นมาตลอด สามารถสร้างวงจรแทนฟังก์ชัน (Function) การทำงานทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อน และยุ่งยาก วงจรที่สร้างขึ้นจึงมีการทำงานตลอดจนประสิทธิภาพที่สูงขึ้น วงจรการทำงานจึงมีขนาดใหญ่ และซับซ้อนขึ้นตาม การพัฒนาในรูปแบบไอซีจึงเป็นสิ่งที่ปรารถนาของนักวิจัย วงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์ก็เป็นวงจรหนึ่ง ที่ทำการสังเคราะห์ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ในรูปโคไซน์ (Cosine) ออกมาเป็นระดับแรงเคลื่อนไฟตรง (DC)

วงจรการทำงานได้มีการวิจัย และพัฒนาขึ้นมาโดยตลอด ตั้งแต่ปี ค.ศ. 1980 จนกระทั่งถึงปี ค.ศ.1999 โดยการเสนอหลักการใหม่มาตลอด เพื่อให้สามารถนำวงจรที่ออกแบบไปใช้งานได้กว้างขวาง จากการใช้งานพื้นฐานทั่วไปแบบอิเล็กทรอนิกส์ และพัฒนามาใช้อิเล็กทรอนิกส์เป็นส่วนประกอบของวงจรในรูปแบบวงจรดิสครีท (Discret) ไอซีประกอบเป็นวงจรการทำงาน ซึ่งยังแบ่งออกเป็นวงจรการทำงานในรูปแบบอนาล็อก (Analog) [7] และดิจิตอล (Digital) [2] ในแบบดังกล่าวมาการทำงานของวงจรมุ่งยาก และซับซ้อนมาก อีกทั้งวงจรต้องเสียเวลาในการทำงานจึงเป็นผลให้ความเที่ยงตรงของวงจรลดลง อีกทั้งปัจจัยภายนอกที่เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงเคลื่อนอย่างฉับพลันเป็นผลต่อการวัดค่าในวงจรค่อนข้างมาก การสร้างวงจรรวมเป็นแนวทางการแก้ปัญหานี้ได้ดี แนวคิดนี้นำไปสู่การออกแบบสร้างวงจรที่มีวงจรชดเชยการเปลี่ยนแปลงของกระแส และแรงเคลื่อน โดยนำผลการตรวจสอบค่าที่เปลี่ยนแปลงทางอินพุต แล้วนำค่าที่เปลี่ยนแปลงไปหักล้างออกทางเอาต์พุตโดยใช้วงจรหารสัญญาณ ค่าที่วัดได้จึงเป็นค่าถูกต้องแน่นอน ไม่ว่าทางอินพุตจะเกิดการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรก็ตาม ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์โดยใช้เทคโนโลยีซีเอ็มอส (CMOS) ในรูปแบบของวงจรมายา (CCII) มาช่วยในการออกแบบวงจรรวมซึ่งผลที่ได้จากการออกแบบ สามารถลดความยุ่งยากของวงจรที่ทำงานแบบดิจิตอลและสามารถลดเวลาการทำงานลง ผลการตอบสนองเร็ว กำลังงานที่ใช้ก็น้อยเพราะอยู่ในรูปแบบซีเอ็มอส สามารถนำไปสร้างวงจรรวมได้ง่าย ราคาต่ำเมื่อนำไปทำเป็นอุตสาหกรรม ผลที่ได้จากการวัดสามารถป้อนกลับไปควบคุมการทำงานของระบบไฟฟ้าได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างรวดเร็ว ถูกต้องแม่นยำและประหยัดพลังงาน ซึ่งจุดนี้เองเป็นจุดเริ่มต้นที่มาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ข้อดีของวงจรที่อยู่ในรูปแบบวงจรรวม เมื่อเทียบกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป

1.1.1 ส่วนประกอบวงจรลดลง จึงมีขนาดเล็กกระทัดรัด ประหยัดเนื้อที่ในการใช้งาน มีน้ำหนักเบากว่า ใช้พลังงานต่ำ

1.1.2 มีความเชื่อถือได้สูง (High reliability) เนื่องจากความผิดพลาดของวงจรจะขึ้นอยู่กับ ไอซี เพียงตัวเดียว แต่วงจรประกอบจะขึ้นกับอุปกรณ์ทั้งหมดของวงจรรวมกัน

1.1.3 อุปกรณ์ที่ประกอบทุกตัวในวงจรรวม ได้ผ่านขบวนการสร้างอย่างเดียวกันจึงมีรายละเอียด และคุณสมบัติใกล้เคียง ซึ่งขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีการผลิต เมื่อนำมาใช้งาน ปัจจัยเรื่องการเดินสายระหว่างคอมโปเนนต์ (Component) จะหมดไป อีกทั้งการทำงานในสภาวะแวดล้อมเดียวกัน อุณหภูมิเท่ากัน จึงส่งผลให้พารามิเตอร์เปลี่ยนในสภาวะที่คงที่

1.1.4 ระยะเวลาในการตอบสนองทางอินพุต รูปแบบวงจรรวมมีค่าต่ำกว่าวงจรที่ใช้ อุปกรณ์แต่ละตัวประกอบกัน เพราะช่วงเวลากาหนดของวงจรจะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ประกอบทุกตัวในวงจร

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่องการออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ มีจุดประสงค์ 3 ประการ คือ

1.2.1 เพื่อให้สามารถนำวงจรที่ทำการออกแบบสร้างวงจรรวมแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ให้ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง และสะดวกในการใช้งาน

1.2.2 การออกแบบวงจรเลี้ยงการใช้ ดีไวซ์ที่เป็นพาสซีฟ(Passive) แต่จะใช้วงจรแอกทีฟ (Active) เป็นส่วนประกอบของวงจรทั้งหมด เพื่อให้วงจรมีขนาดเล็ก และประหยัดอีกทั้งในแง่ของความแม่นยำสูง

1.2.3 เน้นหนักเพื่อนำไปสร้างวงจรรวม ที่มีประสิทธิภาพสูง ใช้งานง่าย ส่วนประกอบวงจรภายนอกมีจำนวนน้อย ซึ่งเป็นผลของต้นทุนในการผลิตทางอุตสาหกรรมต่ำ

1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์

จากการค้นคว้าในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่องการออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์ โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ มีแนวคิดใหม่แตกต่างจากหลักการของผู้ออกแบบเดิมที่เคยเสนอไว้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าเท่าที่พบเห็นเด่นกว่าวงจรอื่น 3 ประการ คือ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.1 วงจรที่ออกแบบเลือกออกแบบจากดีไวซ์จำพวกมอสทรานซิสเตอร์เพียงอย่างเดียว

1.3.2 มีการออกแบบในรูปของโหมคระแส โดยใช้วงจรสายพานกระแสทำให้วงจรทำงานได้เร็ว และไม่ขึ้นกับศักดาแหล่งจ่ายไฟ ตลอดทั้งสามารถทำงานได้ที่ความถี่ย่านกว้าง

1.3.3 รูปแบบวงจรที่นำเสนอสามารถนำไปสร้างอยู่ในรูปของวงจรรวม (Integrated Circuit) ที่สามารถใช้งานเฉพาะด้านในการวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท

บทที่ 1 เป็นการกล่าวนำวัตถุประสงค์ และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ประกอบด้วยรายละเอียดเนื้อหาที่มีในวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทอื่นๆจะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงความเป็นมาของมอสทรานซิสเตอร์ รูปแบบ โครงสร้าง สัญลักษณ์การทำงาน และสมการทางคณิตศาสตร์และแบบจำลองมอสทรานซิสเตอร์ ที่จะนำไปใช้ในบทต่อไป

บทที่ 3 นำเสนอรูปแบบการวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เดิม ที่ใช้หลักการในรูปแบบของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ไดนามิก และพัฒนาให้วงจรอยู่ในรูปแบบทางอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน สดท้ายโดยปรับปรุงให้อยู่ในรูปแบบของวงจรรวมหรือไอซี และสามารถนำไปใช้งานได้จริง

บทที่ 4 อธิบายหลักการนำมอสทรานซิสเตอร์ ไปออกแบบเป็นวงจรรายขายสัญญาณความแตกต่าง และวงจรรายขายแบบคลาส AB ในรูปแบบของวงจรทรานส์ลีเนียร์ และนำรูปแบบทั้งสองไปใช้สร้างวงจรสายพานกระแสชนิดต่างๆ เช่นวงจรสายพานกระแสแบบบวกลบ, วงจรสายพานกระแสแบบลบ และวงจรสายพานกระแสแบบบวกลบกับลบในวงจรเดียวกันที่สามารถควบคุมการทำงานแยกกันอย่างอิสระด้วยความต้านทานภายนอกเพียงตัวเดียว สดท้ายนำมอสทรานซิสเตอร์ไปใช้ในวงจรสะท้อนกระแสในรูปแบบต่างๆ

บทที่ 5 อธิบายหลักการของวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ซึ่งประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสที่มีพอร์ตอินพุททำงานร่วมกันในบทที่ 4 นำมาสร้างวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น วงจรหาค่าเฉลี่ยสัญญาณ วงจรหารสัญญาณ โดยใช้เทคนิคควอเตอร์สแควร์เพื่อประมวลผลทางกระแสออกมาในรูปสัญญาณแรงเคลื่อนทางเข้าที่พุด เพื่อให้เกิดความมั่นใจว่าวงจรที่ได้ออกแบบอย่างถูกต้อง จึงใช้โปรแกรม PSPICE เพื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ถึงความถี่ เฟส และแอมพลิจูดที่เปลี่ยนไปตามค่าความเป็น $\cos \phi$

บทที่ 6 เป็นบทส่งท้ายซึ่งเป็นการสรุปผลงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

มอสทรานซิสเตอร์

2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์(MOSFET) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทหนึ่ง ที่มีกระแสไหลในทิศทางเดียว(Uni-polarity)สามารถอธิบายได้ว่าในมอสทรานซิสเตอร์จะมีประจุชนิดเดียวที่ไหลผ่านขณะทำงาน สามารถใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ และคอมพิวเตอร์ ซึ่งมีคำเต็มมาจากคำว่า Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor หรืออาจจะเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า อินซูลาเทตเกต (Insulated Gate Field-Effect Transistor) เขียนย่อว่า IGFET เป็นทรานซิสเตอร์ชนิดควบคุมกระแสที่ไหลผ่านวงจรโดยใช้สนามไฟฟ้าควบคุมพื้นที่ตัดขวางของสารกึ่งตัวนำถูกสร้างและเริ่มใช้งาน ครั้งแรกโดย D. Kahang และ M.M. Atalla[24] และได้นำมาผลิตเป็น IC ในปี ค.ศ. 1964 ได้มีการใช้งานมากขึ้นตามลำดับจนกระทั่งพัฒนามาจนถึงปัจจุบันสามารถผลิตอยู่ในรูปแบบ VLSI (Very Large Scale Integrated Circuits)ได้ นักวิจัยยังคงสนใจออกแบบวงจรขนาดเล็กโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์กันมาก เนื่องจากโครงสร้างง่าย ขั้นตอนการผลิตน้อย มีขนาดเล็กมาก ความต้านทานอินพุตสูง สัญญาณรบกวนต่ำ สามารถสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier)[10] วงจรยกกำลัง(Square)[6] วงจรหาร(Divider)[15] และวงจรสายพานกระแส(Current Conveyor)[9],[13],[14],[26] อีกทั้งประยุกต์ใช้งานในรูปแบบวงจรต่างๆ อีกมากมาย ทั้งนี้เพื่อความสะดวก และสามารถนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวาง

2.2 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

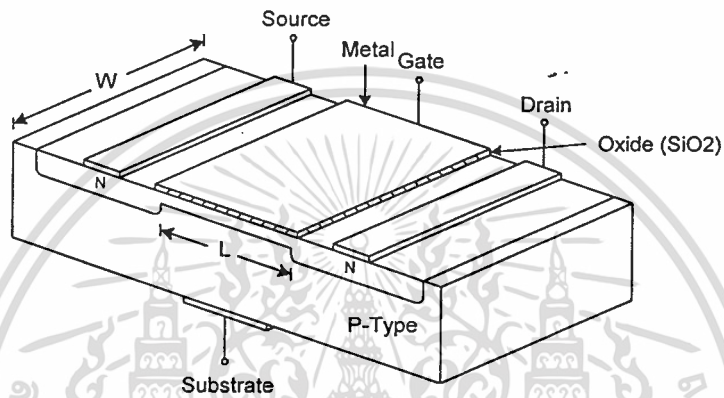
มอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งได้ตามโครงสร้าง และการใช้งานแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ

2.2.1.มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน(Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละแบบมีโครงสร้างภายในเป็น 2 ชนิด คือ N-Channel เรียกว่า NMOS ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ก และP-Channel หรือเรียกย่อว่าPMOS ดังแสดงในรูปที่2.1ข โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันนี้บางครั้งเรียกย่อว่าD-MOS ชนิดN และP ตามลำดับ

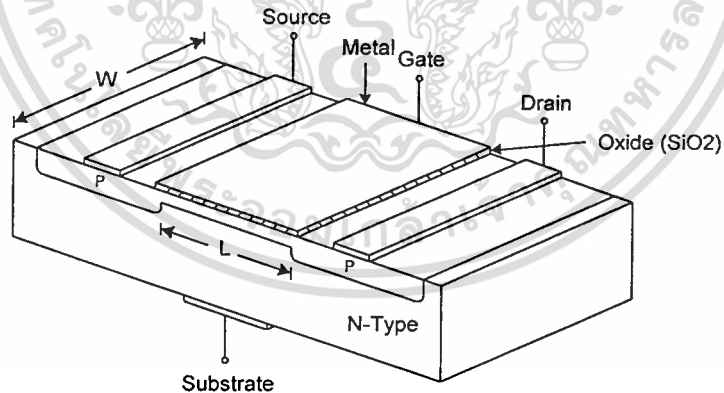
จากรูป2.1ก เป็นโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันชนิดN-Channel ประกอบด้วยปลายของอิเล็กโทรดเกรน และซอร์ส ที่มีปลายทั้งสองข้างต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นชนิดเอ็นบางๆ ที่ต่อกันเป็นแซนแนลโดยแพร่ลงบนฐานรองซัปสเตรท(Substrate)ซึ่งเป็นชนิดพี (P-Type) และมีฉนวนบางๆ ที่ทำจากซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) วางลงบนแซนแนล โดยวางทับสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่แพร่บนฐานรอง จากนั้นก็จะวางอิเล็กโทรดเกตซึ่งเป็นโลหะบนซิลิกอนไดออกไซด์ หากเราทำการเปลี่ยนฐานรองเป็นชนิดเอ็น(N-Type) และมีแซนแนลที่แพร่ลงบนฐานรองชนิดพี(P-Type)มอสทรานซิสเตอร์ชนิดนี้นิยมเรียกว่าเป็นมอสทรานซิสเตอร์แบบคิฟลิตชั้นชนิดP-Channel ดังรูป2.1 ข



รูป 2.1 ก ชนิด N-Type



รูปที่ 2.1 ข ชนิด P-Type

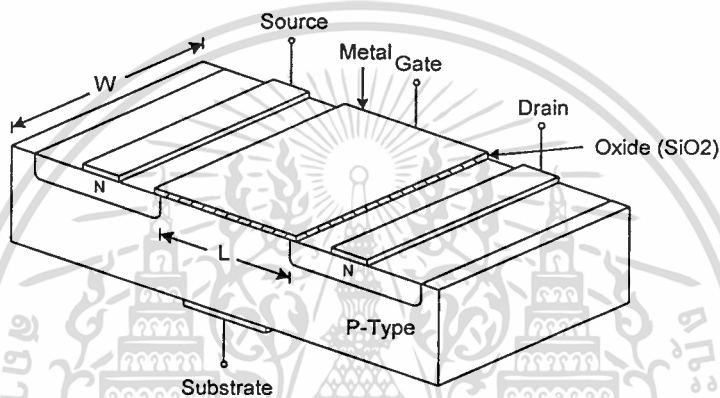
รูปที่ 2.1 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบคิฟลิตชั้น

2.2.2. มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานสมนท(Enhancement MOSFET) มีโครงสร้าง

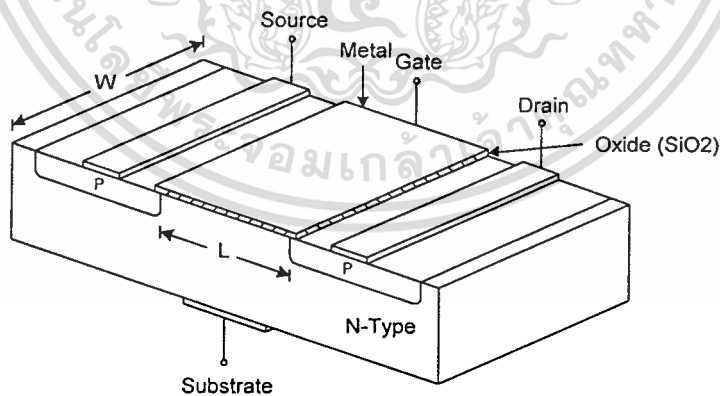
คล้ายกับมอสทรานซิสเตอร์แบบคิฟลิตชั้นมีทั้งชนิดN-ChannelและP-Channel โดยชนิดN-Channel

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะประกอบด้วยปลายอิเล็กโทรดเกรน และซอร์สที่ต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่ถูกแพร่บนฐานรองซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพีโดยการแพร่สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นดังกล่าวจะไม่ต่อถึงกัน ซึ่งมีระยะห่างความยาวของแชนแนล(Channel Length)เป็น L และมีความกว้างของแชนแนลเป็น(Channel Width)เป็น W แสดงดังในรูปที่ 2.2 ก ส่วนมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ชนิดP-Channel จะเป็นการแพร่สารกึ่งตัวนำชนิดพีลงบนฐานรองN-Type ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ข ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์แบบนี้เราเรียกว่า E-MOS ชนิด N และ P ซึ่งเป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรรวมของนักวิจัย



รูปที่ 2.2 ก ชนิด N-Type



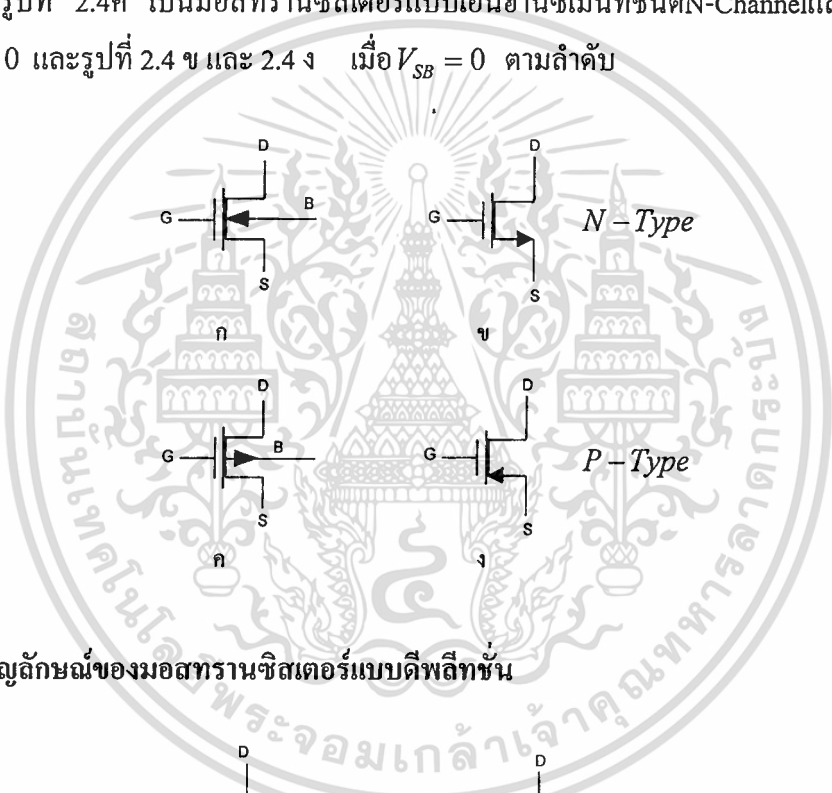
รูปที่ 2.2 ข ชนิด P-Type

รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์

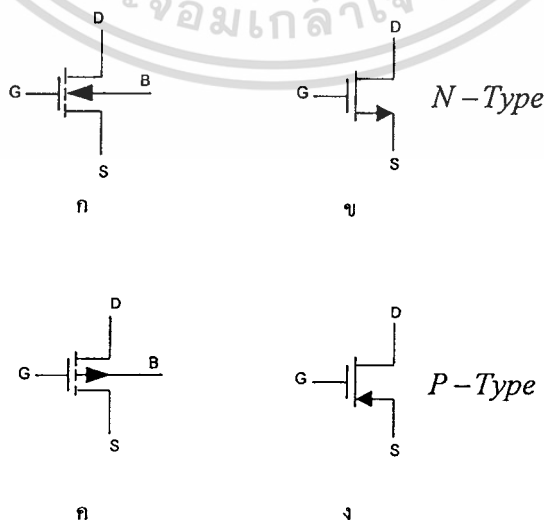
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

ในการพิจารณาว่าเป็นมอสทรานซิสเตอร์แบบใด และชนิดใดนั้น จะพิจารณาจากสัญลักษณ์ที่ใช้แทนด้วยมอสทรานซิสเตอร์แต่ละแบบตามรูป2.3 และ2.4 ในรูปที่2.3ก และ2.3ค เป็นสัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิทชันชนิดN-Channel และP-Channel ที่ขั้วฐานรอง(Substrate)อิสระจะไม่ต่อกับขาซอร์ส นั่นหมายความว่าค่าระดับแรงดันที่ขา $V_{SB} \neq 0$ หากโครงสร้างภายในของมอสทรานซิสเตอร์แบบนี้มีขาซอร์ส มาต่อกับฐานรองค่าระดับแรงดันของที่ $V_{SB} = 0$ ก็จะได้รูปสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.3 ข และรูปที่ 2.3 ง ตามลำดับ ส่วนสัญลักษณ์ในรูปที่ 2.4ก และรูปที่ 2.4ค เป็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์มีนที่ชนิดN-ChannelและP-Channel เมื่อ $V_{SB} \neq 0$ และรูปที่ 2.4 ข และ 2.4 ง เมื่อ $V_{SB} = 0$ ตามลำดับ

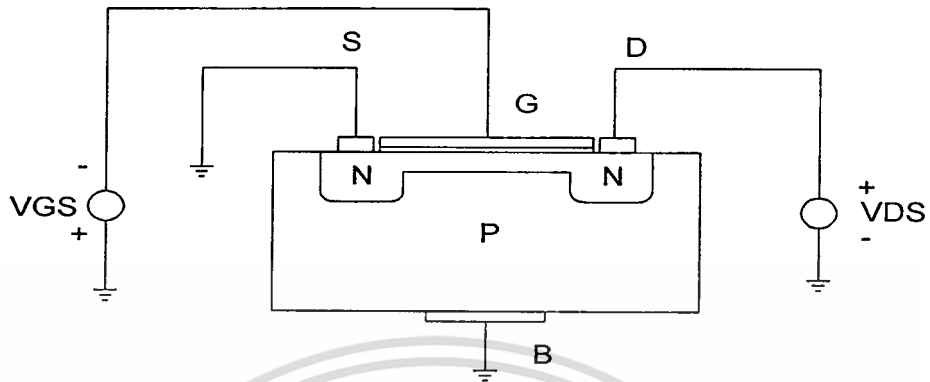


รูปที่2.3 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิทชัน



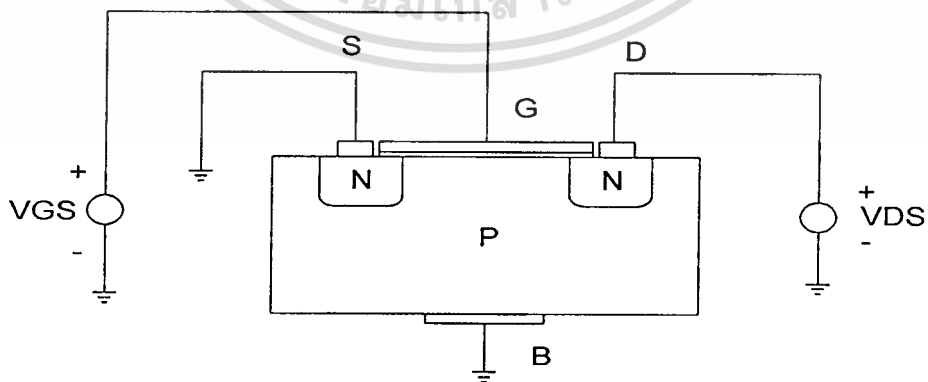
รูปที่2.4 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์มีนที่

2.4 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.5 การให้ไบอัสแกว่งจรมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีทชัน ชนิด N-Channel

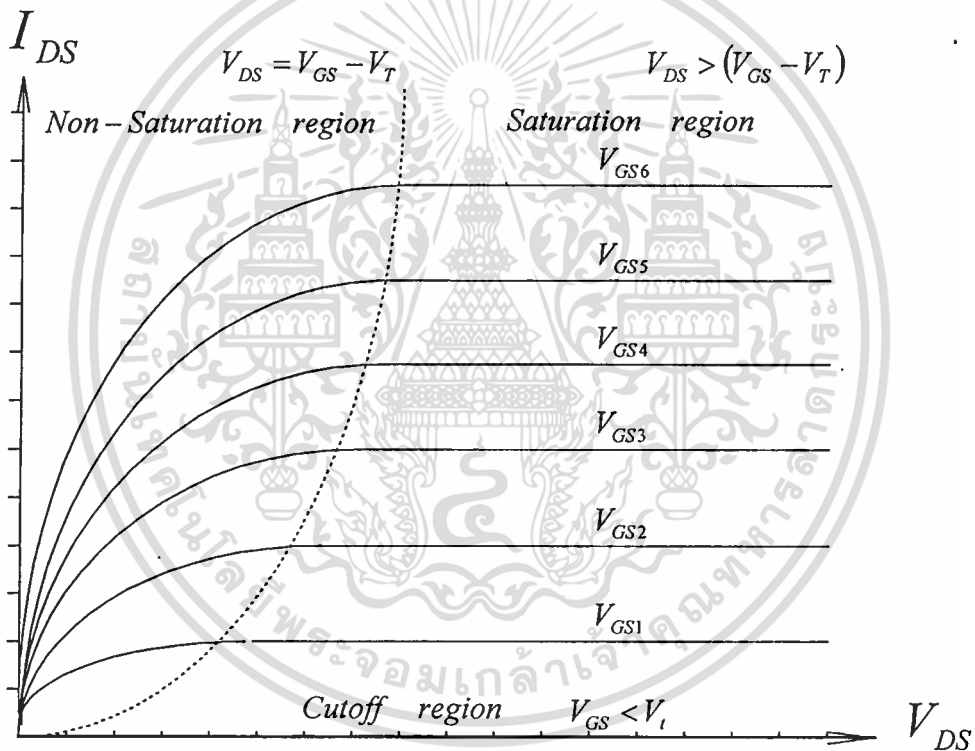
คุณสมบัติมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีทชันชนิด N-Channel จากวงจรรูปที่ 2.5 หากเราป้อนศักดาที่ขาเดรนมีศักย์เป็นบวก โดยแหล่งจ่ายศักดา V_{DS} ขาลบต่อลงกราวด์ และป้อนศักดาลบเข้าที่ขาเกตโดยแหล่งจ่าย V_{GS} ขาลบต่อลงกราวด์ จะมีประจุลบเกิดขึ้นที่ขาเกต และประจุบวกเกิดขึ้นที่ด้านในแซนแนลที่ติดกับฉนวน เนื่องจากประจุพาหะในแซนแนลชนิดเอ็นนั้นคืออิเล็กตรอน การมีประจุบวกอยู่กับที่จะทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะขึ้นทำให้พื้นที่ตัดขวางที่จะนำกระแส และค่าความนำไฟฟ้าลดลง หากขาเกตมีค่าเป็นลบมากๆ ทำให้บริเวณปลอดพาหะขยายตัวเพิ่มขึ้น โดยเพิ่มเข้าไปในแซนแนลนำกระแส จะทำให้ค่าความนำลดลงอีก เป็นผลให้กระแส I_D ไหลน้อยลง และถ้า V_{GS} เป็นลบมากๆ จะทำให้กระแส I_D เป็นศูนย์



รูปที่ 2.6 การให้ไบอัสแกว่งจรมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานสมেন্ট ชนิด N Channel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.6 เป็นการไบอัสแกว่งจรมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ ขณะที่ป้อนศักดาจากเกตกับขาซอร์ส V_{GS} เป็นบวก และมีค่ามากกว่า V_T จะทำให้เกิดการอินดิแวนแนลโดยอิเล็กตรอนจะเป็นตัวเชื่อมระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส ทำให้สารพิกกลับกลายเป็นสารเอ็นเกิดเป็น แชนแนลขึ้นมา มอสทรานซิสเตอร์สามารถมีกระแส I_D ไหลผ่านได้ เมื่อเพิ่ม V_{GS} มากขึ้นจึงทำให้มีประจุพาหะนำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความนำของแชนแนลเพิ่มขึ้น กระแส I_D ก็สามารถไหลได้มากขึ้น การทำงานแบบนี้เรียกว่าการทำงานแบบเอ็นฮานเมนท์โหมด และจากการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ของกระแส I_D กับ V_{DS} เมื่อมีการเปลี่ยนค่า V_{GS} ได้ ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 กราฟแสดงคุณสมบัติมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ ชนิด N-Channel

จากการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะเห็นว่าเป็นการทำงานแบบใช้ศักดาควบคุมปริมาณกระแส และสมการมอสทรานซิสเตอร์ถูกคิดค้นโดย Sah และ Shichman and D.A Hodges เมื่อปี 1964 ดังแสดงในสมการที่ (2.1) บางครั้งเรียกสมการนี้ว่า Sah Equation

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right\} V_{DS}; \quad V_{GS} \geq V_T \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่	K' คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu_0 C_{ox}$
	μ_0 คือค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)
	C_{ox} คือค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตอ็อกไซด์ (Capacitance Per Unit Area of the Gate Oxide)
	W คือความกว้างของช่องนำ (Channel Width)
	L คือความยาวของช่องนำ (Channel Length)
	V_{GS} คือความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอร์ส
	V_T คือแรงดันจุดเริ่ม (Threshold Voltage)
	V_{DS} คือค่าความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์ส
	I_D คือกระแสเดรน

การจัดไบอัสการทำงานให้กับมอสทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งการพิจารณาการทำงานได้เป็น 3 ช่วง โดยขึ้นอยู่กับค่าการเลือกค่าของ $(V_{GS} - V_T)$ และ V_{DS} ซึ่งพิจารณาแต่ละช่วงได้ดังนี้

1. ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส (Cut off Region) คือช่วงที่ V_{GS} มีค่าน้อยกว่า V_T ทำให้มอสทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส ซึ่งเรียกช่วงนี้ว่าช่วงคัทออฟ (Cut Off Region)

$$I_D = 0 \quad ; \quad V_{GS} - V_T < 0 \quad (2.2)$$

ช่วงนี้หากนำมอสทรานซิสเตอร์ไปใช้งานทางสวิทชิง จะเรียกว่าวงจรเปิด (Open Circuit)

2. ช่วงมอสทรานซิสเตอร์มีการทำงานแบบไม่อิ่มตัว (Non-Saturation) หรือช่วงเชิงเส้น (Linear Region) คือช่วงที่ไบอัสให้ค่าของแรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอร์ส V_{DS} มีค่าน้อยกว่าค่าของ $V_{GS} - V_T$ มากดังนั้น

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} \quad ; \quad 0 < V_{DS} < V_{GS} - V_T \quad (2.3)$$

3. ช่วงมอสทรานซิสเตอร์มีการทำงานแบบอิ่มตัว (Saturation Region) คือช่วงที่ไบอัสให้ค่าของแรงดันไฟฟ้าที่เดรนกับซอร์ส (V_{DS}) มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ $(V_{GS} - V_T)$ ดังนั้นจะได้ค่ากระแสเดรนดังนี้

$$I_D = \frac{K'W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \text{ และ } V_{GS} - V_T > 0 \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์

ในการเขียนแบบการทำงานของวงจร ในปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูปชื่อ SPICE (Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis [27],[28]) เพื่อใช้ในการเขียนแบบ(Simulation) การทำงานของวงจรที่ออกแบบซึ่งให้เป็นไปตามทฤษฎีที่คำนวณไว้ และให้ค่าที่เกิดขึ้นเป็นไปตามผลการทดลองมากที่สุด ดังนั้นในการเขียนแบบการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นี้จะขึ้นอยู่กับทางเลือกใช้แบบจำลองการทำงาน(Model) การใช้งานของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งได้แบ่งรูปแบบจำลองการทำงาน(Model) ของมอสทรานซิสเตอร์ออกเป็นหลาย LEVEL อาทิ เช่น LEVEL1 , LEVEL2 , LEVEL3 สำหรับ PSPICE หรือ LEVEL 28 สำหรับ HSPICE กล่าวคือ

LEVEL1 เป็นรูปแบบที่ใช้เขียนแบบการทำงานของแบบพื้นฐานของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีความยาวของแชนแนลมากกว่า 10 ไมครอน โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D.A Hodges [29] ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงแบบจำลองของ C. T. Sah ด้วย

LEVEL2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า 10 ไมครอน ซึ่งเรียกว่า Short Channel effect LEVEL 2 แตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการคือ ประการแรก คือวิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนแนล (Effective Channel Length) และประการที่สองคือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non - Saturation Region)

LEVEL3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลอง, การสังเกต, พฤติกรรมที่เกิดขึ้นและประสบการณ์ความชำนาญ(Semi-Empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้มีความเหมาะสมใน LEVEL3 ซึ่งได้ลดเวลาในการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว

ส่วน LEVEL28 นั้นปัจจุบันได้มีการคิดค้นพัฒนามากขึ้นตามลำดับเพื่อการนำโมเดลดังกล่าวไปใช้งานการเขียนแบบได้สมจริง และให้ผลใกล้เคียงกับความเป็นจริง ดังเอกสารอ้างอิง[25]

2.6 บทสรุป

ในบทนี้จึงเป็นการกล่าวถึง ความเป็นมาของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแส แบ่งออกเป็นN-Channel และP-Channel จะมีโครงสร้าง และการไบอัสตรงข้ามกัน สัญลักษณ์แตกต่างกัน การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะแบ่งได้เป็น 3 ช่วง โดยจะขึ้นอยู่กับค่า $(V_{GS} - V_T)$ และ V_{DS} โดยค่า V_{GS} ที่ป้อนให้กับมอส

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์นั้น จะต้องมีค่ามากกว่า V_T จึงจะทำให้เกิดกระแสทรานไพลได้ ส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงแบบจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งใช้เลียนแบบการทำงาน และวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป SPICE ซึ่งจะนำเอาไปใช้ในบทที่ 4, 5



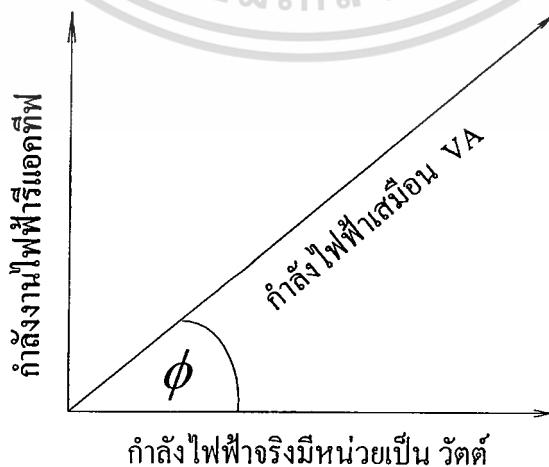
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการวัดค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์

3.1 บทนำ

กำลังงานในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกัน คือกำลังไฟฟ้าจริง (Real Power หรือ Active Power) สามารถวัดค่าเป็นวัตต์ (Watt) เป็นกำลังงานที่สามารถเปลี่ยนแปลงในรูปของพลังงานความร้อน แสงสว่าง หรือพลังงานกล และอีกส่วนหนึ่งคือกำลังงานไฟฟ้ารีแอกทีฟ(Reactive Power) มีหน่วยเป็นวาร์(Var) เป็นกำลังงานที่ไม่สามารถเปลี่ยนเป็นพลังงานรูปอื่นได้ แต่จะเกิดในอุปกรณ์ที่ต้องอาศัยการทำงานขงสนามแม่เหล็ก เช่น หม้อแปลงไฟฟ้า มอเตอร์ใช้กระแสสลับ เครื่องกำเนิดไฟฟ้า ต้องใช้กำลังงานไฟฟ้ารีแอกทีฟนี้ไปสร้างสนามแม่เหล็ก กำลังงานทั้งสองที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้านั้นจะเกิดในเวลาที่แตกต่างกันเป็นมุมฉาก ผลรวมของกำลังงานทั้ง 2 ส่วนนี้ เรียกว่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือน (Apparent Power) มีหน่วยเป็นโวลต์แอมแปร์ (VA) เป็นกำลังงานที่แหล่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าต้องจ่ายให้กับอุปกรณ์ทางไฟฟ้าต่างๆ มีขนาดเท่ากับผลคูณของกระแสกับแรงดันในวงจร หรือเป็นกำลังงานที่ถูกถ่ายทอดไปในระบบ อัตราส่วนของกำลังงานจริงที่เกิดงานต่อกำลังงานที่ปรากฏในระบบเราเรียกว่า พาวเวอร์แฟกเตอร์ ดังนั้นในระบบไฟฟ้าที่มีค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์สูงจะมีประสิทธิภาพในการทำงานดีกว่าระบบไฟฟ้าที่มีค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์ต่ำ ซึ่งผลรวมของกำลังไฟฟ้าทั้งสองสามารถดูจากเฟสเซอร์ไดอะแกรม (Phasor Diagram) แสดงดังรูปที่ 3.1



เอกสารรูปที่ 3.1 กำลังไฟฟ้าเสมือน VA การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่าค่ากำลังไฟฟ้านี้อาจที่เพียงน้อยเท่าใด กำลังเสมือนกับกำลังจริงยังมีค่าเข้าใกล้กันมาก ซึ่งหมายความว่าในระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ง่ายให้กับโหลดมีประสิทธิภาพสูงซึ่งบางครั้งจะเทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ก็ได้หากพิจารณาที่มุม $\text{Cos } \phi$ จะเห็นได้ว่ามุม ϕ เข้าใกล้ 0 มากเท่าใด ประสิทธิภาพระบบยิ่งสูง ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ในระบบนั้นอาจเป็นแบบนำหน้า หรือตามหลัง (Lead / Lag) ขึ้นอยู่กับโหลดที่ใช้งาน ทิศทางการไหลของกำลังงาน ถ้ากำลังงานทั้งสองส่วนนี้ไหลไปในทิศทางเดียวกัน ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่จุดนั้นจะเป็นแบบตามหลัง แต่ถ้าไหลไปทิศตรงกันข้ามค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่จุดนั้นจะเป็นแบบนำหน้า ในสภาวะนี้จึงจะแสดงเป็น (Capacitive Reactance) สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์จะเป็นแบบตามหลัง เพราะต้องการทั้งกำลังงานที่ทำให้เกิดงาน และกำลังงานรีแอกทีฟ

ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เป็นส่วนสำคัญ ที่จะประเมินประสิทธิภาพของอุปกรณ์ไฟฟ้าหรือระบบไฟฟ้า ดังนั้นการหาค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์สามารถหาด้วยวิธีทางอ้อมโดยวิธีการคำนวณจากค่ากระแส และแรงดันไฟฟ้ากับอีกวิธีหนึ่งการวัดค่าโดยตรงด้วยเครื่องมือวัดเพาเวอร์แฟกเตอร์

3.2 ชนิดของเครื่องมือวัดเพาเวอร์แฟกเตอร์เป็น 2 แบบใหญ่ๆ คือ

3.2.1 แบบใช้ (Electromechanical Power Factor Meter) วิธีนี้ใช้งานกันมานาน เป็นวิธีที่มีข้อดีหลายประการ ในเรื่องขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก ราคาสูง ความเที่ยงตรงพอประมาณ ยังแบ่งการทำงานออกเป็น 3 ชนิดการใช้งานคือ

3.2.1.1 เครื่องวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์รูปแบบไดนาโมมิเตอร์แบบเฟสเดียว (Dynamometer Type Single-Phase Power-Factor Meter)

3.2.1.2 เครื่องวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์รูปแบบไดนาโมมิเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสสมดุลย์ (Dynamometer Power-Factor for Balanced Three Phase Load)

3.2.1.3 เครื่องวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์รูปแบบอัลเตอร์เนทีฟ (Alternative Power-Factor Meter) ใช้วัดกับระบบไฟ 3 เฟส มีความเที่ยงตรงน้อยกว่า 2 แบบแรก

ในรูปแบบของเครื่องวัดทั้ง 3 ชนิด จะไม่กล่าวถึง เนื่องจากอุปกรณ์ที่กล่าวมาทั้งหมดไม่มีส่วนที่เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์เข้าไปเป็นส่วนประกอบใดๆในวงจร

3.2.2 แบบใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Power Factor Meter) วิธีนี้เป็นวิธีที่สามารถแก้ปัญหาในแบบ (Electromechanical Power Factor Meter) ได้ทุกประการ อีกทั้งยังประหยัด และสามารถนำไปต่อเข้ากับระบบประมวลผลทางคอมพิวเตอร์โดยตรง การควบคุมโดยคอมพิวเตอร์ทำให้เกิดความรวดเร็ว แม่นยำในการควบคุมระบบไฟฟ้าทำให้ลดพลังงานสูญเสีย และประหยัดค่าใช้จ่าย สามารถแบ่งตามการทำงานของวงจรแบบอิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์แฟกเตอร์

3.2.2.1 เครื่องวัดค่าเพาเวอร์แฟลคเตอร์รูปแบบวงจรรวมหรือไอซี(IC) ที่สำเร็จรูป ซึ่งมีขายตามท้องตลาดจะพบปัญหา ในเรื่องความร้อนของอุปกรณ์ประกอบในวงจรไม่เท่ากัน

3.2.2.2 เครื่องวัดแบบดิจิทัลจัดเป็นรูปแบบที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์ มีการทำงานที่เที่ยงตรงกว่าแบบที่กล่าวทั้งหมด แต่ส่วนประกอบวงจรยุ่งยาก และราคาในระบบจะสูง

3.2.2.3 เครื่องวัดเพาเวอร์แฟลคเตอร์ที่มีรูปแบบเป็นแอนะล็อก(Analog) โดยแสดงการออกแบบวงจรในรูปของวงจรรวม การออกแบบเครื่องมือวัดในรูปแบบนี้ จะนำเสนอในบทที่สามสามารถวัดได้เที่ยงตรง ประหยัดทั้งขนาดและราคา เหมาะสมในการใช้งานตอบสนองต่อความถี่สูง และสามารถชดเชยกระแสทางอินพุตได้ดี อีกทั้งรูปแบบของวงจรสามารถควบคุมได้ง่าย และมีขนาดกะทัดรัด

3.3 หลักการวัดค่าเพาเวอร์แฟลคเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์

การวัดค่าเพาเวอร์แฟลคเตอร์เท่าที่ศึกษามา มีหลักการที่แตกต่างกันมากมายดังแสดงไว้เบื้องต้นในรูปแบบอิเล็กทรอนิกส์ มีการค้นคว้า และวิจัยเกี่ยวกับเรื่องนี้อย่างต่อเนื่องตั้งแต่ปีค.ศ.1980 ค่าเพาเวอร์แฟลคเตอร์นี้เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในทางวิศวกรรมทางไฟฟ้า และสำคัญที่สุดในระบบจ่ายกำลังเพราะประสิทธิภาพของระบบจ่ายกำลัง จะเป็นต้นทุนของราคาค่าไฟฟ้า นั่นหมายความว่า ถ้าระบบการจ่ายกำลังมีประสิทธิภาพต่ำต้นทุนก็จะสูง และอุตสาหกรรมทุกประเภทจำเป็นต้องใช้พลังงานไฟฟ้าเป็นต้นทุนในการผลิตสินค้าราคาสินค้าก็ต้องสูงตาม ค่าเพาเวอร์แฟลคเตอร์เป็นตัวชี้ จึงมีความจำเป็นต้องคำนวณ ออกแบบเครื่องมือวัดค่าประสิทธิภาพของระบบจ่ายกำลัง เพื่อให้เกิดความเที่ยงตรงสูง ต้องมีความแม่นยำในการควบคุม เท่าที่ผ่านมาก็ยังไม่มีวงจรใดดีที่สุดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงเสนอแนวทางการออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟลคเตอร์ด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ คุณสมบัติของวงจรสามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างรวดเร็ว ลดการเปลี่ยนแปลงของกระแส และแรงเคลื่อนขณะทำการวัด ซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่าวงจร แบบวงจรรวมทั่วไปในเรื่องอุณหภูมิ และขีดจำกัดในเรื่องความถี่ รวมไปถึงการเปลี่ยนแปลงของกระแส และแรงดันอย่างฉับพลัน[7] รวมทั้งยังมีข้อได้เปรียบกว่าในรูปแบบของวงจรดิจิทัลในเรื่องความไวในการทำงาน ความซับซ้อนของวงจรมีน้อยกว่าแบบดิจิทัล สามารถสร้างวงจรอยู่ในรูปวงจรรวมขนาดเล็กสะดวกในการนำไปใช้งานอีกทั้งประหยัดพลังงาน นับได้ว่าเป็นการพัฒนาารูปแบบใหม่ของวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟลคเตอร์ โดยใช้วงจรสายพานกระแสในรูปมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด

3.3.1 ทฤษฎีและหลักการวัดแบบอิเล็กทรอนิกส์

การวัดค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์สังเคราะห์ความต่างเฟสให้อยู่ในรูปของแรงดัน ค่าแรงดันที่เกิดขึ้น สามารถวิเคราะห์สมการทางคณิตศาสตร์ได้

$$V_{av} = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\pi} V_{in} \sin \omega t \, d\omega t \quad (3.1)$$

แทนค่าในสมการที่ (3.1)

$$V_{av} = \frac{2V_{in}}{\pi} \cos \phi \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) หากแทนค่าทางฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ออกมาก็จะได้แรงเคลื่อนที่อยู่ในรูปของค่าเฉลี่ยในแหล่งจ่ายกำลังงาน

ในระบบไฟฟ้ากำลังงานที่เกิดขึ้นเกิดจากแรงดัน และกระแสที่ใช้ในระบบจะถูกจ่ายจากแหล่งพลังงาน หากพิจารณาในสภาวะคงตัว Steady State สามารถเขียนแทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ ดังนี้

$$V(t) = V_m \sin \omega t \quad (3.3)$$

กระแสที่เกิดขึ้นในวงจรจะมีทั้งนำหน้าหรือตามหลัง ขึ้นกับโพลของวงจรในรูป X_L หรือ X_C ในสภาวะนี้ให้เป็น X_L

$$I(t) = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (3.4)$$

หาค่ากำลังงาน(Power) จากสมการ(3.3) และ (3.4)

$$W = V_m I_m \cos \phi \quad (3.5)$$

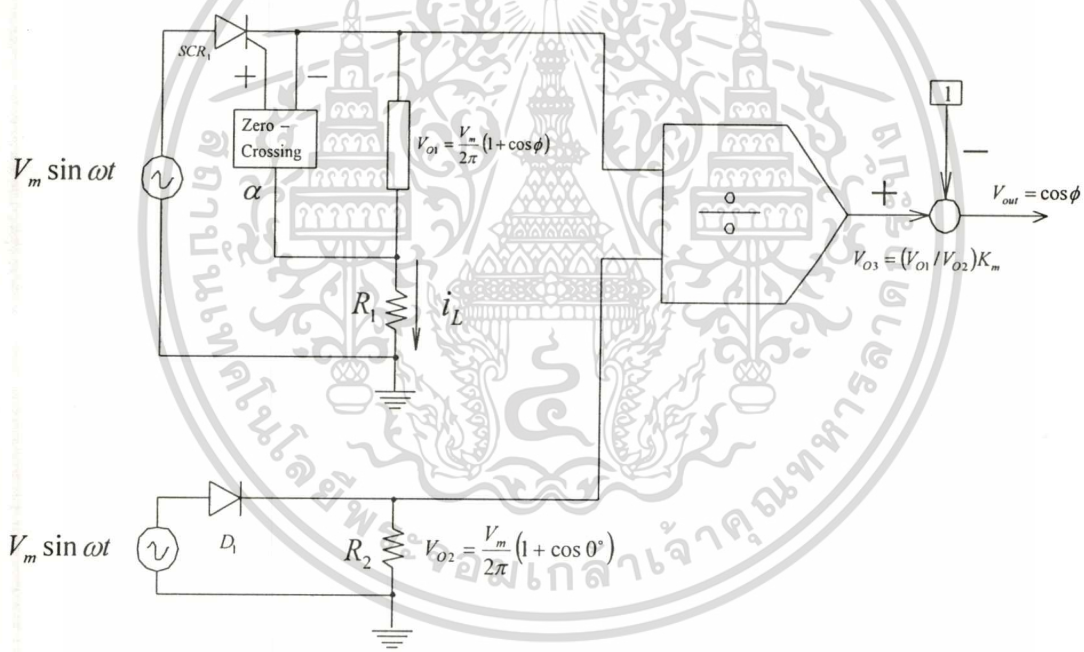
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P.F. = \cos \phi \tag{3.6}$$

- โดยมี V_m เป็นค่าสูงสุดของแรงดัน
- I_m เป็นค่าสูงสุดของกระแส
- ω เป็นความถี่เชิงมุม
- ϕ เป็นมุมระหว่างแรงดันกับกระแส

จากสมการที่(3.2) และ(3.6) จะได้ค่าความสัมพันธ์ของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ \cos สามารถหาค่าออกมาอยู่ในรูปของแรงดันดังวงจรพื้นฐานรูปที่ 3.2

3.3.2 วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ แบบพื้นฐาน



รูปที่ 3.2 วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์แบบพื้นฐาน

จากรูปที่3.2 แสดงวงจรพื้นฐานแปลงสัญญาณทางอินพุตค่า $\sin \omega t$ และค่าเฟสเป็นระดับแรงดัน DC วงจรประกอบด้วย SCR_1 เป็นตัวสร้างแรงดันทางเอาต์พุต ที่ขาเกตจะต่อกับวงจร (Zero-Crossing) เพื่อตรวจเฟสของสัญญาณกระแสทางอินพุตที่ได้รับมาในรูปของค่าแรงดันตกคร่อม R_1 ในสภาวะนี้ทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำใน SCR_1 กระแสที่เกิดขึ้นจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับการควบคุมการทำงานที่ขาเกตซึ่งจะสร้างแรงดันที่ตกคร่อมที่ R_1 มีค่าเท่ากับสมการที่ (3.7) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{O1} = \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos \phi) \quad (3.7)$$

แรงดันอีกส่วนจะได้จากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด D_1 ค่าแรงดันที่ได้จะมีค่าเป็นบวกในลักษณะสัญญาณครึ่งรูปคลื่น (Half Wave Rectifier) ตกคัลลอม R_2 มีค่าเท่ากับสมการ (3.8)

$$V_{O2} = \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos 0^\circ) \quad (3.8)$$

$$V_{O2} = \frac{V_m}{\pi} \quad (3.9)$$

พิจารณาจากสมการทั้งสองค่า V_{O1}, V_{O2} ค่าตัวแปรที่เกิดขึ้น $\frac{V_m}{\pi}$ หากสามารถกำจัดเทอมนี้ไปได้ก็สามารถเห็นค่าฟังก์ชัน \cos มีมุม ϕ ซึ่งตรงกับสมการที่(3.7) ดังนั้น สามารถหาค่าได้โดยนำสมการที่ (3.7) ไปหารออกจากสมการที่ (3.9) ได้ค่าดังสมการ (3.10)

$$V_{O3} = (1 + \cos \phi) \quad (3.10)$$

จากรูปที่3.2 และพิจารณาที่สมการที่ (3.10) ต้องการให้อยู่ในรูป $\cos \phi$ โดยนำค่า(-1)บวกเข้าที่เข้าที่พหุของวงจรได้ดังสมการที่(3.11)

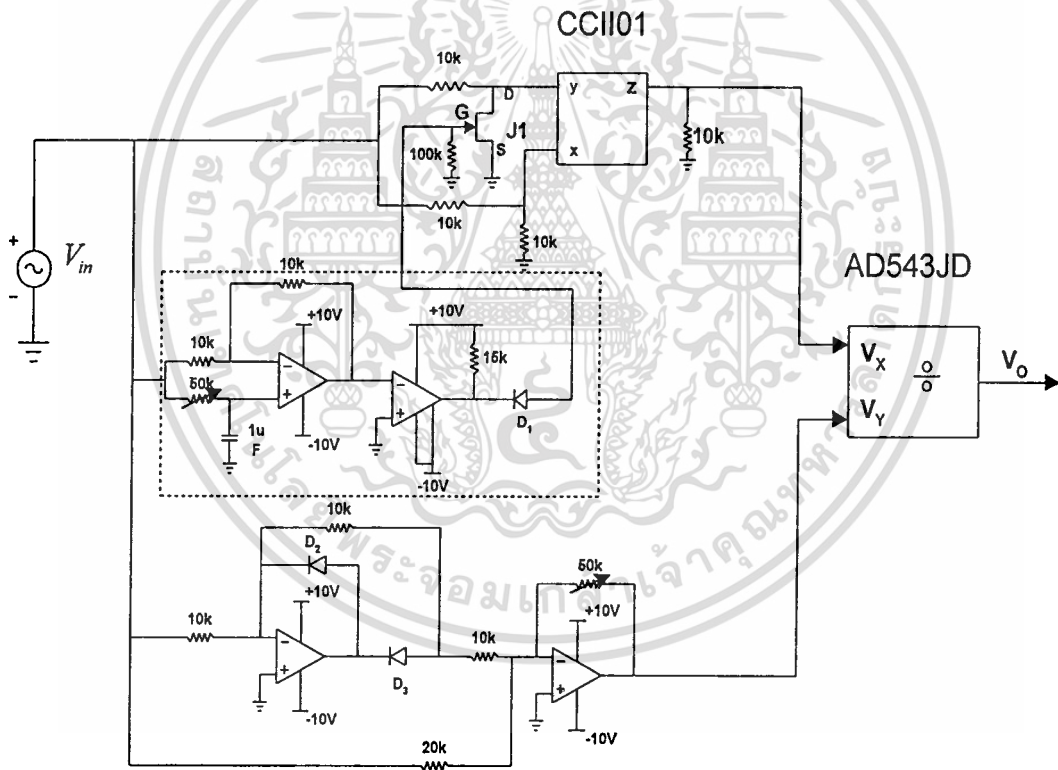
$$V_{out} = V_{O3} - 1 = \cos \phi \quad (3.11)$$

ค่าแรงดันที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตจะเป็นไปตามสมการ $\cos \phi$ จะไม่ขึ้นกับแรงดันทางอินพุต จะเห็นว่าเราสามารถสร้างวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้ วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่อาศัยหลักการง่ายๆนี้ สามารถวัดค่าออกเป็นแรงดันทางดีซี แต่มีข้อเสียที่เกิดขึ้นในระบบคือวงจรสามารถรับสัญญาณทางอินพุตต่ำ และยังก่อให้เกิดแรงเคลื่อนที่ตกคัลลอมอุปกรณ์ในระบบเมื่อสถานะนำกระแส การวัดค่าจึงมีความผิดพลาดได้ เพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้องแน่นอนจึงมีการพัฒนาอุปกรณ์ประกอบการวัดค่าดังรูปที่ 3.3 ที่ใช้วงจรรวมประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ แบบใช้วงจรรวม

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์แฟกเตอร์แยกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ อินพุตของวงจรจะทำหน้าที่ที่ตรวจจับเฟสระหว่าง V_{in} , I_{in} ซึ่งในที่นี้เราป้อนระดับแรงดันที่อินพุตในรูป V_m ซึ่งจะมีวงจรสายพานกระแส CCII01 ทำงานร่วมกับมอสทรานซิสเตอร์ J1 ทำหน้าที่เป็นวงจรสังเคราะห์เฟสให้อยู่ในรูปแรงดันที่มีค่าแปรเปลี่ยนไปตามฟังก์ชัน $\cos\phi$ ในสมการที่ (3.7) ออกที่พอร์ต Z ในรูปกระแส (I_Z) กระแสนี้จะไหลผ่านค่าความต้านทาน $10\text{ K}\Omega$ เปลี่ยนเป็นแรงดัน ในสภาวะนี้ระดับแรงดันทางอินพุตที่ทำการตรวจจับจะต้องมีค่าที่คงที่ ระดับแรงดันที่สังเคราะห์ออกมาจึงจะมีค่าที่ขึ้นกับฟังก์ชัน $\cos\phi$ เป็นค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ตามต้องการ



รูปที่ 3.3 วงจรอิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์แฟกเตอร์

แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถควบคุมการเปลี่ยนแปลง V_{in} , I_{in} ได้จึงจำเป็นต้องหาวิธีตัดสัญญาณการเปลี่ยนแปลงนี้โดยนำค่าสัญญาณที่ได้ป้อนให้กับวงจรหารสัญญาณที่หา (V_x) ของ AD543JD อีกส่วนจะเป็นการตรวจจับค่าการเปลี่ยนแปลงโดยใช้วงจรฟูลเวฟ เรคตีไฟเออร์ (Fullwave Rectifier) ให้นำที่หา V_y เป็นแรงดันอ้างอิงในการนำเอาสัญญาณไปหาร วงจรฟูลเวฟเรคตีไฟเออร์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟเออร์คิงรูป3.3 ใช้ออปแอมป์UA741CP สองตัวทำงานร่วมกับ D_2 และ D_3 ต่อกันเป็นวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ สัญญาณที่ได้จึงเป็นสัญญาณเหมือนกับวงจรฟูลเวฟทุกประการส่วนวงจรหารจะใช้AD543JD ทำหน้าที่หารสัญญาณ V_x กับ V_y ซึ่งค่า V_x จะเป็นไปตามสมการที่(3.12)และ V_y จะเป็นไปตามสมการ(3.13)

$$V_x = \frac{2V_m}{\pi} \cos \phi \quad (3.12)$$

$$V_y = \frac{2V_m}{\pi} \quad (3.13)$$

เมื่อสัญญาณทั้งสองผ่านวงจรหารจะได้คังสมการที่ (3.14)

$$V_o = \cos \phi \quad (3.14)$$

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์เฟสนั้นจะมีวงจรที่ทำหน้าที่ปรับเฟสชิฟท์ (Phase Shifter) ที่ทำสภาพจำลองเหมือนกับกระแสที่มีเฟสต่างจากแรงดันทางอินพุตคังรูปในวงจรเส้นประ ประกอบด้วย UA741CPและความต้านทานที่ปรับค่าได้ 50K Ω ทำหน้าที่ปรับค่ามุมทางไฟฟ้าให้เปลี่ยนแปลง($0^\circ - 90^\circ$) เพื่อจำลองสัญญาณให้เป็นส่วนของ I_m ที่กล่าวมา แต่จะทำให้อยู่ในรูปของแรงเคลื่อนส่งต่อไปยังวงจรผ่านศูนย์ (Zero-Crossing) แปลงให้เป็นสัญญาณควบคุมที่เกิด(Gate)ของ J1 ดังนั้นแรงเคลื่อนที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรหาร จะเป็นแรงเคลื่อนซึ่งเกิดจากค่าฟังก์ชัน $\cos \phi$ คังสมการที่ (3.14) จึงเป็นค่าที่ถูกต้อง

3.4 บทสรุป

การวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ เป็นการวัดค่ากำลังงานที่ทำให้เกิดงานจริงในระบบเทียบกับกำลังงานรวมที่จ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าไปในระบบ ซึ่งเปรียบเทียบค่าในรูปของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ คือค่า $\cos \phi$ ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ สามารถวัดค่าได้ด้วยเครื่องวัดค่าแบบEletromechanical ค่าที่ได้รับจากเครื่องมือนี้มีค่าที่เที่ยงตรงพอประมาณ การทำงานช้า ขนาดใหญ่ มีความไวต่อกระแสและแรงเคลื่อนขณะที่ทำการวัด เครื่องมือนี้มีการทำงานในรูปแบบใช้กับไฟสามเฟส (Three Phase) กับระบบไฟฟ้าซิงเกิลเฟส (Single Phase) อีกแบบหนึ่งเป็นแบบที่ใช้ในปัจจุบันความเที่ยงตรงดีกว่าแบบ Eletromechanical มีขนาดเล็กกว่า สามารถชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางกระแสเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าและแรงดัน ได้คือการวัดค่าในแบบอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งแบ่งการทำงานของวงจรในรูปแบบวงจรไมวากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดิจิตอลและแบบลิเนียร์ วงจรที่สร้างในแบบอิเล็กทรอนิกส์สามารถแก้ปัญหาในรูปแบบ Eletromechanical ได้ทั้งหมด แต่ยังมีปัญหาในเรื่องความซับซ้อนของวงจรประกอบที่มีการทำงานในรูปแบบดิจิตอล การนำเอาวงจรดิจิตอลไปใช้งานยังไม่สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ ส่วนปัญหาในรูปแบบลิเนียร์ ไอซี จะเป็นเรื่องของความเสถียรภาพของวงจรซึ่งประกอบจากวงจรรวม(I.C.) แต่ละหน้าที่นำมาสร้างเป็นวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ ก็จะทำให้เกิดปัญหาคือ อนุกรมของแต่ละตัวที่ไม่เท่ากัน เป็นผลให้ความเสถียรภาพของวงจรมีข้อยกเว้น จึงมีการพัฒนาในรูปแบบวี แอล เอส ไอ ซึ่งจะแก้ปัญหาทั้งหมดที่กล่าวมา จะได้กล่าวต่อไปในบทที่ 5



บทที่ 4

การออกแบบวงจรสายพานกระแส

4.1 บทนำ

วงจรสายพานกระแส(CCII) ได้รับการพัฒนาต่อเนื่อง ตั้งแต่ปีค.ศ.1968 เรื่อยมา จนกระทั่งปัจจุบันมีรูปแบบวงจรแตกต่างกันมากมายหลายรูปแบบ รวมทั้งอนุกรมทางแอกทีฟที่นำมาใช้งาน ตั้งแต่การทำในรูปแบบออปแอมป์ (Operational Amplifier)[5], โดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับ OTA (Operational Transconductance Amplifier)[11], โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรขยายความแตกต่าง(Differential Amplifier)[22] และวงจรแบบทรานส์ลิเนียร์(Translinear)[13] ที่ใช้คุณสมบัติของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์(Bipolar Transistor)[12] และพัฒนามาในรูปแบบของมอสทรานซิสเตอร์ในปัจจุบัน ด้วยเหตุผลที่ว่าขบวนการสร้างที่ง่ายเหมาะสำหรับวงจรที่ขนาดใหญ่ที่มีความซับซ้อนมาก โดยใช้พื้นที่ในการออกแบบน้อย และสามารถนำไปสร้างวงจรรวมได้ง่าย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงเลือกอนุกรมมอสทรานซิสเตอร์ ในรูปแบบของวงจรสายพานกระแส มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบเกือบทั้งหมด ด้วยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสในพอร์ตต่างๆ ดังต่อไปนี้

พิจารณาคูณสมบัติของวงจรสายพานกระแสในทางอุดมคติ

$$i_y = 0 \quad (4.1)$$

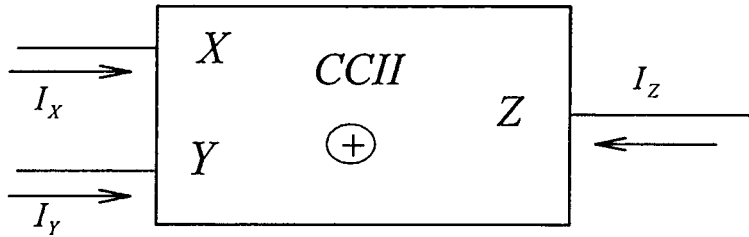
$$V_x = V_y \quad (4.2)$$

$$i_z = i_x \quad (4.3)$$

จากสมการที่(4.1) จะเห็นว่าพอร์ต Y จะมีค่าพารามิเตอร์เท่ากับ 0 นั้นหมายความว่า เนทเวค(Network) ดังกล่าวจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก(High Impedance) ซึ่งคุณสมบัติข้อนี้เป็นความต้องการของเครื่องมือวัดทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ดี จึงเป็นการเหมาะสมที่จะนำวงจรสายพานกระแสไปประยุกต์ใช้เป็นอินพุทของเครื่องมือวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรสายพานกระแสชนิดบวก



รูปที่ 4.1 สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบบวก

จากรูปที่ 4.1 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสแบบบวกภายในบล็อกโคอะแกรมสามารถแยกการทำงานออกเป็นวงจรย่อยๆ 2 ส่วนคือ ส่วนแรกประกอบด้วยพอร์ต X, Y ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายส่วนหน้า โดยใช้หลักการวงจรขยายสัญญาณแบบความแตกต่าง ดังรูปการทำงานที่ 4.2 ซึ่งประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์มีนที่จำนวน 5 ตัวคือ M_1, M_2, M_3, M_4, M_5 และส่วนหลังประกอบด้วยพอร์ต Z ซึ่งใช้วงจรสะท้อนกระแส M_6, M_7 ทำงานร่วมกับแหล่งจ่ายกระแส หรือในอีกรูปแบบหนึ่งของวงจรขยายส่วนหน้าเป็นแบบคลาส AB ดังรูปที่ 4.4 ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์มีนที่จำนวน 4 ตัวคือ M_1, M_2, M_3, M_4 ที่ทำงาน โดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์รูป วงจรสายพานกระแสนี้มีหลักการออกแบบที่แตกต่างกันมากมาย ล้วนแต่ต้องการคุณสมบัติเฉพาะที่แตกต่างกัน แต่ก็ยังยึดหลักการดังสมการที่ (4.1) , (4.2) และ (4.3) เป็นหลัก

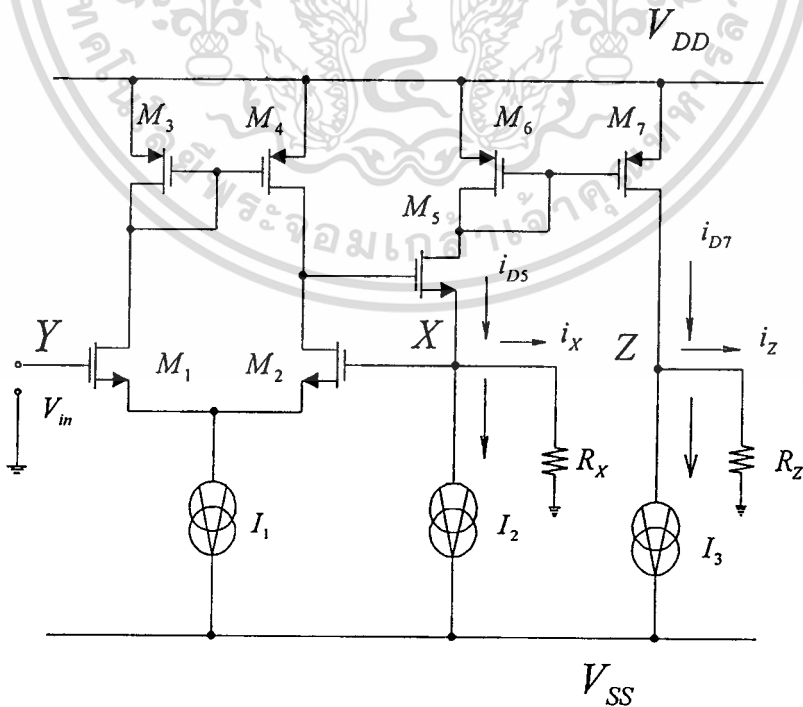
4.2.1 วงจรสายพานกระแสโดยใช้วงจรขยายความแตกต่าง

แบบที่หนึ่ง การทำงานของวงจรสายพานกระแสแบบที่ใช้วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) อินพุตทั้งสองของวงจรทำหน้าที่เป็นพอร์ต Y และพอร์ต X โดยมี M_1 และ M_2 ต่อกันเป็นคู่เมตซ์ทางอินพุต M_3 และ M_4 ต่อกันในลักษณะวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ (Negative Current Mirror) โดยมี I_1 เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ให้กับวงจร จากรูป ($V_{GS3} = V_{GS4}$) จะทำให้กระแสเดรนที่เกิดใน M_3 และ M_4 จะมีค่าเท่ากันตลอดเวลา ดังนั้นค่าแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นระหว่างมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 คือ ($V_{GS1} = V_{GS2}$) ในสภาวะเบื้องต้นถ้าป้อนแรงดันทางอินพุต (V_m) มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ($V_X = V_Y$) มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ กระแสที่เกิดในพอร์ต X จะมีค่าเท่ากับ 0 ($i_X = 0$), $i_{D5} = (I_2 + i_X)$ และมี M_5 กับ M_6 จะต่อกันในลักษณะวงจรตามกระแส ($i_{D5} = i_{D6}$) M_6, M_7 จะต่อกันเป็นวงจรสะท้อนกระแส ($V_{GS6} = V_{GS7}$) จะสะท้อนกระแสด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$(i_{D6} = i_{D7})$ ดังนั้น $(i_{D5} = i_{D7})$ ไปยังพอร์ต Z หากเราปรับแหล่งจ่ายกระแส ($I_2 = I_3 = I_1$) ที่พอร์ต Z กระแสที่เกิดขึ้นจะมีค่า $(i_{D5} = i_{D7})$ เพราะว่ากระแส $(i_x = 0)$ ดังนั้นกระแส i_z จะมีค่าเท่ากับ i_x ($i_z = 0$)

พิจารณารูปที่ 4.2 หากเราป้อนสัญญาณอินพุตเข้ามาทางเกทของ M_1 ที่พอร์ต Y มีค่ามากกว่าศูนย์หรือเป็นบวกศักดาที่ปรากฏที่พอร์ต Y จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ต X ที่มีค่าเท่ากันด้วยคุณสมบัติวงจรขยายความแตกต่างดังที่กล่าวมาจะได้ ($V_x = V_y$) ดังนั้นจึงต้องเลือกคู่มอสทรานซิสเตอร์ให้มีค่าเหมือนกัน W_i/L_i เมื่อมีสัญญาณปรากฏที่พอร์ต X คือ V_{in} ค่าศักดานี้จะตกคร่อมความต้านทาน R_x ซึ่งต่ออยู่กับกราวด์ และถูกเปลี่ยนเป็นกระแส $i_x = V_{in}/R$ โดยมีมอสทรานซิสเตอร์ M_5 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามสัญญาณกระแส (Current Follower) ส่งผ่านกระแสตรงลงมาที่พอร์ต X (i_{D5}) มีทิศทางกระแสไหลเข้าพอร์ต X มีค่าเท่ากับกระแสไบอัส (Bias) รวมกับกระแสที่เกิดจากสัญญาณทางอินพุตแทนค่าด้วย $(I_2 + i_x)$ ที่พอร์ต X ดังรูปที่ 4.2 I_2 เป็นค่ากระแสไบอัสตรงต่อลงกราวด์ ปรับค่าให้เท่ากับ I_1 ขณะเดียวกันกระแสที่เกิดขึ้น $i_{D5} = i_{D6} = (I_2 + i_x)$ จะส่งไปที่พอร์ต Z ด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบลบมีกระแสไหลออกจากขาเดรนของ M_7 (i_{D7}) เป็นกระแสซอร์ส โดยมี M_6 และ M_7 ต่อร่วมกันทำให้ที่ขาเกต และขาซอร์สจะมีค่าเท่า ($V_{GS6} = V_{GS7}$) จะสะท้อนกระแสที่เกิดขึ้นในมอสทรานซิสเตอร์ M_6 ไปยังมอสทรานซิสเตอร์ M_7 ด้วยค่า $i_{D7} = (W_7L_6/W_6L_7)i_6$ แต่ $i_{D6} = (I_2 + i_x)$

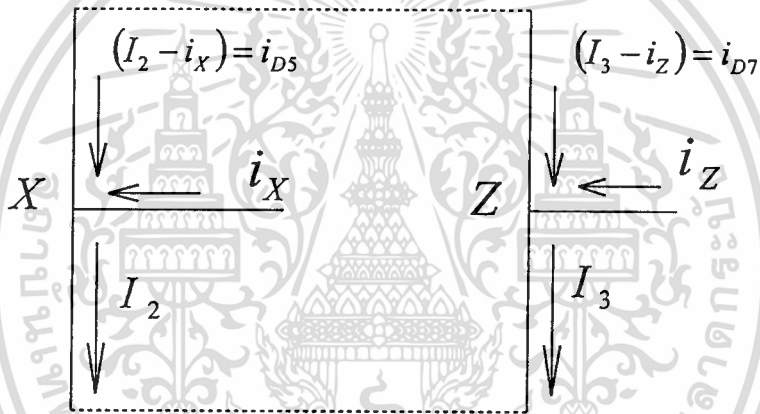


รูปที่ 4.2 สายพานกระแสแบบบวกใช้วงจรขยายความแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจึงได้ค่า $i_{D7} = (W_7L_6 / W_6L_7)(I_3 + i_z)$ กระแสที่เกิดขึ้นที่ M_7 จะมีค่าเท่ากับ M_5 ในพอร์ต์ X ต่อไปยังพอร์ต์ Z มีค่าเท่ากับ $(I_3 + i_z)$ แต่ $I_2 = I_3$ ดังนั้น $i_z = i_x$ ทิศทางกระแสจะไหลออกจากพอร์ต์ทั้งสองดังรูปที่ 4.2

ในการทำงานเดียวกันหากแรงดันที่ป้อนเข้าที่พอร์ต์ Y มีค่าต่ำกว่า 0 โวลต์ ($-V_{in}$) หรือแรงดันมีค่าเป็นลบ แรงดันนี้ก็จะไปปรากฏที่พอร์ต์ X จะมีค่าเป็นลบก็จะมีกระแสไหลเข้าที่พอร์ต์ X ผ่านจากความต้านทาน R_X นี้มีค่าเท่ากับ $i_x = \frac{-V_{in}}{R_X}$ กระแสที่เกิดขึ้นที่พอร์ต์ X และพอร์ต์ Z จะมีทิศทางดังรูปที่ 4.3



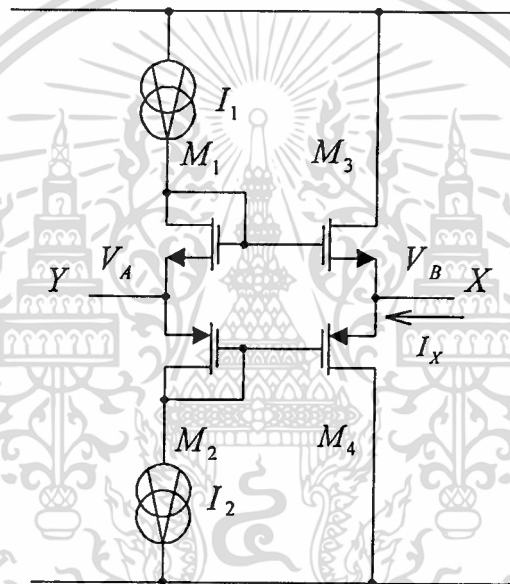
รูปที่ 4.3 กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต์ X, Z เมื่ออินพุตเป็นลบ

กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต์ X จะเป็น $i_{D5} = (I_2 - i_x)$ และส่งต่อไปยังพอร์ต์ Z ในลักษณะโดยตรง i_{D5} ก็จะถูกส่งต่อไปยัง M_6 ด้วยวงจรตามกระแส M_5 กับ M_6 เป็นกระแส $i_{D6} = i_{D5}$ และ M_6, M_7 ต่อกันเป็นวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้นกระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต์ Z จะมีทิศทางกระแสเป็นไปในทางเดียวกันกับพอร์ต์ X ในสภาวะการทำงานอินพุตมีค่าน้อยกว่า 0 โวลต์ จะมีกระแสไหลเข้าพอร์ต์ X และพอร์ต์ Z ดังรูปที่ 4.3 สรุปได้ว่าการทำงานของวงจรเป็นวงจรสายพานกระแสแบบวงกที่ใช้อินพุตของวงจรขยายความแตกต่างทำงานเป็นพอร์ต์ Y และพอร์ต์ X กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต์ X, Z จะมีค่าเท่ากันตลอดเวลา การทำงานในลักษณะนี้จะต้องใช้การควบคุมด้วยศักดาเท่านั้น ไม่สามารถควบคุมด้วยกระแสได้ จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ ระหว่างขาเกตกับขาซอร์สที่มีอ็อกไซด์กั้นกลาง มีค่าความเป็นฉนวนประมาณ $10^{15} - 10^{16} \Omega$ กระแสในพอร์ต์ Y จึงเป็น 0, $V_X = V_Y, i_X = i_Y$ เป็นไปตามคุณสมบัติของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วงจรสายพานกระแสที่ใช้วงจรรขยายคลาส AB

แบบที่สอง วงจรสายพานกระแสที่ใช้วงจรรขยายคลาส AB เป็นอินพุทพอร์ต Y และ พอร์ต X การใช่วงจรรขยายคลาส AB เป็นอินพุทของวงจรรสายพานกระแสจะทำให้มีความต้านทาน สูงต่อแรงดันที่ป้อนเข้า (V_{in}) และมีความต้านทานต่ำต่อกระแสทางอินพุท (I_{in}) อีกทั้งความ สามารถตอบสนองต่อความถี่สูงกว่าแบบอินพุทที่ใช้วงจรรขยายความแตกต่างจึงนิยมประยุกต์ใช้ งานเช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ [21], วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์[19] และวงจรรแอกทีฟฟิลเตอร์[20]



รูปที่ 4.4 วงจรรขยายคลาส AB แบบทรานซิลิเอร์คู่

การทำงาน I_1, I_2 เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงให้ไบอัสแกว่งจรมอสทรานซิสเตอร์ M_1, M_2 และ I_1, I_2 ยังเป็นตัวกำหนดคลาสการทำงานของวงจรรด้วย ในกรณีนี้หากกำหนดให้ ทำงานในคลาส AB และเลือกค่ามอสทรานซิสเตอร์ ให้มีค่าพารามิเตอร์เหมือนกัน โดยมีอัตรา ส่วน M_1, M_2 กับ M_3, M_4 มีค่าเหมือนกันทุกส่วนทำให้ $(W/L)_1 / (W/L)_2 = (W/L)_3 / (W/L)_4$ มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) เมื่อป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ต Y (V_{in}) เข้าที่ขาซอร์ตของ M_1, M_2 (V_{in}) จะไปปรากฏที่พอร์ต X มีค่าเท่ากัน ดังสมการที่(4.15) หากความ สัมพันธ์ระหว่างกระแสทางอินพุทกับเอาท์พุท โดยพิจารณาที่มอสทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $I_1 = I_2 = I_b$ จะได้

$$V_{GS1} + V_{GS2} = V_{GS3} + V_{GS4} \quad (4.4)$$

กำหนดไบอัสให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัว ตามสมการ(4.5)ค่า V_{GS} เป็น

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_T, \quad K = \frac{K_p W}{2L} \quad (4.5)$$

แทนค่าสมการที่ (4.5) ในสมการที่(4.4) โดยกำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$ และให้ $K_1 = K_2 = K_3 = K_4$ มีค่าเท่ากับ K จากรูป $I_{D1} = I_{D2} = I_b$ จะได้

$$2\sqrt{I_b} = \sqrt{I_{D3}} + \sqrt{I_{D4}} \quad (4.6)$$

ยกกำลังสองในสมการที่(4.6) จะได้

$$4I_b = I_{D3} + 2\sqrt{I_{D3}I_{D4}} + I_{D4} \quad (4.7)$$

จากรูป จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส อินพุต I_b กับกระแสเอาต์พุต I_{D3}, I_{D4}

$$I_{D3} = I_{D4} - I_X \quad (4.8)$$

หรือ

$$I_{D4} = I_{D3} + I_X \quad (4.9)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_B กับแรงดัน V_A จะพบว่า

$$V_{GS1} + V_A = V_{GS3} + V_B \quad (4.10)$$

แทนค่าสมการที่ (4.5) ในสมการที่ (4.10) และ

$$\frac{\sqrt{I_{D1}}}{K} + V_A = \frac{\sqrt{I_{D3}}}{K} + V_B \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า I_{D1} และ I_b และ
$$I_{D3} = \frac{(4I_b - I_{in})^2}{16I_b}$$

$$\frac{\sqrt{I_b}}{\sqrt{k}} - \frac{(4I_b - I_{in})}{4\sqrt{kI_b}} = V_B - V_A \tag{4.12}$$

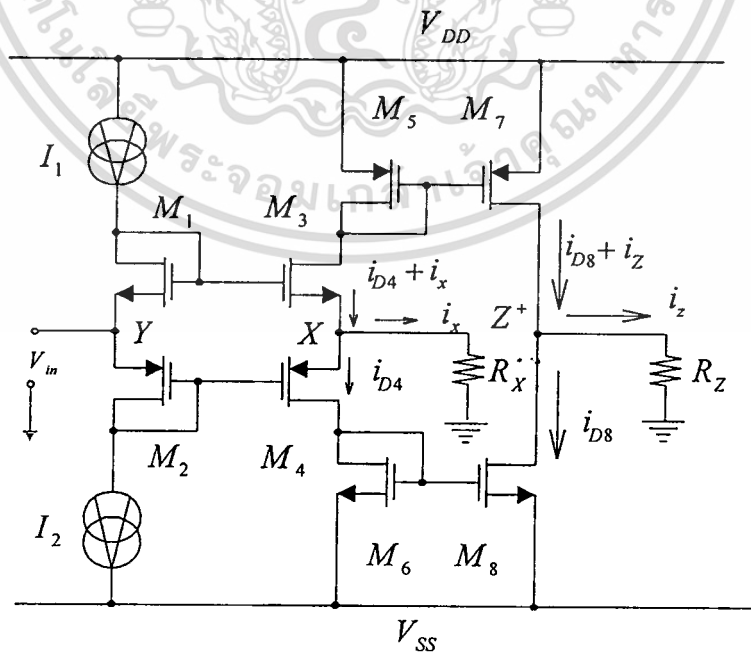
$$\frac{4I_b - (4I_b - I_{in})}{4\sqrt{KI_b}} = V_B - V_A \tag{4.13}$$

ดังนั้นจะได้

$$V_Y = V_X + \frac{I_{in}}{4\sqrt{KI_b}} \tag{4.14}$$

จากสมการ(4.14) พบว่าถ้าต้องการทำให้ $V_A = V_B$ สามารถทำได้โดยให้ค่า $4\sqrt{KI_b} \geq I_{in}$ นั่นคือในวงจรจะต้องใช้ค่า $K = K_p W/2L$ และกระแสไบอัส I_b ต้องมีค่ามากดังนั้นจะได้

$$V_Y \approx V_X, \quad 4\sqrt{KI_b} > I_{in} \tag{4.15}$$



รูปที่ 4.5 วงจรสายพานกระแสแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นหมายความว่า ถ้าเรากำหนดค่าไบอัส I_b มีค่ามากกว่า I_m ก็จะทำให้วงจรทำงานใน
 คลาส AB ตามต้องการ

พิจารณาจากรูปที่ 4.5 I_1, I_2 เป็นเคอร์เร็นท์ซัพพลายให้ไบอัสแก่ M_1, M_2 จะไหลผ่าน
 มอสทรานซิสเตอร์ M_1 เป็นกระแส i_{D1} และ M_2 เป็น i_{D2} จะมีค่าเท่ากัน ดังสมการที่ (4.4) และ (4.5)
 i_{D1} จะมีค่าเท่ากับ i_{D3} ดังสมการที่ (4.11) ที่มีทิศทางดังรูปที่ 4.5 ในทำนองเดียวกัน กระแสที่เกิด
 ใน M_2 และ M_4 เป็นกระแส i_{D2} เท่ากับ i_{D4} มีทิศทางดังรูปที่ 4.5 ลักษณะนี้จะเป็น DC Bias แก่
 วงจรพร้อมที่จะทำงาน หากเราป้อนศักดา (V_{in}) ที่มากกว่า 0 โวลต์ เข้าทางพอร์ต Y ศักดาที่
 พอร์ต Y ก็จะไปปรากฏที่พอร์ต X ตามสมการที่ (4.15) ศักดานี้ก็ตกคร่อมที่ R_x ทำให้เกิดกระแส i_x
 ที่มีทิศทางไหลออกจากพอร์ต X ตามกฎของโอห์ม ดังสมการที่ (4.16) กระแส i_{D3} ที่เกิดขึ้นที่
 พอร์ต X จะมีค่าดังสมการที่ (4.17)

$$i_x = \frac{V_{in}}{R_x} \quad (4.16)$$

$$i_{D3} = i_{D4} + i_x \quad (4.17)$$

กระแส i_{D3} จะถูกวงจรตามกระแสที่ประกอบด้วย M_3 และ M_5 ทำให้เกิด $i_{D3} = i_{D5}$
 กระแส i_{D5} จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ต Z ด้วยวงจรตามศักดาประกอบด้วย M_5 และ M_7 ทำให้
 $V_{GS5} = V_{GS7}$ ดังนั้นกระแส $i_{D7} = i_{D5}$ ส่งผ่านไปยังพอร์ต Z มีค่าเท่ากับกระแสในพอร์ต X

$$i_{D7} = i_{D8} + i_z \quad (4.18)$$

ในเวลาเดียวกัน M_4, M_6 จะทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแสส่งไปยัง M_6, M_8 ที่ทำหน้าที่
 วงจรตามศักดา ดังนั้นจะได้กระแสในพอร์ต Z

$$i_{D8} = i_{D4} \quad (4.19)$$

ดังรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าเมื่อมีศักดา มากกว่า 0 โวลต์ ป้อนเข้าทางพอร์ต Y จะมีกระแสไหล
 ออกจากพอร์ต X และพอร์ต Z ที่มีค่าเท่ากัน ดังในสมการ (4.17), (4.18), (4.19)

ในสภาวะเมื่อแรงดันทางอินพุตมีค่าต่ำกว่า 0 โวลต์ ($-V_{in}$) ค่าแรงดันนี้ก็จะไปปรากฏที่พอร์ต X แรงดันนี้จะแปลงเป็นกระแสลบ ดังสมการที่(4.16) จะมีกระแสไหลเข้าพอร์ต X ($-i_x$) กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต X จะมีทิศทางดังรูปที่4.6

$$i_{D3} = i_{D4} - i_x \tag{4.20}$$

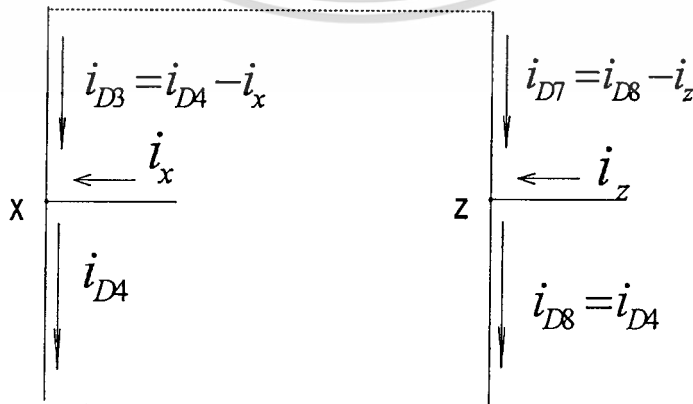
กระแสที่พอร์ต X จะถูกส่งไปโดยตรงผ่านวงจรตามกระแส M_3 และ M_5 ในรูปที่4.5 i_{D3} จะมีค่าเท่ากับ i_{D5} และ i_{D5} จะถูกสะท้อนไปยัง M_7 ด้วยอัตราส่วน 1:1 ($V_{GS5} = V_{GS7}$) ไปปรากฏเป็นกระแส i_{D7} ที่พอร์ต Z ด้วยขนาดและทิศทางเหมือนกับ i_{D3} ทุกประการ

$$i_{D7} = i_{D8} - i_z \tag{4.21}$$

ในเวลาเดียวกัน กระแสที่เกิดขึ้นที่ M_4, M_6 คือ i_{D4} จะไหลผ่าน M_6 ที่ต่อกันเป็นวงจรตามกระแสจะมีค่าเท่ากันโดยมีทิศทางดังรูป4.6 สะท้อนกระแสด้วยอัตราส่วน 1:1 ไปยัง M_8 กระแส i_{D8} ที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{D8} = i_{D6} = i_{D4} \tag{4.22}$$

จากสมการที่(4.17),(4.18) จะเห็นว่าค่า i_x กับ i_z มีขนาดและทิศทางเดียวกันออกจากพอร์ต X, Z เมื่อมีอินพุตเป็นบวก เมื่อป้อนอินพุตเป็นค่าลบจะมีกระแส i_x กับ i_z มีขนาด และทิศทางเดียวกันคือไหลเข้าพอร์ต X, Z ดังรูปที่ 4.6 ดังในสมการที่ (4.20) , (4.21)

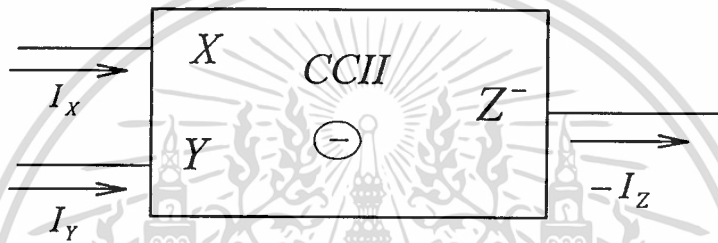


รูปที่ 4.6 แสดงกระแสซิงค์ และกระแสซอร์สในพอร์ต X, Z นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นแสดงให้เห็นว่าที่พอร์ต X, Z กระแส i_z จะเป็นไปตาม i_x ไม่ว่าแรงดันทางอินพุตจะเป็นอย่างไรก็ตาม กระแสในพอร์ต X, Z จะมีค่าและทิศทางเดียวกัน จึงเป็นวงจรสายพานกระแสแบบบวก

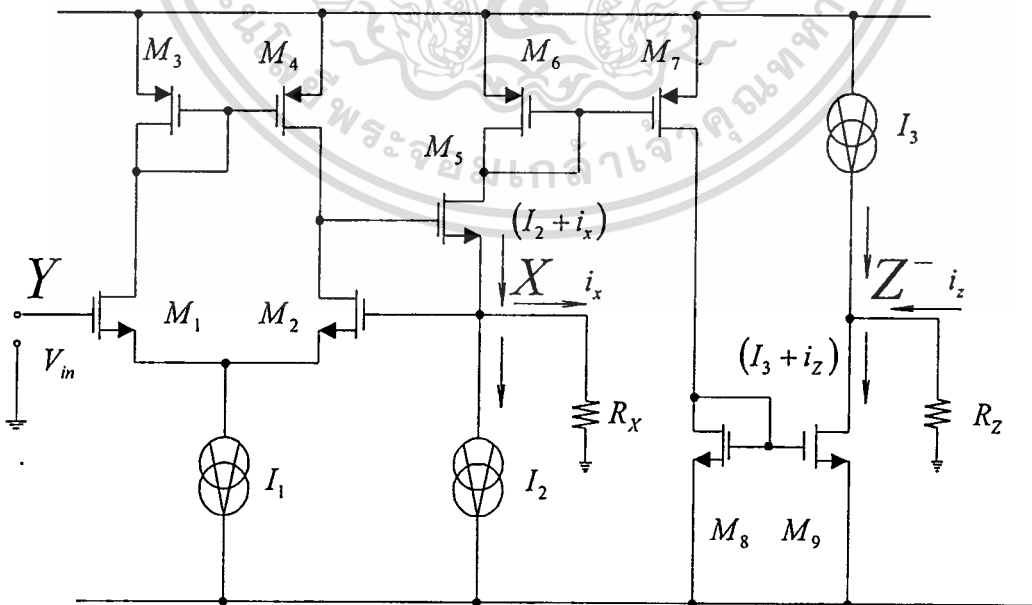
4.3 วงจรสายพานกระแสชนิดลบ

ในรูปที่ 4.7 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสแบบลบ ส่วนในรูปที่ 4.8 เป็นวงจรสายพานกระแสแบบลบที่ใช้วงจรขยายความแตกต่าง ในการออกแบบวงจรสายพานกระแสชนิดลบ



รูปที่ 4.7 สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบลบ

4.3.1 อินพุตแบบใช้วงจรขยายความแตกต่าง



รูปที่ 4.8 วงจรสายพานกระแสแบบลบที่ใช้วงจรขยายความแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในส่วนหน้าทางพอร์ต Y และพอร์ต X จะมีลักษณะเหมือนกับวงจรสายพานกระแสชนิดบวก ดังรูปที่ 4.2 ทุกประการ M_1 ถึง M_4 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามศักดาสัญญาณ (Voltage Follower) ซึ่งประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_4 กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 และวงจรตามกระแสสัญญาณ (Current Follower) มีกระแสไหลออกจาก M_5 (i_{D5}) เข้าพอร์ต X เท่ากับ $(I_2 + i_x)$ โดยที่ I_2 เป็นกระแสตรง i_x เป็นกระแสที่เกิดขึ้นเมื่อมีอินพุตป้อนเข้าทางพอร์ต Y วงจรสายพานกระแสชนิดลบแบบนี้จะเพิ่มมอสทรานซิสเตอร์ M_8 และ M_9 ซึ่งทำหน้าที่กลับทิศทางกระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z^- ใช้ลักษณะเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่มีกระแสซิงค์ i_{D9} ต่อไปเชื่อมที่พอร์ต Z^- พิจารณาที่พอร์ต Z^- กระแสที่เกิดขึ้นใน M_9 จะเกิดจากการสะท้อนกระแสมาจาก M_8 ด้วย ($V_{GS8} = V_{GS9}$) กระแสที่เกิดจาก M_8 , M_7 ที่ต่อเป็นวงจรตามกระแสจะมีค่าเท่ากัน คือ $i_{D8} = i_{D7}$ กระแสตรงของ M_7 (i_{D7}) จะถูกส่งผ่านมาจาก ($V_{GS6} = V_{GS7}$) กระแสนี้เป็นกระแสเดียวกันกับ M_5 ดังนั้นจะได้ว่า

$$i_{D5} = i_{D6} = i_{D7} = i_{D8} = i_{D9} \quad (4.23)$$

แต่ $(i_{D5} = I_2 + i_x)$ ดังนั้น i_{D9} จึงมีค่าเท่ากับ $(I_2 + i_x)$, $I_2 = I_3$ พิจารณาตามรูปที่ 4.8 กระแส (i_{D9}) จะมีค่าเท่ากับ $(I_3 + i_z)$ ส่วนกระแส i_z จะมีทิศทางเข้าที่พอร์ต Z ตามกฎกระแสของ Kirchhoff's Current Laws ดังนั้นค่ากระแสที่เกิดขึ้นจะมีเงื่อนไขเป็น ดังสมการที่ (4.24) และสมการที่ (4.25)

$$i_x = 0 \quad \text{เมื่อ } V_m = 0 \quad (4.24)$$

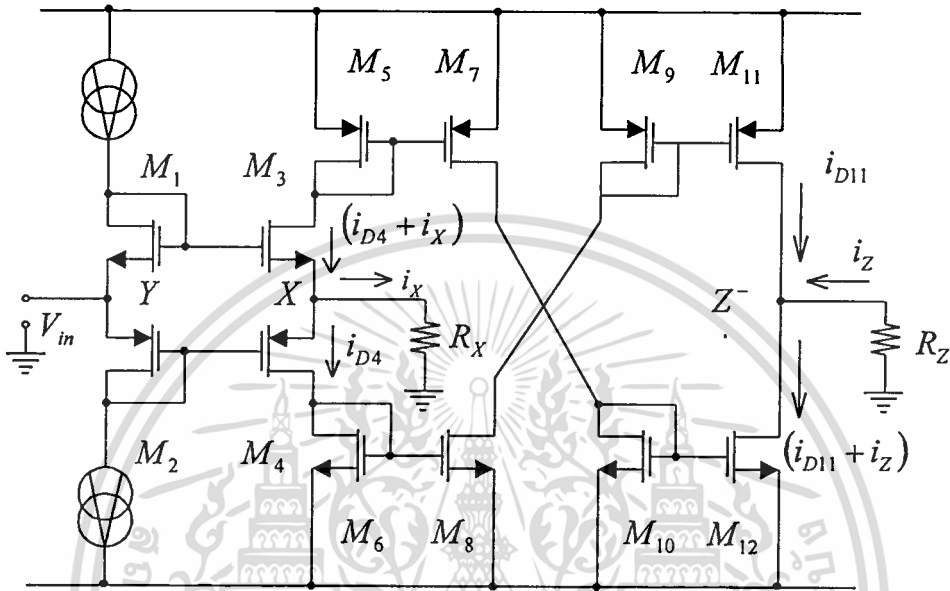
$$i_z = -i_x \quad \text{เมื่อ } V_m \neq 0 \quad (4.25)$$

จากสมการ (4.24)-(4.25) แสดงให้เห็นคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสแบบลบ กระแสที่ไหลในพอร์ต X, Z จะมีค่าเท่ากันแต่ทิศทางตรงข้ามกันเสมอ

4.3.2 อินพุตแบบใช้วงจรขยายคลาส AB

การทำงาน ในอีกรูปแบบหนึ่งของวงจรสายพานกระแสแบบลบที่ใช้คลาส AB ทำงานเป็นพอร์ตทางอินพุต ดังรูปที่ 4.9 วงจรสายพานกระแสแบบลบนี้ หากพิจารณาที่พอร์ต Y และพอร์ต X มีการทำงานเหมือนกับวงจรสายพานกระแสแบบบวกทุกประการ ดังวิเคราะห์ในสมการที่ (4.4) ถึง (4.15) ส่วนที่แตกต่าง และเพิ่มเข้ามาในวงจรสายพานกระแสแบบลบ ในรูปที่ 4.9 โดยมีไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M_9, M_{11} กับ M_{10}, M_{12} ต่อร่วมกันในพอร์ต์ Z พิจารณากระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต์ X แล้วกลับทิศทางส่งต่อไปยังพอร์ต์ Z^- ดังรูปที่ 4.10 แสดงทิศทางกระแสที่เกิดขึ้นที่พอร์ต์ Z จะมีทิศทางตรงข้ามกับพอร์ต์ X

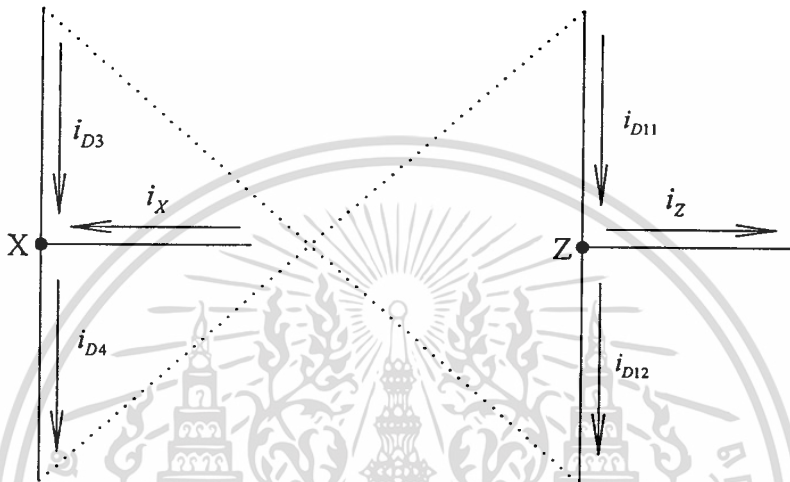


รูปที่ 4.9 วงจรสายพานกระแสแบบลบบที่ใช้วงจรขยายคลาส AB

การทำงาน ขณะป้อนระดับแรงดันที่อินพุตมีค่ามากกว่า 0 โวลต์ กระแส i_{D3} เป็นกระแสซิงค์ที่ผ่านจาก M_3 และ M_5 ซึ่งมีค่าเท่ากันส่งจากพอร์ต์ X และสะท้อนกระแสในอัตราส่วน 1:1 โดยใช้ M_5 และ M_7 เป็นวงจรสะท้อนกระแส i_{D7} จะมีค่าเท่ากับ i_{D5} ซึ่งเป็นกระแสซอร์สของ M_7 ที่ส่งผ่านไปยัง M_{10} ในเวลาเดียวกัน ดังนั้น ($i_{D10} = i_{D7}$) แต่จะถูกกลับทิศทางเป็นกระแสซิงค์ของ i_{D10} ส่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสในอัตราส่วน 1:1 ($V_{GS10} = V_{GS12}$) เป็นกระแสซิงค์ของ M_{12} ซึ่งไหลออกจากพอร์ต์ Z ลงไปที่ขาเดรนอธิบายได้ว่ากระแสซอร์สของ M_3 ในพอร์ต์ X คือ i_{D3} จะถูกเปลี่ยนกระแสซิงค์ที่พอร์ต์ Z เป็น i_{D12} ในทำนองเดียวกัน i_{D4} ของ M_4 ที่พอร์ต์ X จะส่งผ่านมายัง M_6 คือ i_{D6} เป็นกระแสซิงค์ และสะท้อนกระแส ($V_{GS6} = V_{GS8}$) เหมือนกันทุกประการกับ i_{D6} ดังนั้นจะได้กระแส $i_{D6} = i_{D8}$ ส่งผ่านวงจรตามกระแส M_8, M_9 ก็จะได้กระแส $i_{D9} = i_{D6}$ แต่ทิศทางกระแสเป็นแบบกระแสซอร์ส กระแสนั้นจะถูกส่งผ่าน M_9, M_{11} มีค่าเท่ากับ i_{D9} การส่งถ่ายกระแส i_{D4} ซึ่งเป็นกระแสซิงค์จากพอร์ต์ X ไปยังพอร์ต์ Z^- คือ i_{D11} เป็นกระแสซอร์สในส่วนนี้ $i_{D4} = i_{D8} = i_{D11}$ และมีค่า $i_{D4} = (i_{D3} - i_X)$ ดังนั้นจึงมีทิศทางกระแสในพอร์ต์ Z^- (i_Z) จะมีค่าเข้าพอร์ต์ Z เมื่อป้อนอินพุตเป็นบวก หากป้อนระดับแรงดันที่อินพุตมีค่าต่ำกว่า 0 กระแส i_X ที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

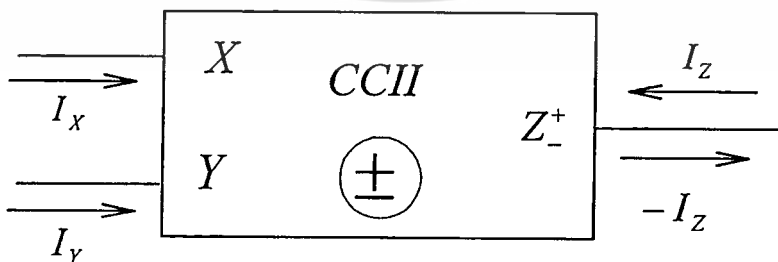
ในพอร์ต X ก็จะมีทิศทางไหลเข้าพอร์ต X i_z ที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z จะมีทิศทางไหลออกจากพอร์ต Z ทิศทางกระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต X กับพอร์ต Z เมื่อป้อนระดับแรงดันต่ำกว่า 0 เป็นไปดังรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่ากระแสในพอร์ต X และพอร์ต Z จะมีค่าเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามเสมอ



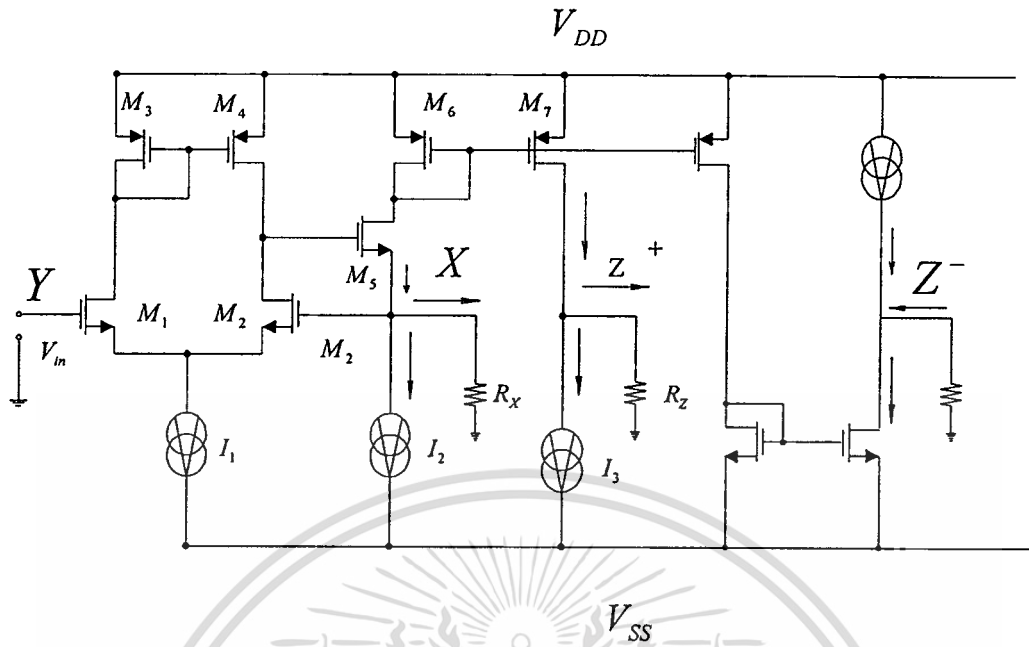
รูปที่ 4.10 แสดงกระแสซิงค์ และกระแสซอร์สในพอร์ต X, Z

4.4 วงจรสายพานกระแสชนิดบวกและลบในวงจรเดียวกัน

4.4.1 อินพุทแบบใช้วงจรขยายความแตกต่าง



รูปที่ 4.11 สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบบวกลบ



รูปที่ 4.12 วงจรสายพานกระแสแบบบวก และลบที่ใช้วงจรขยายความแตกต่าง

4.4.2 การทำงาน

วงจรสายพานกระแสแบบบวกและลบในวงจรเดียวกัน ที่ใช้วงจรขยายความแตกต่างโดยใช้พอร์ต X, Y ร่วมกัน พิจารณารูปที่ 4.8 กับ 4.12 ($M_1 - M_6$) เป็นวงจรที่มีคุณลักษณะการทำงานเหมือนกัน ดังนั้นจึงนำวงจรส่วนหน้าของวงจรสายพานกระแสแบบลบมาเพิ่มมอสทรานซิสเตอร์ M_7 กับแหล่งจ่ายกระแสที่ I_3 ดังในรูปที่ 4.12 ให้เป็นสายพานกระแสแบบบวก M_1 ถึง M_4 กับแหล่งจ่ายกระแสที่ I_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามคัสคา เมื่อมีแรงดันเข้ามาที่พอร์ต Y ทำให้แรงดันที่พอร์ต X เท่ากับ V_{in} แรงดันนี้จะตกคร่อมความต้านทาน (R_X) ซึ่งต่ออยู่กับกราวด์ และถูกเปลี่ยนเป็นกระแส $i_x = \frac{V_{in}}{R_X}$ เกิดขึ้นจะมีทิศทางไหลออกจากพอร์ต X และมอสทรานซิสเตอร์ M_5 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแสสัญญาณ ทำให้เกิดมีค่ากระแสที่ขาเดรนของ M_5 (i_{D5}) ขึ้นมีทิศทางไหลเข้าพอร์ต X เท่ากับ $(I_2 + i_x)$ จากวงจรมอสทรานซิสเตอร์ M_6, M_7 และ M_8 เป็นวงจรสะท้อนกระแสลบจะสะท้อนกระแสจาก $(i_{D5} = i_{D6} = I_2 + i_x)$ ไปยัง i_{D7} อัตราส่วนของ (W_6/L_6) ใน $M_6 = (W_7/L_7)$ ใน M_7 ทำให้ $i_{D7} = (I_2 + i_x)$ และจะมีทิศทางไหลเข้าพอร์ต Z^+ ถ้าทำการปรับให้แหล่งจ่ายกระแสที่ I_3 มีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายกระแสที่ I_2 ดังนั้นจะทำให้เกิดกระแส i_z ซึ่งมีทิศทางไหลออกจากพอร์ต Z^+ ตามกฎ $KCL'S$ ซึ่งมีทิศทางไหลเช่นเดียวกับพอร์ต X และจะมีกระแสที่ถูกสำเนา (Copy) อีกส่วนหนึ่งจากวงจรสะท้อนกระแสจะสะท้อนกระแสจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{D8} = (W_8 L_6 / W_6 L_8) i_{D6} = (W_8 L_6 / W_6 L_8) (I_2 + i_z) \tag{4.26}$$

และจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งหนึ่งเพื่อต้องการให้กระแส i_x มีทิศทางไหลตรงข้ามกับพอร์ต X จาก $i_{D8} = i_{D9} = (I_2 + i_x)$ ไปยัง i_{D10} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบ M_9 และ M_{10} มีค่ากระแส i_{D10} เป็นไปตามสมการ(4.27)

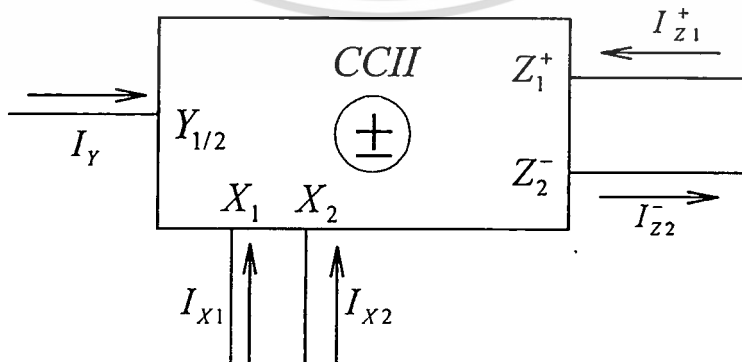
$$i_{D10} = (W_{10} L_9 / W_9 L_{10}) i_{D9} = (W_{10} L_9 / W_9 L_{10}) i_{D8} \tag{4.27}$$

แทนค่าสมการ (4.26) ใน (4.27)

$$i_{D10} = (W_{10} L_9 / W_9 L_{10}) i_{D9} = (W_{10} L_9 / W_9 L_{10}) (I_2 + i_z) \tag{4.28}$$

ดังนั้นสมการ(4.28) ต้องการให้ $i_{D10} = (I_2 + i_z)$ มีค่าถูกต้องมากที่สุด ขนาดของอัตราส่วน (W_6 / L_6) ใน $M_6 = (W_8 / L_8)$ ใน M_8 และ (W_9 / L_9) ใน $M_9 = (W_{10} / L_{10})$ ใน M_{10} ให้เท่ากันมากที่สุด และต้องทำการปรับให้แหล่งจ่ายกระแสที่ I_4 ให้มีค่าแหล่งจ่ายกระแสที่ I_3 หรือ I_2 ($I_2 = I_3 = I_4$) เมื่อได้ดังนี้แล้วกระแส ($i_z = i_x$) แต่มีทิศทางไหลเข้าพอร์ต Z^- จะตรงข้ามกับพอร์ต X ดังนั้นจะเห็นได้ว่าวงจรดังกล่าวประกอบขึ้นด้วยกัน4พอร์ต คือพอร์ต Y, X, Z^+ และ Z^- อยู่ในวงจรเดียวกัน และมีอินพุตทำงานพร้อมกันทั้งพอร์ต Y, X

4.5 วงจรสายพานกระแสชนิดบวกและลบในวงจรเดียวกันทำงานแยกกันอิสระ



รูปที่ 4.13 สัญลักษณ์สายพานกระแสแบบบวกและลบอินพุตพร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสายพานกระแสแบบลบจะมี M_1, M_2 เป็นพอร์ต Y เดียวกันกับวงจรสายพานกระแสแบบบวก M_3, M_4 จะสำเนากระแสจากพอร์ต Y มายังพอร์ต X_1 กระแส i_x ที่เกิดขึ้นในพอร์ตนี้จะถูกควบคุมด้วย R_x ที่ทำงานร่วมกับ SW_1 และจะส่งกระแส i_{D3} ไปยังพอร์ต Z' ด้วยวงจระสะท้อนกระแส 2 ชุด ที่ทำหน้าที่กลับเฟสของสัญญาณคือ (M_5, M_7) กับ (M_{10}, M_{12}) อีกส่วนหนึ่งของกระแส i_{D4} จะส่งไปยังพอร์ต Z' ด้วยวงจระสะท้อนกระแส 2 ชุด เช่นกันด้วยมอสทรานซิสเตอร์ (M_6, M_8) กับ (M_9, M_{11}) กระแส i_z จึงมีทิศทางตรงกันข้ามกับ i_x

วงจรสายพานกระแสที่ได้พัฒนาขึ้นใหม่นี้ มีความสะดวกที่จะนำไปใช้งานออกแบบวงจระควบคุมสัญญาณซึ่งต้องการความแน่นอน ใช้งานร่วมกันทั้งสายพานกระแสแบบบวกและลบที่มีพอร์ตอิสระดังในบทที่ 7 จะนำวงจระนี้ไปใช้ออกแบบการสังเคราะห์เฟสออกมาในรูปกระแสตรง Direct Current ด้วยข้อดีของวงจรสายพานกระแสแบบนี้ คือมีอินพุตพอร์ต Y ทำงานร่วมกัน แต่สามารถควบคุมกระแสในพอร์ต Z^+ และพอร์ต Z^- แยกกันอย่างอิสระซึ่งสามารถนำวงจระอิเล็กทรอนิกส์เชื่อมต่อและควบคุมที่พอร์ต X โดยตรง

4.6 วิเคราะห์วงจรสายพานกระแส

4.6.1 วิเคราะห์ช่วงแรงดันปฏิบัติงาน

พิจารณาวงจระรูปที่ 4.15 ที่จุด Y ถ้าพิจารณาว่า $V_y > 0$ หรือมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะเห็นว่าขีดความสามารถของวงจระรับแรงดันได้มากน้อยเพียงใด ขึ้นอยู่มอสทรานซิสเตอร์ M_1 กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_b และแหล่งจ่ายไฟ V_{DD} นั่นคือ

$$V_{DD} = V_{\min} + V_{DS1} + V_{Y \max} \quad (4.29)$$

เมื่อกำหนดให้ V_{\min} เป็นค่าแรงดันที่น้อยที่สุดที่เกิดขึ้นที่แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_b ที่ยังทำให้ I_b ทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ได้ V_{DS1} คือแรงดันที่ขาเดรน (drain) และขาซอร์ส (source) ของ M_1 ดังนั้นพบว่าถ้ามอสทรานซิสเตอร์ M_1 ยังคงทำงานได้ในช่วงอิ่มตัวได้ (saturation region) จะมีค่าแรงดัน V_{DS1} หาได้จากสมการ (4.30) มีค่าเป็น

$$V_{DS1} = V_{GS1} - V_{T1} \quad (4.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง V_{GS1} เป็นแรงดันเกต (gate) และซอร์ส (source) ของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 แทนค่าสมการที่ (4.30) ลงในสมการที่ (4.29) จะได้

$$V_{Y \max} = V_{DD} - V_{\min} - V_{GS1} + V_{T1} \quad (4.31)$$

แต่ค่า V_{GS} จะมีค่าเท่ากับ

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{(K'_p W_1 / 2L_1)}} + V_T \quad (4.32)$$

แทนค่าสมการที่ (4.32) และ $I_{D1} = I_b$ ลงในสมการที่ (4.31)

ทำนองเดียวกันถ้า V_1 มีค่าเป็นลบหรือ $V_1 < 0$ ดังนั้นช่วงปฏิบัติงานจะขึ้นอยู่กับมอสทรานซิสเตอร์ M_3 กับแหล่งจ่ายกระแสที่ I_b และแหล่งจ่ายไฟ V_{SS} นั่นคือ

$$V_{Y \min} - V_{SS} = V_{\min} + V_{SD3} \quad (4.33)$$

พิจารณาสมการที่ (4.32) เช่นเดียวกับสมการที่ (4.29) ดังนั้นจะได้

$$V_{Y \min} = V_{SS} + V_{\min} + \sqrt{\frac{I_b}{(K'_p W_3 / 2L_3)}} \quad (4.34)$$

เพราะฉะนั้นจึงสามารถสรุปช่วงผลแรงดันปฏิบัติงานทั้งหมดได้เป็น

$$V_{SS} + V_{\min} + \sqrt{\frac{I_b}{(K'_p W_3 / 2L_3)}} \leq V_m \leq V_{DD} - V_{\min} - \sqrt{\frac{I_b}{(K'_p W_1 / 2L_1)}} \quad (4.35)$$

4.6.2 วิเคราะห์ช่วงกระแสปฏิบัติงาน

ในรูปวงจรที่ 4.15 จะเห็นว่าทางเข้าของกระแสอยู่ที่พอร์ต X กำหนดให้เป็น i_x และถ้าเอกลมีค่ามากกว่า $4I_b$ วงจรจะทำงานในคลัส B ซึ่งถ้าสมมติให้กระแส i_x ที่เกิดขึ้นมีทิศทางไหลออกไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากพอร์ต์ X จะทำให้ค่าของกระแส I_{D2} มีค่าเท่ากับกระแส i_x และเป็นกระแสที่จะส่งผ่านไปยังมอสทรานซิสเตอร์ M_5 และ M_6 ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสไปปรากฏเป็นกระแส i_z ที่เกิดขึ้นที่พอร์ต์ Z และถ้าให้กระแส i_x ที่เกิดขึ้นมีทิศทางการไหลเข้าพอร์ต์ X จะทำให้เกิดกระแส I_{D4} มีค่าเท่ากับ i_x และเป็นกระแสที่จะส่งผ่านไปยังมอสทรานซิสเตอร์ M_7 และ M_8 ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสไปปรากฏเป็นกระแส i_z ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่าค่ากระแส i_z จะมีค่าขึ้นอยู่กับช่วงของกระแสปฏิบัติงาน $|i_x| \gg 4I_b$ ที่เกิดขึ้นที่มีทิศทางการไหลเข้าหรือออกจากพอร์ต์ X มีค่าดังต่อไปนี้

$$I_{D2} \approx 0 \text{ และ } I_{D4} \approx i_x \text{ สำหรับ } i_x > 0 \text{ และ } |i_x| \gg 4I_b \quad (4.36)$$

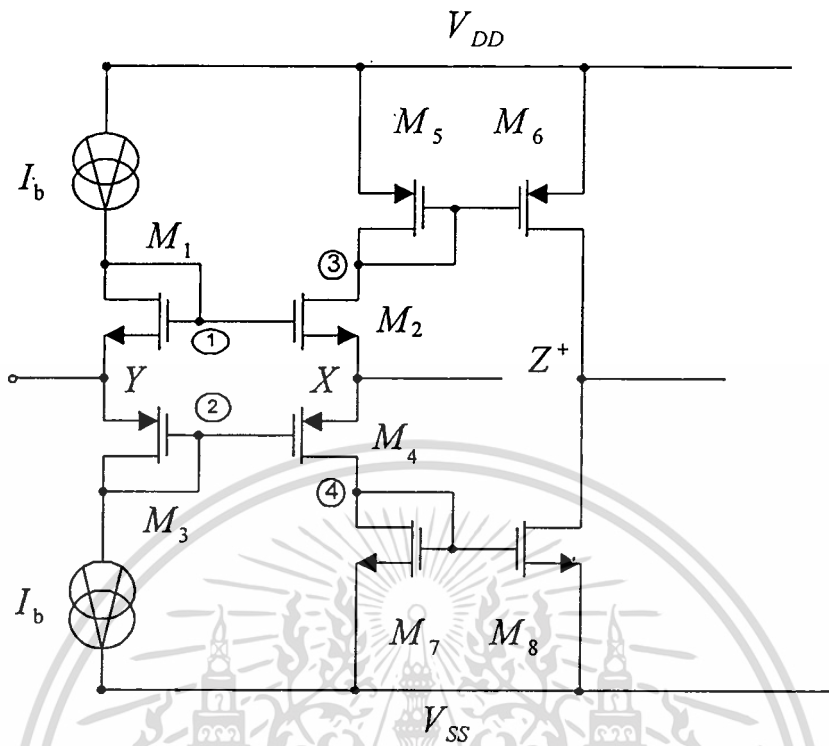
$$I_{D2} \approx i_x \text{ และ } I_{D4} \approx 0 \text{ สำหรับ } i_x < 0 \text{ และ } |i_x| \gg 4I_b \quad (4.37)$$

จากสมการที่ (4.36) และสมการที่ (4.37) จึงสรุปได้ว่า

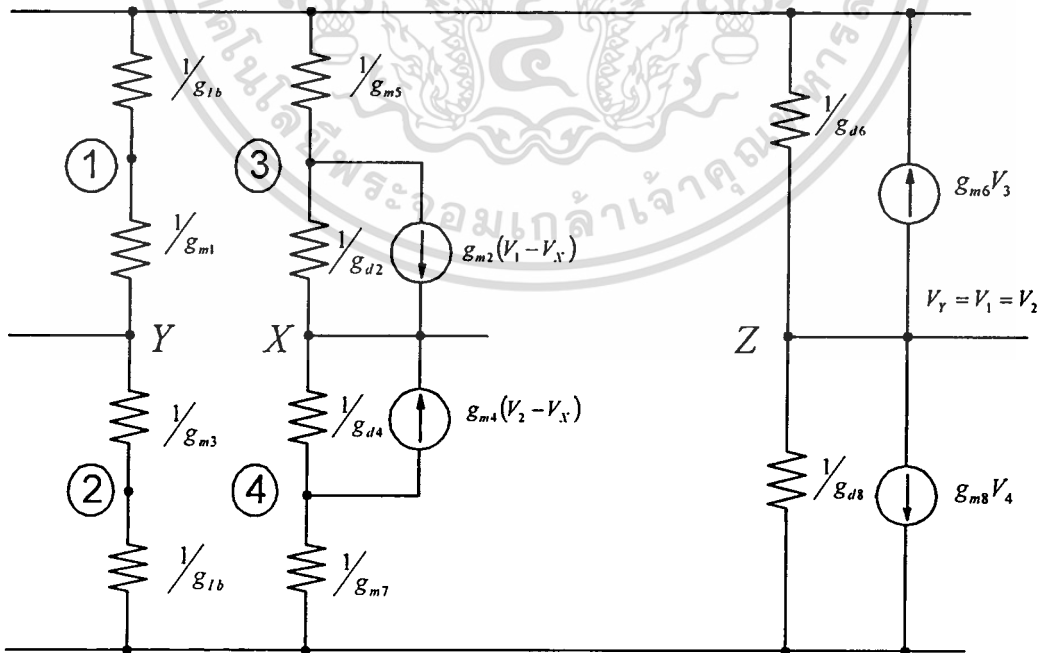
$$i_z = \begin{cases} I_{D4} ; & i_x > 0 \\ I_{D2} ; & i_x < 0 \end{cases} \quad (4.38)$$

4.6.3 วิเคราะห์ค่าของอัตราส่วนของตักดา V_x/V_y

ในการคำนวณหาค่าของอัตราส่วนของแรงดัน V_x/V_y สามารถใช้การคำนวณซึ่งเป็นการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) การคำนวณค่าดังกล่าวนี้โดยจะทำการแทนวงจรสมมูลย์(Equivalent Circuit) ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS, PMOS และแหล่งจ่ายกระแสตามที่ ลงในวงจรรูปที่ 4.15 ดังนั้นจะได้วงจรสมมูลย์ ที่ใช้ในการคำนวณหาค่าแรงดัน V_x/V_y ดังแสดงในรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.15 Node วงจรสายพานกระแสแบบบวก



รูปที่ 4.16 วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วนของศักดา V_x/V_y นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปพบว่า $V_y = V_1 = V_2$ ดังนั้น
ที่ node 3 ได้

$$(g_{m5} + g_{d2})V_3 - g_{d2}V_x = -g_{m2}(V_1 - V_x) \quad (4.39)$$

ที่ node 4 ได้

$$(g_{m7} + g_{d4})V_4 - g_{d4}V_x = -g_{m4}(V_2 - V_x) \quad (4.40)$$

ที่ node X ได้

$$(g_{d2} + g_{d4})V_x - g_{d2}V_3 - g_{d4}V_4 = g_{m2}(V_y - V_x) + g_{m4}(V_2 - V_x) \quad (4.41)$$

กำหนดให้ค่า $g_m \gg g_d$ เสมอ ดังนั้นแทนสมการที่ (4.39) และสมการที่ (4.40) ลงในสมการที่ (4.41) จะได้

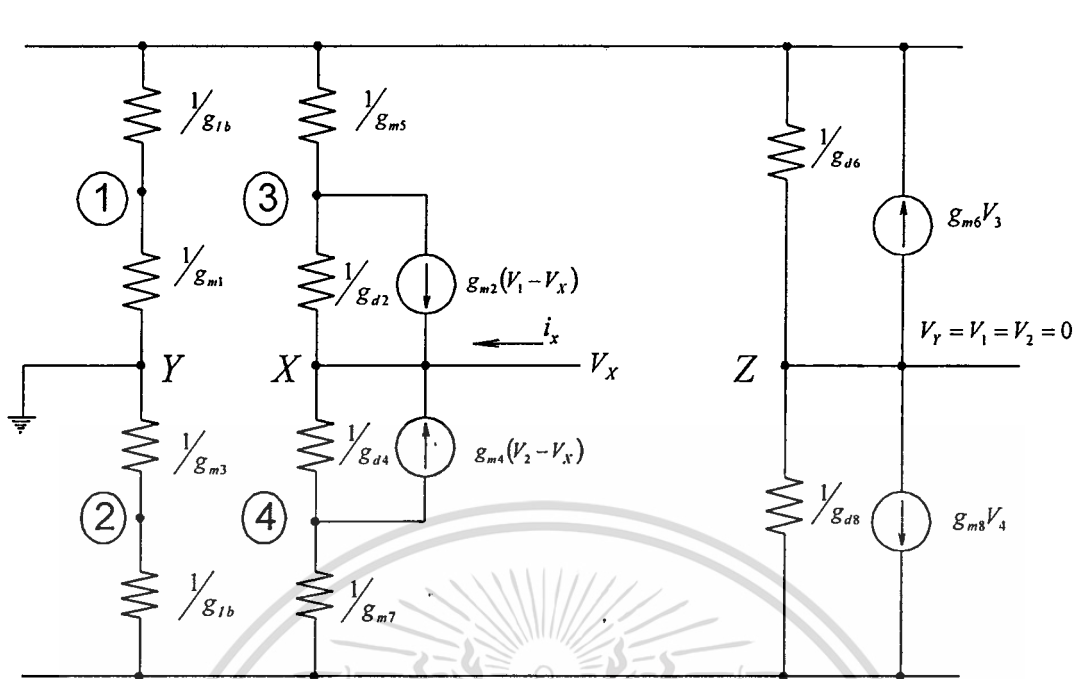
$$\frac{V_x}{V_y} = \frac{g_{m2} + g_{m4}}{g_{m2} + g_{m4} + g_{d2} + g_{d4}} \cong 1 \quad (4.42)$$

โดยที่ g_{mi} คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสทรานซิสเตอร์ตัวที่ i

g_{di} คือค่าส่วนกลับของค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ตัวที่ i

4.6.3 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X

ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X จะใช้วงจรสมมูล ดังรูปที่ 4.16 แล้วป้อนศักดาสัญญาณเข้าเป็น V_x เข้ายังพอร์ต X โดยที่จะมองเห็นศักดาที่พอร์ต Y เป็นศูนย์ ดังนั้นจะได้วงจร สมมูลที่ใช้ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X ดังแสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X

จากรูปจะพบว่า $V_y = V_1 = V_2 = 0$ ดังนั้น
ที่ node 3 ได้

$$(g_{m5} + g_{d2})V_3 - g_{d2}V_x = g_{m2}V_x \tag{4.43}$$

ที่ node 4 ได้

$$(g_{m7} + g_{d4})V_4 - g_{d4}V_x = g_{m4}V_x \tag{4.44}$$

ที่ node X ได้

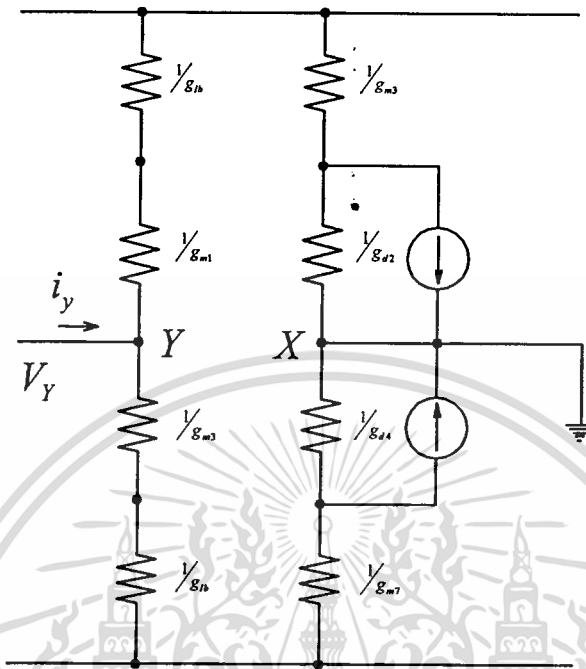
$$(g_{d2} + g_{d4})V_x - g_{d2}V_3 - g_{d4}V_4 = -g_{m2}V_x - g_{m4}V_x + i_x \tag{4.45}$$

กำหนดให้ $g_m \gg g_d$ เสมอ ดังนั้นแทนสมการที่ (4.43) และสมการที่ (4.44) ลงในสมการที่ (4.45)

$$R_x = \frac{V_x}{i_x} = \frac{1}{g_{m2} + g_{m4}} \tag{4.46}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน i_x ที่ $g_{m2} + g_{m4}$ นั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.5 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y



รูปที่ 4.18 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y

ในการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y จะใช้วงจรสมมูลดังรูปที่ 4.18 แล้วป้อนศักดาสัญญาณเข้าเป็น V_y เข้ายังพอร์ต Y โดยที่จะมองเห็นศักดาที่พอร์ต X เป็นศูนย์ ดังนั้นจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 4.18

จากวงจรสมมูลสามารถพิจารณา และคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y ได้จากส่วนของมอสทรานซิสเตอร์ M_1, M_3 และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (I_b) ซึ่งจะพบว่าที่ node Y ได้

$$\frac{V_y}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{ib}}} + \frac{V_y}{\frac{1}{g_{m3}} + \frac{1}{g_{ib}}} = i_y \quad (4.47)$$

ดังนั้น

$$\frac{V_y}{i_y} = \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{ib}} \right) \parallel \left(\frac{1}{g_{m3}} + \frac{1}{g_{ib}} \right) \quad (4.48)$$

หรือเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $R_y \cong \frac{1}{g_{ib}}$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (4.49) การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

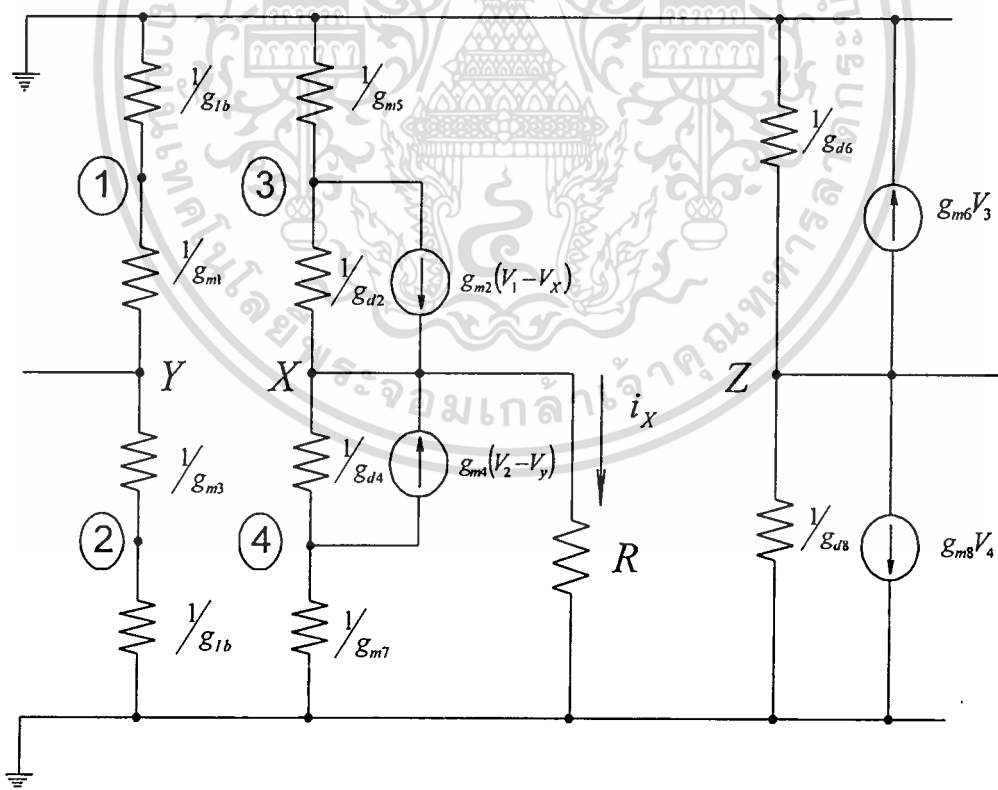
เมื่อ g_{ib} เป็นค่าความนำของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (I_b) ส่วน g_{m1} และ g_{m3} เป็นค่าความนำของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_3 ตามลำดับ ซึ่งพบว่า $\frac{1}{g_{ib}} \gg \frac{1}{g_{m1}}$ หรือ $\frac{1}{g_{m3}}$

4.6.6 วิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Z

ในการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Z ซึ่งเป็นทางออกของสัญญาณกระแสของวงจรดังรูปที่ 4.15 จะประมาณได้เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างขาเดรนและซอร์ส ของมอสทรานซิสเตอร์ M_6 กับ M_8 ที่ต่อขนานกันอยู่ ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Z มีค่าดังสมการที่ (4.50)

$$R_z = \frac{1}{g_{d6} + g_{d8}} \quad (4.50)$$

4.6.7 วิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสำหรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร



รูปที่ 4.19 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ค่า g_m ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรจากรูปที่ 4.15 สามารถแทนด้วยวงจรสมมูลย์ได้

ดังแสดงในรูปที่ 4.19 โดยเพิ่ม R ลงที่พอร์ต X

จากรูปพบว่า $V_y = V_1 = V_2$ ดังนั้น

ที่ node 3 ได้

$$(g_{m5} + g_{d2})V_3 - g_{d2}V_x = -g_{m2}(V_y - V_x) \quad (4.51)$$

ที่ node 4 ได้

$$(g_{m7} + g_{d4})V_4 - g_{d4}V_x = -g_{m4}(V_y - V_x) \quad (4.52)$$

ที่ node X ได้

$$(g_R + g_{d2} + g_{d4})V_x - g_{d2}V_3 - g_{d4}V_4 = -g_{m2}(V_y - V_x) + g_{m4}(V_y - V_x) \quad (4.53)$$

กำหนดให้ $g_m \gg g_d$ เสมอ ดังนั้นแทนสมการที่(4.51) และสมการที่ (4.52) ลงในสมการที่(4.53) ได้

$$V_x = \frac{g_{m2} + g_{m4}}{g_R + g_{m2} + g_{m4}} V_y \quad (4.54)$$

ซึ่งให้ $V_x = i_x \cdot R$ และ $g_R = \frac{1}{R}$ จะได้

$$g_m = \frac{i_x}{V_y} = \frac{1}{R} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{1}{R[g_{m2} + g_{m4}]}} \right\} \quad (4.55)$$

ซึ่งจะเห็นว่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสำหรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

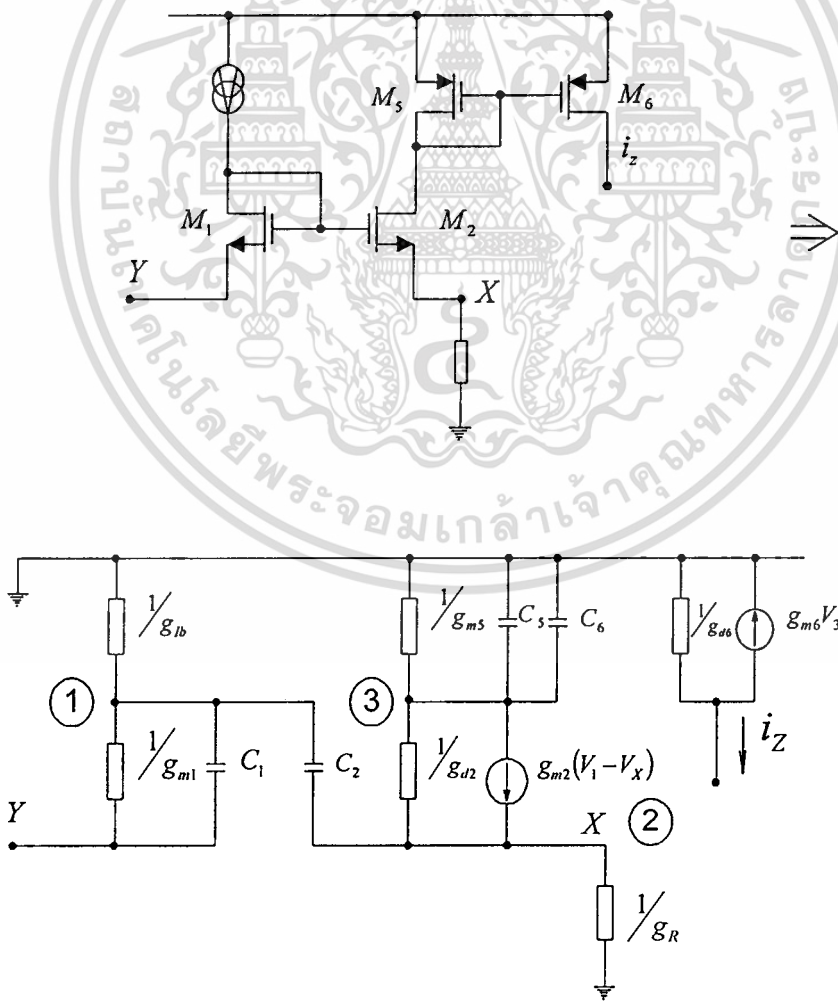
$$\frac{\delta g_m}{g_m} = \frac{1}{R(g_{m2} + g_{m4})} \times 100\% \quad (4.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะ g_m เท่านั้น $R(g_{m2} + g_{m4})$ นั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกราค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.8 วิเคราะห์ค่าความถี่ปฏิบัติการของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร

ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติการ สามารถทำได้โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างขาท และซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ตัวใด ๆ เท่านั้น เนื่องมาจากว่าเมื่อใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานในช่วงอิ่มตัวแล้วค่า $C_{gs} = \frac{2}{3}C_{ox}W/L$ เนื่องจากวงจรอาศัยหลักการทำงานของวงจรคลาส AB ดังนั้นในการวิเคราะห์ค่าสัญญาณที่มีผลของการตอบสนองต่อความถี่ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะสลับกันทำงานระหว่างมอสทรานซิสเตอร์บนคือ (M_1 และ M_2) กับมอสทรานซิสเตอร์ชุดล่างคือ (M_3 และ M_4) ทำให้สามารถวิเคราะห์ห้วงจรโดยเลือกการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ซีกใดซีกหนึ่งก็ได้ ดังนั้นในที่นี้เลือกชุดบนคือ (M_1, M_2) มาทำการวิเคราะห์หาค่า g_m ของวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.20



ที่ node 1 ได้

$$[g_{m1} + g_{ib} + s(C_1 + C_2)]V_1 - (g_{m1} + sC_1)V_y - sC_2V_x = 0 \quad (4.57)$$

ที่ node X ได้

$$(g_{d2} + g_R + sC_2)V_x - sC_2V_1 - g_{d2}V_3 = g_{m2}(V_1 - V_x) \quad (4.58)$$

ที่ node 3 ได้

$$[g_{m5} + g_{d2} + s(C_5 + C_6)]V_3 - g_{d2}V_x = -g_{m2}(V_1 - V_x) \quad (4.59)$$

ทำนองเดียวกันในการประมาณค่าสมการ กำหนดให้ค่าของ $g_m \gg g_d$ เสมอ ดังนั้นแทนสมการที่ (4.58) ลงในสมการที่ (4.57) จะได้

$$\frac{V_x}{V_y} = \frac{\left[s + \frac{g_{m1}}{C_1} \right] \left[s + \frac{g_{m2}}{C_2} \right]}{s^2 + s \left[\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2} + g_R \frac{(C_1 + C_2)}{(C_1 C_2)} \right] + \frac{g_{m1}(g_R + g_{m2})}{C_1 C_2}} \quad (4.60)$$

แทนสมการที่ (4.58) ลงในสมการที่ (4.59)

$$\frac{V_3}{V_x} = \frac{-\frac{g_{m2}g_R}{C_2(C_5 + C_6)}}{\left(s + \frac{g_{m2}}{C_2} \right) \left(s + \frac{g_{m5}}{C_5 + C_6} \right)} \quad (4.61)$$

นำสมการที่ (4.60) คูณกับสมการที่ (4.61) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_3}{V_y} = \frac{-\left[\frac{g_{m2}g_R}{C_2(C_5+C_6)}\right]\left[s + \frac{g_{m1}}{C_1}\right]}{\left\{s^2 + s\left[\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_R(C_1+C_2)}{C_1C_2}\right] + \frac{g_{m1}(g_R+g_{m2})}{C_1C_2}\right\}\left(s + \frac{g_{m5}}{C_5C_6}\right)} \quad (4.62)$$

ที่ node Z ได้

$$g_{d6}V_z + g_{m6}V_3 + i_z = 0 \quad (4.63)$$

จากสมการที่ (4.63) ประมาณว่า $g_m \gg g_d$ นั่นคือให้ $g_d = 0$ จะได้

$$i_z = -g_{m6}V_3 \quad (4.64)$$

แทนสมการที่(4.62) ลงในสมการที่(4.64) ขณะที่ $g_R = \frac{1}{R}$ จะได้

$$g_m(s) = \frac{i_z}{V_y} = \frac{\left[\frac{g_{m2}g_{m6}}{RC_2(C_5+C_6)}\right]\left[s + \frac{g_{m1}}{C_1}\right]}{\left\{s^2 + s\left[\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{(C_1+C_2)}{RC_1C_2}\right] + \frac{g_{m1}(1+g_{m2}R)}{RC_1C_2}\right\}\left(s + \frac{g_{m5}}{C_5+C_6}\right)} \quad (4.65)$$

เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_{gs1}, C_2 = C_{gs2}, C_5 = C_{gs5}$ และ $C_6 = C_{gs6}$ จากสมการที่(4.65) จะเห็นได้ว่าค่าของ $g_m(s)$ ที่มีขั้วจำกัดทางด้านความถี่สูง เนื่องจากค่าโพล(Dominant Pole) จะประกอบด้วยกัน 3 ตัว และเมื่อพิจารณาสมการที่(4.65) พบว่าสมการดังกล่าวจะมีค่าของความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) เป็นไปตามสมการที่ (4.66)

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.66)$$

ดังนั้นเป็นขั้วจำกัดการทำงานทางด้านความถี่ของ $g_m(s)$ ของวงจรสายพานกระแสจะขึ้นอยู่กับวงจรรายแบบคลาส AB
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.9 วิเคราะห์ค่าของอัตราส่วนกระแส i_z/i_x

ในการคำนวณเพื่อที่จะหาค่าของอัตราส่วนของกระแส i_z/i_x จะสามารถกระทำได้โดยใช้วงจรสมมูลย์เช่นเดียวกับรูปที่ 4.15 แล้วสมมติให้กระแส i_z ที่เกิดขึ้นมีทิศทางไหลออกจากพอร์ต Z ในกระแส i_z/i_x ดังกล่าวจะต้องพิจารณาค่าศักดาที่พอร์ต Y เป็นศูนย์ ซึ่งจะได้ว่า

$$\frac{i_z}{i_x} = \frac{\frac{g_{m2}g_{m6}}{C_2[C_5 + C_6]}}{\left(s + \frac{g_{m2}}{C_2}\right)\left(s + \frac{g_{m5}}{C_5 + C_6}\right)} \quad (4.67)$$

4.7 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

4.7.1 หลักการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนเป็นส่วนประกอบย่อยที่สำคัญในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เท่าที่ศึกษามาวงจรสะท้อนกระแสต่อการออกแบบทางด้านแอนาล็อกเกือบทุกวงจร โดยหลักการขยายสัญญาณในอัตราส่วนที่สามารถกำหนดได้เช่น 1:1, 1:0.5, 1:0.25 คุณสมบัติทางไฟฟ้าจะมีความต้านทานทางอินพุทของสัญญาณเข้าต่ำ ส่วนทางด้านนำไปใช้งานจะมีค่าความต้านทานสูง สามารถสะท้อนกระแสออกเป็นส่วนย่อยๆ ได้หลายวงจรจึงนำไปสร้างเป็นวงจรบัฟเฟอร์ วงจรขยายกำลังต่างๆ ได้ดี และยังเป็นส่วนหนึ่งของเครื่องมือวัดภาครับส่วนหน้า เพื่อสะท้อนกระแสไปยังส่วนหลังให้มีความเพี้ยนน้อยที่สุด การออกแบบวงจรสะท้อนกระแสจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งรูปที่ 4.21 วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป

วงจรสะท้อนกระแสแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ

4.7.1.1) วงจรสะท้อนกระแสแบบบวก(Positive Current Mirror) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ดึงกระแสลงที่ไม่ขึ้นกับโวลตจซึ่งเรียกกระแสในทิศทางลักษณะนี้ว่ากระแสซิงค์(Current Sink)

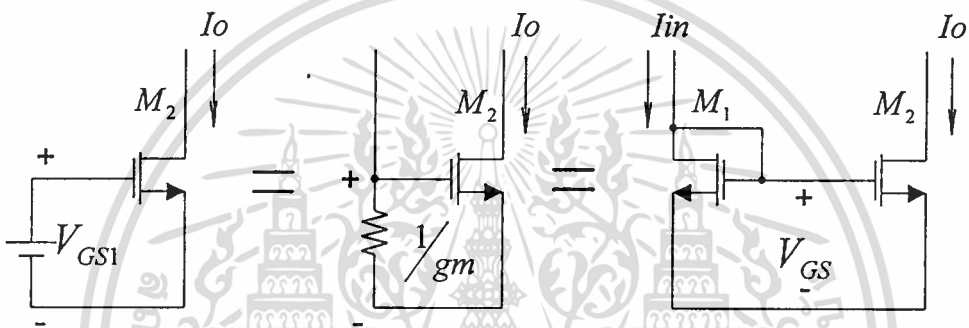
4.7.1.2) วงจรสะท้อนกระแสแบบลบ(Negative Current Mirror) ซึ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสลงที่ไม่ขึ้นกับ โวลตจ จะเรียกทิศทางกระแสลักษณะนี้ว่า กระแสซอร์ส(Current Sources)

โดยลักษณะการทำงานที่สำคัญของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองแบบดังกล่าวจะเป็นลักษณะวงจรแบบตามศักดา(Voltage Follower)

การออกแบบวงจรสะท้อนกระแสจึงมีความจำเป็นดังรูปที่ 4.21 วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้ในงานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ดีพิจารณาจากหลัก 3 ประการคือ

1. ความต้านทานอินพุตต้องมีค่าต่ำๆ เพราะเป็นทางเข้าของกระแส
2. ความต้านทานเอาต์พุตต้องมีค่าสูง เพราะต้องเป็นแหล่งจ่ายกระแสต่อไป
3. สัญญาณทางอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเหมือนกัน ถ้าสมมติว่าการสะท้อนกระแสเป็น 1:1 นั่นก็คือจะต้องมีความผิดพลาดเกิดขึ้นต่ำภายในวงจรสะท้อนกระแส

4.7.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน



รูปที่ 4.21 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ออสทราทรานซิสเตอร์ พื้นฐานมาจากโครงสร้างของวงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์กระแสที่ออก I_{out} กับกระแสจุดเข้า I_{in} จากรูปแสดงวงจรพื้นฐานการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานการให้ Bias แก่ วงจรออสทราทรานซิสเตอร์ V_{GS1} ทำให้เกิด I_O ที่ M_2 หากเราต่อ M_1 เป็นลักษณะ Current Bias ให้แก่ M_2 ขณะที่ M_1 นำกระแสด้วย I_{in} จะเกิดความต้านทานที่มีค่าเท่ากับ $1/g_m$ จะเป็นศักดา Bias V_{GS2} ให้กับ M_2 เกิดเป็นกระแสเอาต์พุตขึ้นที่ M_2 มีค่า $I_{in} = I_{out}$ ในการพิจารณาความต้านทานที่อินพุต

$$R_m = 1/g_m = \sqrt{\frac{L}{2K'_p W I_{D1}}} = \sqrt{\frac{L}{2K'_p W I_{in}}} \quad \text{เมื่อ } I_{D1} = I_{in} \quad (4.68)$$

และ $r_o = 1/\lambda_{D2} = 1/\lambda_{out} \quad \text{เมื่อ } I_{D2} = I_{out} \quad (4.69)$

ส่วน
$$V_{\min} = V_{DS(sat)} = \sqrt{\frac{2I_D L}{K'_p W}} = \sqrt{\frac{2I_O L}{K'_p W}} \quad (4.70)$$

และอัตราส่วนของการสะท้อนกระแส α หาได้จาก $V_{GS1} = V_{GS2}$

$$\frac{2L_1 I_{D1}}{K'_{p1} W_1} = \frac{2L_2 I_{D2}}{K'_{p2} W_2} \quad (4.71)$$

แทน
$$I_{D1} = I_{in}, I_{D2} = I_O \quad (4.72)$$

ได้
$$\alpha = \frac{I_O}{I_{in}} = \frac{K'_{p2} W_2 L_1}{K'_{p1} W_1 L_2} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \quad (4.73)$$

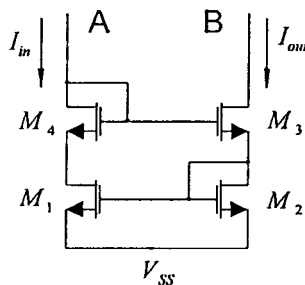
เมื่อ
$$K'_{p1} = K'_{p2} \quad I_{OUT} = \frac{gm_2}{gm_1} I_{in} \quad (4.74)$$

โดยที่ gm คือค่าอัตราความนำของสัญญาณขนาดเล็กใน M_1 และ M_2 สำหรับค่าความต้านทานจุดออกที่พิจารณาเข้าไปยังขาเดรนของ M_2 ในรูป 4.21 จะมีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = \frac{1}{gd_2} \quad (4.75)$$

เมื่อ gd_2 เป็นค่าความนำระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ M_2

4.7.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror)



รูปที่ 4.22 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถ่ายวงจรสะท้อนกระแส(Current Mirror) 2 ชุด โดยมี M_3 และ M_4 คู่กันแบบCascode ขาซอร์สของเป็น M_3 และ M_4 ต่อเข้ากับขาเดรนของวงจรถ่ายกระแสแบบเบื้องต้นดังรูป4.22 ลักษณะการต่อให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในแบบช่วงกระแสอิ่มตัวจึงทำให้ค่าความต้านทานที่มีค่าต่ำ $1/gm_3$ และ $1/gm_4$ เพื่อให้กระแสอินพุทไหลเข้าผ่าน M_3 และ M_4 ได้ดีตามคุณสมบัติของวงจรถ่ายกระแสที่ดี จากนั้นที่ M_1 และ M_2 จะเกิดเป็นศักดาไบอัสให้กับ M_2 และ M_4 เกิดเป็นกระแสเอาต์พุตเกิดขึ้นเท่ากับ I_o ในการวิเคราะห์ความต้านทานที่อินพุต (r_{in}) และความต้านทานเอาต์พุต (r_{out}) จะมีค่าเป็น

$$r_{in} = 1/gm_1 + 1/gm_2 = 2/gm = 2 \sqrt{\frac{L}{2K_p'WI_{in}}} \text{ เมื่อ } I_{D1} = I_{D3} = I_{in} \quad (4.76)$$

และ

$$r_o = gm_4 r_{d2} r_{d4} = gm_4 r_o^2 = \sqrt{\frac{2K_p'W_4I_o}{L_4} \left(\frac{1}{\lambda I_o}\right)^2} \quad (4.77)$$

ส่วน

$$V_{min} = 2V_{DS(sat)} = 2 \sqrt{\frac{2K_p'W_4I_o}{L_4} \left(\frac{1}{\lambda I_o}\right)^2} \quad (4.78)$$

$$V_{min} = 2V_{DS(sat)} = 2 \sqrt{\frac{2I_oL}{K_p'W}} \quad (4.79)$$

อัตราส่วนของการสะท้อนกระแส α หาได้จาก $V_{GS1} = V_{GS2}$ จะหาได้เช่นเดียวกับวงจรถ่ายกระแสแบบเบื้องต้น

$$\alpha = \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{W_2L_1}{W_1L_2}, \text{ เมื่อ } K_{p1} = K_{p2} \quad (4.80)$$

$$I_{out} = \frac{gm_2gm_3}{gm_1gm_4} I_{in} \quad (4.81)$$

ค่าความต้านทานที่จุดออก เมื่อพิจารณาเข้าไปยังขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ M_3 มีค่าเท่ากับ [12] เป็นไปตามสมการ(4.82)
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{out} = r_{d2} + r_{d3} + gm_3 r_{d2} r_{d3} \approx gm_3 r_{d2} r_{d3} \quad (4.82)$$

เมื่อ r_d คือค่าความต้านทานระหว่างขาเกต และซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์

การปรับปรุงวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานให้ตรงตามอุดมคติ ต้องปรับปรุง r_{in} ให้มีค่าต่ำมากๆ และให้ r_o มีค่าสูงๆ ควบคุม V_{min} ให้ต่ำ โดยการลดค่าของโครงสร้างโดยเพิ่มค่า W ให้สูง และลดค่าของ L ให้ต่ำ

4.7.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (Wilson Current Mirror)



รูปที่ 4.23 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

การทำงานของวงจรกล่าวคือสกัดเอาไบอัสจาก $V_{G3} = V_{GS3} + V_{GS2}$ ดังนั้นเมื่อ M_3 ได้รับศักดา $V_{GS3} = V_{G3} - V_{GS2}$ ก็จะเปลี่ยนศักดา V_{GS3} นี้ จะถูกเปลี่ยนให้เป็นกระแส I_o โดย M_3 ดังนั้น $I_{D3} = I_o$ จะส่งผ่าน

$$r_o = \frac{gm r_d^2}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2K_p W_3 I_o}{L_3}} \left(\frac{1}{\lambda I_o} \right)^2 \quad (4.83)$$

4.8 บทสรุป

วงจรสายพานกระแสมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ด้วยความต้องการของงานที่จะนำไปประยุกต์ใช้ วงจรสายพานกระแสจึงมีโครงสร้างของอนุกรมที่ใช้งานมากมายตั้งแต่การใช้ไบโพลาร์ ออปแอมป์ ไอทีเอ จนกระทั่งพัฒนาในรูปแบบมอสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปแบบมอสทรานซิสเตอร์ มีโครงสร้างของวงจรสายพานกระแสที่ใช้พอร์ต Y และพอร์ต X ในรูปแบบวงจรมอสเฟตเพื่อเร็นท์เซียมลแอมป์ อินพุตต้องใช้แบบคู่ ซึ่งจะมีข้อดีในเรื่องสามารถลดค่าแรงดันออฟเซ็ทได้ และอินพุตจะต้องป้อนในรูปแบบศักดาควบคุมกระแส

ในรูปแบบใช้คลาส AB โครงสร้างทางอินพุตจะให้ความต้านทานต่ำต่อกระแส และอินพุตใช้แบบอินพุตเดี่ยวจึงง่ายต่อการใช้งาน ย่านการปฏิบัติการทางด้านความถี่สูงกว่า สามารถนำไปสร้างสายพานกระแสชนิดบวกและลบที่มีอินพุตร่วมกันได้

การใช้งาน ในรูปแบบกระแสควบคุมค่อนข้างจะมีข้อดี และเด่นกว่าแรงดันควบคุมหลายประการ เช่นช่วงปฏิบัติการจะกว้างกว่าเพราะกระแสสามารถใช้งานได้ตั้งแต่ค่าต่ำไปจนค่าสูง ดังนั้นวงจรที่เหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในเครื่องมือวัดทางอิเล็กทรอนิกส์

ในบทที่ 4 อธิบายหลักการของสายพานกระแสทั้งสองแบบ เสนอการทำงานและการวิเคราะห์ เพื่อนำผลที่เกิดขึ้นทางทฤษฎี เทียบกับหลักการออกแบบวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในบทที่ 3 ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกนำเอาวงจรสายพานกระแสแบบคลาส AB ที่ใช้พอร์ตทางอินพุตร่วมกันแต่สามารถควบคุมกระแสในพอร์ต X, Z อย่างอิสระ ไปใช้ออกแบบการวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์โดยวงจรสายพานกระแสแบบมอสทรานซิสเตอร์เป็นไปดังบทที่ 5

การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์โดยใช้ออสทราทอนซิสเตอร์

5.1 บทนำ

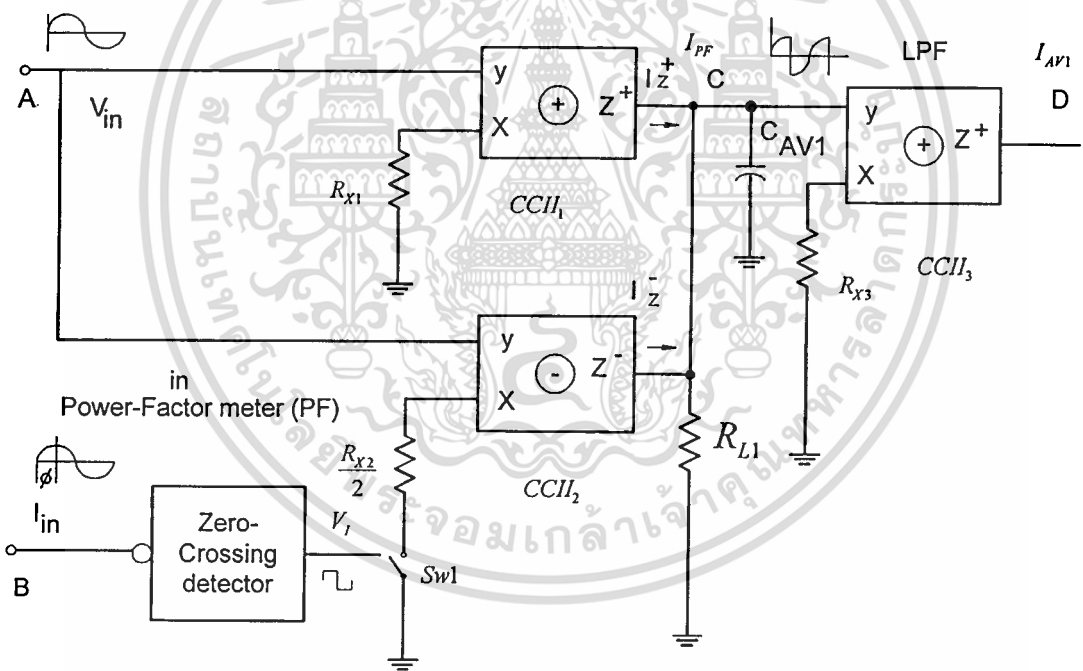
การวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่าที่ศึกษามา มีหลักการที่แตกต่างกันมากมายดังแสดงไว้ในบทที่ 3 ในรูปแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้มีการค้นคว้า และวิจัยเกี่ยวกับเรื่องนี้อย่างต่อเนื่องตั้งแต่ปี ค.ศ. 1980 ดังเอกสาร [1] , [2] , [3] , [4] จนกระทั่งในปัจจุบัน[16] ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์นี้เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในทางวิศวกรรมทางไฟฟ้า และสำคัญที่สุดในระบบจ่ายกำลัง ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เป็นตัวบ่งชี้ถึงระบบไฟฟ้า ในบทนี้จึงเสนอแนวทางการออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ ด้วยเทคโนโลยีมอสทราทอนซิสเตอร์ คุณสมบัติของวงจรสามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของเฟส อย่างรวดเร็ว และลดการเปลี่ยนแปลงของกระแส แรงเคลื่อนขณะทำการวัด ซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่าวงจรแบบคิสิกส์ทไอซี ในเรื่องอุณหภูมิ และขีดจำกัดในเรื่องความถี่รวมไปถึงการเปลี่ยนแปลงกระแส และแรงดันอย่างฉับพลัน [7] และยังมีข้อได้เปรียบกว่าในรูปแบบของ วงจรดิจิทัล ในเรื่องความไวในการทำงาน วงจรแบบดิจิทัลมีความซับซ้อนมากกว่า อีกทั้งการสร้างในรูปแบบไอซีทำได้ยากกว่า วงจรที่ออกแบบดังกล่าวในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีของมอสทราทอนซิสเตอร์ สามารถสร้างวงจรอยู่ในรูปวงจรรวมขนาดเล็ก สะดวกในการนำไปใช้งาน อีกทั้งประหยัดพลังงาน เป็นการพัฒนารูปแบบใหม่ของวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ โดยใช้โมเดล (Model) วงจรสายพานกระแสในรูปมอสทราทอนซิสเตอร์ทั้งหมด

วงจรมอสทราทอนซิสเตอร์ที่กล่าวมาในบทที่ 3 เราสามารถนำมาประกอบเป็นวงจรรย่อยของแต่ละส่วน เช่นวงจรสะท้อนกระแส มีรูปแบบสะท้อนกระแสแบบธรรมดา และแบบวิลสัน รวมทั้งสามารถนำเอามอสทราทอนซิสเตอร์ไปสร้างวงจรสายพานกระแสในบทที่ 4 ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวทางการนำวงจรสายพานกระแส ไปใช้ในการออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ใหม่ ที่ได้พัฒนาขึ้น สามารถนำมาใช้สังเคราะห์เฟส และแรงดันให้อยู่ในรูปกระแส เพื่อนำไปประมวลผลทางกระแสโดยสมบูรณ์ จากนั้นก็นำผลที่ได้ไปเปลี่ยนเป็นแรงดัน โดยวงจร I/V ส่งออกมาทางด้านเอาต์พุท

5.2 หลักการออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์

จากรูปที่ 5.1 แสดงให้เห็นส่วนอินพุตที่ทำหน้าที่เป็นวงจรสังเคราะห์เฟสจุด A เป็นจุดป้อน (V_{in}) จะต่อไปยังพอร์ต Y ของวงจรสายพานกระแสแบบบวก ($CCII_1$) และวงจรสายพานกระแสแบบลบ ($CCII_2$) ส่วนพอร์ต X ของวงจรสายพานกระแสทั้งสองจะต่อไปยังความต้านทานภายนอก R_{X1} กับ R_{X2} ความต้านทาน R_{X1} จะมีค่ามากกว่า R_{X2} ประมาณ 2 เท่า ($R_{X1} = \frac{R_{X2}}{2}$) โดยมี R_{X1} ปลายข้างหนึ่งจะต่อลงกราวด์ ส่วน R_{X2} จะต่อไปยังสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งปลายข้างหนึ่งของ $Sw1$ จะต่อลงกราวด์ และถูกควบคุมโดยวงจร (Zero Crossing)

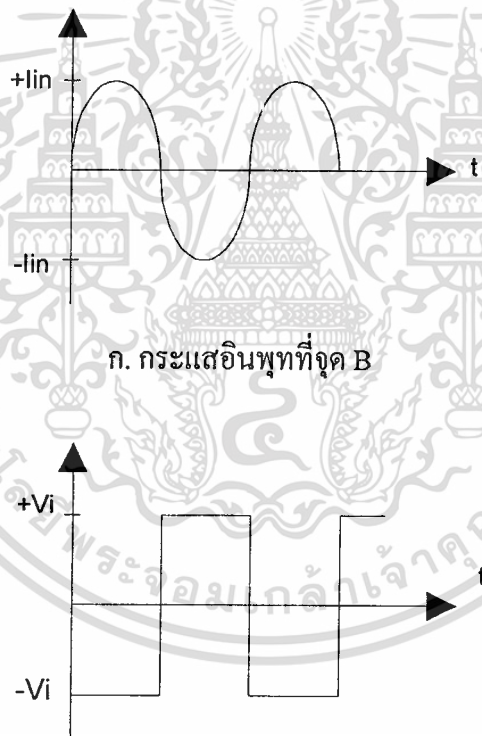
5.2.1. การทำงานของวงจรสังเคราะห์เฟส



รูปที่ 5.1 หลักการสังเคราะห์เฟสเป็นกระแสทางตรง

วงจรสายพานกระแสแบบบวก ($CCII_1$) จะทำงานเมื่อมีแรงดันป้อนเข้ามาทางอินพุต (V_{in}) เข้าที่พอร์ต Y จะส่งไปยังพอร์ต X ดังสมการที่ (4.2) กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต X จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสในพอร์ต Z มีค่าเท่ากับ I_Z^+ ในขณะเดียวกัน (V_{in}) ก็จะมีป้อนเข้าที่พอร์ต Y ของ ($CCII_2$) กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z^- (I_Z^-) ก็จะมีค่าเป็น 2 เท่าของ I_Z^+ เนื่องจากค่าความต้านทาน R_{X2} น้อยกว่า R_{X1} แต่วงจรยังไม่ทำงานเพราะว่า R_{X2} ไม่ได้ต่อลงกราวด์โดยตรง จะผ่านสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งถูกควบคุมการทำงานด้วยวงจรถอด (Zero Crossing) วงจรนี้จะต่อไปยังจุดตรวจสอบกระแส (I_m) ที่จุด B เป็นจุดป้อนกระแสที่ต้องการตรวจสอบทางเฟส ป้อนเข้ามาเป็นอินพุตถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดัน (V_i) ดังรูปที่ 5.2 ข ถ้ากระแสอินพุต (I_m) และแรงดันอินพุต (V_m) ที่ป้อนเข้ามาจะมีเฟสเดียวกัน กระแสอินพุต (I_m) จะถูกทำการกลับเฟสสัญญาณและเปลี่ยนค่าเป็นแรงดันด้วยวงจรถอด Zero Crossing ดังนั้นวงจรถอด Zero Crossing ภายในประกอบด้วยวงจรถอด OP-Amp ที่ต่อลักษณะการทำงานแบบกลับสัญญาณ (Inverting Amplifier) ที่มีเกนการขยายสูงมากเมื่อมีสัญญาณทางอินพุตเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยต่ำกว่าหรือเหนือค่าระดับ 0 โวลต์ แรงดันทางด้านเข้าพุทจะสูงมากในสภาวะนี้ให้เป็นสภาวะอิ่มตัว (Saturation) แรงดันที่เข้าพุทของวงจรถอด Zero Crossing ในรูปที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสทางอินพุตเมื่อผ่านวงจรถอด Zero Crossing กับแรงดันเข้าพุท (V_i)



ข. แรงดันเข้าพุทที่ Sw 1

รูปที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสทางอินพุทกับแรงดันทางเข้าพุท (V_i)

แรงดันที่เข้าพุท (V_i) จะนำไปควบคุมการทำงานของสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ (Sw1) ให้ทำงานในช่วงบวกของสัญญาณ (V_i) นั่นหมายความว่า ถ้ามีกระแสอินพุท (I_m) ป้อนเข้าวงจรมีค่าต่ำกว่าระดับ 0 โวลต์ Sw1 จะได้รับแรงดันเป็นบวกพร้อมที่จะทำงานถ้ามีแรงดันเข้าพุทที่พอร์ต X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับให้โรงเรียนใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ $CCII_2$ ในที่นี้ SW_1 ได้รับความเร็ว (V_1) เป็นบวกตรงกับ V_m ซึ่งเป็นสถานะช่วง Cycle ลบพอดี ก็จะมีกระแสไหลในพอร์ต Z^- เป็น $+2I_Z^-$ เป็นเอาพุทของวงจร $CCII_2$ ที่จุด C ไปรวมกับกระแส $-I_Z$ ของ $CCII_1$ ดังนั้นหากพิจารณา $CCII_1$ จะทำงานตลอดเวลาที่มี V_m ป้อนเข้ามาที่พอร์ต Y ดังรูปที่ 5.3 ก และกระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z^+ จะได้ดังรูปที่ 5.3 ค จะเห็นว่ากระแส I_Z^+ จะมีค่าตาม V_m ตลอดเวลา ดังนั้นกระแสนี้เมื่อผ่าน R_L ก็จะเกิดเป็นแรงดันจะมีรูปเหมือนกับ I_Z

ในเวลาเดียวกันในวงจร $CCII_2$ ก็จะทำงานด้วยจะมีกระแส ($-2I_Z^-$) เกิดขึ้นแต่กระแสนี้จะขึ้นอยู่กับ I_m, V_m ตามรูปที่ 5.3 ก และ 5.3 ข ที่ต่ออยู่กับพอร์ต Y และจุด B ของวงจร Zero Crossing ต่อไปยัง SW_1 ควบคุม $CCII_2$ กระแส I_Z จะเกิดที่พอร์ต Z^- ก็ต่อเมื่อมีสัญญาณ (V_1) ที่เกิดจาก I_m เป็นลบมาควบคุม พิจารณาตามรูปที่ 5.3 ข, 5.3 ง $CCII_2$ จะทำงานในช่วงกระแสเป็นลบ ในสถานะนี้ตามรูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณ V_m, I_m อินเฟส (Inphase) กันจะทำให้มีกระแสที่พอร์ต Z^- ในช่วง V_m เป็นลบผ่านวงจรสายพานกระแสแบบลบ $CCII_2$ ก็จะได้กระแสที่มีค่าเป็นบวกเท่ากับ $2I_Z$ ดังรูป 5.3 จ



รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณที่พอร์ต X, Y, Z ขณะมุมเป็น 0°

การทำงานที่มุม 0°

พิจารณารูปที่ 5.3 ก , 5.3ค ขณะที่ V_{in} เป็นช่วงบวก (Positive Cycle) ช่วงเวลา $0-t_1$ กระแส I_Z ที่พอร์ต Z+ ของ $CCII_1$ มีค่าเท่ากับ $+I_Z$ เมื่อรวมกับกระแสที่พอร์ต Z- ($-I_Z$) ของ $CCII_2$ มีค่าเท่ากับ 0 ดังสมการที่ 5.1

$$I_{RL} = +I_Z + 0 = I_Z \quad (5.1)$$

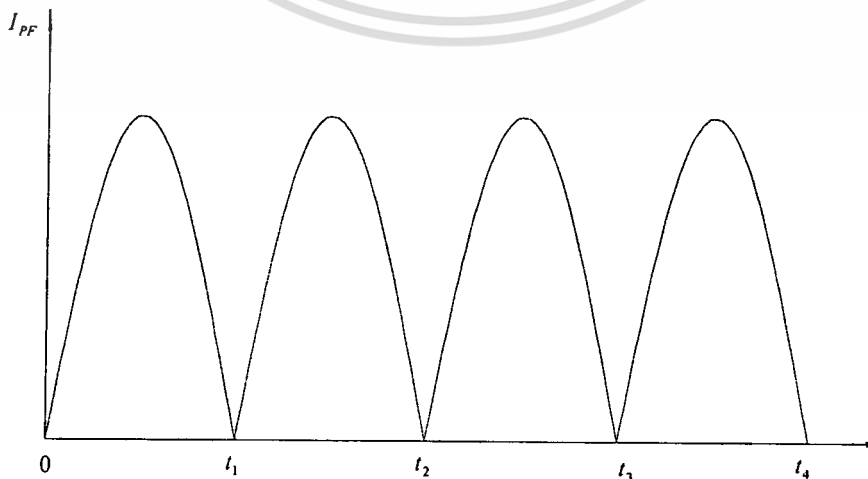
เมื่อ (V_{in}) เป็นช่วงไซเคิลลบ (Negative Cycle) เวลา (t_1-t_2) ที่เข้ามาที่พอร์ต Y ของ $CCII_1$, $CCII_2$ ได้กระแสที่พอร์ต Z ของ $CCII_1$ มีค่าเท่ากับ $-I_Z$ ในช่วงนี้เอง $CCII_2$ จะถูกควบคุมการทำงานด้วย V_i ที่เป็นบวก ดังนั้นกระแสที่พอร์ต Z- ของ $CCII_2$ จะได้เป็น $2I_Z$ ที่จุด C จะเกิดการรวมของกระแส I_Z ดังสมการที่ (5.2) Cycle ต่อมาก็จะมีการทำงานซ้ำในลักษณะเดียวกัน

$$I_{RL} = -I_Z + 2I_Z \quad (5.2)$$

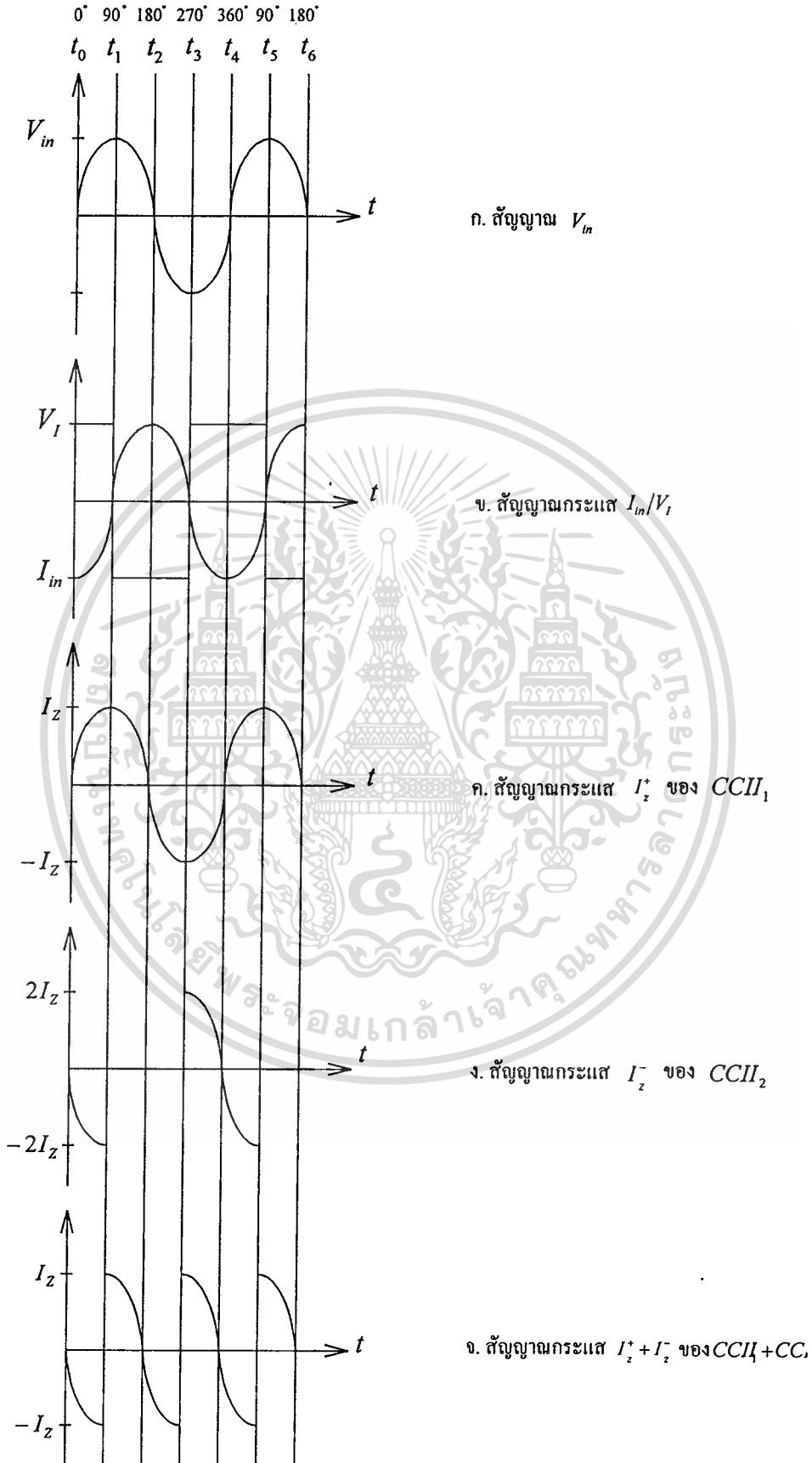
ดังนั้น

$$I_{RL} = I_Z \quad (5.3)$$

ดังนั้น I_Z ที่เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณทางอินพุตอินเฟสกันจะมีค่าดังสมการที่ (5.1) และ (5.3) เขียนเป็นรูปสัญญาณทางเอาต์พุตที่เกิดขึ้นที่จุด C ดังรูป 5.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกระใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.4 แสดงกระแสที่พอร์ต Z ทั้งสองรวมกันเมื่อมุมเป็น 0°
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณในพอร์ต X, Y, Z ที่มุมเป็น 90°

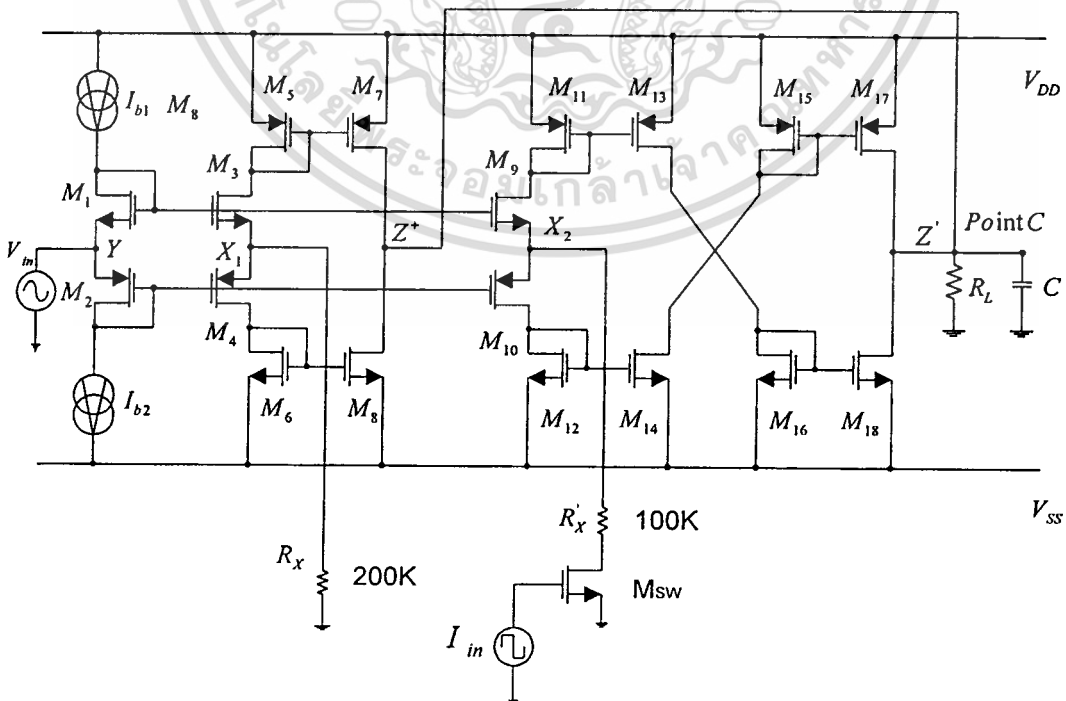
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานที่มุม 90°

รูปที่ 5.5 ก สัญญาณ V_{in} ที่ป้อนเข้าวงจรมีมุม 0° นำหน้า I_{in} ซึ่งมีมุมเป็น 90° รูปที่ 5.5 ข เป็นกระแส I_m และ V_1 ที่ควบคุมพอร์ต Sw1 ของ $CCII_2$ ในรูป 5.5 ค เป็นกระแส I_z ที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z ของ $CCII_1$ จะเป็นไปตามแรงดันทางอินพุต ส่วนในรูปที่ 5.5 ง เป็นกระแส I_z ของ $CCII_2$ จะเห็นว่ากระแสเป็น 2 เท่า I_z^+ ที่ $CCII_1$ และจะเกิดในช่วง I_{in} เป็นลบดังในรูปที่ 5.5 จ จะเกิดขึ้นในช่วง V_{in} ป้อนเข้ามาเป็นมุม $(0-90^\circ)$ และ $(270^\circ-360^\circ)$ กระแส I_z ของ $CCII_2$ จะถูกกลับเฟสเมื่อ V_{in} ป้อนเข้ามาเป็นมุม $(270^\circ-360^\circ)$ จะได้เป็นบวก $2I_z$ และเมื่อ V_{in} เป็นบวก $(0-90^\circ)$ กระแส I_z ของ $CCII_2$ จะได้เป็นลบ $2I_z$ จะเห็นว่ากระแสที่เกิดขึ้นของ $CCII_2$ จะเกิดขึ้นเมื่อมีการควบคุมด้วยกระแส I_{in} ที่เป็นลบ

ดังนั้นกระแสเข้าที่พอร์ทที่เกิดจากค่า I_z ของ $CCII_1$ และ $CCII_2$ รวมกันที่จุด C ซึ่งเราจะได้ค่า I_{PF} ดังรูปที่ 5.5 จ ช่วง (t_1-t_3) เป็นกระแส I_z ที่เกิดจาก $CCII_1$ เพียงพอร์ทเดียว แต่กระแส I_z ของ $CCII_2$ มีค่าเป็น 0 ในช่วง (t_3-t_4) กระแส I_z ของ $CCII_1$ เป็นลบรวมกับกระแส I_z ของ $CCII_2$ ซึ่งเป็นบวก $2I_z$ จะได้กระแสเท่ากับบวก I_z ช่วงเวลา (t_4-t_5) กระแส I_z ของ $CCII_1$ จะมีค่าเป็นบวกรวมกับกระแส I_z ที่ $CCII_2$ ซึ่งมีค่าเป็นลบ $2I_z$ กระแสที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับ $-I_z$ สัญญาณรวมที่เกิดขึ้นที่จุด C ได้ดังรูป 5.5 จ

5.2.2 วงจรสังเคราะห์เฟสในรูปแบบมอสทรานซิสเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.6 วงจรสังเคราะห์เฟสเป็นกระแสโดยใช้ออสทรานซิสเตอร์

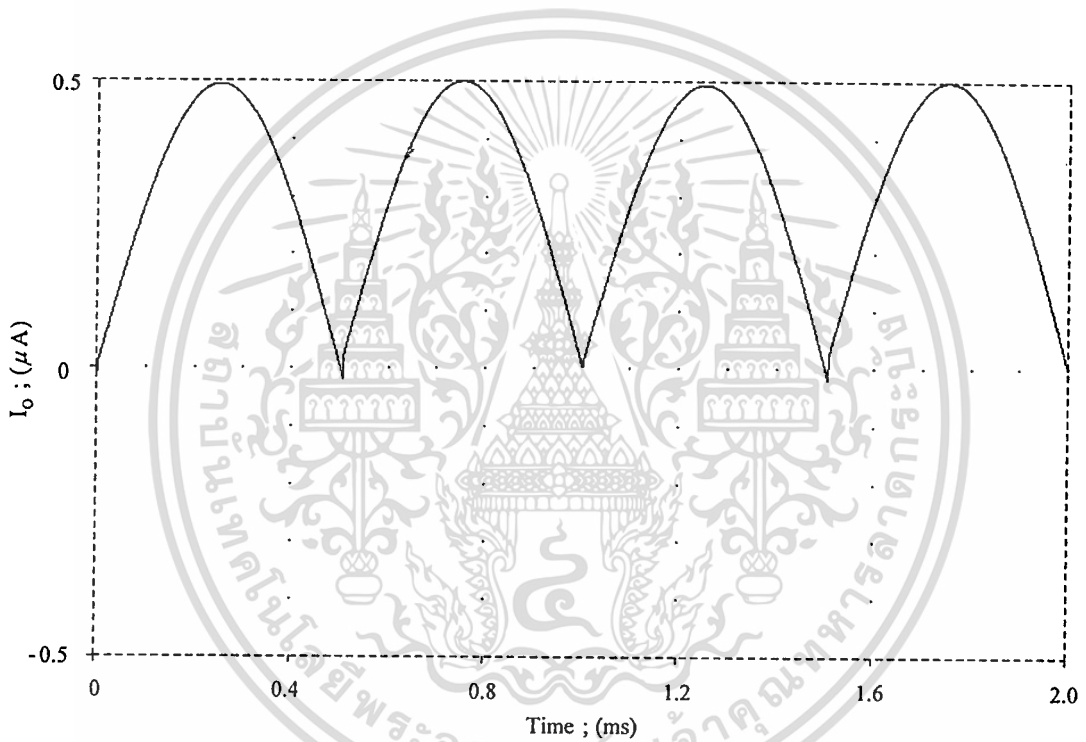
จากรูปที่ 5.6 หลักการออกแบบสังเคราะห์กระแสทางเฟสให้เป็นกระแส (I_{PF}) ในบล็อก ไดอะแกรม ดังรูปที่ 5.1 $CCII_1$ กับ $CCII_2$ เป็นวงจรสายพานกระแสที่นำมาประยุกต์ใช้งาน ในรูปแบบนี้ได้มีการรวมสายพานกระแสทั้งบวกและลบไว้ในตัวเดียวกัน ให้มีการทำงานพร้อมกัน โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ รูปแบบของวงจรส่วนที่สังเคราะห์ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ จะประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ 26 ตัว มอสทรานซิสเตอร์ ($M_1 - M_4$) และ (M_9, M_{10}) ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันที่พอร์ต Y ให้เป็นกระแสที่พอร์ต X_1, X_2 ของ $CCII_1$ และ $CCII_2$ โดยพอร์ต Y จะต่อเข้ากับ ซอร์สทั้งสองของ M_1 และ M_2 ต่อไปยังอินพุตรับแรงดันสัญญาณ V_{in} ที่พอร์ต Y ทั้งสอง และขา ซอร์สของ M_3 และ M_4 จะทำหน้าที่เป็นพอร์ต X_1 ของ $CCII_1$ ต่อไปยังความต้านทาน R_x ลง กราวด์โดยตรงมีค่าเท่ากับ $200K\Omega$ มอสทรานซิสเตอร์ (M_5, M_7) จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบ ลบ i_{D3} ไปยังพอร์ต Z^+ (M_6, M_8) จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกไปยังพอร์ต Z^+ กระแส (I_Z) จะถูกควบคุมโดย $R_x 200K\Omega$ ให้ค่ากระแส ($i_z = i_x$)

ในส่วนของกระแสที่เกิดจาก $CCII_2$ เป็นวงจรสายพานกระแสแบบลบ ประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ (M_1, M_2), (M_9, M_{10}) ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันที่พอร์ต Y ให้เป็นกระแส ที่พอร์ต X_2 ของ $CCII_2$ ต่ออยู่กับความต้านทาน $R_x' 100K\Omega$ ผ่านไปยัง M_{SW} ซึ่งจะเป็น มอสทรานซิสเตอร์สวิทช์จะทำงานตามค่าของกระแส I_{in} ที่ผ่านมาจากวงจร (Zero-Crossing) ดังรูปที่ 5.2 ควบคุมการทำงานที่พอร์ต X_2 ค่ากระแส I_x ของ $CCII_2$ จะมีค่าเป็น 2 เท่าของ $CCII_1$ เพราะว่า R_x' มีค่าน้อยกว่า R_x 2 เท่า กระแส i_{D9} ที่เกิดขึ้นในพอร์ต X_2 จะถูกสะท้อนด้วยวงจร สะท้อนกระแสแบบลบ (M_{11}, M_{13}) และถูกเปลี่ยนทิศทางในพอร์ต Z โดยวงจรสะท้อนกระแส แบบบวก (M_{16}, M_{18}) ส่วนกระแส i_{D10} จะถูกสะท้อนกระแสแบบบวก (M_{12}, M_{14}) และถูกกลับ ทิศทางไปยังพอร์ต Z' โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ (M_{15}, M_{17}) ดังนั้นกระแสที่เกิดขึ้นใน พอร์ต Z จะมีค่าเท่ากับ $(-2I_Z)$ และจะรวมกับกระแส I_Z ของ $CCII_1$ ที่พอร์ต Z ที่จุด C เป็น กระแสที่เกิดขึ้น $I_{PF} = I_z^+ + (2I_z^-)$ รูปกระแสที่เกิดขึ้นที่ใช้การเลียนแบบด้วยโปรแกรม Pspice ที่มีมุม $0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ ดังรูปที่ 5.7, 5.8, 5.9, 5.10, 5.11, การเลียนแบบการทำงาน มอสทรานซิสเตอร์ ในวงจรสังเคราะห์ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ กำหนดให้พอร์ต Y ทำงานร่วมกัน ทั้ง $CCII_1$ และ $CCII_2$ ดังนั้นที่พอร์ต Y และพอร์ต X จะต้องมีค่ามอสทรานซิสเตอร์เหมือนกันทุกประการ

5.2.3 การเลียนแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์

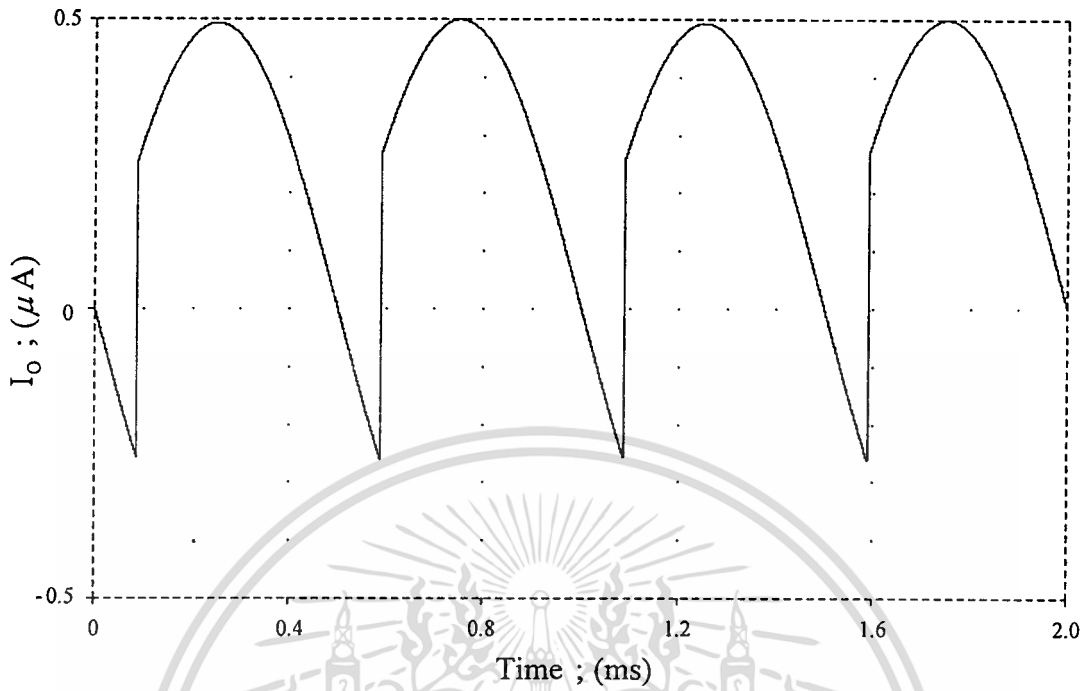
มอสทรานซิสเตอร์ที่เป็นอินพุตของพอร์ต Y, X กำหนดค่าเท่ากับ $200 \mu m / 50 \mu m$ ส่วน ออกวงจรสะท้อนกระแส กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับ $50 \mu m / 5 \mu m$ กระแส I_b กำหนดให้ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้อยกว่ากระแส I_m ในที่นี้จะกำหนดให้ค่าของ $I_b = 500 \mu A$, $V_{DD} = 10 V$, $V_{SS} = -10 V$ ค่าความต้านทานในพอร์ต X_2 ของ $CCII_1$ ที่ทำหน้าที่เป็นสายพานกระแสแบบบวก กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $200 K\Omega$ ส่วนค่าความต้านทานในพอร์ต X_2 ของ $CCII_2$ ที่ทำหน้าที่เป็นสายพานกระแสแบบลบ กำหนดให้ค่าเป็น $100 K\Omega$ เพื่อให้เกิดกระแสเป็น 2 เท่าในพอร์ต Z^- กระแสที่เกิดขึ้นจากการทำงานในรูปที่ 5.1 โดยใช้การเลียนแบบด้วยโปรแกรม PSPICE กระแส (I_m) ที่ป้อนเข้าที่จุด B กับแรงเคลื่อน (V_m) ที่ป้อนเข้าจุด A I_m, V_m มีค่าสัญญาณทางเฟสเป็นมุม 0° (Inphase) จะได้ I_{PF} ที่จุด C ดังรูปที่ 5.7

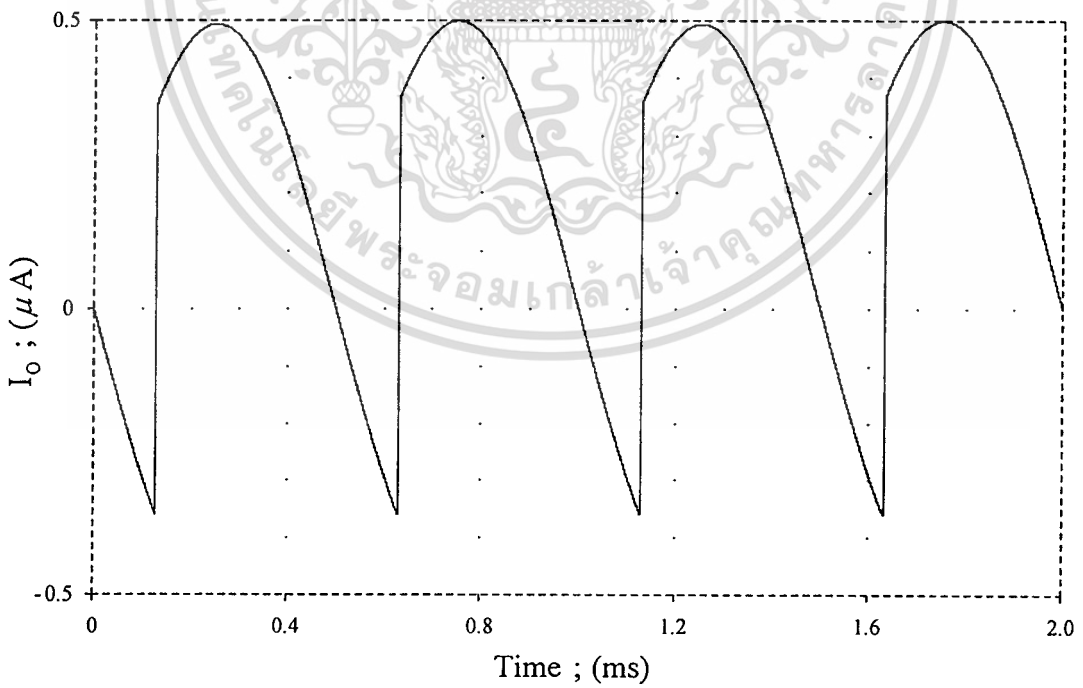


รูปที่ 5.7 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_m กับ I_m มีมุมต่างกัน 0°

เมื่อทำการเปลี่ยนค่าเฟสของกระแสอินพุตโดยปรับค่า I_m ล้าหลัง V_m ซึ่งเป็นมุมทางไฟฟ้า ให้มีค่า 30° , 45° , 60° และ 90° จะได้ผลการ Simulation ดังรูปที่ 5.8, รูปที่ 5.9, รูปที่ 5.10 และ รูปที่ 5.11 ตามลำดับ

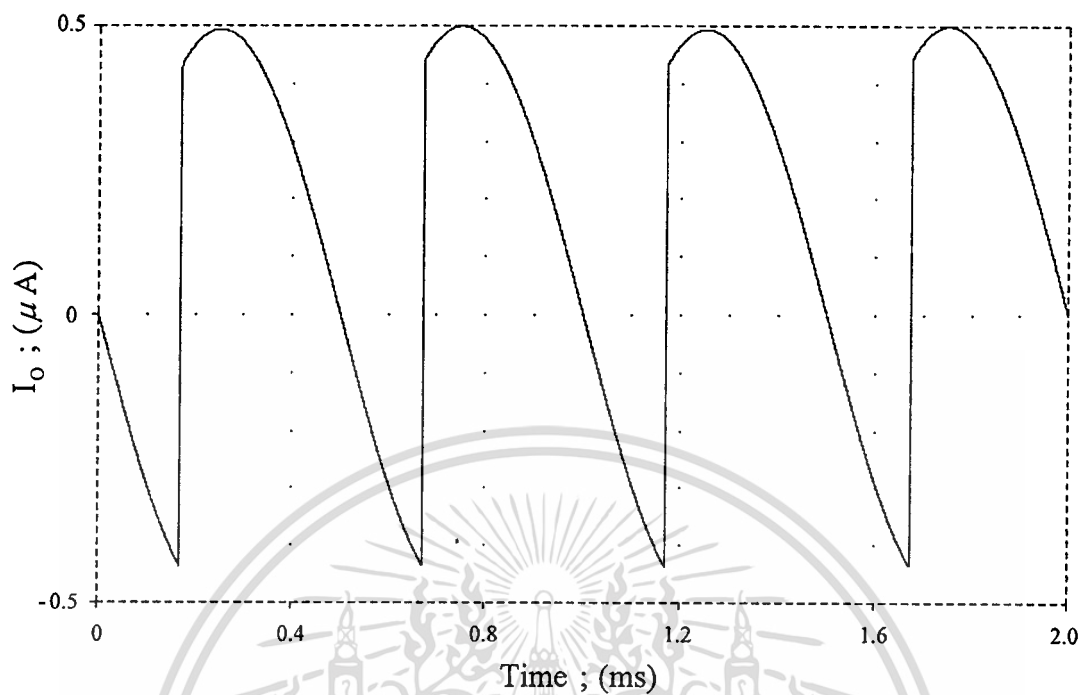


รูปที่ 5.8 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมุมต่างกัน 30°

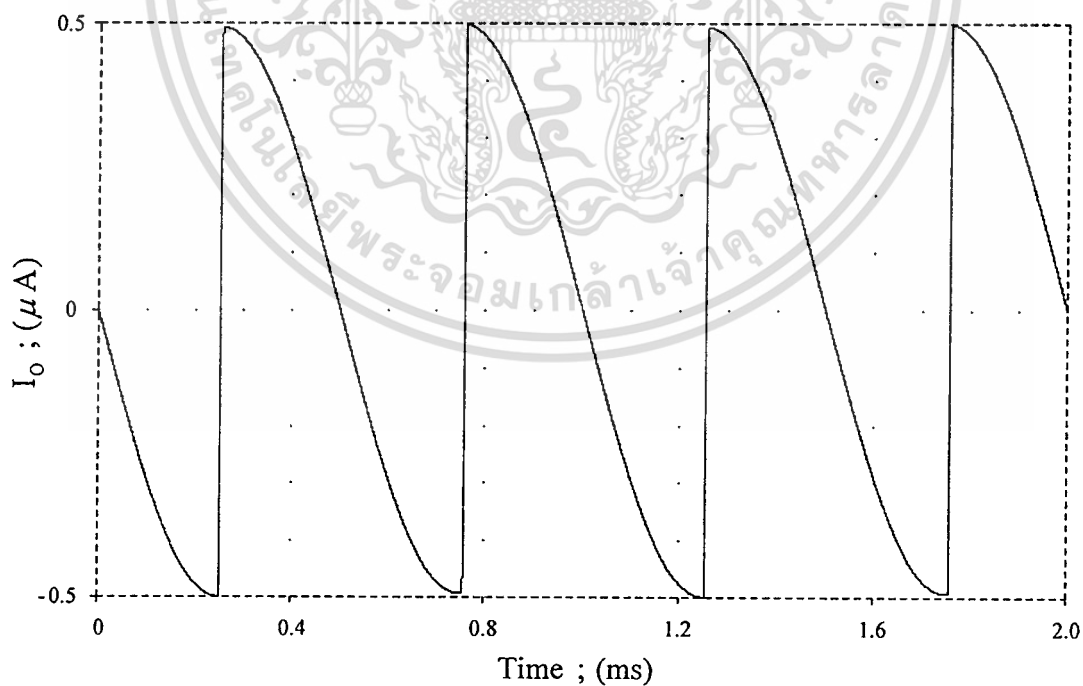


รูปที่ 5.9 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมุมต่างกัน 45°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมุมต่างกัน 60°



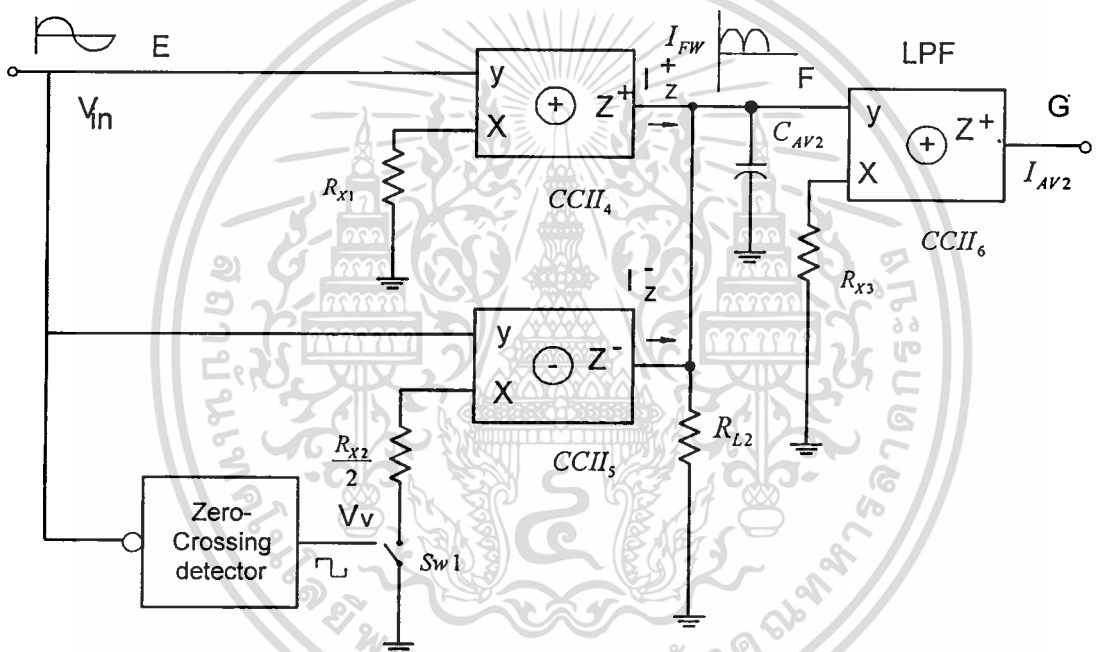
รูปที่ 5.11 แสดงค่า I_{PF} เมื่อ V_{in} กับ I_{in} มีมุมต่างกัน 90°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 หลักการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full –Wave Rectifier)

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสร้างในรูปแบบมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย $CCII_4$ และ $CCII_5$ สามารถสังเคราะห์ V_m ให้อยู่ในรูปกระแสตรงแบบเต็มคลื่น(Full-Wave Rectifier) (I_{FW}) ดังรูปที่ 5.12 ส่วน $CCII_6$ เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ (I_{FW}) ให้เป็น (I_{AV2}) เพื่อนำไปหารกับค่ากระแสเฉลี่ยที่เกิดจากค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ I_{AV1} ดูในหัวข้อ 5.4 ถัดไป

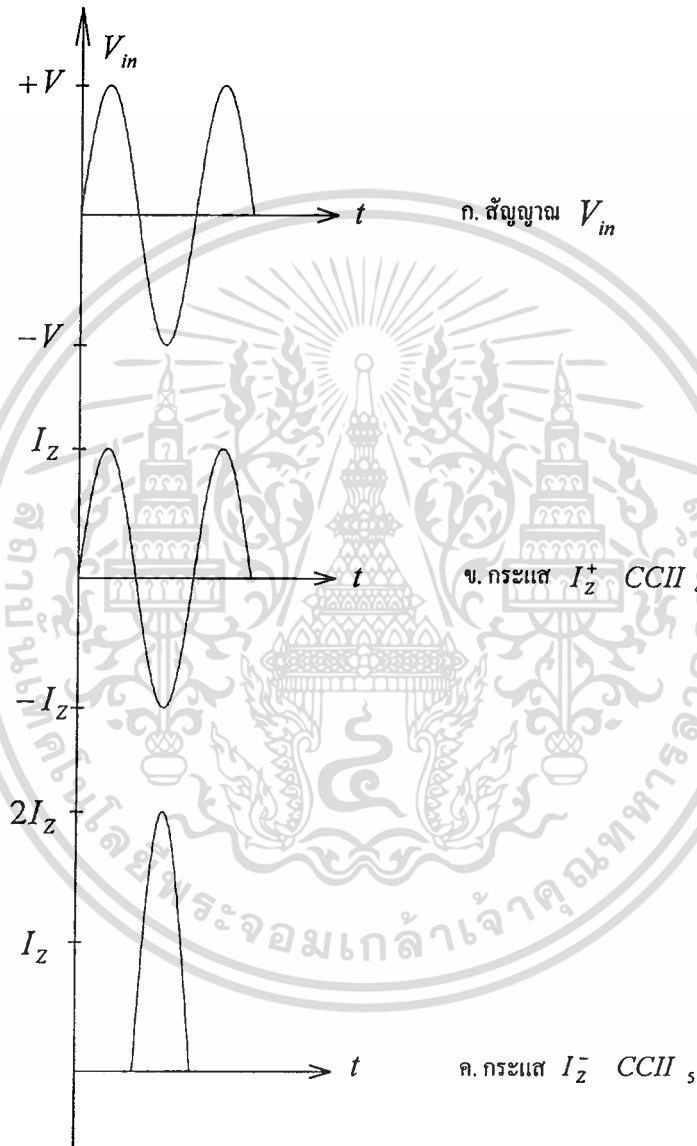
5.3.1 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น



รูปที่ 5.12 หลักการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

การทำงานของบล็อกไดโอดแกรม $CCII_4, CCII_5$ ที่จุด E ของพอร์ต Y ทั้งสองจะทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณการเปลี่ยนแปลงทางอินพุต (V_m) จะรับสัญญาณทางอินพุตเฟสเดียวกัน กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z (I_z) จะมีลักษณะเหมือนกับวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่มีมุม 0° สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ $CCII_4$ จะได้กระแส (I_z) ตาม V_m เมื่อ V_m เป็นบวกกระแส I_z จะเป็นบวก เมื่อ V_m เป็นค่าลบกระแส I_z ก็จะเป็นลบตาม และจะได้ตลอดทุกช่วง Cycle เนื่องจาก R_{x1} ต่อลงกราวด์โดยตรง ส่วน $CCII_5$ จะทำงานก็ต่อเมื่อมีสัญญาณ V_v มาควบคุมซึ่งสัญญาณ V_v นี้ได้มาจากเอกมาสัญญาณ V_m มาผ่านวงจร(Zero-Crossing) เหมือนดังรูปที่ 5.2 ข แต่จะแตกต่างจากวงจรสังเคราะห์การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์ สัญญาณ V_i ได้มาจากการนำ I_m มาสร้าง ดังนั้นกระแสที่เกิดขึ้นใน $CCII_5$ จะเกิดตอนที่ V_m เป็นค่าลบเข้ามา ดังนั้นในช่วงบวกจะได้กระแสเกิดจาก $CCII_4$ คือ I_z ส่วนในช่วงลบจะเกิดกระแสจาก $CCII_4$ เป็นลบ I_z รวมกับ $CCII_5$ ที่มีค่ากระแสเป็นบวก $2I_z$ ดังรูปที่ 5.13 จะเกิดกระแสรวมเกิดขึ้นที่จุด F ดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.13 รูปสัญญาณ V_m, I_z, I_z^-

กระแส I_z ที่ $CCII_5$ จะมีค่า 2 เท่าของ I_z ($CCII_4$) ในช่วงบวก ($0^\circ - 90^\circ$) ของ V_m $CCII_4$ จะให้ค่า I_z แต่สัญญาณควบคุมยังคงเป็นลบ $CCII_5$ จะไม่มีกระแสที่เอาท์พุท กระแสรวมจึงได้ค่าเท่ากับ สมการที่ (5.4)

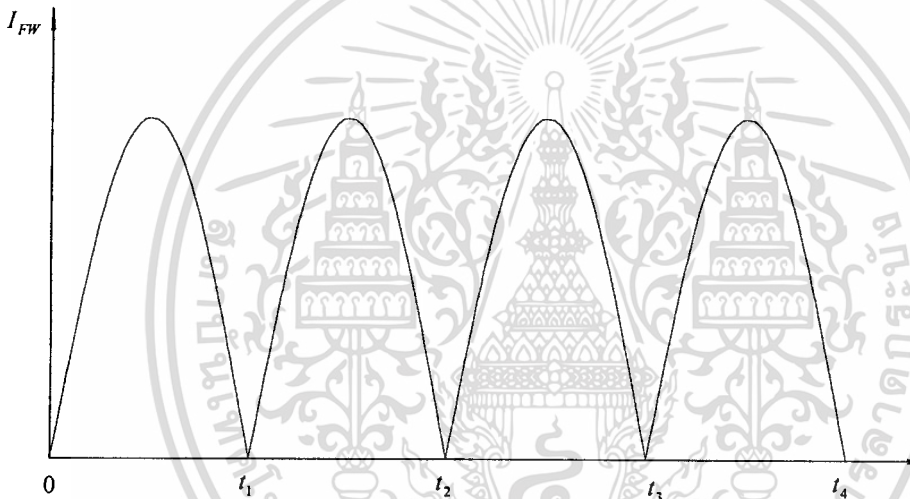
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{RL1} = I_z + 0 \quad (5.4)$$

เมื่อ V_m เป็นลบ สัญญาณควบคุม (V_V) ที่เกิดจาก V_m ก็จะเป็นบวกในช่วง ($180^\circ - 360^\circ$) กระแสที่เกิด $CCII_4$ จะมีค่าเป็นลบ I_z ส่วนกระแสที่เกิดจาก $CCII_5$ ก็จะมีค่าเป็นบวก $2I_z$ ดังรูป 5.13ค. จะเกิดกระแสรวมดังสมการที่ (5.5)

$$I_{RL1} = (-I_z) + (+2I_z) \quad (5.5)$$

ดังนั้นหากนำสมการ(5.4) กับ(5.5) มาเขียนเป็นรูปสัญญาณก็จะได้กระแส I_{FW} ดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 แสดงกระแสรวม เมื่อผ่านวงจรรีจกกระแสเต็มคลื่น

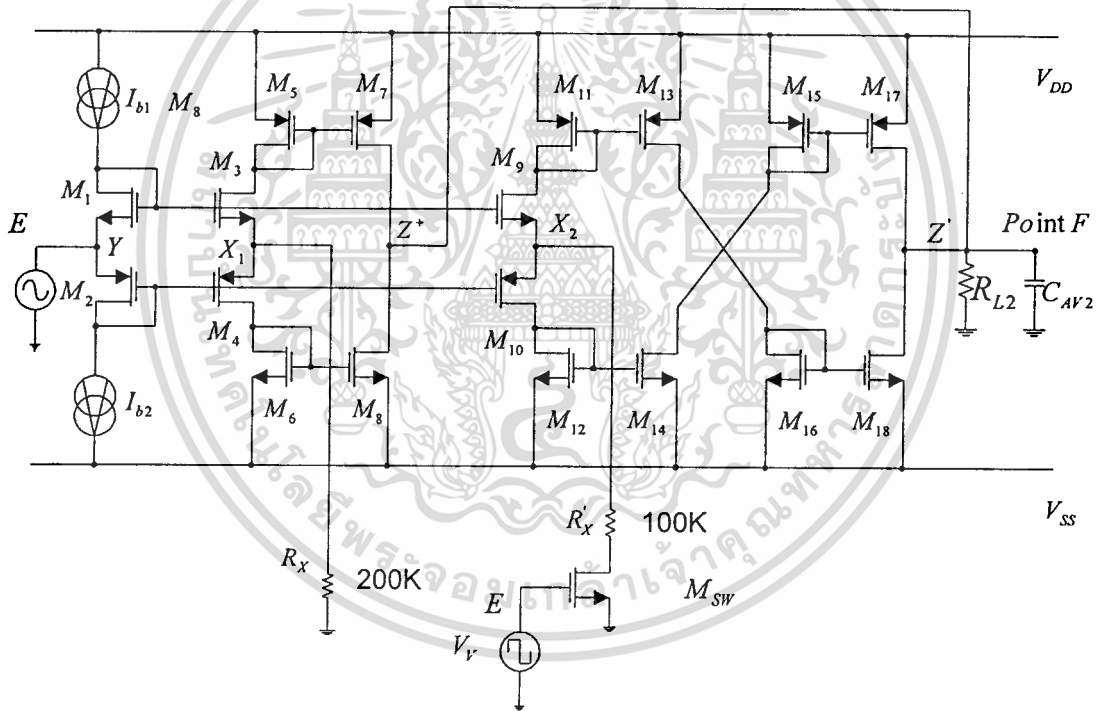
กระแส I_{FW} ที่เกิดขึ้นที่จุด F ก็จะถูกทำให้เรียบโดยวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำซึ่งประกอบ $CCII_6$ และ $C_{A/2}$ กับ R_{L2} การทำงาน และรูปวงจรรีจกในหัวข้อ 5.4

5.3.2 วงจรรีจกกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

วงจรรีจกกระแสนี้ประกอบด้วย $CCII_4, CCII_5$ ที่ใช้พอร์ต Y ทำงานร่วมกันที่ขาซอร์สของ (M_1, M_2) จุด E จะไปต่อกับ V_m และพอร์ต X_1 ของวงจรสายพานกระแสบวก $CCII_4$ ประกอบด้วย M_3, M_4 ซึ่งมีวงจรสะท้อนกระแสไปยังพอร์ต Z 2 ชุด (M_5, M_7) เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบไปยังพอร์ต Z ส่วน (M_6, M_8) เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกไปยังพอร์ต Z กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z จะมีค่าดังรูป 5.13ข $CCII_5$ ซึ่งประกอบด้วยพอร์ต Y ทำงานไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่วมกับ $CCII_4$ ส่วนพอร์ต์ X ของ $CCII_5$ จะสำเนาสัญญาณจาก (M_1, M_2) ไปยัง M_9, M_{10} ทำหน้าที่เป็นพอร์ต์ X_2 ของวงจรสายพานกระแสแบบลบ กระแสจากพอร์ต์ X จะถูกควบคุมการทำงาน M_{sw} ซึ่งจะถูควบคุมด้วยแรงดันดังรูป 5.13 กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต์ Z_2 จะตรงกันข้ามกับพอร์ต์ Z ได้ดังรูปที่ 5.13 กระแสที่พอร์ต์ Z' และกระแสที่พอร์ต์ Z^+ จะเป็นกระแสที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสจะได้ดังรูปที่ 5.14 ที่จุด F ของรูปที่ 5.12 จะไปต่อกับวงจรสายพานกระแสซึ่งจะมีลักษณะการทำงาน และโครงสร้างเหมือนดังรูปที่ 5.17 ในหัวข้อ 5.4 หาค่ากระแสออกมาได้ดังสมการที่ (5.6)

$$I_{AV_2} = \frac{2V_m}{\pi R} \tag{5.6}$$

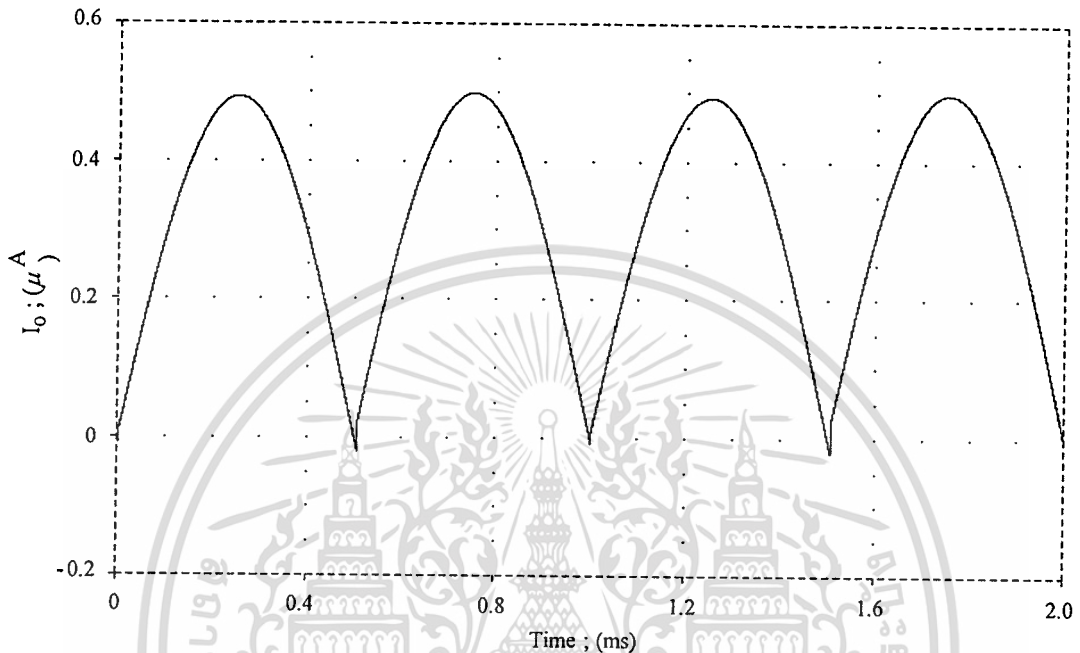


รูปที่ 5.15 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

5.3.3 ผลการเลียนแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

เพื่อยืนยันผลของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งป้อนค่า $V_{in} = 0.2 V \sin wt$ ค่าความถี่ 1 KHz แรงดัน $V_{DD} = 10 \text{ V}$, $V_{SS} = -10 \text{ V}$ ในพอร์ต์ Y, X_1, X_2 มอสทรานซิสเตอร์ $(M_1 - M_4)$ และ $(M_9 - M_{10})$ กำหนดค่าให้ $W/L = 200 \mu\text{m} / 15 \mu\text{m}$ เพราะว่าเป็นส่วนที่ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานร่วมกันของพอร์ต Y ส่วนมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรสะท้อนกระแสในวงจรและ M_{sw} กำหนดให้ค่า $W/L = 50\mu m/5\mu m$ $R_x = 200K\Omega$, $R'_x = 100K\Omega$, $f_{in} = 1\text{ KHz}$ จะได้รูปการเลียนแบบสัญญาณด้วย PSPICE ดังรูป 5.16



รูปที่ 5.16 ผลการเลียนแบบวงจรสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

5.4 หลักการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

กระแส I_{PF} ที่จุด C ถูกนำมาลดริบเปิ้ล(Ripple)ของสัญญาณลงโดยต่อ R_L และ C_{AV_1} เข้าไปในพอร์ต X ของ $CCII_3$ กระแส I_{PF} จะถูกเปลี่ยนเป็นสัปดาห์ด้วย R_L กระแส I_{PF} ยังไม่เรียบพอจึงต้องผ่าน C_{AV_1} เพื่อกรองสัญญาณ ค่าความถี่ของวงจรหาได้จากสมการที่ (5.4)

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.7)$$

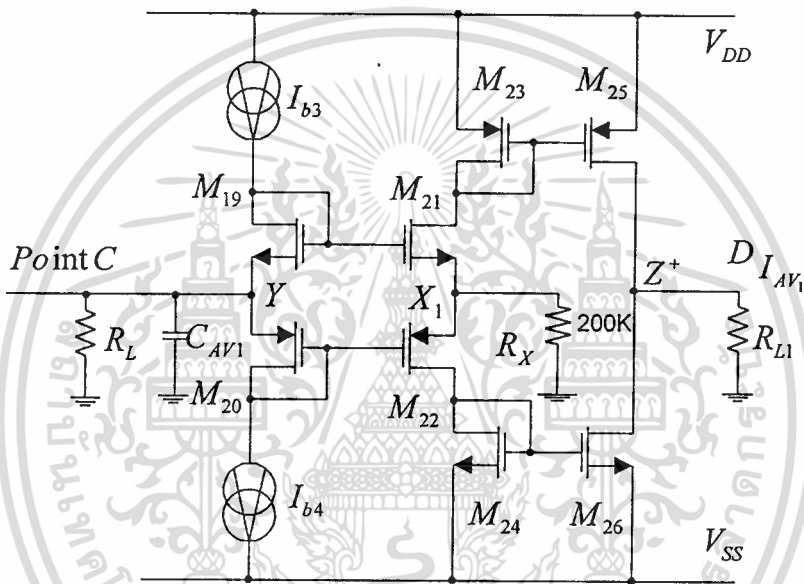
C_{AV_1} เป็นตัวกำหนดความถี่คัทออฟ และลดริบเปิ้ล(Ripple) เพื่อให้ค่าระดับสัญญาณเรียบเพียงพอต่อการใช้งาน หากกำหนดความถี่ในระบบมีค่า 1 KHz เป็นความถี่คัทออฟของสายพานกระแส $CCII_3$ R_L ที่ใช้ในวงจรสายพานกระแสบวกมีค่าเท่ากับ $1K\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{AV_1} > \frac{1}{4\pi f_m R} \quad (5.8)$$

C_{AV_1} ที่ใช้ในวงจรจะต้องใช้ให้มากกว่า $0.39nF$ ในที่นี้เราจะใช้ค่ามาตรฐานคือ $1MF$ เป็นค่าที่ทำให้ระดับสัญญาณมีค่าความเรียบพอ ที่จะส่งไปวงจรหารสัญญาณ

5.4.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำใช้มอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 5.17 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

วงจรมอสทรานซิสเตอร์ที่สร้างเป็น LPF ($CCII_3$) ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ ($M_{19} - M_{26}$) กระแสที่เกิดขึ้นที่จุด C จะเป็นกระแส I_{PF} ผ่าน R_L และ C เพื่อส่งไปยังพอร์ต Y ของ $CCII_3$ ที่ขาซอร์สทั้งสองของ (M_{19}, M_{20}) ที่พอร์ต Y ถูกส่งไปยังพอร์ต X_1 เปลี่ยนเป็นกระแส I_X ที่พอร์ต X_1 (I_{XAV_1}) ถูกส่งต่อไปยังพอร์ต Z^+ (จุด D) โดยวงจรสะท้อนกระแส 2 ชุดคือ (M_{23}, M_{25}) และ (M_{24}, M_{26}) กระแสที่เกิดขึ้นในพอร์ต Z จึงเป็นค่ากระแส I_{AV_1}

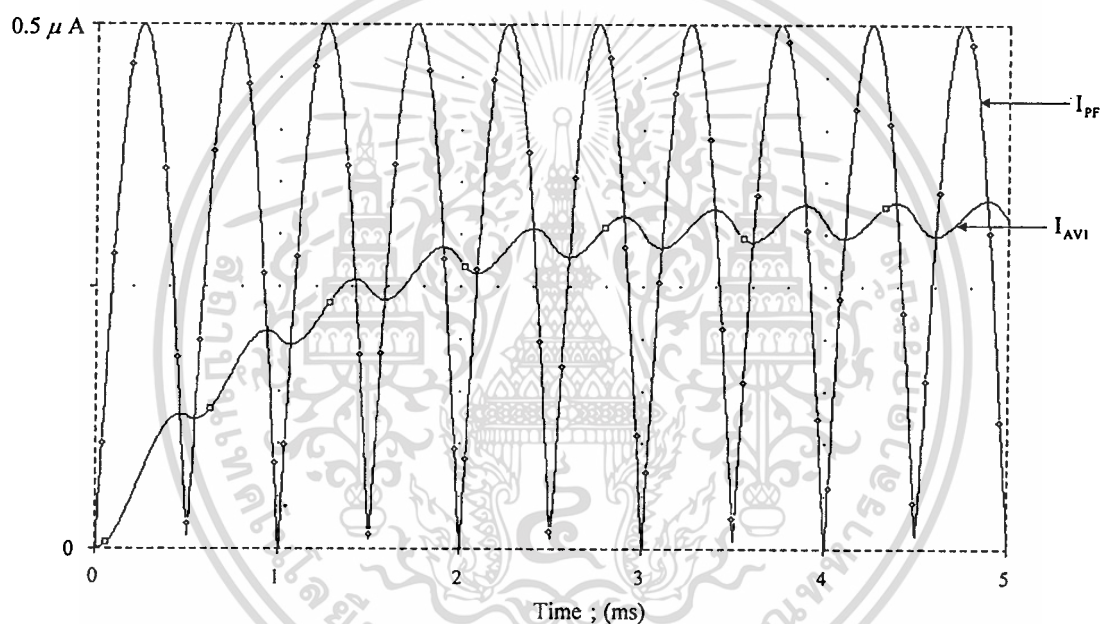
ในทำนองเดียวกันวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ $CCII_6$ ที่ทำหน้าที่กรองสัญญาณ I_{FW} ให้เป็น I_{AV_2} ดังสมการที่ (5.6) จะออกแบบในลักษณะเหมือนกับรูปที่ 5.17 ความถี่ที่ใช้ในวงจรก็เป็นไปตามสมการที่ (5.7) ค่า C_{AV_2} สามารถหาได้ดังสมการ (5.8) ผลการเลียนแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำเป็นตามหัวข้อ 5.4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.2 ผลการเลียนแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

กระแส I_{PF} ที่จุด C ดังรูปที่ 5.7 - 5.11 เมื่อผ่านวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำรูปที่ 5.17 จุด D ขณะที่มีมุมของสัญญาณ I_{in}, V_{in} มีค่าสัญญาณเป็น $0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ ก็จะได้เป็น I_{AV1} เพื่อส่งต่อไปยังวงจรหาค่ากระแสในรูปที่ 5.19 แล้วทำการเลียนแบบสัญญาณได้ดังรูป 5.18 ทำงานมีเฟสเป็น 0°

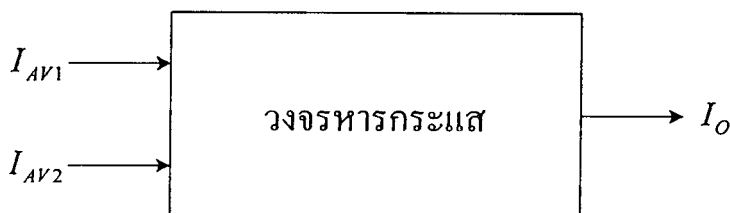
ในการทำงานเดียวกัน I_{FW} ที่จุด F ดังรูปที่ 5.12 นำสัญญาณที่เกิดขึ้นในรูปที่ 5.16 ไปผ่านการกรองสัญญาณความถี่ต่ำไปจุด G ก็จะได้สัญญาณเป็น I_{AV2} ที่มีค่าความเรียบเพียงพอที่จะไปในวงจรหาค่ากระแสในรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.18 ผลการเลียนแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

5.5 หลักการออกแบบวงจรหาค่าสัญญาณกระแส

5.5.1 หลักการทำงานของวงจร



รูปที่ 5.19 วงจรหาค่าสัญญาณ

ค่า I_{AV1} เป็นกระแสเฉลี่ยของค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ออกจากเอาต์พุตจุด C ของวงจรวัดค่า เพาเวอร์แฟคเตอร์ และ I_{AV2} เป็นค่ากระแสเข้าที่พุทจุด G รูปที่ 5.12 ในสมการที่(5.9) กระแส I_{AV1} ที่เกิดขึ้นอยู่กับตัวแปร V_m กับ $\text{Cos}\phi$ ดังสมการ(3.2) ในทางปฏิบัติไม่ต้องการให้ขึ้นกับ V_m ดังนั้นในวงจรจะใช้วงจรหารกระแส เพื่อให้ได้ค่าที่ขึ้นตรงกับฟังก์ชัน $\text{Cos}\phi$ เพียงอย่างเดียว เทคนิคนี้จึงนำกระแสทั้งสองส่งผ่านเข้าวงจรหารกระแสได้กระแสออกมาเป็น I_o ซึ่งเป็นค่าที่เกิด จาก I_{AV1}/I_{AV2} โดยใช้หลักการควอเตอร์สแควร์ ดูในสมการ(5.9) และ(5.6)

$$I_{AV1} = \frac{2V_m}{\pi R} \text{Cos}\phi \quad (5.9)$$

5.5.2 การทำงานของวงจรหารใช้มอสทรานซิสเตอร์

วงจรหารประกอบวงจรย่อย 3 ส่วน ส่วนที่หนึ่งเป็นวงจรสร้างกระแสผลต่างกับวงจรสร้างกระแสผลบวกประกอบด้วย (M_1, M_3) กับ (M_1, M_2) ทำงานเป็นวงจรส่วนสะท้อนกระแส I_{AV1} ด้วยอัตราส่วน 1:1 ไปที่จุด A รวมกับกระแสบายอัส (I_b) ที่จุด A ด้านบนกระแสที่เกิดขึ้นที่จุด A คือ $(I_{AV1} + I_b)$ และจุด B ที่จะต่อเข้ากับแหล่งจ่ายกระแสตรงมีทิศทางจากจุด A ไปยังจุด B กระแสที่ไหลในจุด B จะมีค่าเท่ากับ $(I_{AV1} - I_b)$ ดังรูปวงจรที่ 5.20

ส่วนที่สองเป็นวงจรกำลังสอง (Squaring Circuit) ที่ใช้เป็นส่วนประกอบการทำงาน ของวงจรหารเป็นจำนวน 2 ชุด ประกอบด้วย $(M_9 - M_{10})$ ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่คงที่ ในวงจรนี้จะป้อนด้วยกระแส I_{AV2} และ $(M_6 - M_8)$ กับ $(M_6' - M_8')$

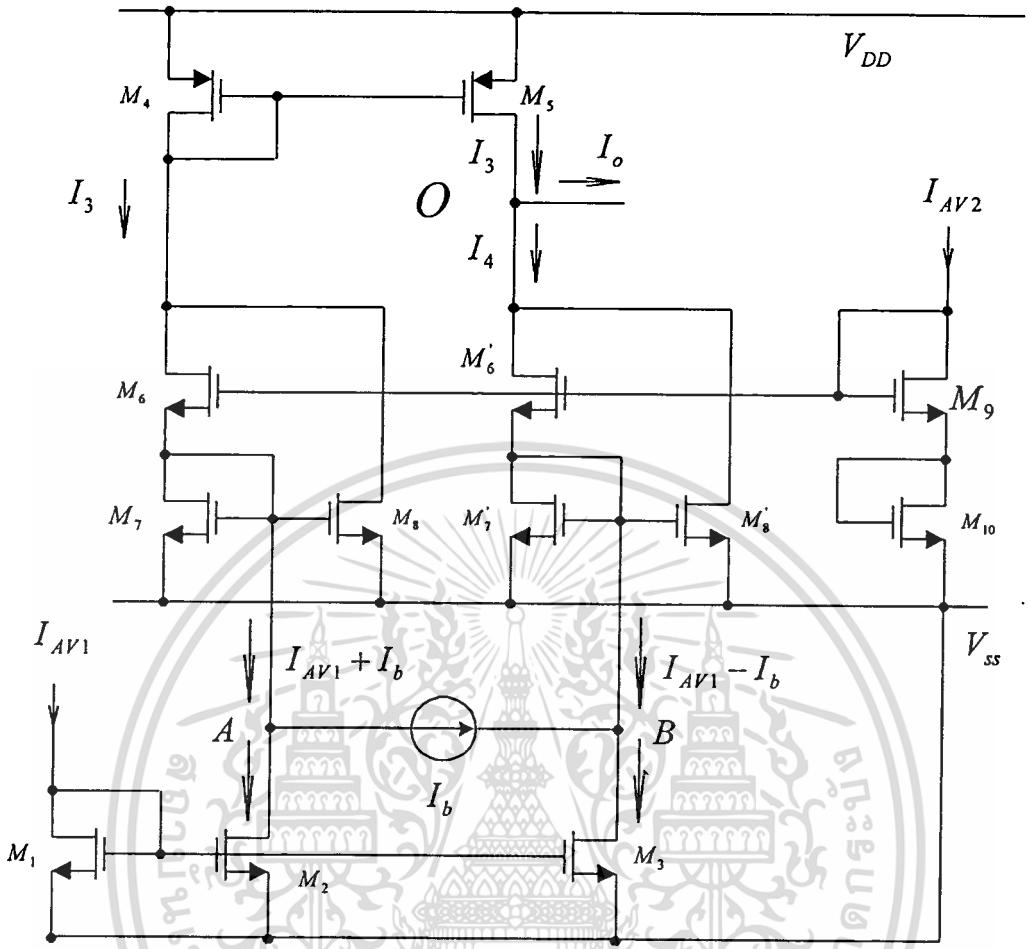
พิจารณาที่จุด A กระแสที่เกิดขึ้นเป็นผลรวม $(I_{AV1} + I_b)$ ป้อนเข้าเป็นอินพุทของวงจร กำลังสองทำงานโดย $(M_6 - M_8)$ [ดูการวิเคราะห์ในภาคผนวก ก] กระแสที่เกิดขึ้นใน M_6 และ M_7 เป็นไปตามสมการ (5.10) และ(5.11)

$$I_{D6} = \frac{(4I_{AV2} - (I_{AV1} + I_b))^2}{16I_{AV2}} \quad (5.10)$$

$$I_{D7} = \frac{(4I_{AV2} + (I_{AV1} + I_b))^2}{16I_{AV2}} \quad (5.11)$$

I_{D7} จะสะท้อนไปยัง M_8 ไปกับรวม I_{D6} เป็นกระแส I_3 กระแสรวมที่เกิดขึ้นเป็นไปตามสมการ (5.12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 วงจรหารแบบควอเตอร์สแควร์

$$I_3 = 2I_{AV2} + \frac{(I_{AV1} + I_b)^2}{8I_{AV2}} \tag{5.12}$$

พิจารณากระแสที่จุด *B* เกิดจากผลต่างของกระแส $(I_{AV1} - I_b)$ ซึ่งจะป้อนไปยังวงจรกำลังสองอีกจุดหนึ่งที่ประกอบด้วย $(M'_6 - M'_8)$ กระแสที่เกิดขึ้นที่เข้าที่พู่ของวงจรมีคือ I_4 เป็นไปดังสมการ (5.13)

$$I_4 = 2I_{AV2} + \frac{(I_{AV1} - I_b)^2}{8I_{AV2}} \tag{5.13}$$

ส่วนที่สามจะใช้เทคนิคการหักล้างของผลต่างกำลังสองกับผลบวกกำลังสอง โดยมีค่าคงที่คือ I_{AV2} ผลจากการหักล้างจะเกิดเป็นการหารขึ้นซึ่งประกอบด้วย M_4, M_3 ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่(5.12) และสมการที่(5.13) เพื่อให้เป็นวงจรรหาค่าในสมการทั้งสองไป
ลบกันโดยสะท้อนกระแส I_3 ไปลบกับกระแส I_4 ที่จุด O จะมีค่าเท่ากับ $I_O = I_3 - I_4$ จะเป็นไป
ตามสมการที่ (5.14)

$$I_O = \left(\frac{I_b}{2}\right)\left(\frac{I_{AV1}}{I_{AV2}}\right) \quad (5.14)$$

แทนค่าสมการที่(5.6) และสมการที่(5.9) ในสมการที่ (5.14)

$$I_O = \frac{I_b}{2} \cos \phi \quad (5.15)$$

จากสมการที่(5.15) สามารถหาค่าฟังก์ชัน $\cos \phi$ อยู่ในรูปกระแสเข้าที่พุท (I_O) คูณกับค่า
คงที่ $\left(\frac{I_b}{2}\right)$ หากกำหนดค่า I_b มีค่าเท่ากับ $200 \mu A$ และ R_o มีค่าเท่ากับ $10 K\Omega$ V_o ที่สังเคราะห์มาจะ
อยู่ในรูปของ $\cos \phi$ ดังสมการที่(5.16)

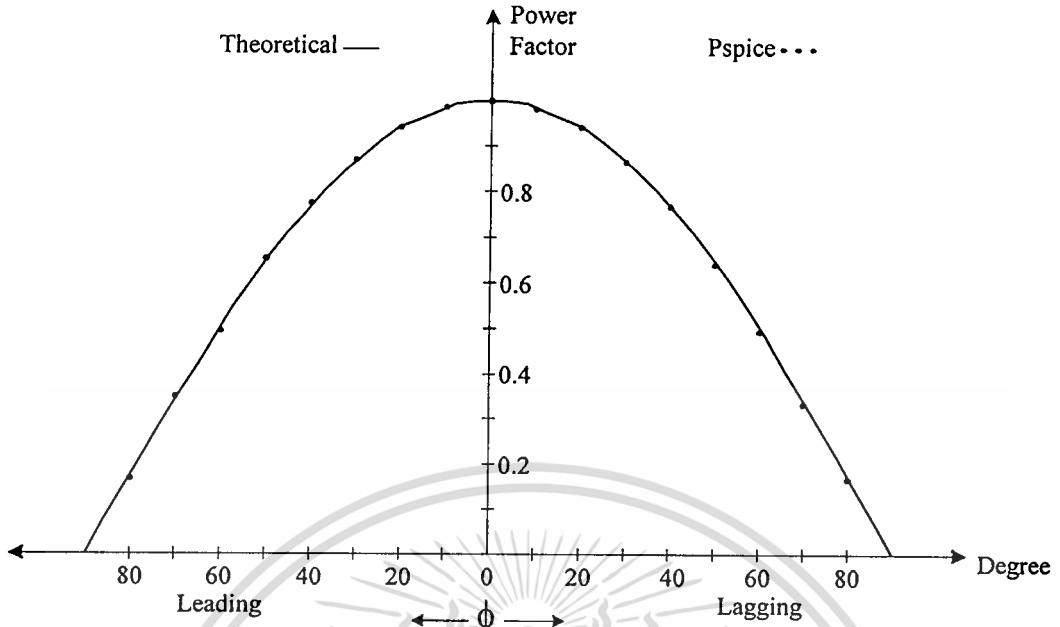
$$V_o = \cos \phi \quad (5.16)$$

ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่เกิดขึ้น เมื่อผ่านวงจรรหาค่าจะอยู่ในรูปของแรงดันที่มีค่าตาม
ฟังก์ชัน $\cos \phi$

5.6 การเลียนแบบการทำงานของวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

5.6.1 การเลียนแบบสัญญาณเข้าที่พุท

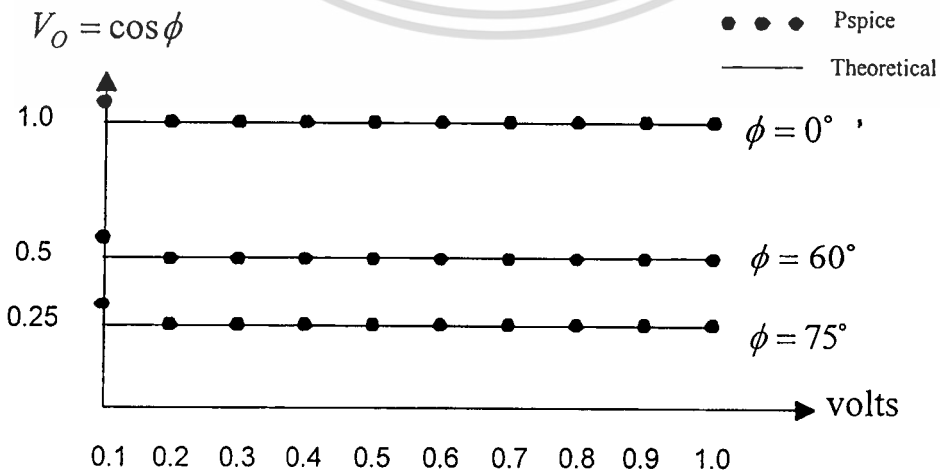
เมื่อเฟสทางอินพุทระหว่างกระแส และแรงดันเปลี่ยนแปลง (-90°) ถึง 90° ผลการเลียน
แบบการทำงาน โดยการเปลี่ยนค่ามุมระหว่าง $V_{in}(t)$ กับกระแส $I_{in}(t)$ และวัดค่า V_o ของวงจรร
สามารถแสดงผลได้ดังรูปที่ 5.21



รูปที่ 5.21 แสดงค่าแรงดันเข้าที่พู่ทเมื่อเฟสเปลี่ยนแปลง

5.6.2 การเขียนแบบสัญญาณอินพุท

เมื่อทำการปรับค่าแรงดันทางอินพุท (V_m) ให้ค่าเปลี่ยนแปลงจากค่าระดับแรงดัน 0.1 โวลต์ ถึงค่า 1 โวลต์ เพื่อให้เห็นผลของการเปรียบเทียบค่าแรงดันที่ได้ทางเข้าที่พู่ท เมื่อเปลี่ยนค่ามุมเป็น $0^\circ, 60^\circ, 75^\circ$ โดยแสดงผลการเขียนแบบดังรูปที่ 5.22



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่แนะนำให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.22 แสดงค่าแรงดันเข้าที่พู่ทเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุทที่เปลี่ยนแปลง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าค่า V_o ที่มุม 0° จะมีค่าประมาณ 1 ที่มุม 60° จะมีค่าประมาณ 0.5 และที่มุม 75° จะมีค่าประมาณ 0.25 สอดคล้องกับรูปที่ 5.21

5.7 บทสรุป

วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์โดยใช้สายพานกระแสแบบมอสทรานซิสเตอร์ ที่ทำการออกแบบสามารถสังเคราะห์เฟสระหว่างแรงดันที่อยู่ในรูป $Sine \omega t$ กับกระแสที่อยู่ในรูป $Sine(\omega t + \phi)$ ให้เป็นกระแส I_{PF} ด้วยวงจรสังเคราะห์เฟส ซึ่งประกอบด้วยวงจรสายพานกระแส $CCII_1 - CCII_2$ ทำงานร่วมกับวงจร Zero Crossing ที่อยู่ภายนอก การทำงานของวงจรสามารถสังเคราะห์สัญญาณออกมาในรูป $Cos \phi$ แสดงดังรูปที่ 5.7 ถึง 5.11 I_{PF} ที่ได้จากการสังเคราะห์ส่งผ่านไปยังวงจรกรองกระแสความถี่ต่ำ $CCII_3$ กระแสที่ได้ (I_{AV1}) จะเรียบเพียงพอที่ส่งไปยังวงจรหารสัญญาณ อีกส่วนหนึ่งของวงจรจะทำหน้าที่ตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงเคลื่อนที่ทำการวัดแล้วทำการเปลี่ยนเป็นค่าเป็นกระแส I_{FW} โดยการทำงานของวงจรสายพานกระแส $CCII_4 - CCII_5$ ที่ทำงานร่วมกับวงจร Zero Crossing กระแสที่ได้เป็น I_{FW} ส่งผ่านไปยังวงจรกรองกระแสความถี่ต่ำ $CCII_6$ กระแสที่เกิดขึ้นคือ (I_{AV2}) ส่งผ่านไปยังวงจรหาร เพื่อหารค่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันทางอินพุตที่มีผลต่อการวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่เข้าที่พู่ ส่วนของวงจรหารจะใช้เทคนิคควอเตอร์สแควร์ โดยให้กระแส (I_{AV2}) เป็นตัวจ่ายกระแสคิงที่จ่ายเข้ากับวงจรกำลังสองส่วน (I_{AV1}) จะนำไปสร้างผลบวกและผลต่างและส่งต่อไปยังวงจรกำลังสอง สองชุดต่อจากนั้นก็ใช้เทคนิคการสะท้อนกระแสเพื่อให้เกิดผลต่างกำลังสองนำผลต่างไปลบออกที่เข้าที่พู่ กระแสที่เกิดขึ้นที่วงจรหารจะเป็นค่าที่เกิดขึ้นจาก $\frac{I_{AV1}}{I_{AV2}}$ ผลของการวัดจะไม่ขึ้นตรงกับแรงดันทางอินพุต

ดังรูปที่ 5.22 ส่วนการเปลี่ยนแปลงกระแสทางอินพุตที่จะทำให้ค่ากระแสที่เข้าที่พู่เปลี่ยนแปลงนั้นสามารถใช้เทคนิควงจร Zero Crossing ที่วงจรสังเคราะห์เฟสเปลี่ยนค่า I_m เป็นค่า V_i สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์กระแสจากเฟส ผลจากการจำลองค่าด้วยโปรแกรม PSPICE ค่าเมื่อทำการเปลี่ยนเฟสจากค่า $\phi = -90^\circ$ จนถึงค่า $+90^\circ$ ได้ดังรูปที่ 5.21 จะเห็นว่าวงจรที่ออกแบบดังภาคผนวก ข. เมื่อแรงดันทางอินพุตเปลี่ยนแปลง ผลที่เกิดทางเข้าที่พู่ยังคงเดิมเป็นไปตามหลักการที่เสนอทุกประการ

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอหลักการออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ในรูปแบบใหม่ โดยใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส ซึ่งเป็นแนวทางการพัฒนาเครื่องมือวัดที่มีประสิทธิภาพสูง และมีช่วงปฏิบัติงานทั้งทางด้านขนาดสัญญาณทางอินพุต และความถี่ที่กว้างกว่า ใช้อุปกรณ์หลักเป็นมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีโครงสร้าง และมีขนาดเล็กจึงใช้พื้นที่น้อยประกอบกับมีขบวนการผลิตที่ง่ายกว่าไบโพลาร์ จึงทำให้วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์นี้ เหมาะที่จะนำไปสร้างวงจรรวมใช้ในทางการผลิตทางอุตสาหกรรม ราคาถูกกว่า

ในทางเทคนิค วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ การทำงานในรูปแบบวงจรดิจิทัล ค่าความแม่นยำของวงจรสูง แต่มีข้อเสียในด้านความยุ่งยาก และความซับซ้อนของวงจร ใช้เวลาในการทำงานสูง ในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถแก้ไขปัญหา เรื่องความซับซ้อนของวงจรแบบดิจิทัลได้โดยใช้วงจรสายพานกระแส ส่วนความแม่นยำของวงจรมันว่าเป็นปัญหามาก การออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ได้แก้ปัญหาค่าความแม่นยำ ด้วยการออกแบบการทำงานในรูปแบบมอสทรานซิสเตอร์

การนำไปใช้งานจริงปัญหาที่เกิดขึ้น และสามารถแก้ปัญหาได้ 2 ประการดังนี้

ประการที่ 1 การแก้ปัญหาเมื่อเกิดสถานะของกระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาที่ทำการวัดสังเคราะห์เฟส ในวงจรที่ออกแบบสามารถแก้ปัญหานี้ ด้วยการเปลี่ยนค่ากระแสที่จุดตรวจสอบเปลี่ยนค่าเป็นแรงดันทางอินพุต ด้วยวงจร Zero Crossing นำระดับแรงดันที่ได้ไปปิด-เปิดการทำงานของวงจรสังเคราะห์เฟส เทคนิคนี้กระแสจะเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรก็ตาม จะไม่มีผลต่อการวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์

ประการที่ 2 เมื่อเกิดการ Swing ของระดับแรงดันในช่วง Peak ของสัญญาณอินพุตในช่วงบวกลบหรือลบก็ตาม วงจรจะมีการตรวจสอบค่าระดับแรงดันที่เปลี่ยนแปลง นำค่าที่เกิดขึ้นไปหารออกจากค่าที่ได้ทางเอาท์พุท ผลการวัดแรงดันทางเอาท์พุทจะขึ้นตรงกับเฟสเพียงอย่างเดียว

นับได้ว่า การออกแบบวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ได้แก้ปัญหในเรื่องขนาดของวงจร การเปลี่ยนแปลงขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณ การเปลี่ยนแปลงกระแสที่ไหลคดิ่งไปใช้งาน และวงจรตอบสนองต่อการทำงานเร็ว ใช้กำลังงานน้อยเพราะอยู่ในรูปมอสทรานซิสเตอร์ สามารถยืนยันผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ดังแสดงในบทที่ 5 ซึ่งเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ และผลที่ได้เป็นไปตามวัตถุประสงค์ในบทที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] M.A.H. ABDUAL-KARM and D.H. BOGHOSIAN, "Digital Power-Factor Meter Design Based on Binary Rate Multiplication Techniques," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. im -29, no.4, December 1980.
- [2] M.S.M. AL-ANI and M.A.H. ABDUAL-KARM, "Digital Power Factor Meter Design Based on Voltage - to -Frequency Conversion," Int. J Electronics, vol.52, no.5, pp. 463-470, 1982.
- [3] M.S BEG and M.S.J ASGHAR., "A Frequency Invariant Phase Difference and Power – factor meter," Int. J Electronics, vol.57, no.5, pp. 767-770, 1984.
- [4] BASIM A. HAFETH and MAJID A.H. ABDUL-KARIM, "Digital Power Factor Meter Based on Non - Linear Analogue- to Digital Conversion," Electronics, vol 58, no.3, pp. 513-519, 1985.
- [5] P. Aronbeim and M.S. Bakhtiar, "A Current Conveyor Realization Using an Operation Amplifier," Int. J Electron, vol. 45, pp. 283-288, 1978.
- [6] K. Bult and H. Wallinga, "A class of analog CMOS circuit based on square law characteristic of MOS Transistor in Saturation," IEEE J. Solid-State Circuit, vol.SC-22, no.3, pp. 357-365, 1987.
- [7] TKM Babu and T.W. Wong, "Novel Low-Cost Electronic Power Factor Meter," Int. J Eletronics, vol.67, no.1, pp. 147-151, 1689.
- [8] N.C. BATTERSBY and C TOUMAZOU, "Class AB Switched-Current Memory and Analogue Sampled-Data Systems," Electronics Letters, vol .27, no.10, 9th May 1991.
- [9] Wanlop Surakamponorn, Vanchai Riewruja, Kiattisak Kumwachara and Kobchai Dejhan, "Accurate CMOS Based Current Conveyors," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.40, no.40, August 1991.
- [10] Wanlop Surakamponorn, and Vanchai Riewruja, "Integrable CMOS Sinusoidal Frequency Doubler and Full-Wave ectifier," Int.J Electronics. vol. 73, no.3, pp 627- 632, 1992.
- [11] R .Senani, "Novel circuit Implementation of Current Conveyor Using an OA and OTA," Electron. Lett, vol.16, pp.2-3, 1980.
- [12] W. Surakamponorn and P. Thitimajshima, "Integrable Electronically Tunable Current Conveyor," IEE Proc., Vol.135, Pt. G pp.71-77, 1988

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] G. Normand , "Translinear Current Conveyor," *Int.J Electronics* , vol. 59, pp. 771-777 , 1985.
- [14] O. Oliaei and J. Porte. "Compound Current Conveyor (CCII+ and CCII-)," *Electronics Letters* , vol.33, no.4, 13th February 1997.
- [15] Weixin Gai , Hongyi Chen and E. Seevinck, "Quadratic-Translinear CMOS Multiplier-Divider Circuit," *Electronics Letters* , vol.33, no.10, 8th May 1997.
- [16] Alessio Carullo and Marco Parvis, "Power Meter for Highly Distorted Three Phase System," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.46, no.6, December 1997.
- [17] AMMED M. SOLIMAN, "Theorems Relating to Port Interchange in Current Mode CCII circuits," *Int.J Electronics*, vol. 82, no.6, pp. 585-604 , 1997.
- [18] M.T. Abuelma atti, "Floating Inductance Simulation Based on Current Conveyors," *Electronics Letters*, vol.34, no.11, 28th May 1998.
- [19] C. Toumazou and F.J. Lidgley, "Floating-Impedance Converters Using Current Conveyors," *Electron Letters*, vol. 21, No.15, pp. 640-642, 1985.
- [20] S.I. Liu and H.W. Tsao, "New Configuration for Single CCII biquads," *Int. J. Electronic.*, vol. 70, No.3, pp. 609-622, 1991.
- [21] C.P. Chong and K.C Smith, "Sinusoidal Oscillator Employing Current Conveyors," *Int.J. Electronic.*, vol.62, No.4, pp.515-520, 1987.
- [22] เกียรติศักดิ์ คมวัชระ, ศาสตราจารย์ ดร.วัลลภ สุระกำพลธร การสร้างวงจรสายพานกระแสและวงจรแปลงความต้านทานค่าลบด้วย CMOS. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2534.
- [23] เกียรติศักดิ์ คมวัชระ, ศาสตราจารย์ ดร.วัลลภ สุระกำพลธร การออกแบบและประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรรวม วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2540.
- [24] D. Kahng and M.M. Atalla, "Silicon-Silicon Dioxide Field Induced Devices," *Solid-State Device Reserch Conference Pittsburgh*, 1960.
- [25] D.P. Foty, "MOSFET Modeling with PSPICE Principles and Practice," *Prentice Hall , Inc.*, 1997.
- [26] W. Surakamponorn, and K. Kumwachara, "CMOS-Based Electronically Tunable Current Conveyor," *Electronics Letters*, vol. 24, no.14, July 1992.

- [27] PSPICE . Microsim Corp , Laguna Hills , CA 92653 , U.S.A. , May ,1980
- [28] A. Vladimirescu and S. Liu, "The Simulation of MOS intergrated Circuits Using SPICE2," Memorandum No. UCB/ERL M80/7, 1980.
- [29] H. Shichman and D.A Hodges, "Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-effect Transistor Swiching Circuits," IEEE J. Solid state Circuit, SC-3 1968.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

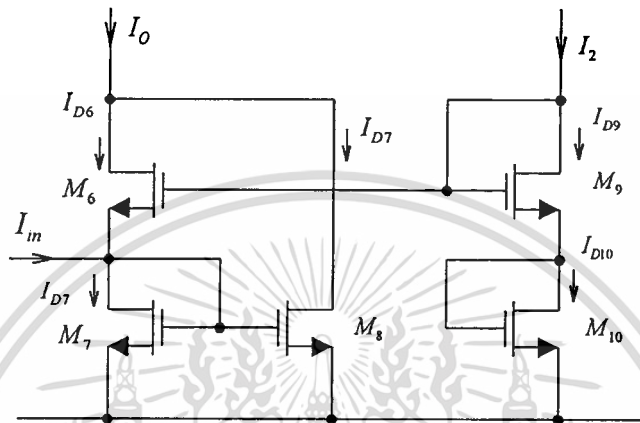


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์วงจรกำลังสอง

กระแส I_{in} สำหรับวงจรกระแสกำลังสอง

รูปที่ ก.1 วงจรกระแสกำลังสอง

จากรูปที่ ก1 พิจารณามอสทรานซิสเตอร์ M_6, M_7, M_9 และ M_{10} จะได้

$$V_{GS9} + V_{GS10} = V_{GS6} + V_{GS7} \quad (ก.1)$$

ถ้าในวงจรไบอัสให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัวจะมีค่า V_{GS} เป็น

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_T \quad (ก.2)$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$K = \frac{K'pW}{2L}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2) ลงในสมการที่ (ก.1) จะได้

$$\sqrt{\frac{I_{D9}}{K_9}} + V_{T9} + \sqrt{\frac{I_{D10}}{K_{10}}} + V_{T10} = \sqrt{\frac{I_{D6}}{K_6}} + V_{T6} + \sqrt{\frac{I_{D7}}{K_7}} + V_{T7} \quad (ก.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยกำหนดให้ $V_{T6} = V_{T7} = V_{T9} = V_{T10} = V_T$ และให้ $K_6 = K_7 = K_9 = K_{10} = K$ จากรูป พบว่า $I_{D9} = I_{D10} = I_2$ ดังนั้นจากสมการ (ก.3) ได้

$$2\sqrt{I_2} = \sqrt{I_{D6}} + \sqrt{I_{D7}} \quad (\text{ก.4})$$

ยกกำลังสองทั้งสองข้างในสมการที่ (ก.4) จะได้

$$4I_2 = I_{D6} + 2\sqrt{I_{D6}I_{D7}} + I_{D7} \quad (\text{ก.5})$$

จากรูปจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{D6}, I_{D7} และ I_{in} ที่จุด C เป็น

$$I_{D6} = I_{D7} - I_{in} \quad (\text{ก.6})$$

$$I_{D7} = I_{D6} + I_{in} \quad (\text{ก.7})$$

แทนค่าในสมการที่ (ก.6) ลงในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$2\sqrt{I_{D7}^2 - I_{in}I_{D7}} = 4I_2 + I_{in} - 2I_{D7} \quad (\text{ก.8})$$

ยกกำลังสองทั้งสองข้างในสมการที่ (ก.8) จะได้

$$I_{D7} = \frac{16I_2^2 + 8I_2I_{in} + I_{in}^2}{16I_2} \quad (\text{ก.9})$$

หรือจะได้ว่า

$$I_{D7} = \frac{(4I_2 + I_{in})^2}{16I_2} \quad |I_{in}| \leq 4I_2 \quad (\text{ก.10})$$

หาค่า I_{D6} โดยการนำเอาสมการที่ (ก.7) แทนลงในสมการที่ (ก.5) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ขออนุญาตจากฝ่ายวิชาการ

$$I_{D6} = \frac{16I_2^2 - 8I_2I_{in} + I_{in}^2}{16I_2} \quad (\text{ก.11})$$

หรือจะได้ว่า

$$I_{D6} = \frac{(4I_2 - I_m)^2}{16I_2} \quad |I_m| \leq 4I_2 \quad (\text{ก.12})$$

เนื่องจากว่า M_7 และ M_8 จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสขนาด 1:1 ซึ่งจะทำให้การสะท้อนกระแส I_{D7} ไปรวมกับ I_{D6} มีค่าเป็น I_0 ที่จุด C ดังนี้

$$I_0 = I_{D6} + I_{D7} \quad (\text{ก.13})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.10) และสมการที่ (ก.12) ลงในสมการที่ (ก.13)

$$I_0 = 2I_2 + \frac{I_m^2}{8I_2} \quad (\text{ก.14})$$

ภาคผนวก ก.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสาร ในวิทยานิพนธ์นี้

- [1] ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย, วัลลภ สุระกำพลธร, เกียรติศักดิ์ คมวัชระ และ วันชัย รีรุธา
 “การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส” การประชุมวิชาการ
 ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, 2541, หน้า 37-40.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความดีเด่น

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21

ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

12-13 พฤศจิกายน 2541



ประกาศนียบัตรนี้ ให้ไว้เป็นเกียรติสำหรับ

บทความดีเด่น

การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ โดยได้แก่ ใปลักษณ์

นายชัยวัฒน์ งามกุลสิทธิ์และ อนุวัฒน์ สุระภาพเพชร

ผศ.ดร. เกียรติศักดิ์ ภูมิวงระ ตรีบัณฑิตวิทยาลัย

[Signature]

ประธานจัดการประชุม
รศ.ดร.บุญเจริญ ศรีนวกกุล

[Signature]

อธิการบดี
ดร. กฤษณพงศ์ กีรติกร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ โดยใช้เทคโนโลยี ซีมอส

Power Factor Meter Design Based on CMOS Technology

ชัชวัฒน์ งามกุลสถิตชัย, วิมลภ ฤระกำพลธร, เกียรติศักดิ์ คมวิริยะ และ วันชัย ธีรวิจิตร
อาจารย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
นักศึกษาระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนลาดกองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. (02) 739-1362

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอการพัฒนาของวงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส ซึ่งประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสชนิดบวกและลบร่วมกับวงจรหาร ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรมีความเที่ยงตรงไม่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณอินพุตทุกหลักการ [1] แต่ขึ้นตรงกับเฟสเพียงอย่างเดียว วงจรได้ออกแบบในรูปแบบของวงจรรวมทำให้การทำงานมีการตอบสนองเร็ว ในการทดสอบถึงสมรรถนะของวงจรที่ได้ ออกแบบและพัฒนาขึ้นเพื่อเชื่อมั่นได้ว่าวงจรจะสามารถทำงานได้อย่างตรงตามการออกแบบ จึงได้ทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ผลจากการเขียนแบบการทำงานสามารถยืนยันถึงผลตอบสนองและความเที่ยงตรงของวงจรซึ่งเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

Abstract

This paper concerns with the design and development of an electronic power factor meter using MOS technology. The design method is based on the use of a current conveyor and an integrable divider circuit which suitable for implemented in integrated circuit form. The circuit has the quality of high accuracy and wide bandwidth. The PSPICE simulation results are used to confirm the circuit performances. The simulation results are in close agreement with the theoretical predictions.

1. บทนำ

การวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ ในปัจจุบันได้นำวงจรอิเล็กทรอนิกส์ มาออกแบบแทนการใช้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ในเครื่องมือวัดวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบจ่ายกระแสไฟฟ้า และเครื่องจักรในโรงงานอุตสาหกรรม ซึ่งต้องการความเที่ยงตรงสูงขณะทำการวัดในสภาวะการเปลี่ยนแปลงของความถี่ กระแสและแรงดัน ที่เป็นไปอย่างกะทันหัน การทำงานของวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์สามารถลดผลกระทบเนื่องเปลี่ยนแปลงเหล่านี้ได้ หลักการออกแบบของอิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันจำแนกได้เป็น 2 แบบ แบบที่ 1 เป็น

รูปแบบวงจรอนุภาคไอซีใช้ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลักในการทำงาน [1] และแบบที่ 2 เป็นรูปแบบวงจรดิจิทัลในการทำงานของวงจร [4] การออกแบบโดยใช้วงจรดิจิทัลจะเป็นวงจรที่ซับซ้อนและต้องใช้เวลาในการทำงานมาก ในบทความนี้เสนอแนวทางการออกแบบและพัฒนาของวงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่มีความเที่ยงตรงโดยนำเทคโนโลยีซีมอสมาใช้ในการออกแบบวงจร ผลที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานของวงจรที่ได้ นำเสนอโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE แสดงให้เห็นแนวทางการพัฒนาวงจรมือใหม่และสอดคล้องกับหลักการที่ได้นำเสนอ

2. หลักการเบื้องต้น

จากรูปที่ 1 วงจรวัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์มีหลักการทำงานของบล็อคไอซีแต่ละแอมป์ ประกอบด้วยวงจรวัดตรวจสอบค่าระดับศูนย์ (Zero-crossing detector) วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) หรือ CCI1 แบบบวกและลบ ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นค่ากระแส และทำหน้าที่ตัววัดซึ่ง ดังนั้นเมื่อมีการป้อนแรงดันเข้ามาเป็น $V_m(t)$ ในรูปสัญญาณรูปไซน์ (Sine wave) เข้าที่พอร์ท Y ของ CCI14 และ CCI15 หรือๆ กัน CCI14 จะทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดัน $V_m(t)$ ให้เป็นกระแสในรูปสัญญาณไซน์ เช่นเดียวกับ V_m ทุกประการ แต่มีค่าเป็น $V_m(t)/R$ ที่พอร์ท Z_{1A} ส่วนใน CCI15 จะเกิดกระแสที่พอร์ท Z_{1A} มีค่าเป็น $2V_m/R$ ได้เมื่อในส่วนของจรวัดตรวจสอบศูนย์ตรวจสอบกระแสสัญญาณ $I_m(t)$ ที่เข้ามามีค่าขนาดสัญญาณต่ำกว่าศูนย์เท่าหนึ่ง ก็จะไปควบคุมให้ตัววัด SW1 ปิดลง แล้วทำให้ปรากฏมีกระแสที่พอร์ท Z_{1A} ขึ้นเป็น $2V_m/R$ แต่ทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่เกิดขึ้นที่ Z_{1A} ในขณะนั้นเนื่องจากใน CCI15 ใช้วงจรสายพานกระแสแบบลบ CCI14 ใช้เป็นวงจรสายพานกระแสแบบบวก ดังนั้นกระแสที่เกิดขึ้นที่พอร์ท Z_{1A} หรือ I_{Z1A} และกระแสที่เกิดขึ้นที่พอร์ท Z_{1A} หรือ I_{Z1A} ทั้งสองรวมกันเป็นค่ากระแส $I_{PF} = I_{Z1A} + I_{Z1A}$ เมื่อแรงดันสัญญาณ $V_m(t)$ และกระแสสัญญาณ $I_m(t)$ มีความต่างเฟสกันเป็นมุม ϕ จากนั้นได้ค่าสัญญาณป้อนเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low-pass filter) ที่ออกจาก CCI16 เพื่อตัดการรบกวนค่าริบปีด (ripple) ของสัญญาณ (V_{PF}) ให้เป็นกระแส I_{AV} ที่เรียบยิ่งขึ้น ในส่วนของวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ (Full-Wave rectifier) ประกอบด้วย วงจรย่อยๆ เช่นเดียวกับวงจรในส่วนของการเพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ (Power-Factor meter) ทุก

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541

ส่วนในวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์จะมี M_{1b} ถึง M_{10b} ทำหน้าที่เป็นรูปแบบวงจรสะพานกระแสแบบขวกร และลวดไอรีฟอรัท γ ร่วมกันนั่นคือ CC11 และ CC12 ตามลำดับ ในการรับสัญญาณ $V_m(t)$ เข้ามาที่ทอรัท γ ส่วนมอส M_{2a} จะไบอัสให้ทำงานเป็นรูปแบบของสวิทช์โดยมีสัญญาณ V_c (ที่เกิดจากการนำเอาสัญญาณ $V_c(t)$ ผ่านวงจรตรวจสอบค่าศูนย์) ป้อนเข้าคู่จากทอรัทของ M_{2a} ทำให้เกิดกระแสเป็น I_{FW} ที่เกิดขึ้นภายใต้ $\phi=0^\circ$ เสมอ ข้อดีของวงจรนี้คือกล่าวปราศจากการใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์ (Rectifier) เหมือนกับวงจรอื่นๆ ที่พบเห็นทั่วไป จากนั้นค่ากระแส I_{FW} ที่เกิดขึ้นจะนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ค่า M_{11a} ถึง M_{20a} เพื่อให้เกิดเป็นค่ากระแส I_{AV1} ที่มีความเป็นคลื่น และความเรียบมากขึ้น โดยสามารถลดค่ารีปเปลได้โดยการเพิ่ม C_{AV1} ที่มีความเป็นคลื่น และความเรียบมากขึ้นโดยสามารถเลือกค่า C_{AV1} ได้จาก สมการ (7) จากนั้นกระแส I_{AV1} จากวงจรเทเวอรัทแพคเคอร์จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแส M_{11c} ถึง M_{13c} ที่ต่อร่วมกับกระแสที่ I_c ทำให้เกิดเป็นกระแสผลรวมและกระแสผลต่างระหว่าง I_{AV1} กับ I_c มีค่าเป็น $(I_{AV1} + I_c)$ และ $(I_{AV1} - I_c)$ ตามลำดับ ส่วนกระแส I_{AV2} จากวงจรฟูลเวฟ จะไหลเข้าสู่คู่มอสเพท M_{2c} ถึง M_{2e} เพื่อทำหน้าที่สร้างแรงดันอ้างอิง มีค่าเป็น V_{ref} เพื่อใช้ไบอัสให้กับขาเกตของ M_{2c} ถึง M_{2e} ต่อไป มอสเพท M_{1c} ถึง M_{1e} และมอสเพท M_{2c} ถึง M_{2e} จะ

ทำหน้าที่เป็นวงจรกำลังสองซึ่งได้รับค่าแรงดันไบอัสจาก M_{2c} ถึง M_{2e} เป็น V_{ref} โดยอินพุทของวงจรกำลังสองทั้งสองรับกระแสอินพุท $(I_{AV1} + I_c)$ และ $(I_{AV1} - I_c)$ ดังนั้นกระแสเอาต์พุทของวงจรกำลังสอง จึงเกิดมีค่าเป็น I_1 และ I_2 โดยอ้างอิงตามเอกสาร [3] ดังนี้

$$I_1 = 2I_{AV2} + \frac{(I_{AV1} + I_c)^2}{8I_{AV2}} \tag{8}$$

$$I_2 = 2I_{AV2} + \frac{(I_{AV1} - I_c)^2}{8I_{AV2}} \tag{9}$$

จากนั้น M_{1c} ถึง M_{1e} คือวงจรสะท้อนกระแสและทำการสะท้อนกระแส I_1 ไปหักลบออกจากกระแส I_2 โดยมีค่าเป็นกระแสเอาต์พุท I_o ดังนี้

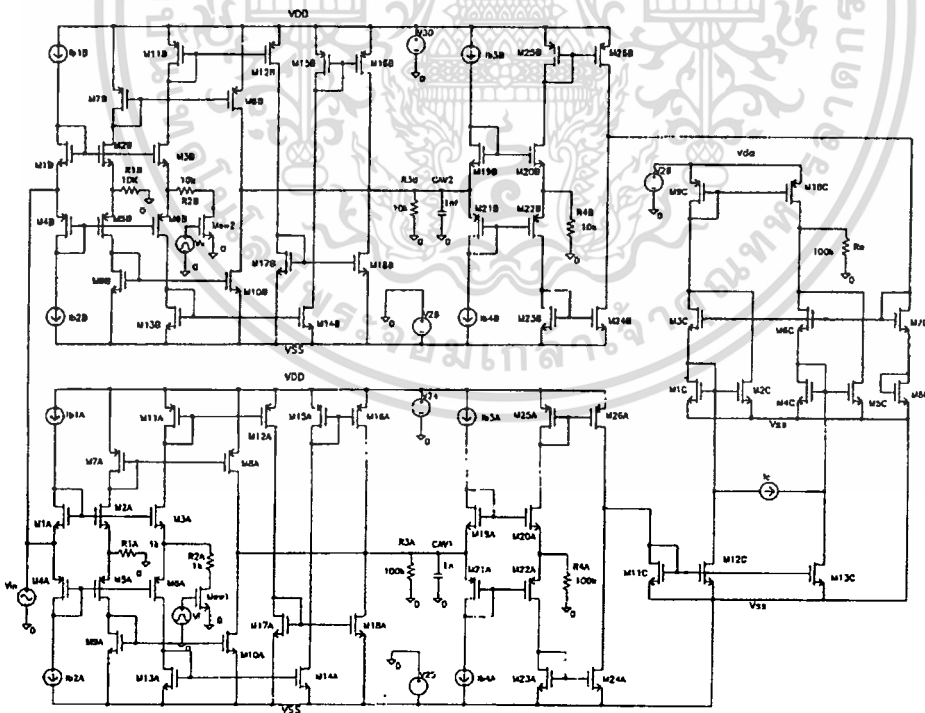
$$I_o = I_1 - I_2 = \frac{I_c}{2} \left(\frac{I_{AV1}}{I_{AV2}} \right) \tag{10}$$

แทนสมการ (5) และ (6) ใน (10) จะได้

$$I_o = \left(\frac{I_c}{2} \right) \cos \phi \tag{11}$$

$$V_o = I_o R_o = \left(\frac{I_c R_o}{2} \right) \cos \phi \tag{12}$$

ดังนั้นจากสมการ (12) ถ้าเลือกใช้ $I_c = 200 \mu A$ และ $R_o = 10 K \Omega$ จะได้ $V_o = \cos \phi$ ซึ่งง่ายในการนำไปอ่านค่าหรือใช้งานต่อไป



รูปที่ 2 วงจรวัดค่าเทเวอรัทแพคเคอร์ โดยใช้เทคโนโลยี ซิมมอล

ประวัติผู้เขียน

นายชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย เกิดเมื่อวันที่ 11 สิงหาคม พ.ศ.2502 จังหวัดกรุงเทพฯ และได้สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2527 และในปีการศึกษา 2537 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันรับราชการในตำแหน่งอาจารย์ 2 ระดับ 7 คณะไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้