



แหล่งจ่ายไฟสำรอง

STANDBY POWER SUPPLY .



โดย

นายจิรยุทธ	วิสารวาท
นายประเสริฐ	หงส์สิทธิ์พันธ์
นายประพันธ์	ศรีสุชนพันธ์
นายชวล	กลอวีย์รัตน์

ปริศยานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
 สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032681

ปีการศึกษา 2535

แหล่งจ่ายไฟสำรอง

Standby Power Supply

โดย

นายจิรยุทธ	วิษวราช	321057
นายประเสริฐ	พงศ์สิริพันธ์	321176
นายประพันธ์	ศรีสุพันธ์	321171
นายชลอ	กลอารีย์รัตน์	331002

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

ปฏิทินฉบับปีการศึกษา 2535

ภาควิชาไฟฟ้ากำลัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสำรอง

ผู้จัดทำ

1. นายจิรยุทธ วิทยาราช 321057
2. นายประเสริฐ นงศ์ศิริพัฒน์ 321176
3. นายประพันธ์ ศรีสุขพันธ์ 321171
4. นายชโล กลออารีรัตน์ 331002

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แหล่งจ่ายไฟสำรอง

นาย จิรยุทธ วิทยารุท

นาย ประเสริฐ พงศ์สิริพัฒน์

นาย ประพันธ์ ศรีสุขพันธ์

นาย ชลล กุลอารีย์รัตน์

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2535

### บทคัดย่อ

ปริญยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอผลการวิจัยและพัฒนา แหล่งจ่ายไฟสำรอง ชนิด 1 เฟส ขนาดพิกัด 3 กิโลวัตต์แอมป์ และสามารถจ่ายไฟสำรองได้นาน 15 นาที ที่พิกัด โดยอาศัยหลักการสร้างสัญญาณไฟสลับแบบพีดับบลิวเอ็ม โดยใช้อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิชชิง และใช้หลักการมอดูเลตแบบเนเทอรอล ทำให้ได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ และมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่สวิชชิงของทรานซิสเตอร์ เป็นผลให้มอดูเลตประกอบของฮาร์โมนิกที่ด้านเอาต์พุตต่ำ นอกจากนี้ในส่วนของ ทรานเฟอร์สวิชชิงยังมีการเพิ่มเส้นทางการทำงานโดยแบ่งเป็น 3 เส้นทาง คือ ภาวะปกติ ซึ่งอินเวอร์เตอร์จะนำเอาพลังงานจากไลน์มาสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม จ่ายให้กับโหลด และภาวะสำรองเป็นกรณีที่ไลน์เกิดขาดหายไป อินเวอร์เตอร์จะใช้พลังงานที่สะสมอยู่ในแคปเตอร์มาสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจ่ายที่ด้านเอาต์พุต เส้นทางดังกล่าวข้างต้น เป็นการเชื่อมโยงด้านไฟกระแสตรง ทำให้ไฟกระแสสลับที่โหลดได้รับมีความต่อเนื่องและ ใกล้เคียงชายันมากที่สุด และเส้นทางสุดท้ายจะเป็นการป้องกันส่วนต่างๆของระบบ เมื่อมีเหตุการณ์ไม่ปกติเกิดขึ้น ในส่วนของอินเวอร์เตอร์, ไลน์ หรือโหลด เช่น แรงดันตก แรงดันเกิน กระแสลัดวงจร เป็นต้น และในส่วนท้ายของปริญยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นผลการทดลองซึ่งได้จากเครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้น และได้เสนอแนวทางในการที่จะพัฒนาต่อไปในอนาคต

STANDBY POWER SUPPLY

JIRAYUTH WAIWARAWUTH

PRASERT PONGSIRIPIPAT

PRAPAN SRISOOKPAN

CHALOR KULAREERAT

ASSOCIATE PROFESSOR VIRIYA PICHETJUMREAN ADVISOR

1992

ABSTRACT

THE PURPOSE OF THIS PROJECT ARE RESERCH AND IMPROVE SINGLE PHASE STANDBY POWER SUPPLY WHICH HAS RATED 3KVA AND CAN BE BACKUP FOR 15 MINUTES AT RATED.THE INVERTER GENERATED AC VOLTAGE BY USE PWM TECHNIQUE AND HAS TRANSISTOR WORKING AS A SWITCHING DEVICE. THE PWM TECHNIQUE CHOOSED IN THIS PROJECT IS CALL NATURAL. THIS TECHNIQUE DERIVE 3 LEVEL PWM AND HAVE A DOUBLE FREQUENCY OF TRANSISTORS SWITCHING FREQUENCY.THIS RESULTS IN THE INVERTER OF LOWER HARMONIC CONTENT.IN TRANSFER SWITCH PART IS ADDED FUNCTION MODE TO 3 MODE. FIRST IS CALLED NORMAL MODE WHICH OPERATED AT NORMAL LINE CONDITION,INVERTER ABSORB ENERGY FROM LINE TO GENERATED PWM FOR LOAD. BACKUP MODE IT OPERATED WHEN LINE OUTAGE. THE STANDBY POWER SUPPLY WILL BE ABSORB STORAGE ENERGY FROM BATTERY. BOTH MODE USE DC LINK TECHNIQUE CAUSE LOAD RECEIVE NEARLY SINUSOIDAL AND CONTINUOS AC. IN THE LAST MODE IT CAN BE CALL THE PROTECTION MODE,THE EQUIPMENT WILL BE PROTECT ANOTHER PARTS OF LOAD,INVERTER OR LINE WHEN ABNORMAL CONDITION ARE OCCUR SUCH AS OVER VOLTAGE,UNDER VOLTAGE,SHORT CIRCUIT CURRENT etc. AT LAST OF THIS THESIS PROPOSE THE EXPERIMENT FROM PROTOTYPE OPERATING,AND IT PRESENT ADVICE TO DEVELOPE INSTRUMENT IN THE FUTURE.

สารบัญ

บทคัดย่อ		
สารบัญ		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับฟิล์มสวิตมอดูเลชัน	4
2.1	รูปคลื่นพัลส์บลิวเอม แบบ 2 ระดับและ แบบ 3 ระดับ	4
2.2	การสร้างรูปคลื่นพัลส์บลิวเอม	5
2.3	การสร้างรูปคลื่นพัลส์บลิวเอมแบบเนเทอรอลและแบบเรกูลาร์	6
บทที่ 3	วงจรชาน์เนลเฟอินเวอร์เตอร์	10
3.1	วงจรพัลส์บลิวเอมชาน์เนลเฟอินเวอร์เตอร์	10
3.2	วงจรขับเบส	25
3.3	วงจรกำลัง	29
3.4	วงจรควบคุม	40
บทที่ 4	วงจรเรียงกระแส	51
4.1	ประเภทของวงจรเรียงกระแส	51
4.2	การออกแบบวงจรควบคุม	54
4.3	วงจรขับเกท	56
4.4	วงจรรองความถี่	56
บทที่ 5	แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	60
5.1	ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	60
5.2	หลักการดำเนินงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	62
5.3	ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง	63
บทที่ 6	ทรานเฟอร์สวิตช์	75
6.1	ความหมายค่าต่างๆ	78
6.2	การสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์	79
6.3	ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์	80
6.4	วงจรการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์	88
บทที่ 7	เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่	93
7.1	ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่	93
7.2	พารามิเตอร์ในการอัดประจุ	95
7.3	วิธีการอัดประจุแบตเตอรี่	95
7.4	การประยุกต์การใช้งาน	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.5	การเลือกใช้แบตเตอรี่ในโครงการนี้	97
7.6	หลักการอัดประจุแบตเตอรี่	99
7.7	วงจรกำลังของเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่	99
7.8	การทำงานของวงจรควบคุมการอัดประจุแบตเตอรี่	100
บทที่ 8	ผลการทดลอง	103
บทที่ 9	สรุป	110
	กิตติกรรมประกาศ	112
	เอกสารอ้างอิง	113
	ภาคผนวก	114



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

- รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสำรอง
- รูปที่ 1.2 แสดง Power Line Diagram ของแหล่งจ่ายไฟสำรอง
- รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็ม (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ
- รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มในวงจร 3 เฟสพีคดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ
- รูปที่ 2.4 การสร้างรูปคลื่น แบบ เนเทอร์อลแซมพลิง ชนิด 2 ระดับ
- รูปที่ 2.5 การสร้างรูปคลื่น แบบ เนเทอร์อลแซมพลิง ชนิด 3 ระดับ
- รูปที่ 2.6 การสร้างรูปคลื่น แบบ เรกูลาร์แซมพลิง ชนิด 2 ระดับ
- รูปที่ 2.7 การสร้างรูปคลื่น แบบ เรกูลาร์แซมพลิง ชนิด 3 ระดับ
- รูปที่ 3.1 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์.
- รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม
- รูปที่ 3.3 แสดงการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม แบบ 2 ระดับ
- รูปที่ 3.4 แสดงการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม แบบ 3 ระดับ
- รูปที่ 3.5 แสดงการเปรียบเทียบ แบบ 3 ระดับโคสไวท์เดิม
- รูปที่ 3.6 แสดงการเปรียบเทียบ แบบ 3 ระดับโคสไวท์ใหม่
- รูปที่ 3.7 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มส่วนที่ 1
- รูปที่ 3.8 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มส่วนที่ 2
- รูปที่ 3.9 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มส่วนที่ 3
- รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขับเบสที่ต่ออยู่กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- รูปที่ 3.11 แสดงวงจรขับเบสทรานซิสเตอร์
- รูปที่ 3.12 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.13 แสดงรูปกราฟพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์
- รูปที่ 3.14 แสดงรูปวงจรสับเบอรั
- รูปที่ 3.15 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำ
- รูปที่ 3.16 แสดงหลักการทำงานของวงจรควบคุม
- รูปที่ 3.17 แสดงการควบคุมโดยการใช้วงจรชอปเปอร์ ที่แรงดันไฟตรงขาเข้าของอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.18 แสดงการควบคุมโดยการควบคุมภายในอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.19 แสดงการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าขาออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนการมอดูเลต
- รูปที่ 3.20 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมชนิดพี

- รูปที่ 3.21 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีต่อค่าความคลาดเคลื่อนแบบขั้น
- รูปที่ 3.22 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อน
- รูปที่ 3.23 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมชนิดพีไอ
- รูปที่ 3.24 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีไอ ต่อค่าความคลาดเคลื่อนแบบขั้น
- รูปที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนแบบพีไอ
- รูปที่ 3.26 แสดงการต่อวงจรบวกสัญญาณแบบกลับระดับแรงดัน ให้เป็นตัวควบคุมชนิดพีไอ
- รูปที่ 3.27 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบพีไอ
- รูปที่ 4.1 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มคลื่นแบบควบคุมไม่ได้
- รูปที่ 4.2 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มคลื่นแบบควบคุมได้
- รูปที่ 4.3 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรียงกระแสชนิดควบคุมครึ่งคลื่น
- รูปที่ 4.4 แสดงแผนผังการทำงานของภาคเรกติฟาย
- รูปที่ 4.5 แสดงแผนผังการทำงานของวงจรเรกติฟาย
- รูปที่ 4.6 แสดงแรงดันกระแสเฟือง
- รูปที่ 4.7 แสดงวงจรรองความถี่
- รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง
- รูปที่ 5.2 แสดงวงจรพืผล และรูปคลื่นที่จุดต่างๆ
- รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล
- รูปที่ 5.4 แสดงโครงสร้างภายในตัวไอซีเบอร์ TL494
- รูปที่ 5.5 แสดง TIMING DIAGRAM ของไอซีเบอร์ TL494
- รูปที่ 5.6 แสดงวงจรของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง
- รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟสำรอง
- รูปที่ 6.2 แสดงรูปสัญญาณที่โหลดได้รับขณะไลน์มีความผิดปกติ
- รูปที่ 6.3 แสดงแรงดันของอินเวอร์เตอร์ และไลน์ในกรณีที่มิเฟสตรงกันแต่แรงดันไม่เท่ากัน
- รูปที่ 6.4 แสดงลำดับการทำงานของเฟิร์สวิตซ์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์มีแรงดันตก-แรงดันเกิน
- รูปที่ 6.5 แสดงลำดับการทำงานของเฟิร์สวิตซ์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะลัดวงจร
- รูปที่ 6.6 แสดงลำดับการทำงานของเฟิร์สวิตซ์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะกระแสเกิน
- รูปที่ 6.7 แสดงวงจรส่วนตรวจจับแรงดันของทรานเฟิร์สวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- รูปที่ 6.8 แสดงวงจรส่วนตรวจจับกระแสของทรานเฟอร์สวิตช์
- รูปที่ 6.9 แสดงวงจรส่วนประมวลผลของทรานเฟอร์สวิตช์
- รูปที่ 6.10 แสดงค่าโวลจิจของอุปกรณ์สับเปลี่ยน
- รูปที่ 6.11 แสดงวงจรส่วนตรวจจับแรงดันศูนย์ขั้วเกทและกำลัง
- รูปที่ 7.1 วงจรกำลังเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่
- รูปที่ 7.2 รูปแสดงการทำงานของไอซี TCA785
- รูปที่ 7.3 วงจรควบคุมการอัดประจุแบตเตอรี่แบบ VOLTAGE CONSTANT
- รูปที่ 8.1 - 8.14 แสดงรูปผลการทดลอง



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันการแก้ไขปัญหาผิดปกติที่เกิดจากระบบจ่ายไฟฟ้า อันเนื่องมาจากไฟดับ, ไฟตก, ไฟเกินหรือการขัดข้องของระบบไฟฟ้า สามารถแก้ไขได้โดยแหล่งจ่ายไฟสำรอง ซึ่งเป็นระบบที่ถูกออกแบบ เพื่อจ่ายพลังงานระหว่างช่วงเวลาที่แหล่งจ่ายไฟปกติไม่สามารถจ่ายไฟในระดับที่ยอมรับได้ แหล่งจ่ายไฟสำรองนี้จะจ่ายพลังงานแทนให้กับโหลดที่มีความจำเป็นมากๆ เพื่อให้สามารถทำงานต่อไปได้ โดยไม่ก่อให้เกิดความเสียหายแก่ระบบ โดยเฉพาะเครื่องคอมพิวเตอร์, เครื่องมือสื่อสารโทรคมนาคม, อุปกรณ์ทางการแพทย์ และวงจรควบคุมอัตโนมัติ ฯลฯ

ในปฏิญานินพนธ์ฉบับนี้ ได้อธิบายวิธีการออกแบบและพัฒนา, การวิเคราะห์การทำงานและการสร้างแหล่งจ่ายไฟสำรองซึ่งมีส่วนประกอบดังต่อไปนี้

1) ส่วนขั้วอินเวอเตอร์ (Sine wave inverter) ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิทช์ และอาศัยหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ ระหว่างสัญญาณคลื่นขั้วอินกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมด้วยความถี่ 3 กิโลเฮิร์ต เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกอันดับต่ำและสามารถใช้วงจรกรองความถี่ขนาดเล็กในการกรองฮาร์โมนิก ทำให้ได้เอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นคลื่นขั้วอิน ซึ่งในส่วนขั้วอินเวอเตอร์ในปฏิญานินพนธ์ฉบับนี้ มีข้อดีคือมีการทำงานตลอดเวลาทั้งในสภาวะปกติและสภาวะผิดปกติ ทำให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตที่จ่ายให้กับภาระมีค่าคงที่ตลอดเวลา ถึงแม้ว่าแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟปกติจะเปลี่ยนแปลงไป

2) ส่วนทรานเฟอร์สวิทช์ (Transfer switch) เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟปกติที่นำเสนอในปฏิญานินพนธ์ฉบับนี้ ในส่วนของอินเวอเตอร์มีการทำงานตลอดเวลาดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ในสภาวะปกติแรงดันไฟตรงที่เข้าสู่ส่วนอินเวอเตอร์มาจากภาคเรกติฟาย แต่ในสภาวะผิดปกติได้มาจากแบตเตอรี่ จากเหตุผลดังกล่าวทำให้ทรานเฟอร์สวิทช์ลดบทบาทในการสับเปลี่ยนพลังงาน ระหว่างแหล่งจ่ายไฟปกติกับอินเวอเตอร์ แต่จะทำหน้าที่หลักในการป้องกันอุปกรณ์ไฟฟ้า ที่ได้รับแรงดันไฟฟ้าจากอินเวอเตอร์ในสภาวะผิดปกติ และยังทำหน้าที่ป้องกันส่วนอินเวอเตอร์ ไม่ให้ได้รับความเสียหายที่เกิดจากการลัดวงจรหรือการโอเวอร์โวลด์

3) ภาคเรกติฟาย (Rectifier) จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงแล้วรักษาระดับแรงดันให้คงที่และจำกัดกระแสไม่ให้เกินค่าที่ต้องการ เพื่อจ่ายให้

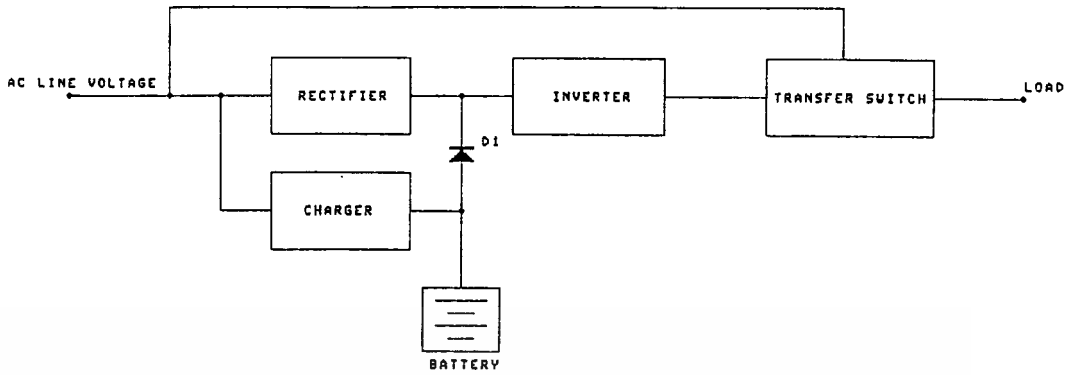
กับส่วนชานน์เวอินเวอร์เตอร์ในสภาวะปกติ ซึ่งในแหล่งจ่ายไฟสำรองโดยทั่วไปไม่มีภาคเรกติฟาย

4) แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซิ่ง (Switching power supply) ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับส่วนต่างๆ ในแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้ โดยใช้ออสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งและใช้วงจรแบบพหุผล โดยมีไอซีเบอร์ TL494 เป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุม ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟแบบนี้ คือ ทำให้ขนาดของเครื่องลดลง นอกจากนี้ประสิทธิภาพยังสูงขึ้นกว่าเดิม เนื่องจากมีการสูญเสียพลังงานน้อยลง

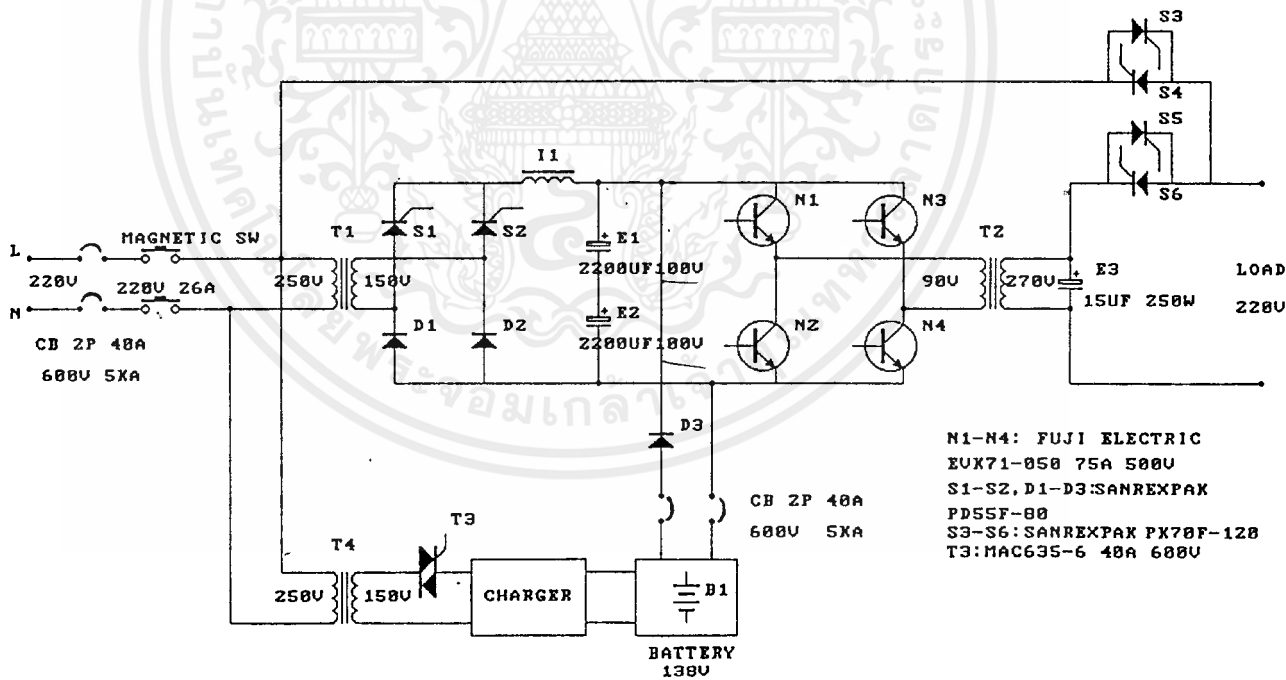
5) ส่วนอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ (Charger) โดยหลักการอัดประจุแบบแรงดันคงที่ ซึ่งเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับแบตเตอรี่ที่ใช้งานเป็นแหล่งพลังงานสำรองสำหรับแบตเตอรี่ที่ในโครงการนี้เป็นแบบปิดผนึก ตะกั่ว-กรด ชนิด dry type-free maintenance แรงดัน 12 โวลต์ ขนาด 38 แอมป์-ชั่วโมง ต่ออนุกรมกันจำนวน 10 ลูก โดยเครื่องอัดประจุแรงดันคงที่ที่ 138 โวลต์ ทั้งนี้เพื่อชดเชยแรงดันตกคร่อมเนื่องจากความต้านทานภายในแบตเตอรี่

แหล่งจ่ายไฟสำรอง ในปริมาณหนึ่งฉบับนี้ มีพิกัดกำลัง 3 กิโลวัตต์แอมป์ 1 เฟส แรงดัน 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ต ซึ่งรายละเอียดต่างๆ เพิ่มเติมจะกล่าวถึงในบทต่างๆต่อไป

3 KVA



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสำรอง



รูปที่ 1.2 แสดง Power line diagram ของแหล่งจ่ายไฟสำรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**บทที่ 2**  
**ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วามอดูเลชั่น**

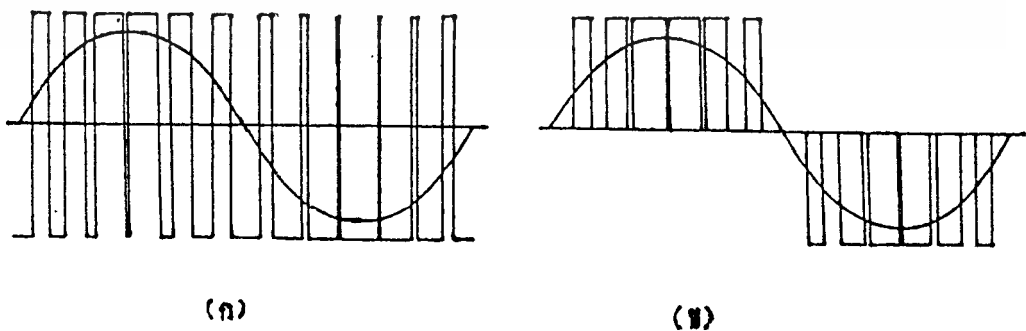
การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation , PWM) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยๆหลายพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างพัลส์ไม่เท่ากัน ในบทนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มชนิดต่างๆรวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มชนิดต่างๆ

**2.1 รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับและแบบ 3 ระดับ**

รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุดและเป็นชนิดพื้นฐานที่สุด ได้แก่ แบบ 2 ระดับ ( 2 level PWM ) และแบบ 3 ระดับ ( 3 level PWM )

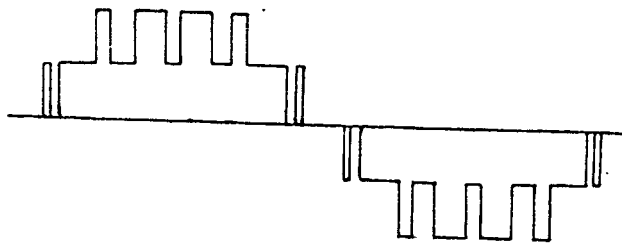
- 1) รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ +E และ -E
- 2) รูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ +E, 0 และ -E

รูปคลื่นทั้ง 2 แบบ มีลักษณะดังรูปที่ 2.1 โดยแสดงรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มเปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลักมูล (fundamental) ของรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มนั้น ส่วนรูปที่ 2.2 เป็นตัวอย่างของรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็มอีกแบบหนึ่ง ซึ่งเป็นรูปคลื่นของวงจร 3 เฟสพีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นพีดีบีบลิวเอ็ม (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นพีดีบีเอ็มในวงจร 3 เฟสพีดีบีเอ็มอินเวอร์เตอร์

### 2.2 การสร้างรูปคลื่นพีดีบีเอ็ม

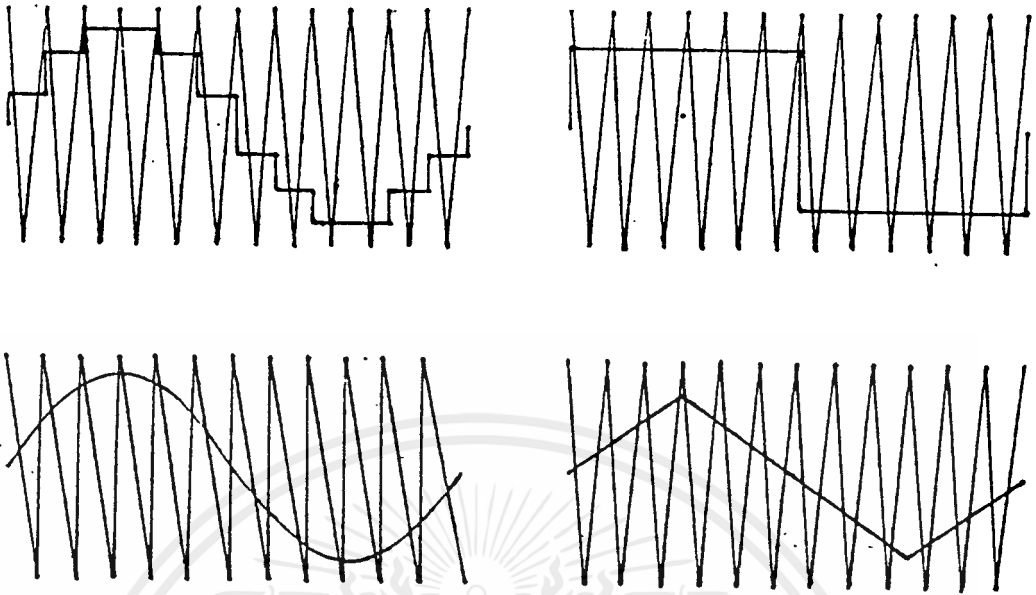
รูปคลื่นพีดีบีเอ็มสามารถสร้างขึ้นได้โดยวิธีต่างๆ ได้แก่

1) โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทช์ ผ่านทางพอร์ตเอาต์พุต(output port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทช์ต่างๆออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ(pattern)สัญญาณพีดีบีเอ็มขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ตเอาต์พุตออกมา

2) โดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ วิธีที่สะดวกที่สุด คือการใช้วงจรเปรียบเทียบ(Comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339 ,LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือสัญญาณอ้างอิง(reference signal) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับรูปคลื่นพีดีบีเอ็มที่ต้องการกับสัญญาณแคเรียร์(carrier signal)ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีดีบีเอ็มก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยสัญญาณเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะดังตัวอย่างในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีดีบีเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ



รูป 2.3 (ต่อ)

### 2.3 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบเนเทอรอลและแบบเรกูลาร์

การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม ได้แก่

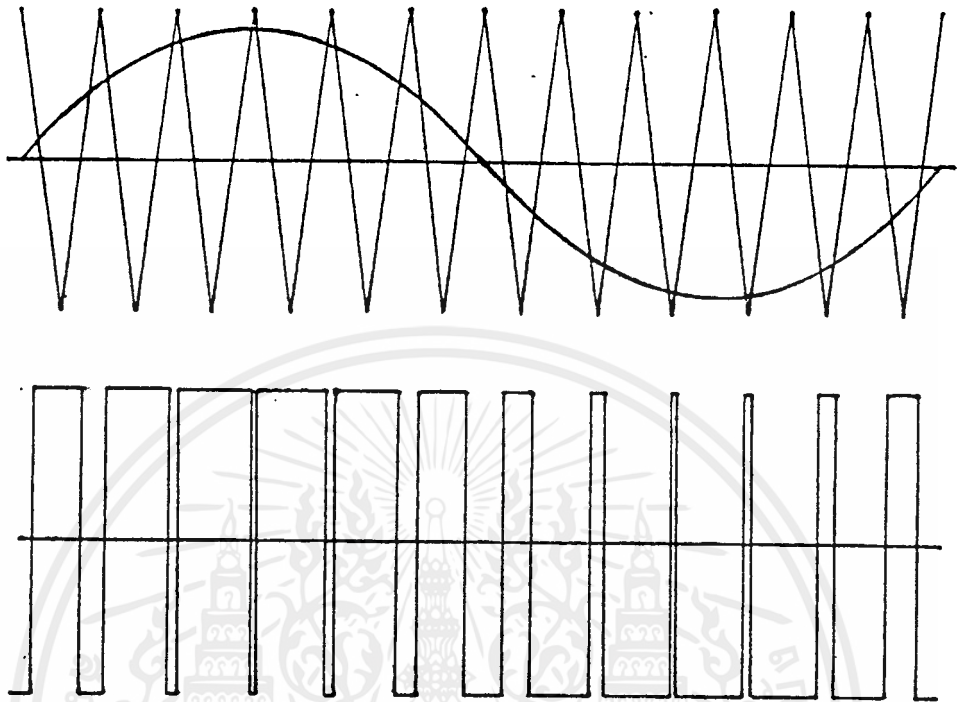
- 1) อัตราส่วนความถี่สัญญาณแคเรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio,  $N$ )
- 2) อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคเรียร์หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ratio,  $K$ )

โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะยิ่งมากขึ้นเมื่อค่า  $K$  มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า  $N$  และจำนวนมุมสวิทช์จะมีจำนวน  $2N$  มุมทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีที่ค่า  $K$  ไม่เกิน 1

#### 2.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิง

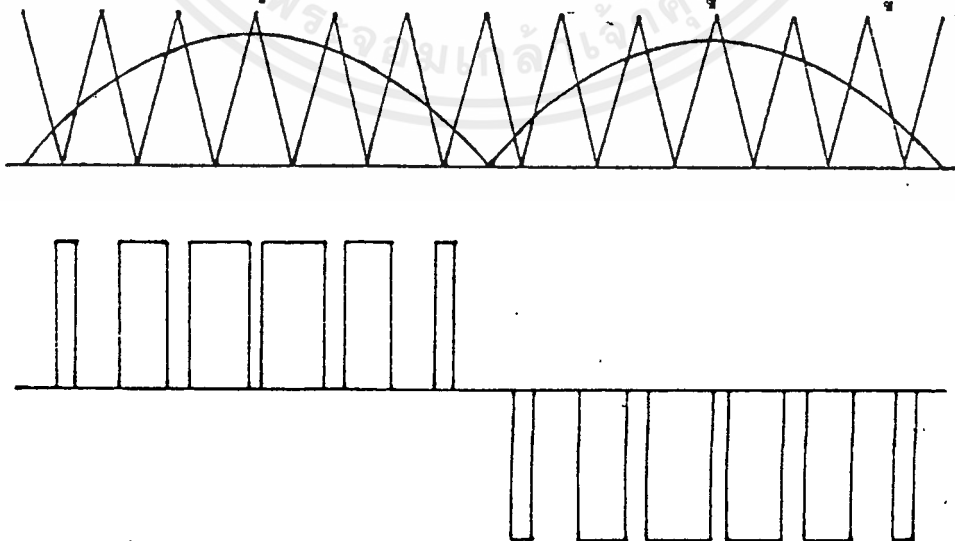
การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิง (Natural Sampling) จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิงและคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคเรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับและแบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับจะใช้คลื่นสามเหลี่ยมและคลื่นซายน์แบบเต็มลูกคลื่น ช่วงที่คลื่นซายน์มากกว่าคลื่นสามเหลี่ยมการสวิทช์จะเป็นบวกและ

ช่วงที่คลื่นซายน์มีขนาดน้อยกว่าการสวิตช์จะเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนพลงชนิด 2 ระดับ

สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับ จะใช้คลื่นซายน์ที่เรคติฟายขึ้นไปเป็นรูปฟูลเวฟ (fullwave) เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถกยกระดับขึ้นไปเหนือกราว์ในช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่าการสวิตช์จะมีค่าเป็นบวกในครึ่งคาบแรกและเป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดน้อยกว่าการสวิตช์จะเป็นศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 2.5

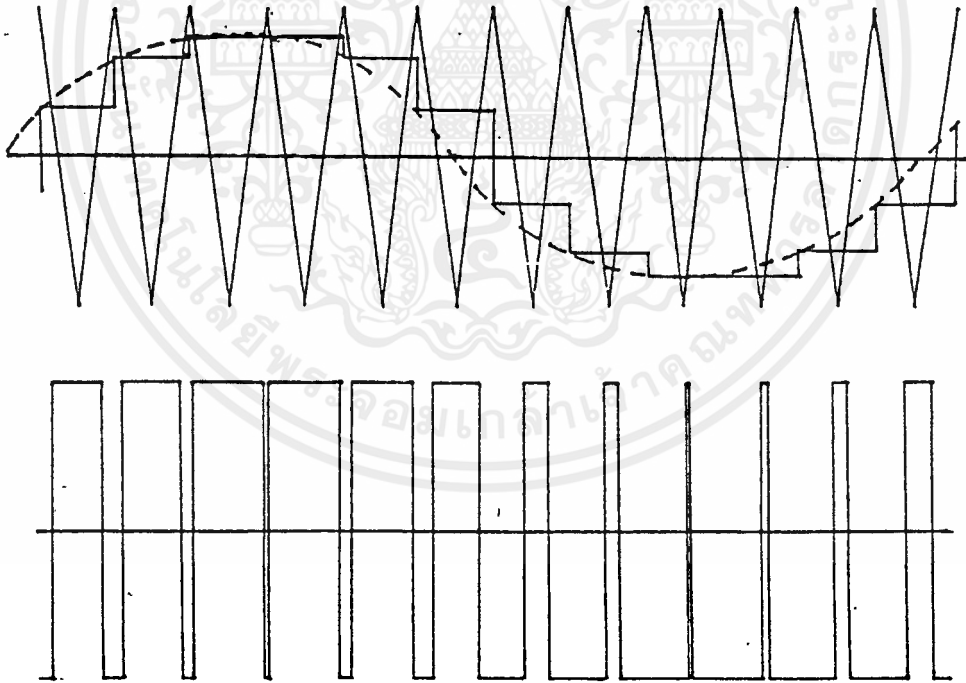


รูปที่ 2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนพลงชนิด 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

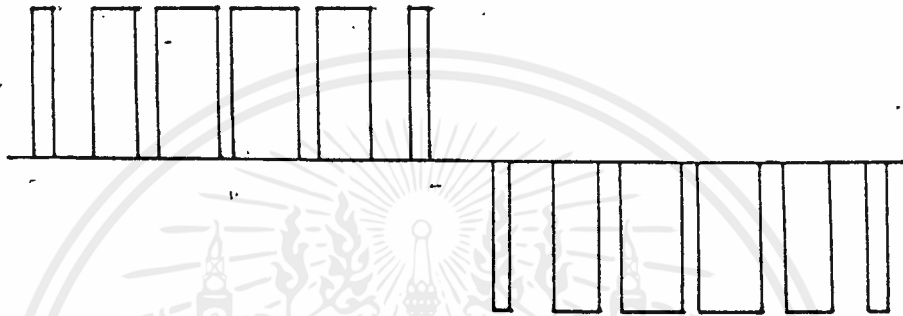
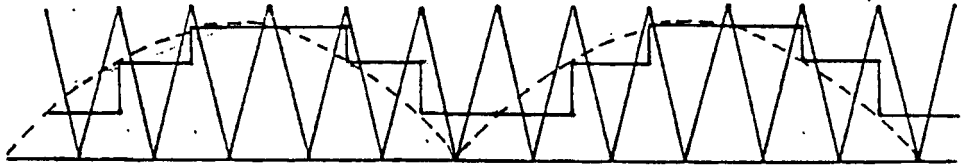
### 2.3.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง

การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง (Regular Sampling) ใช้หลักการเช่นเดียวกับแบบเนเทอร์อล โดยตัดแปลงมาจากแบบเนเทอร์อล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อลนั้นระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละครั้ง ส่วนของคลื่นซำยน์จะไม่เป็นเชิงเส้น (linear) การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นซำยน์ผ่านวงจรแซมเพิลและโฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแซมเพิล (Sample) เท่ากับความถี่ของความถี่ของคลื่นซำยน์ได้เอากั้หุออกมากั้เป็นรูปคลื่นขั้นบันได (step) แล้วจึงนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบเพื่อเปรียบเทียบกั้คลื่นซำยน์เดิม ซึ่งจะเห็นได้ว้ว่าระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้ทั้งแบบ 2 ระดับและแบบ 3 ระดับ เช่นเดียวกับดังแสดงในรูปที่ 2.6 และ 2.7



รูปที่ 2.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงแบบ 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนnelแบบ 3 ระดับ

บทที่ 3  
วงจรขั้วอินเวอร์เตอร์

3.1 วงจรพีดับบลิวเอ็มขั้วอินเวอร์เตอร์

วงจรขั้วอินเวอร์เตอร์ เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งทีสร้างสัญญาณขั้วโดยใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มขั้วอินเวอร์เตอร์ โดยการป้อนสัญญาณพีดับบลิวเอ็มขั้วอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงคือสัญญาณขั้ว กับสัญญาณพาหะคือสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่สูง นำไปทริกสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งอาจจะเป็น ทรานซิสเตอร์ ไทริสเตอร์ หรือ มอสเฟต เป็นต้น

3.1.1) หลักเกณฑ์การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่า การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มมีหลายวิธีด้วยกันแต่ในโครงการนี้ เราเลือกวิธีการเปรียบเทียบแบบเนเทอรอลแซมพลิงโดยการเปรียบเทียบสัญญาณขั้วกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบความถี่พัลส์ไม่คงที่ซึ่งนำไปควบคุมการเปิดปิดสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ในลักษณะที่ทำให้เกิดแรงดันทีการะเป็นรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

เงื่อนไขการทำงานของสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์

สวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ทีกล่าวถึงนี้ ได้แก่ เอสซีอาร์ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์แบบสนามไฟฟ้า เป็นต้น สำหรับโครงการนี้เราได้เลือกใช้ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เป็นสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีข้อดีดังนี้

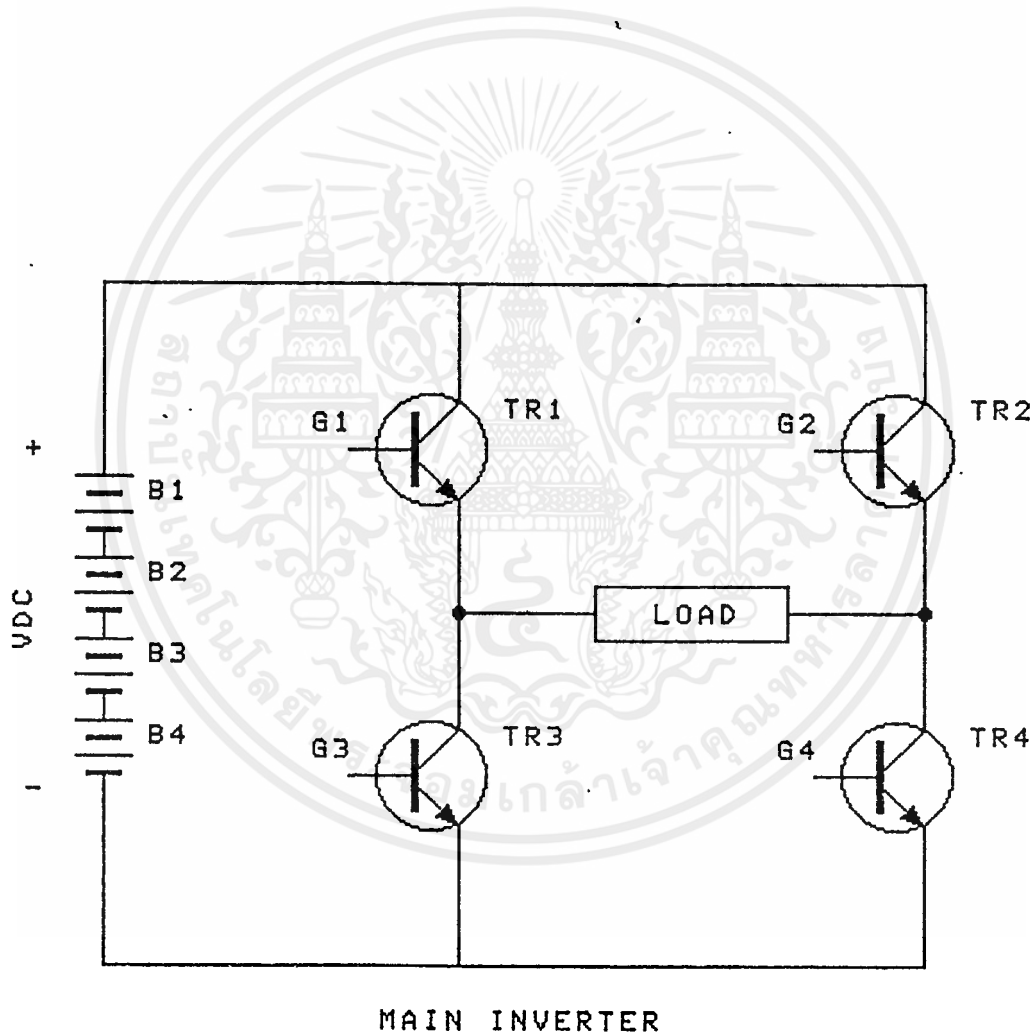
- ก. ควบคุมง่ายกว่าเอสซีอาร์ เนื่องจากทรานซิสเตอร์นำกระแสเมื่อมีกระแสเบสเท่านั้น จึงไม่ต้องมีวงจรหยุดนำกระแสเหมือนอย่างในเอสซีอาร์
- ข. พิกัดกำลังสูงกว่าทรานซิสเตอร์แบบสนามไฟฟ้า เพราะในโครงการนี้ต้องรับภาระได้ถึง 3 KVA

ค. อุปกรณ์มีราคาถูก และหาซื้อได้ง่าย

ในการทีสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มนั้น เราต้องให้ทรานซิสเตอร์ทำงานตามเงื่อนไขต่อไปนี้ โดยวงจรประกอบ จากรูปที่ 3.1 S1,S2,S3,S4 คือสวิทช์

อิเล็กทรอนิกส์ G1,G2,G3,G4 คือ สัญญาณควบคุม

1. ช่วงแรงดันที่ภาวะเป็นบวก ให้ S1 และ S4 นำกระแส
2. ช่วงแรงดันที่ภาวะเป็นลบ ให้ S2 และ S3 นำกระแส
3. ช่วงแรงดันที่ภาวะเป็นศูนย์ ให้ S1 และ S2 หรือ S3 และ S4 นำกระแส
4. S1 และ S3 หรือ S2 และ S4 คู่ใดก็ตามนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรแหล่งจ่ายไฟตรง การออกแบบต้องสร้างเงื่อนไขให้สวิทช์ทั้งสองของทั้งสองคู่ทำงานสลับกันตลอดเวลา

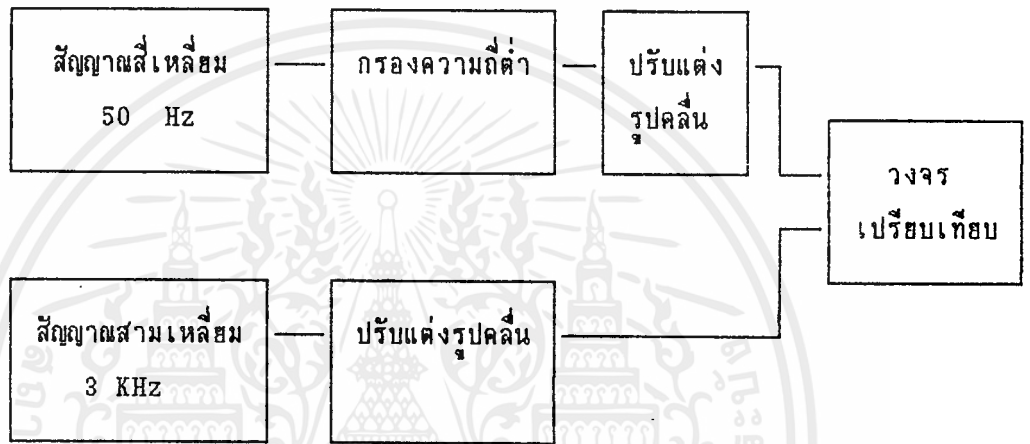


รูปที่ 3.1 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2) หลักการออกแบบสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็ม

จากที่กล่าวมาแล้วว่า รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม เราสร้างจากสัญญาณไซน์  
เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่สูง ฉะนั้น การออกแบบจะเริ่มต้นจากการสร้าง  
สัญญาณไซน์ และ สัญญาณรูปสามเหลี่ยม



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

จากรูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม  
จะเห็นว่าสัญญาณไซน์ความถี่ 50 เฮิร์ต เราได้จากการกรองความถี่สูงออกจากสัญญาณ  
รูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต ส่วนสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่สูง แบบเดิมเราใช้วิธี  
นำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต มาแปลงเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่สูงๆที่ต้อง  
การ แล้วกรองความถี่ต่ำออกบางส่วน หรือ ใช้วงจรอินทิเกรตจนได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยม  
ออกมา แต่ปัจจุบันเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำก้าวหน้าไปอย่างมากจึงได้การผลิตวงจรรวม  
สำเร็จรูปหรือไอซีที่สามารถสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่สูง ตามที่ต้องการได้ ฉะนั้นใน  
โครงการนี้เราจึงใช้ไอซีเบอร์ 566 ซึ่งเป็นไอซีกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยความถี่ที่  
เราต้องการก็คือ 3 กิโลเฮิร์ต

ก่อนที่เราจะนำสัญญาณไซน์ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม  
จะต้องมีการปรับแต่งสัญญาณทั้งสองก่อน เนื่องจากการเปรียบเทียบหรือการนำสัญญาณทั้ง  
สองมาออกดูเลดกัน โดยมีเงื่อนไขว่าอัตราส่วนการมอดูเลชัน(X) ต้องมีค่าไม่เกิน 1 มิฉะนั้น

นั้นจะเกิดโอเวอร์มอดูเลชัน อันไม่เป็นผลดีต่อระบบไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องและที่อุปกรณ์ไฟฟ้าที่  
ภาวะด้อย เนื่องจากเกิดองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำขึ้นโดยเฉพาะองค์ประกอบฮาร์มอ  
นิกอันดับ 3 ดังนั้นเงื่อนไขจึงสำคัญอย่างมากในการนำมาพิจารณาออกแบบวงจรสร้าง  
สัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็ม

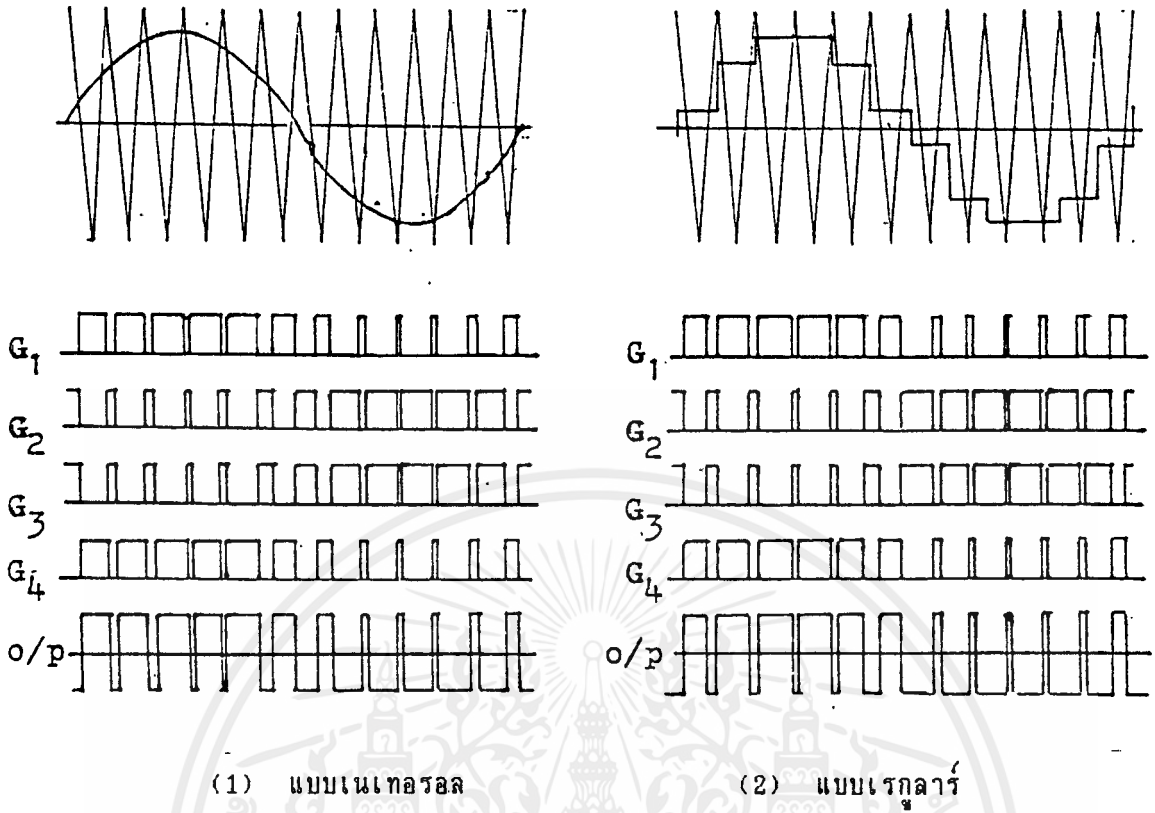
#### สรุปหลักการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

1. สร้างสัญญาณไซน์ความถี่ 50 เฮิร์ต
  - 1.1 สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม 50 เฮิร์ต
  - 1.2 ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ
  - 1.3 ปรับแต่งรูปสัญญาณ
2. สร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 3 กิโลเฮิร์ต
  - 2.1 แบบเดิม
    - 2.1.1 นำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม 50 เฮิร์ต
    - 2.1.2 ผ่านวงจรคูณความถี่
    - 2.1.3 ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ หรือ วงจรอินทิเกรต
    - 2.1.4 ปรับแต่งรูปสัญญาณ
  - 2.2 แบบใหม่
    - 2.2.1 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมจากไอซีสำเร็จรูป เช่น ไอซีเบอร์ 566
    - 2.2.2 ปรับความถี่ตามต้องการ
    - 2.2.3 ปรับแต่งรูปสัญญาณ
3. นำสัญญาณไซน์ ความถี่ 50 เฮิร์ต มาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่สูง
  - 3.1.3) การสร้างรูปแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบต่างๆ

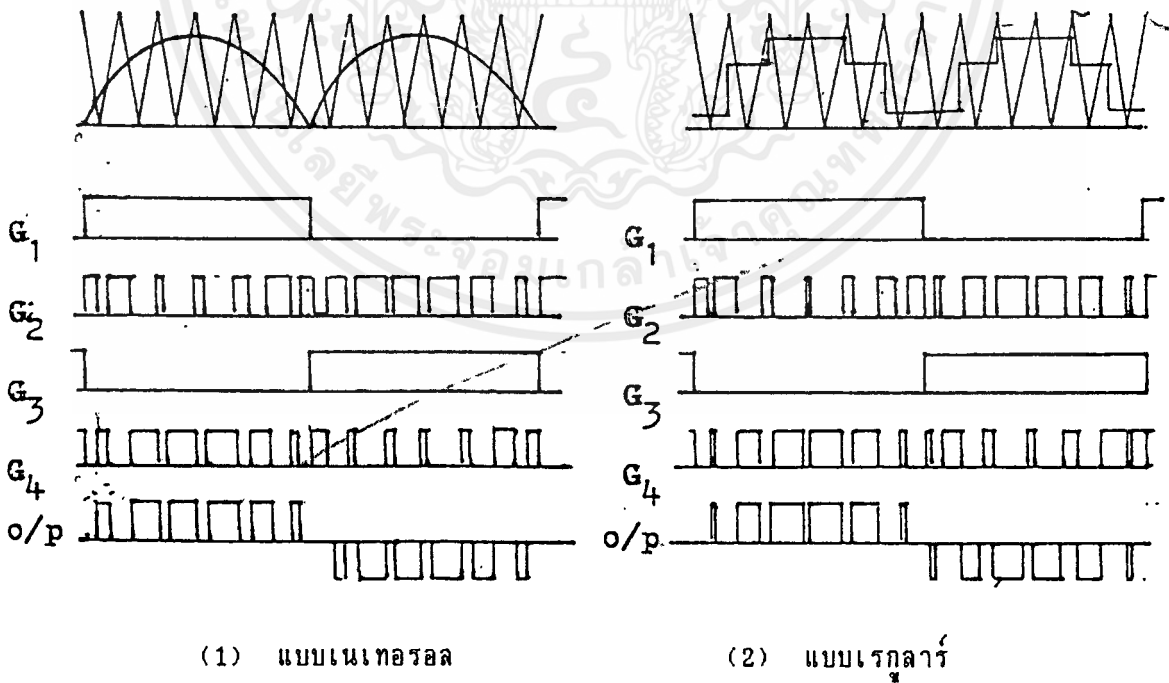
การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยวิธีการเปรียบเทียบมีหลายแบบได้แก่

1. การเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อลแซมพลิง ชนิด 2 ระดับ
2. การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์แซมพลิง ชนิด 2 ระดับ
3. การเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อลแซมพลิง ชนิด 3 ระดับ
4. การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์แซมพลิง ชนิด 3 ระดับ

จากรูปที่ 3.3 และ รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อลแซมพลิงนั้น  
เป็นวิธีการเปรียบเทียบอย่างต่อเนื่องและเป็นเชิงเส้น ส่วนการเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์  
แซมพลิง เป็นวิธีการเปรียบเทียบอย่างไม่ต่อเนื่องและไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะได้เอาที่พูด  
ออกมาเป็นรูปคลื่นขึ้นบันได



รูปที่ 3.3 แสดงการสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ



รูปที่ 3.4 แสดงการสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ

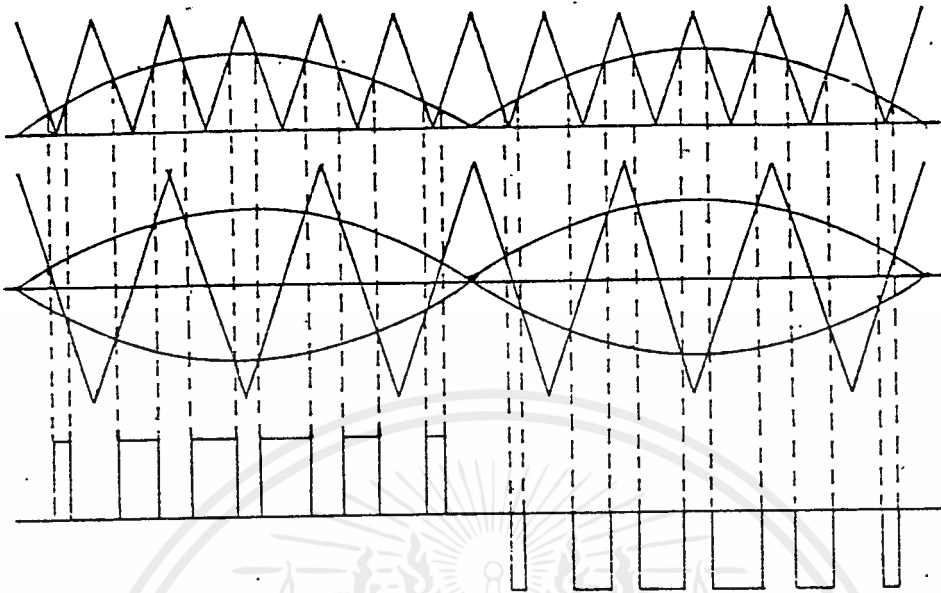
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การสร้างรูปแบบสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มในโครงการนี้

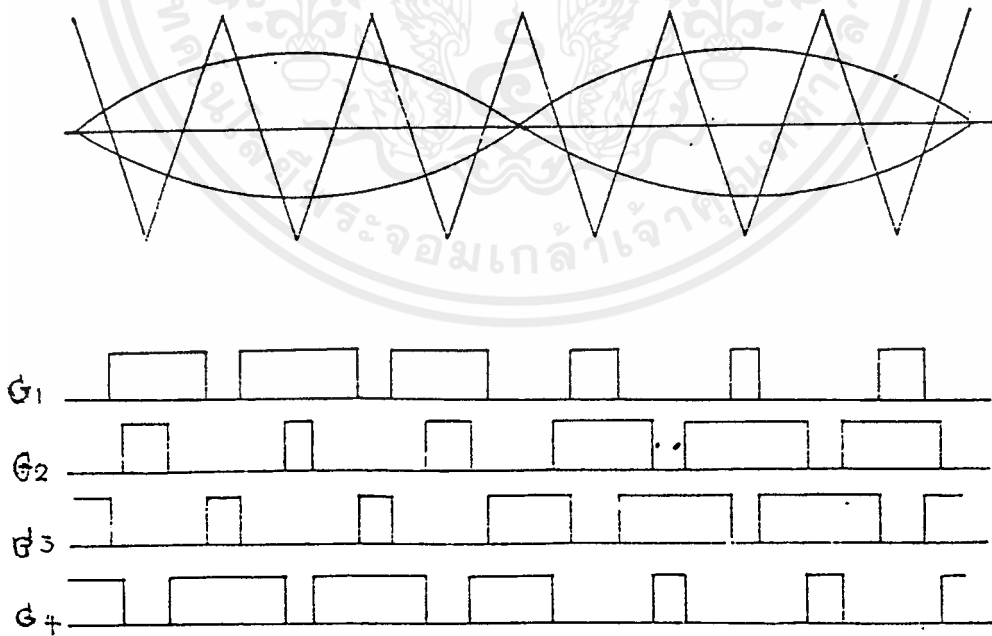
จากการวิเคราะห์ ทางด้านองค์ประกอบฮาร์มอนิกสำหรับรูปคลื่นแบบ 3 ระดับ จะมีข้อดีมากกว่า แบบ 2 ระดับ ตรงที่เกิดเฉพาะฮาร์มอนิกอันดับคี่และฮาร์มอนิกที่มีขนาดสูงสุดมีขนาดต่ำกว่า การเปรียบเทียบแบบเนเทอรอลจะดีกว่าแบบเรกูลาร์เล็กน้อยเนื่องจากขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกต่ำกว่า รวมทั้งวิธีการสร้างวงจรจะง่ายกว่าแต่การจะลดผลของฮาร์มอนิกให้น้อยลงอาจทำได้โดยการเพิ่มอัตราส่วนความถี่ของสัญญาณพาหะต่อสัญญาณอ้างอิงหรือเพิ่มความถี่ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมให้มากขึ้นนั่นเอง แต่มีผลเสียในทางปฏิบัติคือเกิดการสูญเสียในการสวิตช์ (switching loss) มาก สำหรับค่าอัตราส่วนความถี่ที่ได้เลือกไว้ นั้นเป็นค่าที่เหมาะสมเนื่องจากสามารถกำจัดฮาร์มอนิกอันดับต่ำออกไปได้มาก แต่เรามีวิธีแก้ไขการสูญเสียในการสวิตช์ โดยใช้วิธีการสร้างสัญญาณแบบใหม่ซึ่งใช้สัญญาณพาหะที่มีความถี่เป็นครึ่งหนึ่งของแบบเดิม โดยที่วิธีสร้างแบบเดิมนั้นเราสร้างโดยการยกระดับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็นบวก และ เเรคตีฟายสัญญาณซายน์ให้เป็นคลื่นพัลวเวฟ ส่วนวิธีใหม่นั้นกระทำได้โดย การใช้สัญญาณซายน์ทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสมาเปรียบเทียบ กับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ฉะนั้นวิธีสร้างสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มแบบใหม่มีข้อดีดังต่อไปนี้

1. สัญญาณทริกแต่ละสัญญาณมีความถี่เท่ากันทุกสัญญาณทำให้ทรานซิสเตอร์แต่ละชุดทำงานได้เท่าเทียมกัน
2. สามารถลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของแบบ 2 ระดับที่ค่าอัตราส่วนความถี่เดียวกัน
3. ไม่ต้องมีส่วนกระทำทางลอจิก
4. ให้ผลลัพธ์รูปคลื่นพัลส์บลิวเอ็มที่การระเหิมกับแบบเดิมทุกอย่าง

สรุปได้ว่าสำหรับโครงการนี้ เราสร้างสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มโดยวิธีการเปรียบเทียบแบบเนเทอรอลแชนพลงชนิด 3 ระดับ ระหว่างสัญญาณซายน์ความถี่ 50 เฮิร์ต กับ สัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 3 กิโลเฮิร์ต โดยมีค่าอัตราส่วนความถี่ของสัญญาณพาหะต่อสัญญาณอ้างอิง (frequency ratio, N) เท่ากับ 60 ในที่นี้สัญญาณพาหะ คือ สัญญาณรูปสามเหลี่ยมและสัญญาณอ้างอิง คือ สัญญาณซายน์



รูปที่ 3.5 แสดงการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับโดยวิธีเดิม



รูปที่ 3.6 แสดงการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับโดยวิธีแบบใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.4) วงจรรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็ม

ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มนั้นไม่ได้มีเฉพาะวงจรรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเท่านั้น แต่มีวงจรอื่น ๆ อีก ที่ช่วยในการป้องกันและช่วยให้แหล่งจ่ายไฟสำรองทำงานอย่างมีประสิทธิภาพและมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น เช่น วงจรตรวจจับแรงดันไฟไลน์ วงจรควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุต เป็นต้น

ในโครงการนี้ เราแบ่งวงจรรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มออกเป็น 3 ส่วน คือ

1. ส่วนตรวจสอบแรงดัน
2. ส่วนล็อคเฟส
3. ส่วนสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

วงจรรทั้งสามส่วนนี้ได้ทำงานร่วมกัน และทำงานนอกเหนือไปจากวงจรรสร้างสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มในอินเวอร์เตอร์ทั่วไป โดยฟังก์ชันการทำงานของแต่ละส่วนต่างๆจะมีดังต่อไปนี้

#### ส่วนตรวจสอบแรงดัน

- เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ตรวจสอบว่าเกิดสภาวะผิดปกติหรือไฟดับ เกิดขึ้นกับไลน์หรือไม่ โดยใช่วงจรเปรียบเทียบแรงดัน
- ในขณะที่ไฟดับส่วนนี้จะส่งสัญญาณไปยังอินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะสร้างสัญญาณชายน้ความถี่ 50 เฮิรตือสระโดยไม่วิงค์โคไนซ์กับไลน์
- ส่วนนี้จะส่งสัญญาณเพื่อบอกไปยังส่วนล็อคเฟสในช่วงที่ไฟไลน์กลับมาอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานวิงค์โคไนซ์กับไฟไลน์ ซึ่งเป็นผลดีต่อระบบไฟฟ้าในแง่ของการมีเสถียรภาพที่ดี
- ในขณะที่ไฟไลน์เข้ามาไม่ว่าในกรณีของการเริ่มเปิดเครื่องหรือ กรณีไฟไลน์กลับมาใหม่หลังจากดับไป ส่วนนี้จะทำหน้าที่หน่วงเวลาเพื่อตรวจสอบว่าไฟไลน์กลับมาแน่นอนหรือไม่ เพราะมีฉะนั้นในช่วงไฟดับๆมาๆจะทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานกลับไปกลับมาอย่างไม่มีเสถียรภาพ

#### ส่วนล็อคเฟสกับไลน์

- ส่วนนี้ทำหน้าที่ คอยจัดการให้สัญญาณจากอินเวอร์เตอร์วิงค์โคไนซ์กับไฟไลน์ตลอดเวลา ซึ่งเรียกว่า ช่วงลอคความถี่

- ส่วนนี้จะคอยส่งสัญญาณไปที่ส่วนของทรานเฟอร์สวิตช์ เพื่อที่จะทำให้การทรานเฟอร์ เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ พร้อมทั้งไม่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันอย่าง จับพลันไม่เช่นนั้นจะเกิดการกระชากของแรงดันขึ้นที่ภาระ เนื่องจากแรงดันที่ อินเวอร์เตอร์และแรงดันที่ไลน์กลับทิศกัน ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในเรื่องของ ทรานเฟอร์สวิตช์
- ส่วนลอคเฟสนี้จะส่งสัญญาณให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์ก็ ต่อเมื่อเป็นไปตามเงื่อนไขดังต่อไปนี้ คือ
  - 1) ไฟไลน์อยู่สภาวะปกติหรือไฟไม่ดับ โดยส่วนนี้ส่วนตรวจสอบแรงดันจะส่งสัญญาณ มาให้
  - 2) ไฟไลน์ลอคเฟสกับไฟจากอินเวอร์เตอร์พอดีวงจรมีส่วนนี้ได้เพิ่มเข้าไปในแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อประสิทธิภาพในการทำงาน ของอินเวอร์เตอร์

### ส่วนสร้างรูปคลื่นพีคดับลิว เอ็ม

เป็นส่วนที่สำคัญที่สุด เนื่องจากเป็นทั้งตัวสร้างรูปคลื่นพีคดับลิว เอ็มและ ตัวควบคุมแรงดันเอาท์พุท ส่วนนี้ได้เคยกล่าวมาแล้วว่าแบ่งเป็น 3 ส่วนตามหลักการ สร้างรูปคลื่นพีคดับลิว เอ็มได้แก่

#### 1. ส่วนสร้างสัญญาณพาหะหรือสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

สำหรับในโครงการงานนี้ เราได้สร้างวงจรมีให้เล็กลงกว่าวงจรสร้าง สัญญาณรูปสามเหลี่ยมแบบเดิม ซึ่งแบบเดิมได้ใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต เข้าวงจรมุมความถี่แล้วอินทิเกรตซึ่งยุ่งยาก และซับซ้อนกว่า แต่แบบใหม่เราใช้ไอซี สำเร็จรูปซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ ในโครงการงานนี้เราใช้ความถี่ 3 กิโลเฮิร์ต จะได้อัตราส่วนความถี่เท่ากับ 60

#### 2. ส่วนสร้างสัญญาณซายน์

การสร้างสัญญาณซายน์ ในส่วนนี้นั้นเราต้องการสัญญาณที่ซิงค์โคไนด์กับ ไฟไลน์ โดยสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์ก่อนแล้วจึงนำมากรอง ความถี่สูงออกไปให้เหลือแต่สัญญาณซายน์ สำหรับสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมนั้นเรานำมาจาก ไอซีเฟสลอคคูลูป ซึ่งการทำงานของเฟสลอคคูลูปแบ่งเป็น 2 สภาวะ คือ

- 1) สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมโดยการซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์
- 2) สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมโดยไม่มีการซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์ในช่วงไฟไลน์ผิดปกติ

ไอซีเฟสลือคูลจะทำงานในสภาวะแรกจนกระทั่งเกิดความผิดปกติเช่น ไฟดับเกิดขึ้น หรือเฟสไม่ลือคกับไลน์ วงจรส่วนลือคเฟสจะสั่งงานให้ไอซีเฟสลือคูลทำงานในสภาวะที่ 2 โดยผลิตสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมออกมาเองโดยไม่มีการซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์ หลังจากได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ตออกมาแล้วก็นำมาผ่านวงจรกรองความถี่ และเลื่อนเฟสเพื่อให้สัญญาณซายน์ที่ได้ซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์พอดี สัญญาณซายน์ความถี่ 50 เฮิร์ตที่ได้นี้จะเข้าสู่ส่วนควบคุมแบบป้อนกลับ เพื่อรักษาระดับแรงดันทางเอาท์พุทให้คงที่ตลอดเวลา ทั้งในกรณีมีการหรือมีการเปลี่ยนแปลงภาระเกิดขึ้น ส่วนควบคุมแบบป้อนกลับเป็นวงจรควบคุมแบบ พี-ไอซึ่งรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ และราบรื่นรวมทั้งมีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรควบคุมแบบพี โดยจะกล่าวรายละเอียดในเรื่องของวงจรควบคุม นอกจากนั้นในส่วนนี้ยังมีวงจรป้องกันการเกิดโอเวอร์มอดูเลชัน ซึ่งขนาดของสัญญาณซายน์มากกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ซึ่งเป็นผลเสียเนื่องจากเกิดฮาร์โมนิคอันดับต่ำขึ้นอย่างมากมาย สัญญาณซายน์ที่สร้างขึ้นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม มี 2 สัญญาณ คือ สัญญาณซายน์แบบกลับเฟสกับไลน์และไม่กลับเฟสกับไลน์

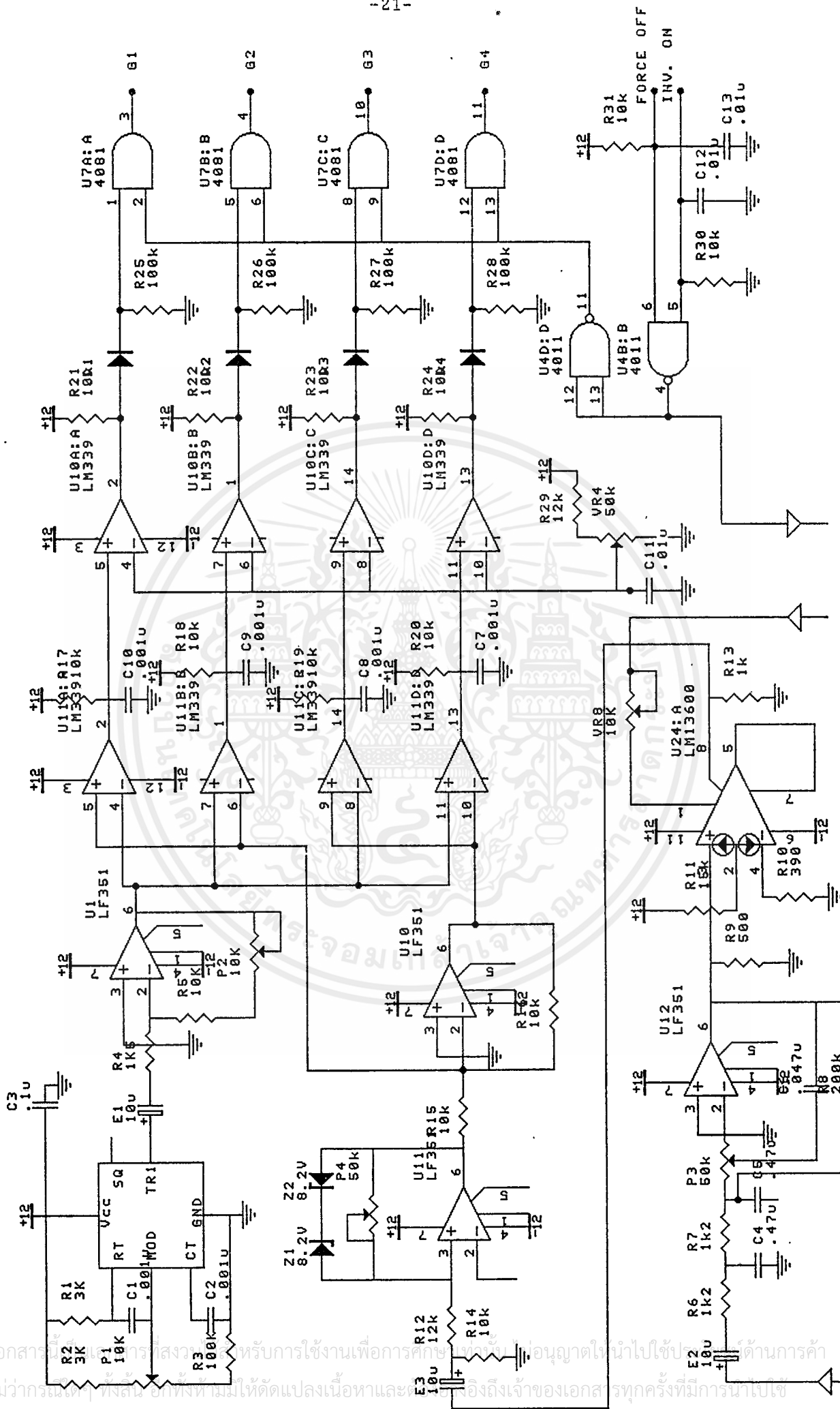
### 3. ส่วนวงจรเปรียบเทียบ

ส่วนนี้จะนำสัญญาณซายน์ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่กลับเฟสกับไลน์และไม่กลับเฟสกับไลน์ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาหะหรือสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 3 กิโลเฮิร์ต โดยวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ในส่วนนี้จะมีการปรับค่าเดทไทม์ของสัญญาณเพื่อให้เหมาะสม กับค่าเทิร์น-ออฟไทม์ (TURN-OFF TIME) ของทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์ ตัวที่ 1 กับ ตัวที่ 3 ทำงานพร้อมกัน มิฉะนั้นจะเกิดการลัดวงจรของแหล่งจ่ายไฟตรงได้ อีกทั้งอาจทำให้รูปสัญญาณพีคดับลิวเอ็มเพิ่มขึ้นไปเป็นผลให้สัญญาณซายน์ที่ภาระเพิ่มขึ้นไปด้วยเอาท์พุทจากส่วนนี้จะได้สัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่มีถึง 4 สัญญาณเพื่อนำไปทริกให้ทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลังโดยผ่านทางส่วนวงจรขับเคลื่อนต่อไป

#### 3.1.5) อธิบายการทำงานของวงจรสร้างพีคดับลิวเอ็ม

จากรูปวงจร 3.7 ไฟไลน์จากการไฟฟ้าแรงดัน 220 โวลท์ผ่านหม้อแปลงแรงดันลงมาเหลือแรงดัน 6 โวลท์ ผ่านไดโอดเรียงกระแสและตัวเก็บประจุเพื่อกรองเป็นไฟตรงที่ เรียบขึ้น ไอซี U3 เป็นออปแอมป์เบอร์ LF351 ต่อกันเป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันให้เอาท์พุทออกมาเป็นลอจิก ซึ่งไปยังไอซี U2B โดยทำหน้าที่เป็น





VCOUT (4046)

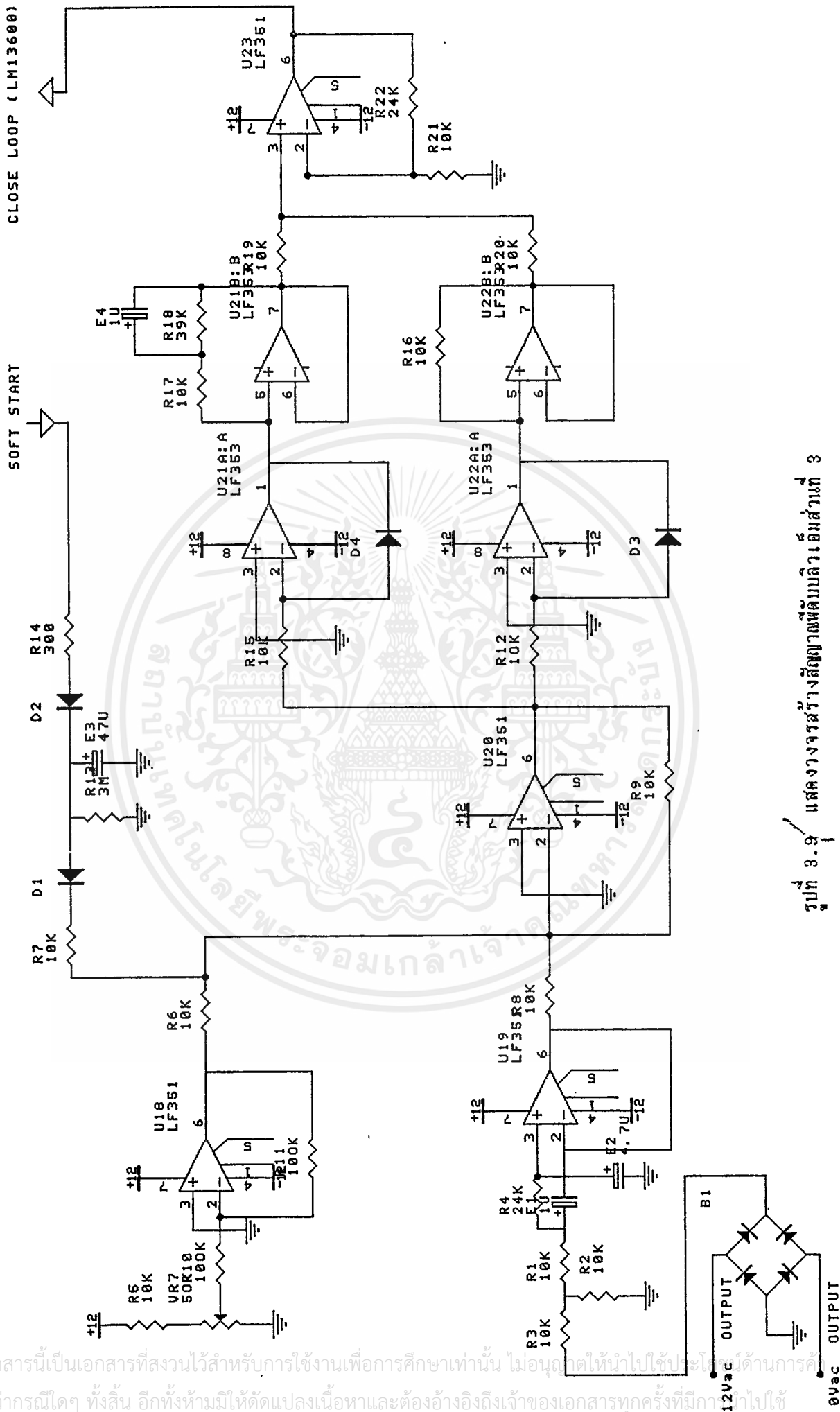
CLOSE LOOP

SOFT START

รูปที่ 3.8 แสดงวงจรสร้างสัญญาณควบคุมตัวมอเตอร์

เล่มที่ 2

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถทำซ้ำหรือดัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลอื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมความเร็วมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัพเพอร์วงจรยึดความกว้างพัลส์เพื่อหน่วงเวลาในการตรวจสอบไฟไลน์และ ส่งสัญญาณไปยังส่วนลอคเฟส ส่วนลอคเฟสนี้เริ่มจากไฟไลน์แรงดัน 6 โวลท์ป้อนเข้าสู่ ไอซี U1 ทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะได้สัญญาณพัลส์ไฟลลับความถี่ 50 เฮิร์ต ไอซี U2C ทำหน้าที่กรองให้เหลือแต่พัลส์ไฟตรงเท่านั้น ส่วนไอซี U16B และ U16C คือเป็นวงจรหดความกว้างพัลส์ เพื่อส่งเป็นสัญญาณบอกช่วงไหนเฟสของอินเวอร์เตอร์ลอคกับไลน์ เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์ ไอซี U6 เป็นไอซีเฟสล็อคคู่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต ซึ่งทำงานได้ 2 สภาวะ คือ

- 1) สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ซิงค์โคไนด์กับไฟไลน์ เมื่อเอาท์พุทจากไอซี U17B เป็น "1" สั่งให้ไอซี U5D อนุาลอกสวิทซ์ทำงาน ในกรณีไฟไลน์ปกติโดยขา VCOIN ของ ไอซีเฟสล็อคคู่ เชื่อมกับขา PHASE COMPARE
- 2) สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมอิสระ เมื่อลอคจิกจากไอซี U17B เป็น "0" สั่งให้ ไอซี U5C อนุาลอกสวิทซ์ทำงาน แรงดันที่ดึงเอาไว้ป้อนเข้าขา VCOIN ของไอซีเฟสล็อคคู่ สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ตที่ได้จะเป็นสัญญาณที่นำไปสร้างสัญญาณซายน์อีกทีหนึ่ง จากรูปที่ 3.8 โดยไอซี U12 คือ เป็นวงจรเฟสชิฟต์เตอร์ (phase shift filter) เพื่อกรองความถี่ต่ำและเลื่อนเฟส หลังจากนั้นจะควบคุมขนาดของสัญญาณซายน์โดยใช้ไอซี U24 เป็น operating transconductance amplifier หรือ OTA ซึ่งมีบทบาทสำคัญในการรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ ไอซี U11 เป็นวงจรจำกัดขนาดของสัญญาณซายน์เพื่อไม่ให้มีขนาดเกินคลื่นพาหะ อันเป็นผลให้เกิดโอเวอร์มอดูเลชั่น สัญญาณจะกลับเฟสครึ่งหนึ่งโดยไอซี U10 คือเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส ไอซีเบอร์ LM339 คือเป็นวงจรเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณซายน์กลับเฟส และไม่กลับเฟสกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 3 กิโลเฮิร์ต ไอซี LM339 อีกตัวทำหน้าที่สร้างเดทไทม์ให้กับสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ไปทรานซิสเตอร์โดยปรับค่าเดทไทม์ได้ สัญญาณรูปสามเหลี่ยมสร้างจากไอซี U14 เบอร์ 566 และ U15 สำหรับไอซี U7 เป็นตัวที่ปล่อยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มออกจากส่วนสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มไปยัง วงจรขับเบส เพื่อให้ขับทรานซิสเตอร์ต่อไป

ไอซี OTA เบอร์ LM13600 ควบคุมแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ได้อย่างไร จากรูปที่ 3.9 ในส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมแบบป้อนกลับโดยมีการนำเอารูปคลื่นซายน์ที่เอาท์พุทมาตรวจสอบว่าได้ค่าแรงดันตามต้องการหรือไม่ ในโครงการนี้คือแรงดัน 220 โวลท์ซึ่งแปลงลงมาเหลือแรงดัน 12 โวลท์ผ่านวงจรเรกติฟาย และ ผ่านไอซี 19 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ และ ไอซี U20 เป็นออปแอมป์ต่อเป็นวงจรลบแรงดันแล้วไอซี U21 และ U22

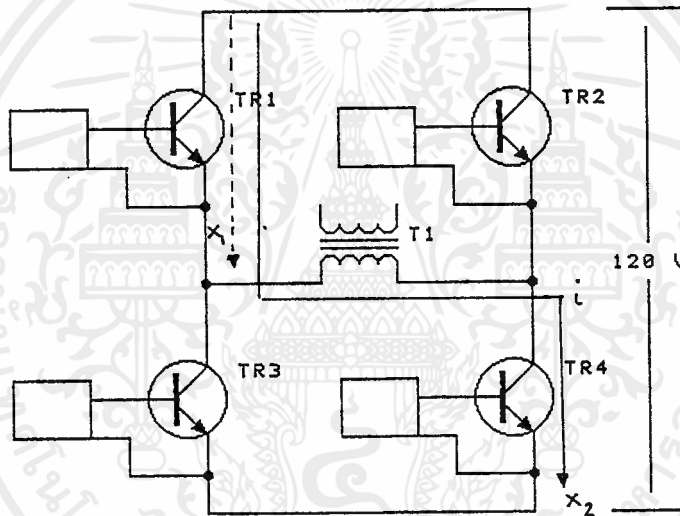
เป็นวงจรควบคุมแบบพี-ไอ ไอซี OTA มีคุณสมบัติพิเศษ คือ มีอัตราขยายเปลี่ยนแปลงตามกระแสที่เข้ามาไบแอสโดยที่ในสภาวะที่มีการเพิ่มภาระ แรงดันเอาต์พุตจะตกลงเราจึงต้องเพิ่มอินพุตเข้าไป เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ทำได้โดยการเพิ่มขนาดของคลีนซายน์ ทำให้อัตราส่วนการมอดูเลชันสูงขึ้นแต่ต้องไม่เกิน 1 ซึ่งทำให้เกิดโอเวอร์มอดูเลชัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 วงจรขับเบส (BASE DRIVE)

หลังจากที่ได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่จะไบแอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัวแล้ว สัญญาณพีดับบลิวเอ็มจะต้องถูกนำมาขยายจนสามารถจ่ายกระแสได้เพียงพอ ค่าของกระแสเบสนี้จะต้องมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านอิ่มตัว (saturated) จากการศึกษาพบว่ากระแสนี้จะอยู่ในย่าน 500-700 mA ในชุดวงจรขับเบสนี้จะต้องทำการแยก (Isolate) ไฟเลี้ยงของแต่ละชุดออกจากกัน และต้องแยกกราวด์ออกจากชุดกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วย สาเหตุที่จะต้องมีการแยกไฟเลี้ยงและแยกกราวด์นี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขับเบสที่ต่ออยู่กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากรูป ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN จำนวน 4 ตัวถูกนำมาต่อเป็นบริดจ์ เพื่อขับโหลดซึ่งในที่นี้คือหม้อแปลง การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ ในช่วงไซเคิลบวก Tr1 และ Tr4 จะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้โหลด และในช่วงไซเคิลลบ Tr2 และ Tr3 จะทำงานสลับกันไป ทำให้ได้สัญญาณไฟสลับผ่านหม้อแปลง แต่เนื่องจากการกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบ 3 ระดับ ทรานซิสเตอร์ทุกตัวจะมีการเปิดปิดตลอดเวลาแต่จังหวะการเปิดปิดจะไม่ตรงกันดังได้กล่าวมาแล้วตอนต้น ถ้าพิจารณาที่ชั่วขณะใดขณะหนึ่งซึ่งทรานซิสเตอร์จะต้องจ่ายกระแสให้โหลด ตามรูปที่ 3.10

ถ้าชุดวงจรขับเบสแต่ละชุด ไม่ได้ทำการแยกกราวด์จะพบว่าที่ขาอิมิตเตอร์ (emitter) ของทรานซิสเตอร์จะเป็นจุดเดียวกัน เช่น ตามรูป จุด x1 และ x2 จะเป็นจุดเดียวกัน (คือ กราวด์) ทางเดินของกระแสจะไม่ไหลผ่านโหลด และ Tr4 แต่จะลัดผ่าน Tr1 ลงกราวด์ โดยผ่านทางกราวด์ของชุดวงจรขับเบส

### 3.2.1) หลักการทํางานของวงจรถับเบส

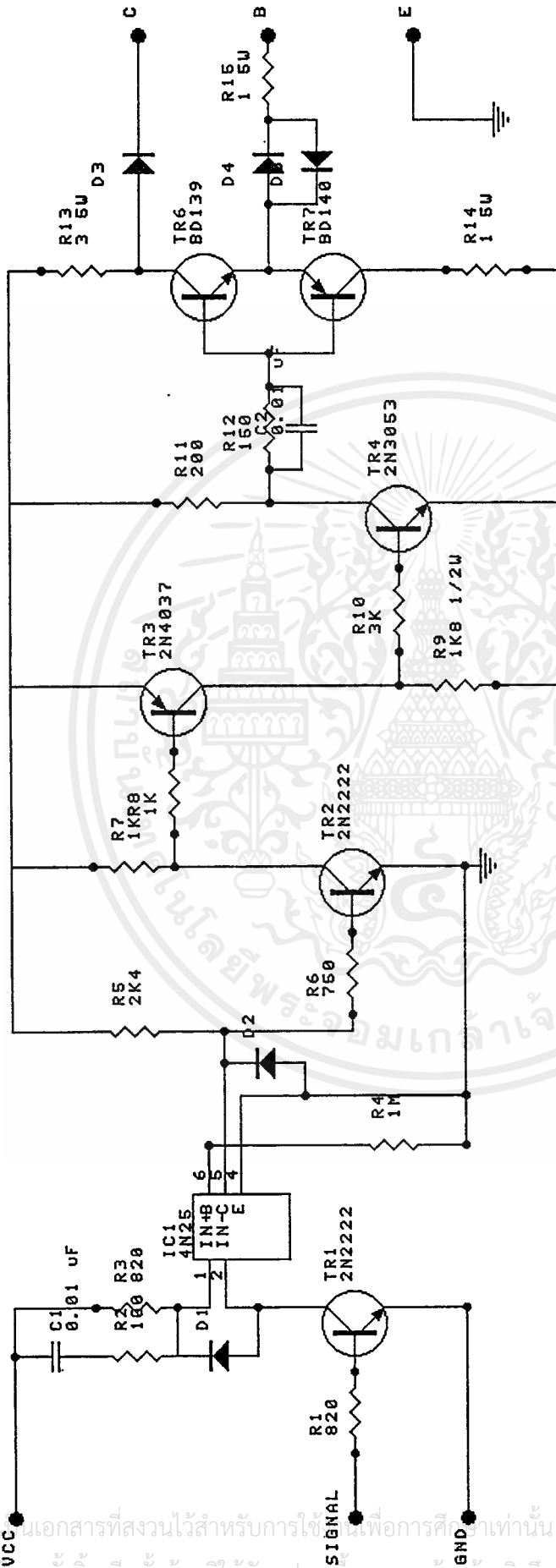
จากรูปที่ 3.11 แสดงการทํางานของวงจรถับเบส ใช้ IC 4N25 ซึ่งเป็น IC opto couple ทํางานแยกกราวด์ของชุดวงจรถับเบส ออกจากวงจรถักกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ส่วนไฟเลี้ยงของวงจรถับเบสนั้นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิชชิง (switching power supply) จะทำการแยกกราวด์โดยใช้หม้อแปลง เอาท์พุทที่ได้จากหม้อแปลงจะเป็นไฟตรง 3 ระดับ ได้แก่ +6, 0, -6 V เราสามารถอธิบายการทํางานของวงจรได้ดังนี้

สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่เข้ามา Tr1 โดยมี R1 เป็นตัวจำกัดกระแสเบสและกระแสคอลเลคเตอร์ (collector) ของ Tr1 จะไปไบแอสให้ LED ที่อยู่ใน IC1 ติดดับตามสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โดยมี R3 เป็นตัวจำกัดกระแสให้ LED ส่วน R2 และ C1 จะช่วยให้ Tr1 ON/OFF ได้เร็วขึ้น ไดโอดที่ต่ออยู่กับ IC1 มีหน้าที่ป้องกันแรงดันรีเวิร์สไบแอส ซึ่งอาจจะทำอันตรายให้กับอุปกรณ์ภายในไอซีได้ เมื่อ LED ติดไฟทรานซิสเตอร์ (photo Transistor) ที่อยู่ใน IC1 จะได้รับการไบแอสให้น่ากระแส เอาท์พุทที่ได้จากตำแหน่ง R5 จะเป็นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ทำการแยกกราวด์แล้ว แต่สัญญาณที่ได้ไม่คมจึงต้องมีการขยายสัญญาณ โดยใช้ Tr2 และสัญญาณที่ได้จากภาคขยายนี้จะเป็นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ คือ บวกและกราวด์ ในการขับทรานซิสเตอร์โมดูลนั้นจะต้องใช้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ ทั้งนี้เพื่อให้แรงดันซีกลบทำให้ทรานซิสเตอร์ Off ได้เร็วขึ้น ซึ่งในวงจรจะใช้ Tr3 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ต่อกันดังรูป และเอาท์พุท ที่ได้จากตำแหน่ง R9 จะถูกขยายอีกครั้งด้วย Tr4 และจะถูกป้อนเข้า Tr6 และ Tr7 ซึ่งต่อกันแบบคอมพลีเมนท์ารี (Complementary) โดยใช้ RC Coupling ต่อกันดังรูป เพื่อให้ Tr6 และ Tr7 ON/OFF ได้เร็วขึ้น เนื่องจากภาคขยายนี้จะเป็นส่วนที่จะต้องขับเบส ดังนั้น Tr6 และ Tr7 จะต้องจ่ายกระแสขับเบสได้ (มีค่าประมาณ 500 - 700 mA) ในวงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BD 140 และ BD139 ซึ่งสามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้ 1 A R13 และ R14 ใช้เพื่อการจำกัดกระแส ที่ใช้ในการ ON/OFF ทรานซิสเตอร์ในซีกบวกและซีกลบตามลำดับ การต่อขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ โมดูลตามรูป จะสามารถลดค่า Storage Time ของทรานซิสเตอร์ได้ และ D1 ก็มี

หน้าที่ป้องกันไฟ DC แรงสูงเข้ามาในวงจร

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น เป็นการกล่าวถึงหลักการและการทำงานของวงจร  
รีเลย์แบบสแตตัส แม้ว่าในส่วนของวงจรถ่ายโอนสัญญาณพีดีบีแอลเอ็ม จะได้สร้างค่า Dead Time  
เพื่อชดเชยค่า Storage Time ของทรานซิสเตอร์แล้ว วงจรรีเลย์แบบสแตตัสจะมีค่าของ  
Storage Time น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้เพื่อป้องกันการลัดวงจร ในทางปฏิบัติเราไม่  
สามารถลดค่าของ Storage Time ให้มีค่าเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นในวงจรที่ทำการออกแบบ  
นี้จะมีค่า Storage Time ประมาณมิลลิวินาที(ms) ซึ่งค่านี้ยังขึ้นอยู่กับขนาดและคุณสมบัติ  
อื่น ๆ ของทรานซิสเตอร์โมดูลด้วย





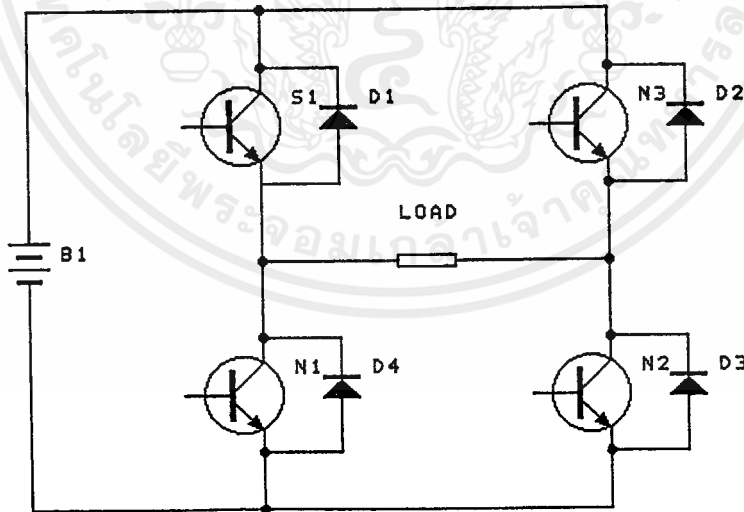
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรขั้วเบสของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 วงจรกำลัง (POWER CIRCUIT)

วงจรขั้วอินเวอร์เตอร์ ในปริวิตานินพนธ์ฉบับนี้ ใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัวมาต่อกันเป็นวงจรแบบฟูลบริดจ์ โดยรับสัญญาณขับเบสหรือกระแส  $I_B$  มาจากวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัว เอาท์พุทที่ได้ออกมาจะอยู่ในรูปของคลื่นขั้วอินเวอร์เตอร์พีคดับลิวเเอ็มแบบ 3 ระดับ ซึ่งมีลักษณะสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นขั้วอินเวอร์เตอร์พีคดับลิวเเอ็มแบบ 3 ระดับ เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟตรงที่ป้อนให้กับวงจรกำลังมีค่าประมาณ 100 โวลต์ จึงต้องมีการต่อหม้อแปลงแรงดันให้ได้ค่าประมาณ 220 โวลต์ หลังจากนั้นจึงนำเอาสัญญาณเอาท์พุทหรือสัญญาณขั้วอินเวอร์เตอร์พีคดับลิวเเอ็มแบบ 3 ระดับ ที่ได้มาผ่านวงจรกรองความถี่ (Filter) เพื่อกรองสัญญาณให้เอาท์พุทที่ออกมามีลักษณะเป็นคลื่นขั้วอินเวอร์เตอร์พีคดับลิวเเอ็มแบบ 3 ระดับ ที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง เช่นเดียวกับไฟไลน์

จากหลักการข้างต้นสรุปได้ว่า วงจรขั้วอินเวอร์เตอร์จะแปลงสัญญาณไฟตรง (DC) ให้กลายเป็นสัญญาณไฟสลับ (AC) โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัวเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์

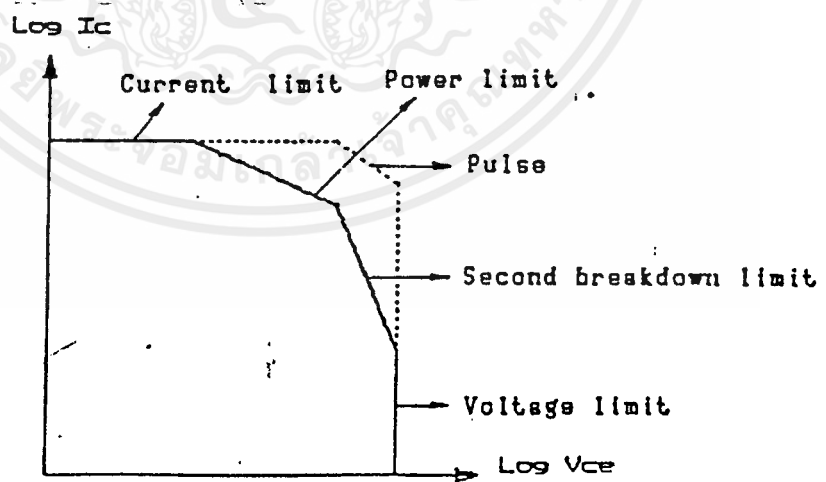
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรกำลังของวงจรชายัณเวอินเวอร์เตอร์ ที่แสดงในรูปที่ 3.12 จะแบ่งออกได้เป็นส่วนๆดังนี้ คือ

- 1) ส่วนวงจรฟูลบริดจ์และฟรีวีลไดโอด
- 2) ส่วนวงจรสับเบอ์
- 3) ส่วนหม้อแปลง
- 4) ส่วนวงจรกรองความถี่

### 3.3.1) ส่วนวงจรสับเบอ์

วงจรสับเบอ์เป็นวงจรส่วนที่มีความสำคัญ ส่วนหนึ่งในการสวิตซ์ซึ่งความถี่สูง เนื่องจากการสวิตซ์ซึ่งความถี่สูงในช่วงแรงดันสูงจะเกิดสไปค์โวลท์เตจ (spike voltage) หรือกระแสสไปค์ (spike current) ทำให้อัตราการเพิ่มของแรงดันต่อเวลา ( $dv/dt$ ) และอัตราการเพิ่มของกระแสต่อเวลา ( $di/dt$ ) เพิ่มสูงขึ้นอย่างมาก ซึ่งอาจจะก่อให้เกิดความเสียหายต่อทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรได้ จึงได้มีการนำเอาวงจรสับเบอ์มาต่อเพื่อที่จะลดค่าของ  $dv/dt$  และ  $di/dt$  ให้มีค่าน้อยลง พอที่วงจรจะทำงานได้โดยทรานซิสเตอร์กำลังไม่เกิดความเสียหาย ซึ่งสามารถแสดงกราฟพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ (Safe Operating Area ; SOA) ได้ดังรูปที่ 3.13

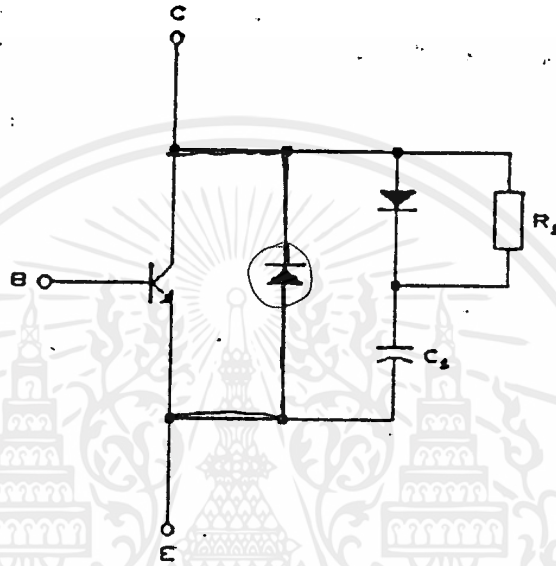


รูปที่ 3.13 แสดงรูปกราฟพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปสามารถแบ่งกราฟออกได้เป็น 4 ส่วนดังนี้ คือ

- 1.) ข้อจำกัดสูงสุดของพีคกระแส (peak current)
- 2.) ข้อจำกัดของพลังงานสูญเสีย (Power discipation limit)
- 3.) ข้อจำกัดของการพังทลายครั้งที่สอง (second breakdown limit)
- 4.) ข้อจำกัดของพีคแรงดัน (peak voltage limit)



รูปที่ 3.14 แสดงรูปวงจรสแน็บเบอร์

จากรูปที่ 3.14 วงจรสแน็บเบอร์ที่ต่อใช้งานจะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนที่เป็นสแน็บเบอร์แบบขนาน สำหรับป้องกันพีคของแรงดันไม่ให้เกินขีดจำกัด  $dv/dt$  และส่วนที่เป็นสแน็บเบอร์แบบอนุกรมสำหรับป้องกันพีคของกระแส ไม่ให้เกิดขีดจำกัด  $di/dt$  ของทรานซิสเตอร์กำลังตัวนั้นๆ

การทำงานและการออกแบบสแน็บเบอร์แบบขนาน

การทำงานของสแน็บเบอร์แบบขนานขณะหยุดนำกระแส สมมติให้ช่วงเวลากระแสตก  $t_f$  ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น สักคาไฟฟ้าที่คร่อมคาปาซิเตอร์  $C_s$  ที่เวลาใดๆ จะหาได้จาก

$$V_{cs} = 1/C_s \int_0^{t_f} i_{cs}(t) dt \tag{3.1}$$

ดังนั้นเลือกค่า  $C_s$  เพื่อให้สักคาไฟฟ้าคร่อมตัวมันเท่ากับ  $V_{cs}$  (ประมาณ 1/2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ  $V_d$ ) ที่เวลา  $t = t_f$  จาก

$$C_s > I_1 t_f / 2V_d \quad (3.2)$$

ช่วงเวลาหลังจาก  $t_f$  คาปาซิเตอร์ยังคงถูกชาร์จประจุจนค่าศักดาไฟฟ้าคร่อมตัวมันสูงขึ้น จนเริ่มสูงกว่า  $V_d$  เนื่องจากผลของอินดักแตนซ์ในวงจรและกลับมามีค่าเท่ากับ  $V_d$  พลังที่สะสมใน  $C_s$  หาได้จาก

$$E_{c_m} = (1/2)C_s V_d^2 \quad (3.3)$$

ซึ่งพลังงานส่วนนี้จะถูกสลายในความต้านทาน  $R_s$  เป็นความสูญเสียใน  $R_s$  เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสอีกครั้ง ถ้า  $f$  เป็นความถี่ของการสวิตช์ซึ่ง กำลังสูญเสียใน  $R_s$  หาได้จาก

$$P_{RS} = (1/2)C_s V_d^2 f \quad (3.4)$$

ดังนั้นค่า  $C_s$  เพิ่มขึ้น พลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์จะลดลงแต่ความสูญเสียในความต้านทานจะเพิ่มขึ้น ขณะเดียวกันค่า  $R_s$  ควรทำหน้าที่จำกัดกระแสการประจุที่จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ เพื่อไม่ให้เกิดค่าสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ ถ้า  $I_m$  เป็นกระแสที่มากที่สุดที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ ส่วน  $I_1$  เป็นกระแสไหลในขณะที่น่ากระแสคั้งนั้น หาค่า  $R_s$  ได้จาก

\* 
$$R_s > V_d / (I_m - I_1) \quad (3.5)$$

ซึ่งค่า  $R_s$  ในสมการจะเป็นค่า  $R_s$  ที่น้อยที่สุด ส่วนค่ามากที่สุดของ  $R_s$  หาได้จากระยะเวลาที่น่ากระแสคั้งน้อยที่สุดคือ  $T_{on(min)}$  ของทรานซิสเตอร์ โดยค่าเวลาน่ากระแสคั้งน้อยที่สุดอย่างน้อยควรจะเป็น 3 เท่าของไทม์คอนสแตนต์  $R_s C_s$

$$T_{on} > 3R_s C_s \quad (3.6)$$

หรือ

\* 
$$R_s > T_{on(min)} / 3C_s \quad (3.7)$$

นั่นคือ  $R_s$  จะต้องมีค่าน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุของ  $C_s$  หมดในช่วงการนำกระแส ซึ่งจากสมการ

-> 
$$V_d / (I_m - I_1) < R_s < T_{on(min)} / 3C_s \quad (3.8)$$

การคำนวณหาค่า  $C_s$  และ  $R_s$  ในวงจรสับเบอ์โดยกำหนดเงื่อนไขในวงจรและคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ ดังนี้

$V_d = 150 \text{ V}$

$V_{cd} = 75 \text{ V}$

$I_1 = 30 \text{ A}$

$I_m = 120 \text{ A}$

$t_f = 3 \mu\text{s}$

$K = 3 \text{ KHz}$

$T_{on(min)} = 12 \mu\text{s}$

$T_{off(min)} = 8 \mu\text{s}$

จากสมการที่ (3.2) หาค่า  $C_s$  ได้

$$C_s >= I_1 t_f / 2V_{cd}$$

$$>= 30 * 3 * 10^{-6} / 150$$

$$>= 0.6 \mu\text{F}$$

จึงได้เลือกค่า  $C_s = 0.6 \mu\text{F}$  , 630 โวลต์ และจากสมการ (3.7)

$$V_d / (I_m - I_1) < R_s < T_{on(min)} / 3C_s$$

โดยที่  $T_{on(min)}$  คือระยะเวลานำกระแสน้อยที่สุด มีค่าประมาณ 20  $\mu\text{s}$  ดังนั้นจึงหาค่า  $R_s$  ได้

$$150 / (120 - 30) < R_s < 12 * 10^{-6} / 3(0.6 * 10^{-6})$$

$$1.6 < R < 6.6$$

จากวงจรใช้ความถี่ ในการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ = 2 กิโลเฮิร์ต  
ดังนั้นพลังงานสูญเสียใน  $R_s$  หาได้จากสมการที่

$$P_{r_s} = 0.5 * 0.6 \mu F * [150]^2 * 2 * 10^3$$

$$P_{r_s} = 13.5 \text{ วัตต์}$$

จากผลของการคำนวณหาค่า  $R_s$  และกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้น จึงเลือกใช้  
 $R_s = 5$  โอห์ม 20 วัตต์

กรณีของการป้องกัน di/dt ของทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลัง จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์กำลังของวงจรชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ มีการสวิตช์ซึ่งผ่านหม้อแปลงซึ่งถือว่าเป็นโทมอดินดักแทนซ์ จึงเป็นการลด di/dt ในตัวด้วย โดยที่ไม่จำเป็นต้องเพิ่มสไนบเบอร์อนุกรม อย่างไรก็ตามการจะลดสไนบเบอร์อนุกรมควรจะแน่ใจว่าไม่เกิด di/dt ที่ทรานซิสเตอร์กำลังเพื่อป้องกันการพังทลายของทรานซิสเตอร์กำลัง

### 3.3.2) ส่วนหม้อแปลง

เนื่องจากขนาดแรงดันเอาต์พุต ที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำซึ่งเป็นข้อเสียประการหนึ่งของเทคนิค SPWM ที่ให้ค่าสุทธิต่ำที่เฟลเตอร์ต่ำ ทำให้จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการแปลงแรงดันที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้น ให้ได้ตามพิกัดโวลต์ที่ตรงตามต้องการคือ 220 โวลต์เอาต์พุต และผลของการวัดจากการทดลองแสดงให้เห็นว่าแรงดันฮาร์โมนิกที่ 1 หรือแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์คิดเป็นค่า rms ประมาณเพียง 90  $V_{rms}$  ที่อัตราส่วนการมอดูระหว่างคลื่นชาน์เนลกับคลื่นสามเหลี่ยม 0.7 และที่แรงดันไฟตรง 100 โวลต์ ทั้งนี้เนื่องจากเกิดการสูญเสียบางส่วนในรูปของฮาร์โมนิก และเดคโมท์ที่ใส่ทำให้เนื้อฟิลล์บางส่วนหายไป ดังนั้นการออกแบบหม้อแปลง จึงพิจารณาแรงดันจริงๆที่ได้จากการทดลอง

การออกแบบหม้อแปลง

การออกแบบหม้อแปลง จะลดค่าขีดเค้นแรงดันที่ตกคร่อมในหม้อแปลงและทรานซิสเตอร์ด้วย ซึ่งมีค่าประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์ ที่เกิดหม้อแปลงขนาด 3000 วัตต์

$$\begin{aligned} \text{ทางด้านอินพุต} &= 90 \text{ V}_{\text{rms}} \\ \text{ทางด้านเอาต์พุต} &= 240 \text{ V}_{\text{rms}} \\ \text{Turn Ratio} &= 240/90 = 2.67 \end{aligned}$$

เนื่องจากแรงดันเข้าหม้อแปลงมีลักษณะรูปคลื่นเป็น พีคดับลิวเล็มที่มีเปอร์เซ็นต์ของความเป็นซายน์มาก จะทำให้

$$E = 4.44 f_n BA(sf)$$

ซึ่งกำหนดให้

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$B = 0.9 \text{ T}$$

$$sf = 0.95$$

กำหนด

$$A = 0.011 \text{ ตารางเมตร}$$

หาจำนวนรอบของขดลวด

$$\begin{aligned} N_1 &= E_1 / (4.44fBA(sf)) \\ &= 43.1 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_2 &= E_2 / (4.44fBA(sf)) \\ &= 105.3 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

กำหนดให้

$$J = \text{ค่าความหนาแน่นของกระแส} = 4 \text{ A/mm}^2$$

จะได้

$$I_2 = 3000 \text{ VA} / 240 \text{ V}$$

$$= 13.6 \text{ A}$$

$$I_1 = I_2 (N_2 / N_1)$$

$$= 13.6 (105.3 / 52.3)$$

$$= 27.4 \text{ A}$$

พื้นที่หน้าตัดขดลวดปฐมภูมิ

$$a_1 = 27.4 / 4$$

$$= 6.845 \text{ mm}^2$$

เส้นผ่าศูนย์กลาง

$$d_1 = 2 * \sqrt{a / \pi}$$

$$= 3.0 \text{ mm}$$

$$= 3.0 / 25.4$$

$$= 0.118 \text{ นิ้ว}$$

ดังนั้นจะใช้ลวด SWG เบอร์ 9 ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง = 0.119 นิ้ว  
พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทุติยภูมิ

$$a_2 = 13.6 / 4$$

$$= 3.4 \text{ mm}^2$$

เส้นผ่าศูนย์กลาง

$$d_2 = 2 * \sqrt{a / \pi}$$

$$= 2.0 \text{ mm}$$

$$= 2.0 / 25.4$$

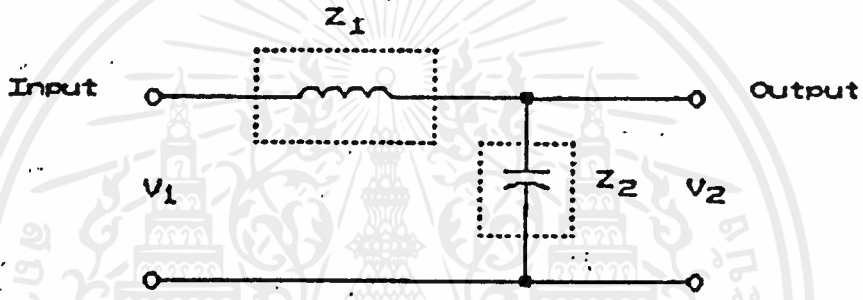
$$= 0.078 \text{ นิ้ว}$$

ดังนั้นจะใช้ลวด SWG เบอร์ 14 ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง = 0.08 นิ้ว

### 3.3.3) ส่วนวงจรรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรกรองความถี่ฮาร์โมนิกที่เอากัณฑ์ ของวงจรชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ จะใช้วงจรกรองความถี่อย่างง่าย แบบวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) ซึ่ง จะประกอบด้วย L และ C ตามรูปที่ ทั้งนี้เนื่องจากเทคนิค SPWM สามารถกำจัดฮาร์โมนิกระดับต่ำๆให้หมดไปคงเหลือแต่ฮาร์โมนิคเด่นๆ ตั้งแต่อันดับประมาณที่ 80 ขึ้นไป ซึ่ง จะเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนการมอดหรือที่อันดับ  $2N-1$  ( $N$  = อัตราส่วนการมอด) โดย วงจรกรองความถี่จะถูกจุดที่ความถี่คัตออฟ (cut off) ที่ฮาร์โมนิค อันดับต่ำที่สุดที่เกิดขึ้น ทำให้สามารถใช้ค่า L และ C ในวงจรกรองความถี่ให้มีขนาดเล็กได้



รูปที่ 3.15 แสดงวงจร Low Pass Filter

อย่างไรก็ตามค่า L และ C ของ Low Pass Filter มีผลต่อระบบชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ โดยที่ค่า L ที่มาก ค่า C น้อยจะทำให้ Voltage regulation ของชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ไม่ดี แต่เป็นการลดโหลดของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่ใช้ค่า L เล็กๆ ค่า C มากๆ จะทำให้ Voltage regulation ดี แต่เป็นการเพิ่มภาระโหลดให้กับอินเวอร์เตอร์

จากวงจรกรองความถี่แสดงในรูป 3.15 ค่าอิมพีแดนซ์ของ L และ C หาได้จากสมการ

$$Z_1 = j\omega L \quad (3.9)$$

$$Z_2 = 1/j\omega C \quad (3.10)$$

โดยที่  $V_1$  เป็นแรงดันอินพุต ซึ่งประกอบด้วย Fundamental Voltage และ

องค์ประกอบฮาร์มอนิกต่างๆ ส่วน  $V_0$  เป็นเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ ซึ่งจากรูป จะเห็นว่าวงจรรองความถี่ จะทำหน้าที่เสมือน Voltage Divider ที่ลดอันดับฮาร์มอนิกที่  $n$  ตามสมการ

$$\begin{aligned}
 f_{(n)} &= V_{o(n)} / V_{i(n)} \\
 &= Z_{2(n)} / Z_{2(n)} + Z_{1(n)} \\
 &= 1 / [1 + Z_{1(n)} Y_{2(n)}]
 \end{aligned}$$

จะได้  $f_{(n)} = 1 / [1 + Z_{1(n)} Y_{2(n)}] \quad (3.11)$

จากสมการของ  $f_n$  จะเห็นว่าวงจรรองความถี่ที่ ดี หรือออกแบบได้เหมาะสมแล้ว จะให้ regulation ที่ ดี หรือลด Voltage Fundamental เพียงเล็กน้อยหรือกล่าวได้ว่า

$$f_1 = 1$$

หรือที่ Voltage Fundamental

$$Z_{1(n)} Y_{2(n)} = 0$$

กรณีที่สามารลดอันดับฮาร์มอนิกที่  $n$  ได้มากๆ หรือ  $f_{(n)} \ll 1$  ทำให้เข้าใกล้ศูนย์ เมื่อ  $n > 1$

$$Z_{1(n)} Y_{2(n)} = \alpha$$

การคำนวณหาค่า  $L$  และ  $C$  ในวงจรรองความถี่ ต้องอาศัยสมการ (3.9), (3.10) และ (3.11) เพื่อให้ได้ค่า  $L$  และ  $C$  ที่เหมาะสมและน้อยที่สุด (optimum) โดยที่อินเวอร์เตอร์ยังมีรูปคลื่นเอาต์พุต และค่าแรงดันเรคกูเลชันที่ดี

ในทางปฏิบัติแล้วค่า  $L$  ในส่วนของหม้อแปลง ก็ถือเป็นส่วนหนึ่งของวงจรรองความถี่ด้วย ดังนั้นจึงต้องคำนึงถึงค่า  $L$  ในหม้อแปลง และนำมาคำนวณด้วย โดยฮาร์มอนิกที่ถูกกรองนี้จะเป็นค่ากำลังการสูญเสียในวงจรรองความถี่ และกำลังการสูญเสียในหม้อ

แปลง จากเทคนิค SPWM จะสามารถวิเคราะห์ห้วงค้ประกอบฮาร์โมนิคที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งสามารถคำนวณหาค่า L และ C ได้ 30 mH และ 10  $\mu$ F ตามลำดับ โดยให้วงจรถองความถี่ฐานที่ความถี่ cut-off ที่ฮาร์โมนิคที่ 50 ขึ้นไป เมื่อแทนค่าในสมการที่(3.11) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f_1 &= \left| \frac{1}{(1+wCwL)} \right| \\ &= \left| \frac{1}{[1+(2\pi*50*30*10^{-3}*2\pi*50*10*10^{-6})]} \right| \\ &= 0.97 \end{aligned}$$

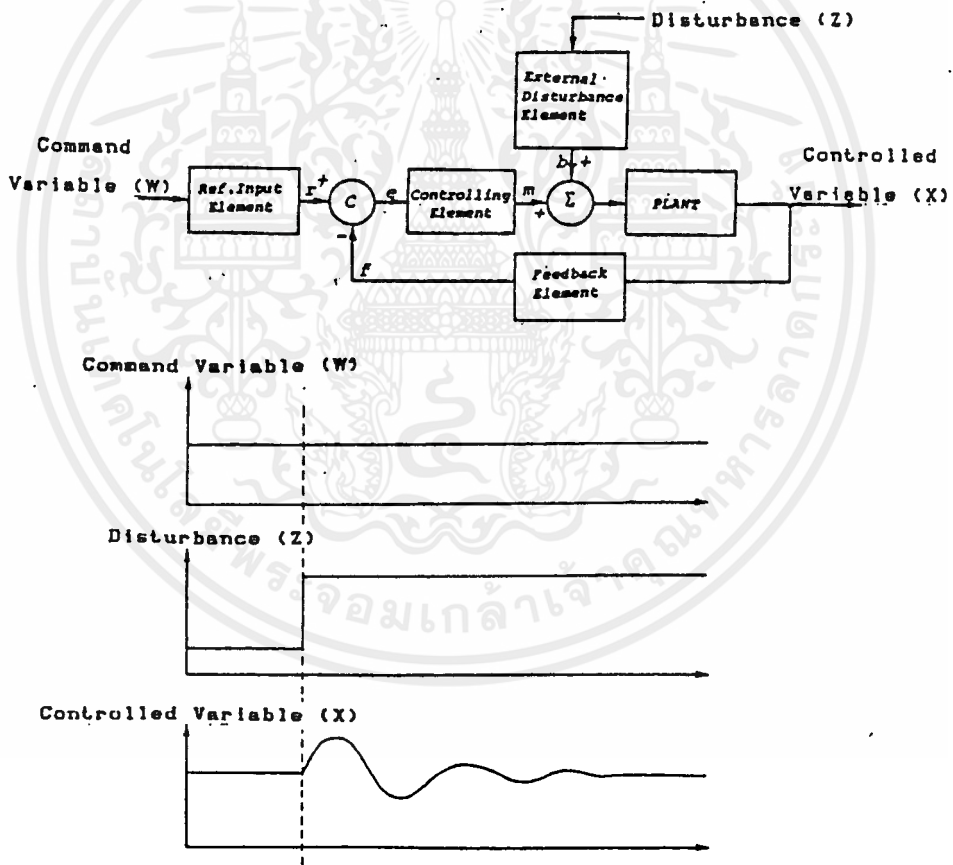
และ

$$\begin{aligned} f_n &= \left| \frac{1}{[1+(nwC)(nwL)]} \right| \\ &= \left| \frac{1}{[1+(50*2\pi*50*30*10^{-3})(50*2\pi*50*10*10^{-6})]} \right| \\ &= 0.013 \end{aligned}$$

จากการคำนวณ ค่า  $f_1$  ,  $f_n$  โดยใช้ค่า L = 30 mH และ C = 10  $\mu$ F จะให้ค่า  $f_1$  เข้าใกล้ 1 และ  $f_n$  เข้าใกล้ 0 ซึ่งหมายความว่า วงจรถองความถี่ Low pass filter ให้ผลตามทฤษฎี

### 3.4 วงจรควบคุม (CLOSE LOOP CONTROL)

วงจรควบคุมมีหน้าที่รักษาระดับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ให้คงที่ เมื่อระบบ UPS ถูกรบกวนเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด ซึ่งลำพังอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นไม่สามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าขาออก (OUTPUT VOLTAGE) ให้คงที่ไว้ได้ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านโหลด อย่างไรก็ตาม เราสามารถแก้ไขปัญหาเหล่านี้ได้โดยการเพิ่มวงจรควบคุมแบบลูปปิด (CLOSE LOOP CONTROLLED CIRCUIT) เพื่อให้ระบบ SPS สามารถรักษาระดับแรงดันขาออกให้คงที่ได้โดยอัตโนมัติ โดยระบบจะพยายามปรับแรงดันขาออกให้คงที่ เมื่อเกิดมีการเปลี่ยนแปลงทางด้าน LOAD สามารถเขียนรูปแสดงหลักการทำงานของวงจรได้ดังรูป 3.16



รูปที่ 3.16 แสดงหลักการการทำงานของวงจรควบคุม

จากรูปที่ 3.16 เราพิจารณาให้การเปลี่ยนแปลงของโหลดอยู่ในรูปของSTEP FUNCTION เมื่อเกิดการรบกวนเนื่องจากโหลดดังกล่าวส่งผลให้ระดับแรงดันขาออกเปลี่ยน

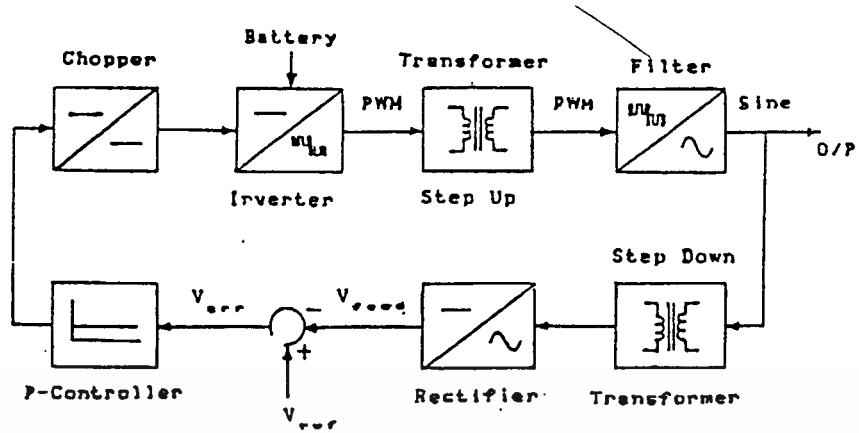
แปลงไป วงจรควบคุมก็จะส่งสัญญาณควบคุมให้ระบบปรับตัวเข้าสู่สภาวะ STEADY STATE ใหม่ ในการปรับตัวของระบบนี้ ระบบไม่สามารถปรับแรงดันขาออกให้เข้าสู่สภาวะปกติได้ในทันทีทันใด แต่จะเกิดการแกว่งชั่วขณะก่อนจะเข้าสู่สภาวะปกติ โดยระบบจะเข้าสู่สภาวะปกติได้เร็วและคงที่แค่ไหน จะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของวงจรควบคุมที่ใช้ว่ามีลักษณะเช่นไร สำหรับการออกแบบวงจรควบคุมนั้นโดยทางทฤษฎีแล้ว เราจะต้องทำการหา TRANSFER FUNCTION ของระบบที่จะทำการควบคุมก่อน แล้วแปลงให้อยู่ในรูปสมการที่สามารถควบคุมได้ นำไปเปรียบเทียบกับสมการมาตรฐานและปรับค่าตัวแปรให้มีความเท่าที่กำหนด แล้วจึงออกแบบวงจรควบคุม แต่ในทางปฏิบัติแล้วเราไม่นิยมใช้วิธีดังกล่าว เพราะเป็นการยากที่จะสามารถหา TRANSFER FUNCTION ที่ถูกต้องของระบบได้ จึงมักจะใช้วิธีเลือกชนิดของวงจรควบคุมที่มีคุณสมบัติด้านผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงตามที่เราต้องการเช่นพิจารณาว่าระบบต้องการความเร็ว หรือต้องการความแน่นอนในการปรับเข้าสู่สภาวะปกติ แล้วทำการปรับตั้งวงจรควบคุมให้ได้ผลตามที่ต้องการ

### 3.4.1) ประเภทของการควบคุม

การควบคุมระดับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับบลิวเอ็ม ที่นิยมใช้กันมี 2 วิธี คือ

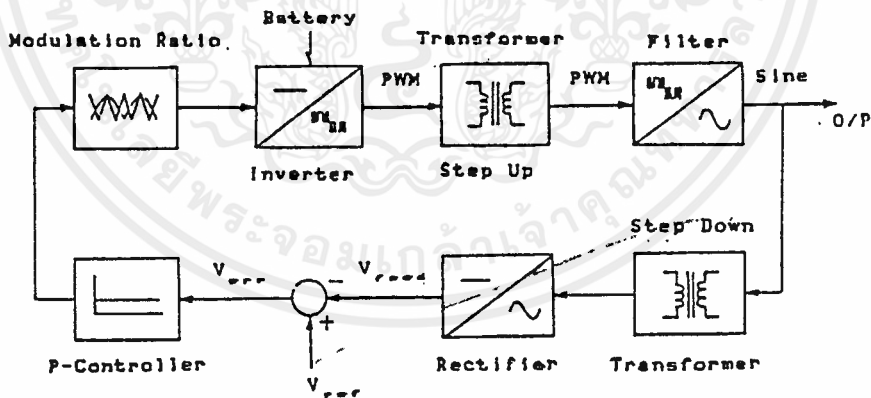
1) การควบคุมแรงดันขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ เป็นการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงจากเรกติฟายที่ป้อนให้แก่อินเวอร์เตอร์ โดยใช้วงจรถอปเปอร์ (CHOPPER) สามารถแสดงวิธีการควบคุมได้ดังรูปที่ 3.17

จากรูป 3.17 สามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้ เริ่มจากป้อนกลับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ โดยผ่านหม้อแปลงลดระดับแรงดันแล้วแปลงเป็นไฟกระแสตรงด้วยวงจรเรียงกระแส (RECTIFIER) และวงจรกรอง (FILTER) แรงดันไฟตรงที่ได้จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ แล้วนำแรงดันไฟตรงดังกล่าวมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ซึ่งมีค่าคงที่ ก็จะได้แรงดันคลาดเคลื่อน ( $V_{err}$ ) ซึ่งวงจรควบคุมจะนำไปสร้างแรงดันควบคุม ( $V_{con}$ ) เพื่อปรับค่า duty cycle (DUTY CYCLE) ของวงจรถอปเปอร์ให้เพิ่มขึ้นหรือลดลง เป็นการปรับแรงดันไฟตรงขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ ส่งผลให้แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นหรือลดลง



รูปที่ 3.17 แสดงการควบคุมโดยใช้วงจรชอปเปอร์ที่แรงดันไฟตรงขาเข้าของอินเวอร์เตอร์

2) การควบคุมภายในของอินเวอร์เตอร์ เป็นการควบคุมอัตราส่วนการมอดูเลต (MODULATION RATIO) ของคลื่นไซน์ (SINE WAVE) กับคลื่นรูปสามเหลี่ยม (TRIANGLE WAVE) โดยมีลักษณะการควบคุมคล้ายกับวิธีแรก แต่แรงดันควบคุม ( $V_{con}$ ) ที่ได้จะส่งไปควบคุมอัตราการมอดูเลต ซึ่งก็คือการปรับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ สามารถแสดงการควบคุมวิธีนี้ได้ดังรูป 3.18

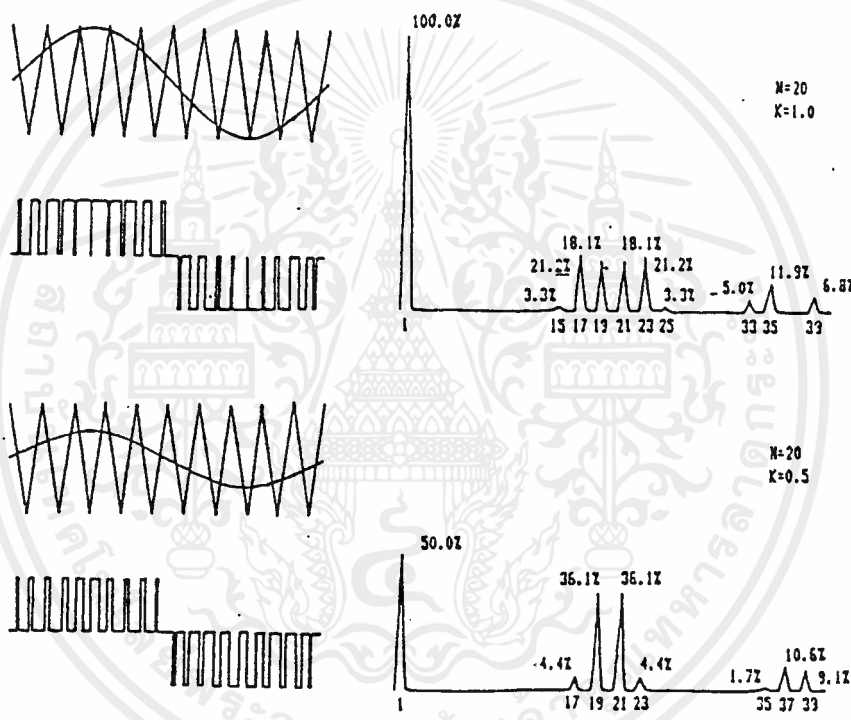


รูปที่ 3.18 แสดงการควบคุมโดยการควบคุมภายในของอินเวอร์เตอร์

ในการเปรียบเทียบการควบคุมทั้ง 2 วิธี เราเลือกใช้วิธีที่ 2 เนื่องจากว่าการควบคุมวิธีแรกเราต้องสร้างวงจรชอปเปอร์เพื่อใช้ควบคุมแรงดันไฟตรง แต่วิธีที่ 2 จะสะดวกและประหยัดกว่า เพราะเราสามารถใช้ไอซีเพียงตัวเดียวในการปรับอัตราส่วนการมอดูเลต โดยการปรับแอมพลิจูดของคลื่นไซน์

### 3.4.2) การควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกโดยการควบคุมวงจรถ่ายในของอินเวอร์เตอร์

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกโดยการควบคุมวงจรถ่ายในของอินเวอร์เตอร์ จะใช้วิธีควบคุมค่าอัตราส่วนของการมอดูเลตของคลื่นไซน์กับคลื่นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนนี้ จะทำให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าซึ่งเป็นองค์ประกอบพื้นฐาน (FUNDAMENTAL) ของแรงดันไฟฟ้าขาออกเปลี่ยนแปลงไป แสดงหลักการควบคุมวิธีนี้ได้ ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 แสดงการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าขาออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของการมอดูเลต

แต่การควบคุมโดยวิธีนี้มีข้อจำกัดคือ ค่าอัตราส่วนของการมอดูเลตจะต้องมีค่าไม่เกิน 1.0 เพราะจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกอันดับต่ำขึ้น แต่ต้องไม่ต่ำเกินไป เพราะการลดค่าอัตราส่วนลง จะทำให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่เป็นองค์ประกอบพื้นฐานมีค่าลดลง ในขณะที่ขนาดของฮาร์โมนิกมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้มีการสูญเสียกำลังที่วงจรกรองความถี่มากขึ้น ดังนั้นจึงนิยมที่จะควบคุมค่าอัตราส่วนให้อยู่ในช่วง 0.5-0.9 ซึ่งข้อจำกัดนี้จะเป็นตัวจำกัดขนาดของอินเวอร์เตอร์ด้วย

3.4.3) ชนิดของวงจรรควบคุม

วงจรรควบคุมที่เรานำมาใช้จะทำการควบคุมโดยอัตโนมัติ โดยทำหน้าที่หาค่าความคลาดเคลื่อน (ERROR) ระหว่างแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) กับ แรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งถูกแปลงเป็นไฟกระแสตรงแล้ว จากนั้นตัวควบคุมจะสร้างแรงดันควบคุมขึ้น เพื่อส่งไปปรับแรงดันขาออก จนกว่าค่าความคลาดเคลื่อนจะลดลงเป็นศูนย์ หรือมีค่าน้อยที่สุด ลักษณะของการสร้างสัญญาณควบคุมของวงจรรควบคุมอัตโนมัตินี้ เราเรียกว่า "กิริยาการควบคุม" (CONTROL ACTION) ซึ่งมีหลายแบบและมีคุณสมบัติต่าง ๆ กัน ในที่นี้เราจะกล่าวถึงเฉพาะแบบที่เราเลือกใช้ในโครงงานนี้เท่านั้น

1) กิริยาการควบคุมแบบพี (PROPORTIONAL OPERATION หรือ P OPERATION) สำหรับตัวควบคุมที่มีกิริยาการควบคุมแบบพีนั้น ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุมหรือค่าขาออกของตัวควบคุม  $m(t)$  กับสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน  $e(t)$  คือ

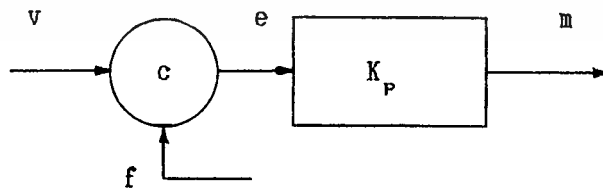
$$m(t) = K_p e(t)$$

หรือ

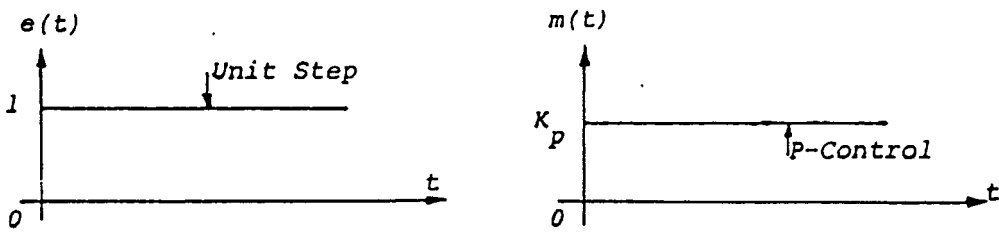
$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p$$

โดยที่  $K_p$  จะเป็นค่าอัตราขยาย (Gain) ของตัวควบคุมชนิดพี

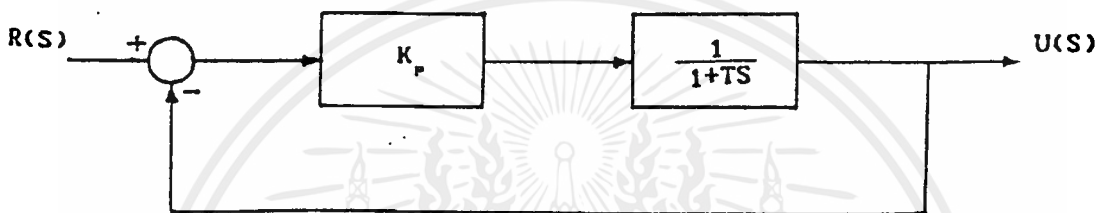
ดังนั้นตัวควบคุมแบบพีจึงต้องเป็นวงจรรขยายที่สามารถปรับค่าของอัตราขยายได้



รูปที่ 3.20 บล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ของตัวควบคุมชนิดพี



รูปที่ 3.21 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีต่อค่าความคลาดเคลื่อนแบบขั้น



รูปที่ 3.22 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนแบบพี

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{K_p \cdot \frac{1}{1+TS}}{1 + K_p \cdot \frac{1}{1+TS}} = \frac{K_p}{1+TS+K_p}$$

$$R(S) = \frac{1}{S} \quad (\text{UNIT STEP FUNCTION})$$

$$C(S) = \frac{K_p}{1+TS+K_p} \cdot \frac{1}{S}$$

จากทฤษฎีค่าสุดท้าย (FINAL VALUE THEOREM)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} C(t) = [SC(S)] = \frac{K_p}{1+TS+K_p} = \frac{K_p}{1+K_p}$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} R(t) = [SR(S)] = S \cdot \frac{1}{S} = 1$$

ความคลาดเคลื่อนออฟเซต(OFFSET ERROR) :  $e_{ss} = 1 - \frac{K_p}{1+K_p} = \frac{1}{1+K_p}$

พิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อน OFFSET จะเห็นว่ามีค่าความคลาดเคลื่อน  $= \frac{1}{1+K_p}$  ซึ่งหมายความว่า เมื่อระบบถูกรบกวนจากภายนอก ไม่ว่าเวลาจะผ่านไปนานเท่าไรก็ตาม (ที่ STEADY STATE ก็ตาม) จะมีความคลาดเคลื่อนอยู่ค่าหนึ่งเสมอ

2) กิริยาการควบคุมแบบพีไอ (PROPORTIONAL & INTEGRAL OPERATION หรือ PI OPERATION) กิริยาการควบคุมของตัวควบคุมแบบพีไอนั้นสามารถแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$m(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt$$

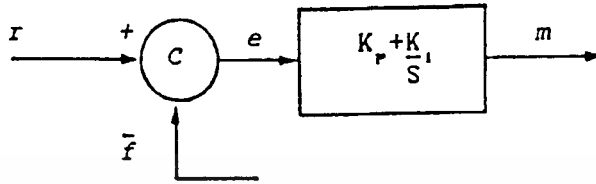
หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{S}$$

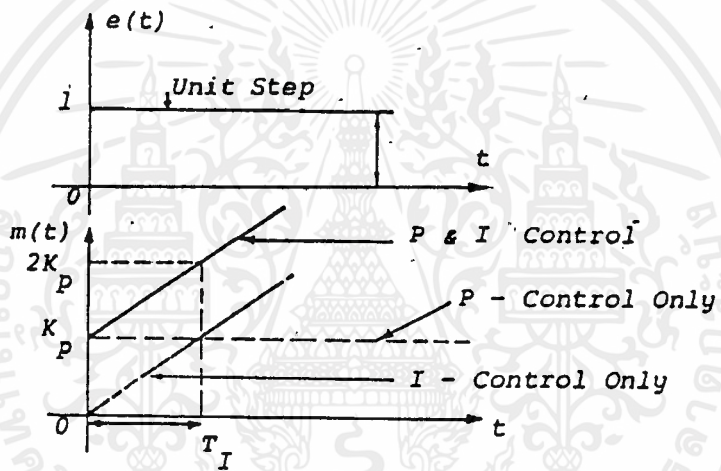
$$= K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i S}\right); \text{ เมื่อ } K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

โดยที่

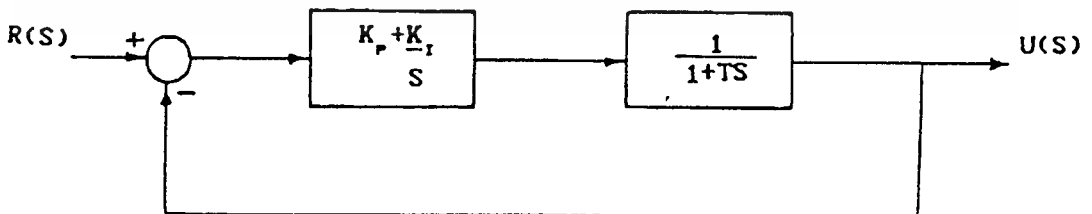
- $K_p$  จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมชนิดพี
  - $T_i$  จะเป็นเวลาที่ใช้ในการเพิ่มค่าของสัญญาณควบคุมจนมีขนาดเท่าค่าความคลาดเคลื่อนที่เปลี่ยนแปลงไป
  - $K_i$  จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมชนิดไอ (INTEGRAL CONTROLLER)
- ทั้ง  $K_p$  และ  $T_i$  เป็นค่าที่ปรับได้ โดยที่การปรับ  $T_i$  นั้นจะเป็นการปรับกิริยาการควบคุมแบบอินทิกรัล (INTEGRAL) ส่วนในการปรับค่าของ  $K_p$  นั้นจะมีผลต่อส่วนโพรพอร์ตชันนอล (PROPORTIONAL) และส่วนอินทิกรัลของกิริยาการควบคุม



รูปที่ 3.23 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมชนิดพีไอ



รูปที่ 3.24 การตอบสนองของตัวควบคุมชนิดพีไอต่อค่าความคลาดเคลื่อนแบบขั้น



รูปที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมของการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนแบบพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C(s)/R(s) = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{1+TS}}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{1+TS}} = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{1+TS+K_p+\frac{K_i}{s}}$$

$$= \frac{(K_p s + K_i)}{(s+TS+K_p s + K_i)}$$

$$R(S) = 1/S \quad (\text{UNIT STEP FUNCTION})$$

$$C(S) = \frac{(K_p s + K_i)(1/S)}{[s+TS^2+K_p s + K_i]}$$

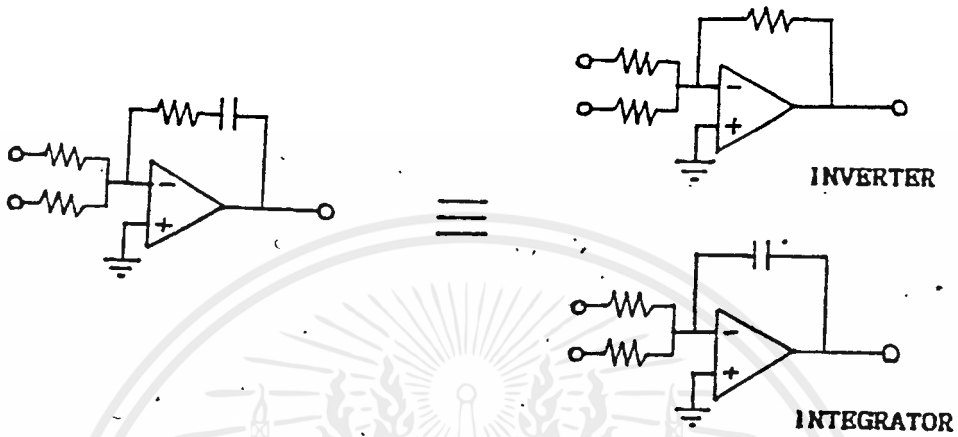
จากทฤษฎีค่าสุดท้าย

$$\lim_{t \rightarrow \infty} C(t) = \lim_{S \rightarrow 0} [SC(S)] = \frac{(K_p s + K_i)}{(s+TS^2+K_p s + K_i)} = 1$$

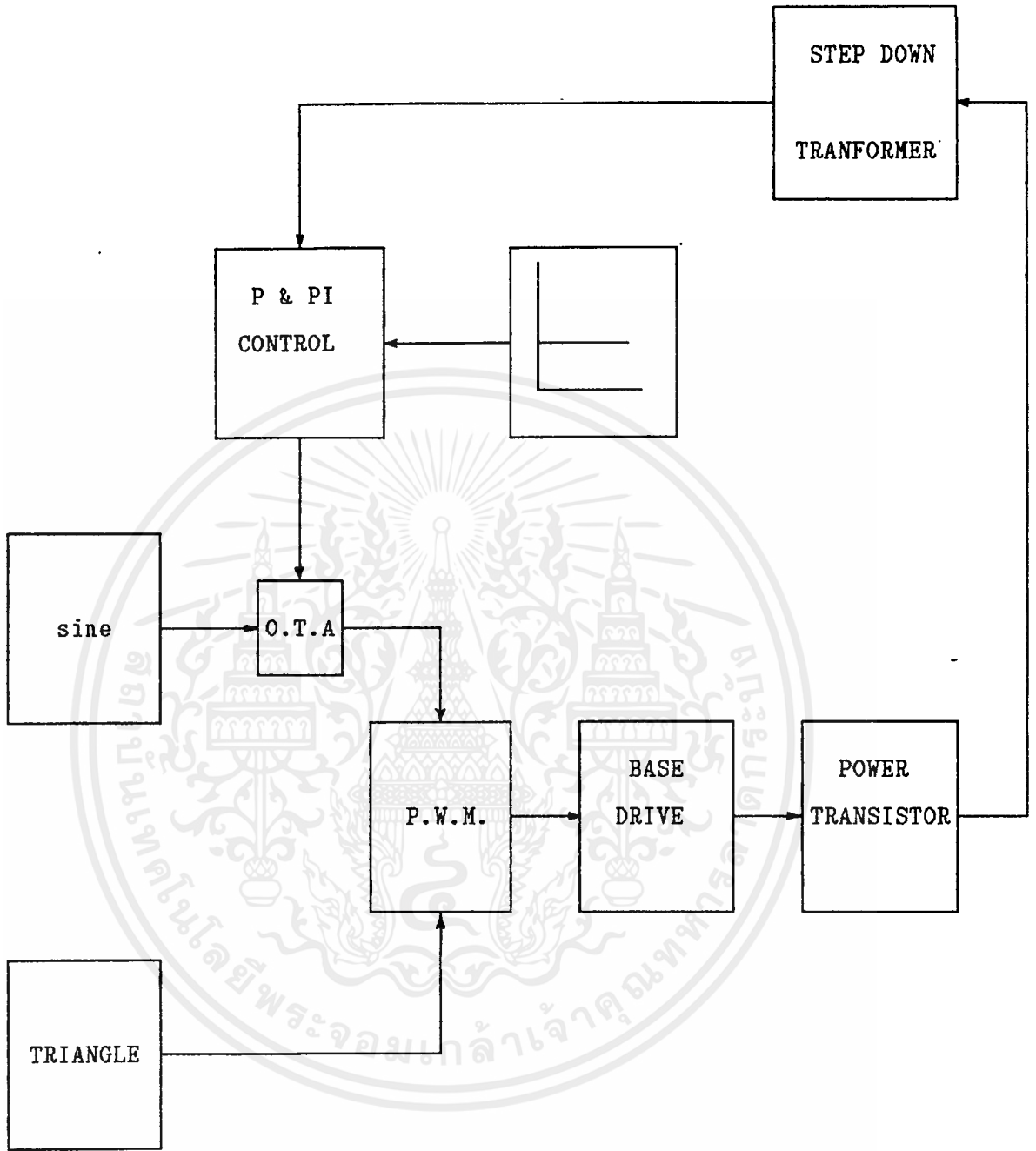
$$\lim_{t \rightarrow \infty} R(t) = \lim_{S \rightarrow 0} [SC(S)] = S \cdot \frac{1}{S} = 1$$

$$\text{ค่าความคลาดเคลื่อนออฟเซต : } e_{\infty} = 1 - 1 = 0$$

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่า การแก้ความคลาดเคลื่อนโดยใช้กิริยาการควบคุมแบบพีไอจะให้ผลดีกว่าการใช้กิริยาควบคุมแบบพีตรงที่ไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนออฟเซตเกิดขึ้น แต่ก็มีข้อเสียคือจะเข้าสู่สภาวะปกติ(STEADY STATE)ได้ช้ากว่าการควบคุมแบบพี ดังนั้นในโครงการนี้จึงใช้การควบคุมแบบพีไอร่วมกับการควบคุมแบบพี โดยการควบคุมแบบพีจะช่วยให้ระบบปรับตัวเข้าสู่สภาวะปกติได้เร็ว และการควบคุมแบบพีไอจะช่วยกำจัดความคลาดเคลื่อนออฟเซต



รูปที่ 3.26 แสดงการต่อวงจรบวกสัญญาณแบบกลับระดับแรงดัน ให้เป็นตัวควบคุมชนิดพีไอ จากหลักการที่ได้กล่าวมาข้างต้น สามารถนำมาใช้ออกแบบวงจรควบคุม ในลักษณะลูปปิดอย่างง่าย ๆ โดยใช้ตัวควบคุมชนิดพี (P CONTROLLER) และ พีไอ (PI CONTROLLER) ได้ โดยสามารถแสดง BLOCK DIAGRAM และรายละเอียดของวงจร ในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 แสดง BLOCK DIAGRAM ของการควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### บทที่ 4

### วงจรเรียงกระแส (RECTIFIER)

วงจรเรียงกระแส (RECTIFIER) มีหน้าที่หลักคือ จ่ายไฟกระแสตรงให้กับ อินเวอร์เตอร์และจ่ายไฟกระแสตรงให้แก่ภาค SWITCHING SUPPLY เพื่อจ่ายไฟให้กับ วงจรส่วนต่าง ๆ ของระบบ SPS โดยทำการเปลี่ยนไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรง โดยใช้ไทรซิสเตอร์ และวงจรกรอง(FILTER) ซึ่งวิธีนี้มีข้อดีคือสามารถควบคุมแรงดันขาออกได้โดยการควบคุมมุมทริกหรือความกว้างของสัญญาณขับไทรซิสเตอร์ และยังสามารถควบคุมแรงดันขาออกให้มีค่าคงที่ได้โดยการเพิ่มวงจรป้อนกลับ เพื่อควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงที่ไฟไลน์

ถึงแม้ว่าแรงดันขาออกของวงจรเรกติฟายจะไม่ได้มีค่าคงที่โดยสิ้นเชิง แต่ก็อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ และสามารถหาค่าเฉลี่ยของคลื่นได้ว่ามีค่าเท่าไร

#### 4.1 ประเภทของวงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแส แบ่งออกได้เป็นระบบ 1 เฟสและระบบ 3 เฟส ตามแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ ในที่นี้เราใช้วงจร 1 เฟส นอกจากนี้เราสามารถแบ่งวงจรออกตามลักษณะการทำงานได้เป็น 3 แบบ คือ

1. วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (HALF-WAVE RECTIFIER)
2. วงจรเรียงกระแสแบบ 2 เฟส (BIPOLAR RECTIFIER)
3. วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (FULL-WAVE RECTIFIER)

โดยแต่ละประเภทยังแบ่งออกเป็นแบบควบคุมได้ และแบบควบคุมไม่ได้ แบบควบคุมได้คือ แบบที่ใช้ไทรซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตช์ จึงสามารถปรับแรงดัน OUTPUT ได้ โดยการปรับมุมทริกของไทรซิสเตอร์ ส่วนแบบที่ควบคุมไม่ได้ คือ แบบที่ใช้ไดโอดเป็นอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งจะได้ออกแรงดันขาออกมีค่าคงที่ วงจรเรียงกระแสแต่ละแบบก็จะมีคุณสมบัติต่างกันไป ในที่นี้เราเลือกใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น เนื่องจากเป็นชนิดที่มีค่าแรงดันกระเพื่อม (RIPPLE) ต่ำกว่าแบบอื่น ๆ จึงขอลำดับถึงเฉพาะวงจร RECTIFIER แบบเต็มคลื่นเท่านั้น

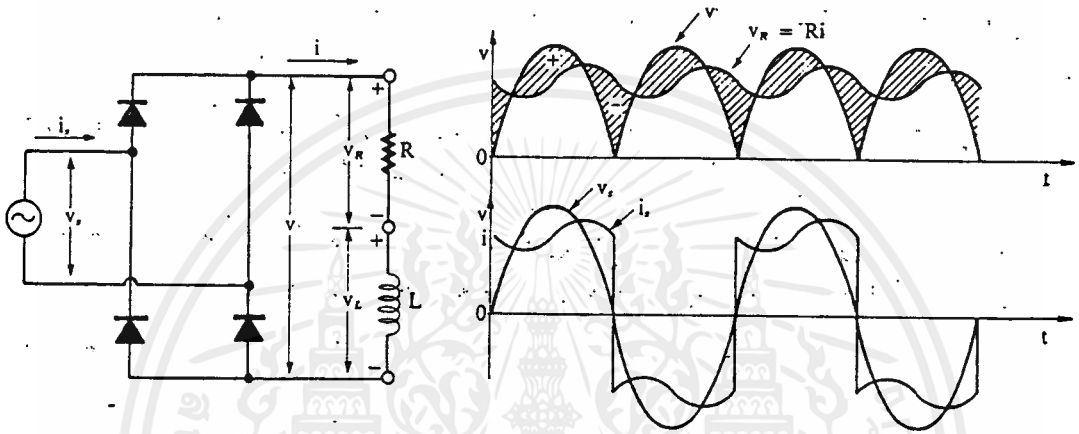
#### เรกติฟายเออร์ชนิดเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (FULL-WAVE BRIDGE RECTIFIER)

เป็นวงจรเรียงกระแสที่ได้รูปคลื่นของแรงดันขาออกเต็มลูกคลื่น แบ่งออกเป็น 3 ชนิดตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

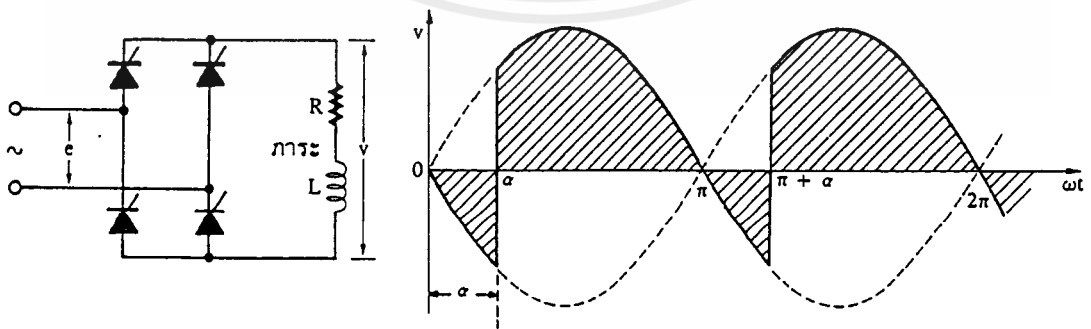
การควบคุม คือ

1) แบบที่ไม่สามารถควบคุมได้ (uncontrolled) ในวงจรเรกติฟายเออร์แบบนี้จะใช้ไดโอดเป็นอุปกรณ์หลักในการสวิตช์ โดยแสดงวงจรและรูปคลื่นดังรูป 4.1 วงจรแบบนี้จะได้แรงดันอยู่ในช่วงบวกเท่านั้น แต่ก็มีข้อเสียคือ ไม่สามารถควบคุมระดับแรงดันขาออกได้



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มคลื่นแบบควบคุมไม่ได้

2) แบบที่สามารถควบคุมได้ (FULL CONTROL) วงจรแบบนี้จะใช้ไทรสเตอร์เป็นตัวควบคุมการสวิตช์ มีสัญญาณควบคุมป้อนเข้าที่ขาเกต โดยอุปกรณ์ทั้ง 4 ตัวจะเป็นไทรสเตอร์ทั้งหมด ดังแสดงรายละเอียดตามรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มคลื่นแบบควบคุมได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

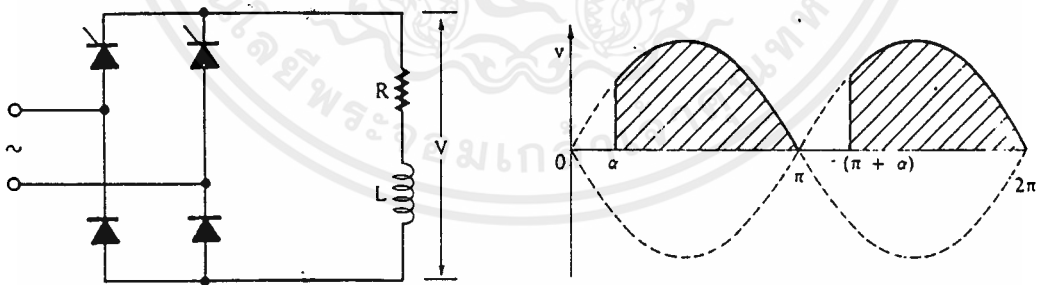
จากรูปที่ 4.2 แสดงถึงลักษณะของสัญญาณแรงดันและกระแสที่เวลาต่าง ๆ กัน โดยมีมุมทริกเท่ากับ  $\alpha$  และเนื่องจากโหลดมีสภาพเป็นอินดักทีฟโหลด ทำให้ยังมีกระแสไหลอยู่ในขณะที่แรงดันเริ่มกลับทิศแล้ว ด้วยเหตุผลนี้แรงดันที่คร่อมโหลดจึงมีแรงดันช่วงลบอยู่ด้วย และสามารถหาแรงดันเฉลี่ยได้ดังนี้

$$V_{\text{mean}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \theta \, d\theta$$

$$= \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha$$

และถ้าเราปรับให้สัญญาณทริกทำมุมมากกว่า  $180^\circ$  ก็จะได้แรงดันขาออกที่บ๊วกของเดิม ดังนั้นวงจรแบบนี้จึงเหมาะับระบบที่ต้องการปรับระดับแรงดันได้ทั้งช่วงบวกและช่วงลบ

3) แบบควบคุมครึ่งหนึ่ง (HALF-CONTROLLED) วงจรควบคุมแบบนี้จะเป็นการผสมกันระหว่างวงจรแบบควบคุมได้กับแบบควบคุมไม่ได้ โดยใช้ไดโอด 2 ตัว และ ไทริสเตอร์ 2 ตัวมาต่อกันดังรูป 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมครึ่งหนึ่ง

จากรูปที่ 4.3 เราจะพบว่า ไดโอดทั้งสองตัวจะทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

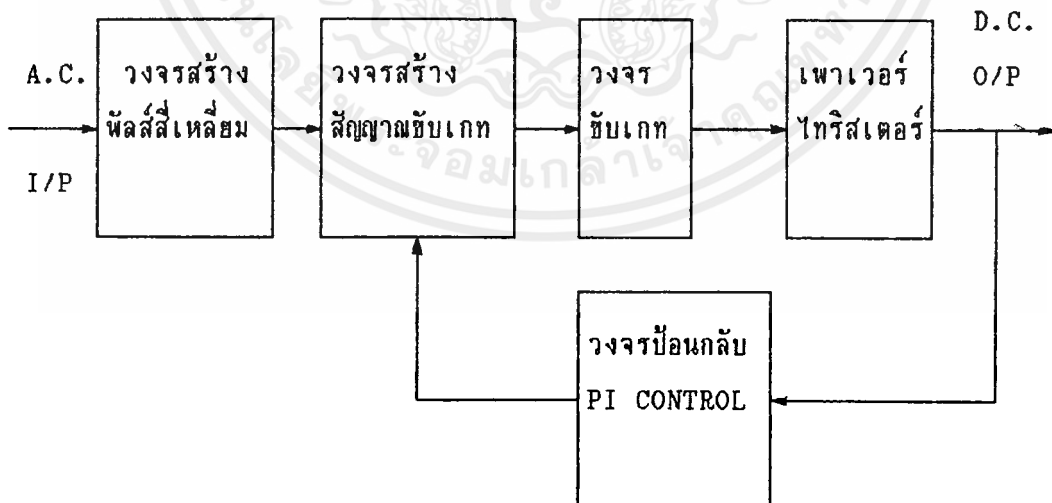
ไดโอดในช่วงขณะที่แรงดันมีค่าเท่ากับ 0 แต่กระแสยังไม่เท่ากับ 0 หรือเราอาจจะใช้ไดโอดอีก 1 ตัวมาต่อคร่อมโพลก็ได้ ด้วยเหตุนี้เองทำให้รูปคลื่นส่วนที่เป็นลบมีค่าเป็น 0 ดังนั้นวงจรแบบนี้จะเหมาะกับงานที่ต้องการแรงดันที่เป็นบวก และสามารถปรับค่าได้ง่าย โดยสามารถหาแรงดันเฉลี่ยได้จากสมการ

$$V_{mean} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \phi d\phi$$

$$= \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

#### 4.2 การออกแบบวงจรควบคุม

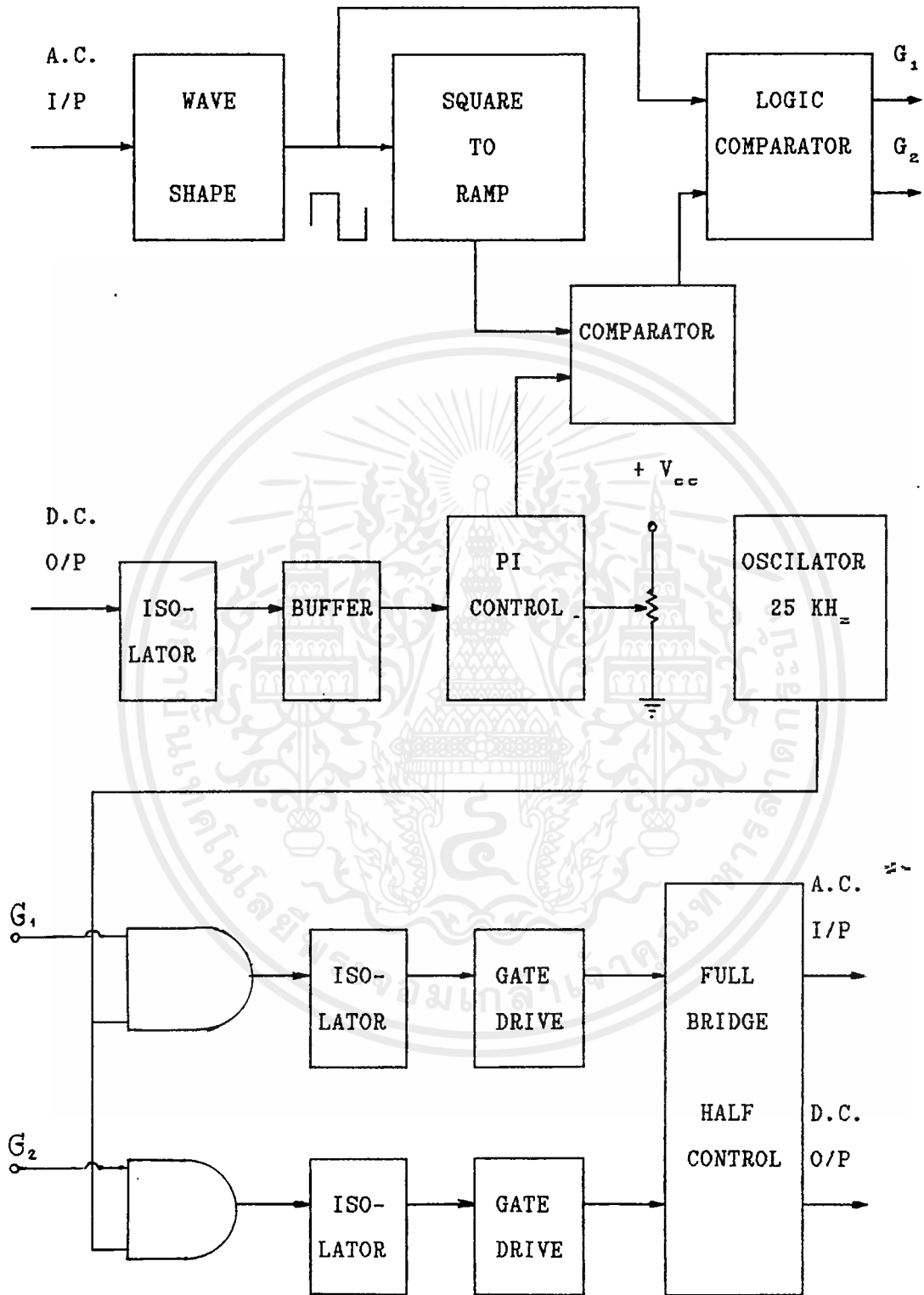
ในการออกแบบวงจรเรกติฟายของโครงการนี้ เราต้องการแรงดันขาออกเป็นไฟกระแสตรงที่สามารถปรับค่าได้ เพื่อทำงานร่วมกับวงจรป้อนกลับ (CLOSE LOOP CONTROL) เพื่อที่ระดับแรงดันขาออกของภาคเรกติฟายจะได้มีค่าคงที่ เป็นการทำหน้าที่ร่วมกันกับภาคป้อนกลับของอินเวอร์เตอร์ในการรักษาระดับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ให้คงที่ และจากเหตุผลที่ไม่มีควมจำเป็นต้องใช้แรงดันชั้กลับจากภาคเรกติฟาย เราจึงเลือกใช้วงจรเรกติฟายแบบเต็มคลื่นชนิดควบคุมครึ่งหนึ่ง (FULL BRIDGE - HALF CONTROL) ซึ่งต้องการสัญญาณควบคุมไทรสเตอร์เพียง 2 ตัวเท่านั้น ซึ่งเราสามารถเขียนแผนผังแสดงการทำงานของวงจรเรกติฟายได้ดังนี้



รูปที่ 4.4 แสดงแผนผังการทำงานของภาคเรกติฟาย

จากรูปที่ 4.4 เราสามารถเขียนแผนผังการทำงานอย่างละเอียดได้ดังรูปที่

4.5 ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 4.5 แสดงแผนผังการทำงานของวงจรรคดิฟาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5 ส่วนสร้างรูปคลื่นจะรับสัญญาณพัลส์จากไฟไลน์มาสร้างเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่  $50 \text{ Hz}$  แล้วส่งไปให้กับวงจรแปลงพัลส์สี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย (RAMP) สัญญาณรูปฟันเลื่อยนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับ แรงดันควบคุมจากวงจรป้อนกลับ (CLOSE LOOP CONTROL) แบบพีไอ ได้เป็นสัญญาณพัลส์ออกมาแล้วนำไปเปรียบเทียบกับพัลส์สี่เหลี่ยมโดย LOGIC COMPARATOR ได้เป็นสัญญาณขั้วเกท  $G_1$  และ  $G_2$  ออกมานำสัญญาณ  $G_1$  และ  $G_2$  นี้ ไปแอนด์กับสัญญาณความถี่  $25 \text{ KHz}$  จากออสซิลเลเตอร์ โดยผ่านแอนด์เกท นำสัญญาณที่ได้ไปป้อนผ่านหม้อแปลงแยกภาคเพื่อแยกวงจรควบคุมออกจากวงจรด้านแรงดันสูง จากนั้นนำไปผ่านวงจรขั้วเกทเพื่อนำไปขับทรานซิสเตอร์ต่อไป

ในการควบคุมแรงดันขาออกของภาคเรกติฟาย เราจะป้อนแรงดันกระแสตรงขาออกผ่านวงจร ISOLATOR โดยใช้ไอซี ออฟโวลต์ เป็นอุปกรณ์ในการแยกภาคป้อนกลับออกจากวงจรด้านแรงดันสูง จากนั้นนำสัญญาณจากไอซีออฟโวลต์ไปป้อนผ่านวงจรตามแรงดัน (BUFFER) ก่อนป้อนให้กับวงจรควบคุมแบบพีไอ เพื่อสร้างแรงดันควบคุมสำหรับนำไปควบคุมความกว้างของสัญญาณขั้วเกท สำหรับเหตุผลที่เราเลือกวงจรควบคุมแบบพีไอ ก็เพราะว่าเป็นวงจรควบคุมที่ไม่มีความคลาดเคลื่อนเนื่องจากแรงดันออฟเซต ดังกล่าวแล้วในหัวข้อ 3.4

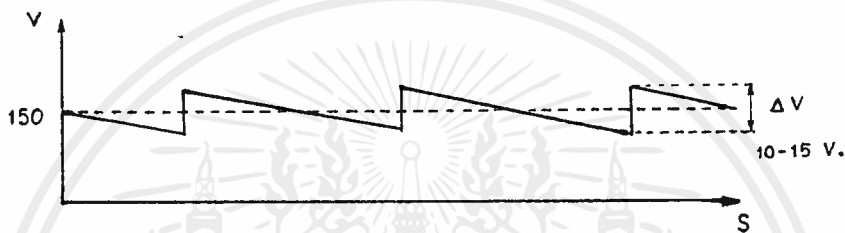
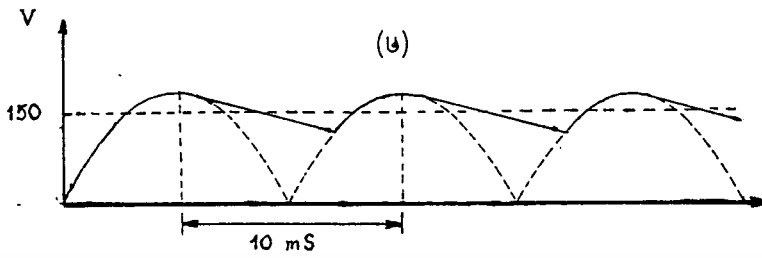
#### 4.3 วงจรขั้วเกท

ในการออกแบบวงจรขั้วเกทให้กับทรานซิสเตอร์นั้น ไม่ยุ่งยากซับซ้อนเหมือนกับวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง โดยอาศัยหลักการที่เราต้องการความแน่ใจว่ามันจะทำงานในช่วง forward bias เท่านั้น

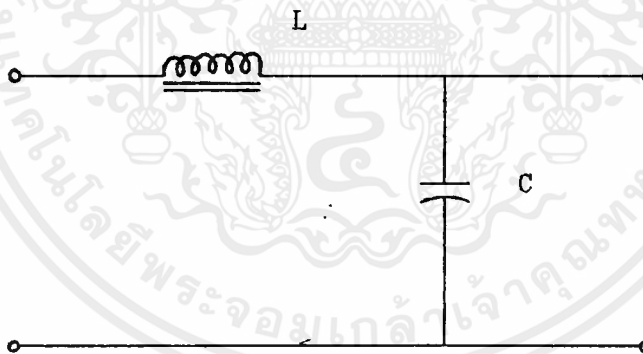
#### 4.4 วงจรกรอง (FILTER)

ในวงจรกรองนี้จะไม่เหมือนกับวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์ เพราะการออกแบบที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์นั้น จะออกแบบให้เป็นวงจรกรองความถี่แบบที่จะยอมให้ความถี่เฉพาะค่าเท่านั้นที่ผ่าน โดยออกแบบให้ขจัดความถี่ที่ไม่ต้องการออก แต่ในกรณีของวงจรกรองที่ใช้กับวงจรเรกติฟายนั้น จะมีวัตถุประสงค์หลักก็เพื่อจะเป็นตัวกรองให้ได้กระแสตรงโดยจะมีทั้งตัวเหนี่ยวนำ (INDUCTANCE) และตัวเก็บประจุ (CAPACITOR) เป็นอุปกรณ์ที่จะเป็นตัวเก็บและจ่ายพลังงานออกมา เพื่อให้ได้ผลออกมามีค่ากระเพื่อม (RIPPLE) น้อยที่สุดหรือเป็นที่ยอมรับได้ ในโครงการนี้เราต้องการแรงดันขาออก  $150 \text{ V}$ . และมีแรงดันกระเพื่อม  $10 - 15 \text{ V}$ . ดังรูปที่ 4.5 และเลือกวงจร

กรองตามรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงแรงดันกระแสเฟออม



รูปที่ 4.7 วงจรกรอง(FILTER)

#### 4.4.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ถ้าเราสังเกตรูป 4.8 แล้วจะสังเกตพบว่าในคลื่นที่เป็นเอาต์พุตของวงจรเรคตีไฟายนั้นจะมี 2 ส่วนที่ผสมกันอยู่นั้นคือส่วนที่เป็นกระแสตรง และส่วนที่เป็นกระแสสลับ ดังนั้นเราจะต้องพิจารณาทั้ง 2 ส่วนนี้ไปพร้อม ๆ กัน เพราะในระบบกระแสตรงก็จะมีเกิดฟลักซ์ของกระแสตรง ส่วนกระแสสลับก็ต่างกันไป โดยความสัมพันธ์จะไม่เหมือนกัน ดังที่แสดงในสมการต่อไปนี้

ทาง D.C.      NI = HL  
                     NI =  $\frac{B}{\mu} L$

ทาง A.C.      V = 4.44 fNBA

และจาก      L =  $N^2 U_o A / q$

แทนค่าหาจำนวนรอบ (N) =  $\sqrt{\frac{Lq}{U_o A}}$

โดยลักษณะการออกแบบจะต้องคำนึงถึงค่า พลังงานของทั้ง R และ L ที่จะ  
 ต้องรับได้ดังนี้

E =  $1/2 (CV^2)$  และ E =  $1/2 (LV^2)$

- โดยที่ E = พลังงานที่สะสมอยู่  
 V = ระดับศักดาไฟฟ้าที่ใช้  
 C = ค่าตัวเก็บประจุ  
 L = ค่าตัวเหนี่ยวนำ

จาก I = dQ/dT

ดังนั้น  $I_L T = Q_{(RL)}$

โดยที่  $Q_{(RL)}$  = ประจุที่จ่ายให้กับโหลดในรูปของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T = คาบเวลาที่ C ดิสชาร์จ

ในการอัดประจุตัวเก็บประจุด้วยแรงดันกระแสเพิ่ม (RIPPLE VOLTAGE) จำนวนประจุที่ได้รับคือ

$$Q_c = CV_R$$

และ  $Q_c$  จะจ่ายให้กับโหลด ดังนั้น

$$Q_c = Q_{(RL)}$$

จากสมการทั้งหมด เราจะได้ว่า

$$I_L T = CV_R$$

$$= Q_c$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$C = I_L T / V_R$$

การหาฟลักซ์แม่เหล็กของกระแสลัดจะหาได้จากสมการนี้

$$V = 4.44 f N B A$$

$$\text{ดังนั้นค่า } B = V / (4.44 f N A)$$

$$B = 0.03 \text{ เทสลา}$$

โดยทั่วไปแล้วค่าฟลักซ์ของแกนเหล็กจะมีค่าประมาณ 1.2 เทสลา หรือ 1 เทสลา ดังนั้นค่า B ที่เหลือจะเป็น B ทางกระแสตรง

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติเราจะเลือกค่า L และค่า C ที่ใกล้เคียงกับที่เราคำนวณได้ แล้วปรับค่า L และค่า C ให้ได้ผลใกล้เคียงกับที่เราต้องการให้มากที่สุด

## บทที่ 5

### แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้ง (Switching Power Supply)

ในปัจจุบันนี้ แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้ง ( Switching Power Supply) ได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในวงการอุตสาหกรรม เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้ง มีข้อได้เปรียบแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ ( Linear Regulator Power Supply) ตรงที่มีขนาดเล็กกว่า มีน้ำหนักเบากว่าและมีประสิทธิภาพสูงกว่าในขณะที่จ่ายกำลังเท่ากัน

ในแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์จะประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟสลับแรงดันสูงให้มีแรงดันต่ำลงตามต้องการ จากนั้นส่งต่อเข้าวงจรเรกติฟายและฟิลเตอร์ ขั้นสุดท้ายก็จะผ่านวงจรเรกูเลเตอร์เพื่อรักษาเสถียรภาพของแรงดัน ส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ทิ้งนั้นไม่ต้องใช้หม้อแปลงกำลัง ไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าวงจรเรกติฟายและฟิลเตอร์โดยตรงเป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตช์ทิ้งเพื่อแปลงกลับเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรกติฟายและฟิลเตอร์สะสมพลังงานไว้ในตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตพร้อมใช้งาน

#### 5.1) ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้ง

##### 5.1.1) ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้ง

ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้ง คือ มีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็ก ซึ่งในแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์การทำงานจะอยู่ในแอคทีฟโหมดคือมีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลาทำให้เกิดการสูญเสียมาก ทำให้มีประสิทธิภาพประมาณ 40%-50% และหากอินพุตและเอาต์พุตต่างกันมาก ประสิทธิภาพอาจจะต่ำกว่า 40% แต่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้ง จะมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 60%-90% ซึ่งสูงกว่าแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์ อันเนื่องมาจากสาเหตุ 2 ประการ

1. อุปกรณ์สวิตช์ทิ้งจะทำงานเป็นสวิตช์ คือ ON และ OFF ตลอดเวลา ซึ่งทั้งสองสภาวะนี้ คือ ช่วง ON จะมีโวลต์เตจตกคร่อมต่ำมาก(ประมาณเท่ากับ  $V_{D_{sat}}$ ) และในช่วง OFF จะมีกระแสไหลผ่านตัวมันต่ำ ทำให้ power ที่สูญเสียในตัวมันต่ำ

2. มีค่า regulation ดี และสามารถใช้กับอินพุตที่มีค่ากว้าง แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ทิ้งใช้หลักการสวิตช์ทิ้งที่ความถี่สูงดังนั้น หม้อแปลง, ไรต์และตัวเก็บ

ประจุมัขนาดเล็กลง น้ำหนักเบาและราคาถูก การที่อุปกรณ์ต่างๆมีขนาดเล็กจะทำให้กำลังที่สูญเสียในแต่ละตัวจะน้อยกว่าอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่กว่าในแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์

5.1.2) ข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

1. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่งจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference (RFI) Noise) ระหว่างช่วงการสวิตช์ที่ความเร็วสูง

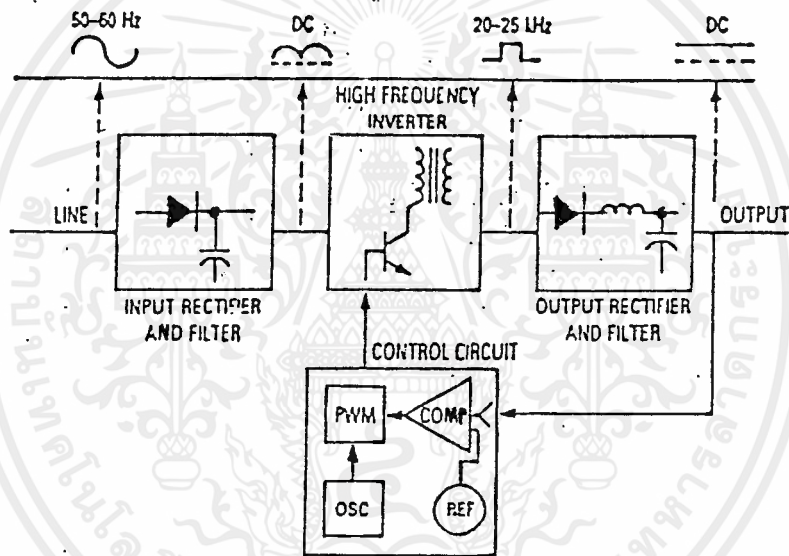
2. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่งนั้น มีความซับซ้อนกว่าแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์มาก ทำให้การเข้าใจวงจรค่อนข้างยากทั้งการออกแบบและซ่อม

ตารางที่ 1 แสดงข้อเปรียบเทียบระหว่างแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์กับแบบสวิตชิ่ง

แบบลิเนียร์	แบบสวิตชิ่ง
<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีประสิทธิภาพต่ำ</li> <li>- มีการสูญเสียกำลังในรูปของความร้อน</li> <li>- วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมได้ง่าย</li> <li>- มีค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ</li> <li>- มีความหนาแน่นกำลังต่ำ</li> <li>- มีแรงดันกระเพื่อมต่ำ</li> <li>- ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ</li> <li>- การใช้งานที่กำลังต่ำจะมีราคาถูก แต่ถ้ากำลังปานกลาง , สูงจะมีราคาแพง</li> <li>- ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็นโพลที่ดึงกระแสลงที่</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีประสิทธิภาพสูง</li> <li>- มีกำลังสูญเสียต่ำ</li> <li>- วงจรซับซ้อนมาก ออกแบบและซ่อมได้ยาก</li> <li>- มีค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง</li> <li>- มีความหนาแน่นกำลังสูง</li> <li>- มีแรงดันกระเพื่อมสูง</li> <li>- ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI สูง</li> <li>- การใช้งานที่กำลังต่างๆจะมีราคาแพง แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาถูกกว่า</li> <li>- ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็นโพลที่ดึงกำลังลงที่</li> </ul>

5.2) หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ ในโครงงานนี้ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับ วงจรทั้งหมด 5 ชุด ดังนี้ คือ วงจรขับเบสที่อยู่ในส่วนของซาส์นเวฟอินเวอร์เตอร์ 4 ชุด ซึ่งจ่ายไฟในระดับแรงดัน +6,0,-6 โวลท์ และในส่วนของวงจรสร้างรูปแบบสัญญาณพีดับ บลิวเอ็มหรือวงจรสร้างสัญญาณทริก (Trig Circuit ) และวงจรทริกใน SCR ซึ่งอยู่ใน ส่วนของวงจรทรานเฟอร์สวิตซ์อีก 1 ชุด โดยจะจ่ายไฟในระดับแรงดัน +15,0,-15 โวลท์และ +15 โวลท์ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของการทำงานได้ดัง รูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์

จากรูปที่ 5.1 สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ ในสภาวะปกติแรงดันไฟ ตรงที่เข้าสู่ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (High Frequency Inverter) จะได้มาจาก ภาคเรกติฟายและฟิลเตอร์ด้านอินพุต (Input Rectifier and Filter) ซึ่งทำหน้าที่ แปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง แต่ในสภาวะผิดปกติ เช่น ไฟดับหรือไฟตกจนถึง ระดับที่ไดโอดถูกฟอร์เวิร์คไบแอส แรงดันไฟตรงจะถูกจ่ายโดยแบตเตอรี่ จากนั้นภาค อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง จะทำการสวิตซ์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูงใน ช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตซ์นี้ อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟส เอสซีอาร์และอื่นๆ พัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูง

จากวงจรสวิชชิงจะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ และ แยกกราวด์ไปในตัว แรงดันที่ได้นี้จะส่งเข้าภาคเรกติฟายและฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตอีกครั้ง เป็นไฟตรงตามระดับแรงดันที่ต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับมาเข้าวงจรควบคุม เพื่อคอย ตรวจสอบและควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ไม่ว่าจะแรงดันไฟสลับด้านอินพุตหรือโหลดที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรกำเนิดความถี่เพื่อป้อนแก่วงจรพัลส์ วิตมอดูเลเตอร์ (PWM) วงจรขยายความผิดพลาด และแรงดันอ้างอิงที่เที่ยงตรง เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิง แล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้นไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของ PWM ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิชชิงให้สวิชชิงปิด-เปิด ปลั๊กกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยไปสู่ โหลดให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งรายละเอียดต่างๆทั้งหมดจะได้อธิบายในหัวข้อต่อไป

### 5.3) ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิชชิง

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิชชิง สามารถแบ่งออกเป็นส่วนต่างๆได้ดังนี้

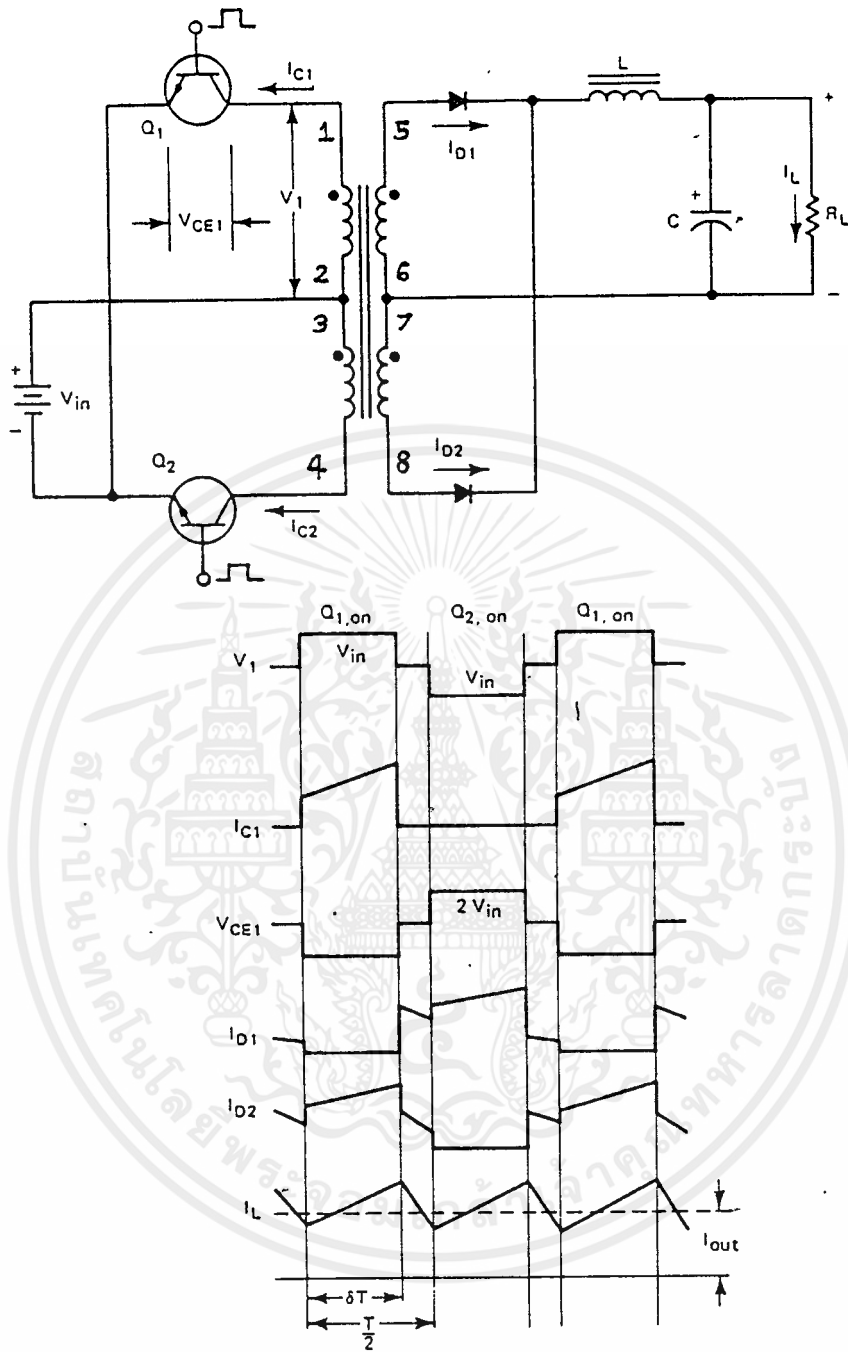
#### 5.3.1) ภาคเรกติฟายและฟิลเตอร์ด้านอินพุต(Input Rectifier and Filter)

ในส่วนนี้มีหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งรายละเอียดต่างๆทั้งหมดได้ถูกกล่าวไว้แล้วในบทที่ 4

#### 5.3.2) ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (high Frequency Inverter)

ในส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟตรง ให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงซึ่งในโครงงานนี้มีค่าความถี่ประมาณ 25 kHz โดยใช่วงจรแบบพุช-พูล(push-pull) ซึ่งมีมอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิชชิง

วงจรพุช-พูลนี้จะทำงานเสมือนว่ามีวงจรฟอร์เวอร์ต 2 วงจร ผลัดกันทำงานคนละครึ่งไซเคิล ซึ่งรูปที่ 5.2 จะแสดงถึงการทำงานในแต่ละไซเคิลของวงจร



รูปที่ 5.2 แสดงวงจรพช-พล(Push-Pull)และรูปคลื่นที่จุดต่างๆ

ลักษณะวงจรเบื้องต้นแบบพช-พล และรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 5.2 เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ก็จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของ  $T_1$  จากจุด 2 ไปยังจุด 1 ดังนั้นจุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิจึงมีศักย์เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$D_1$  จึงถูกไบแอสกลับ ในขณะที่  $D_2$  ได้รับไบแอสตรงนำกระแส  $I_{D2}$  ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และโหลด เช่นเดียวกันเมื่อ  $Q_2$  นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านจากจุด 3 ไปจุด 4 ของ ขดปฐมภูมิทำให้ที่จุด 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ  $D_1$  จึงนำกระแส  $I_{D1}$  ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและโหลด ในขณะที่  $D_2$  ถูกไบแอสกลับ

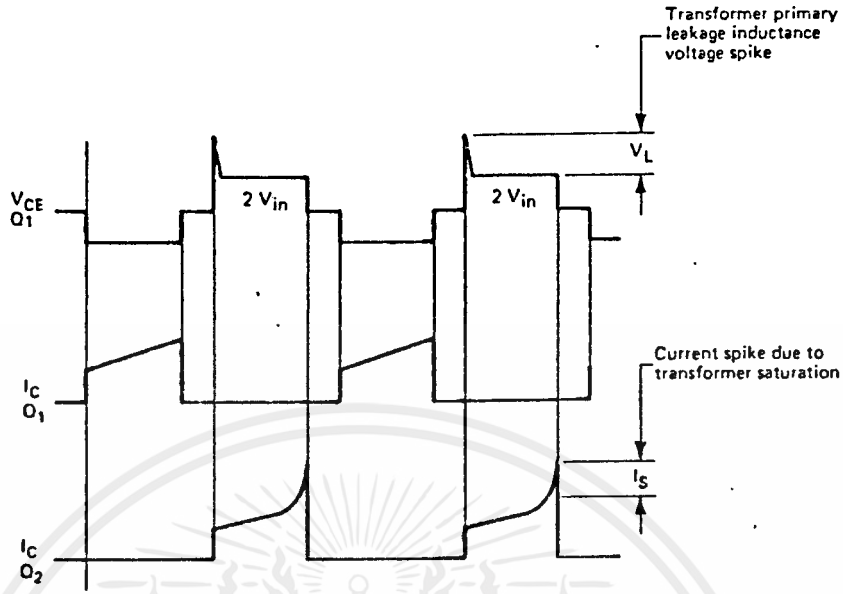
**ข้อดีของวงจรพช-ผล**

- อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งทั้งสองถูกขับด้วยกราวด์เดียวกันทำให้วงจรขับเบสไม่ยุ่งยาก
- กระแสสูงสุดที่ไหลเข้าอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแต่ละตัวต่ำ
- หม้อแปลงมีขนาดเล็ก เนื่องจากปริมาตรของแกนลดลง

**ข้อจำกัดของวงจรพช-ผล มีดังนี้ คือ**

- ข้อจำกัดทางด้านขนาดของอุปกรณ์ เช่น การทนต่อพิกัดแรงดันของอุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่งจะต้องทนได้มากกว่าสองเท่าของแรงดันอินพุท และกรณิที่เกิตส์ไปค้ เนื่องจากผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) ของหม้อแปลง ซึ่งทำให้อุปกรณ์นั้นจะต้องสามารถทนแรงดันที่สูงขึ้นไปอีกได้
- ปัญหาการอ้อมตัวของแกนที่ใช้เป็นหม้อแปลง ในปัจจุบันนี้นิยมใช้แกนเฟอร์ไรท์กันอย่างกว้างขวาง เพราะว่ามี การสูญเสียในแกนต่ำที่ความถี่สูงเมื่อเทียบกับแกนชนิดอื่นๆ แต่แกนเฟอร์ไรท์มีความไวต่อการอ้อมตัวของแกนสูงเพราะมีความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กต่ำประมาณ 3,000 เกาส์ ดังนั้นไฟตรงเพียงเล็กน้อย ก็สามารถขับให้แกนอ้อมตัวได้

การเกิดปัญหาการอ้อมตัวในแกนหม้อแปลง เกิดขึ้นเนื่องจากเมื่อ  $Q_1$  นำกระแสและ  $Q_2$  ไม่ทำงาน เส้นแรงแม่เหล็กที่หม้อแปลงจะเคลื่อนที่ไปในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H และจะกลับทิศไปอีกทางหนึ่ง เมื่อ  $Q_2$  นำกระแสแทน  $Q_1$  และเพื่อให้เห็นทั้งทั้งสองของกราฟ B-H ที่เกิดจากการสวิตซ์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  เท่ากัน คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องเท่ากัน และตกอยู่ภายใต้การทำงานและอุณหภูมิเดียวกัน ถ้าไม่เป็นดังที่กล่าวก็จะเกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างในทิศทางใดทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H ซึ่งเปรียบเสมือนการป้อนไฟตรงให้แก่หม้อแปลงตลอดเวลา แกนของหม้อแปลงจึงอ้อมตัวเร็วขึ้นทำให้เกิดกระแสไปค้ ดังแสดงในรูปที่ 5.3 กระแสไปค้ที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียเป็นจำนวนมากในทรานซิสเตอร์ จนทำให้อุณหภูมิสูงขึ้นซึ่งจะทำให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แตกต่างกันมากขึ้นไปอีก ซึ่งสภาวะอย่างนี้จะรุนแรงมากขึ้นเรื่อยๆจนทรานซิสเตอร์พังในที่สุด



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล

การแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในส่วนนี้สามารถทำได้โดย

- สร้างแกปให้กับแกนหม้อแปลง เพื่อเป็นการลดค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) แต่จะมีผลทำให้การส่งถ่ายพลังงานลดลง
- ใช้วงจรสับเบอร์เพื่อลดขนาดของแรงดันสไปค์
- ใช้วงจรซึ่งทำให้การทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งสมดุลกัน แต่วิธีนี้จะใช้เฉพาะในวงจรที่พิเศษๆ เพราะจะเป็นการเพิ่มราคา และความยุ่งยากซับซ้อนให้กับวงจร

5.3.3) หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

จากความสัมพันธ์เบื้องต้นของหม้อแปลงคือ

$$N_p/N_s = V_p/V_s \tag{5.1}$$

และความสัมพันธ์ของสนามแม่เหล็ก

$$e = 10^{-8} N.Ae.dB/dt \tag{5.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเกาส์ (Gauss)

$$1 \text{ เกาส์} = 10^{-4} \text{ Wb/m}^2$$

และพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลงมีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตรและจากสมการที่ได้จากการประมาณค่า

$$B_{max} = 10^8 \cdot V_D / (K \cdot f \cdot N \cdot Ae) \quad (5.3)$$

โดยที่  $B_{max}$  คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดมีหน่วยเป็นเกาส์

$Ae$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนมีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร

$K$  คือ ค่าคงที่มีค่า 4.44 สำหรับแรงดันรูปไซน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

โดยปกติ ค่า  $B_{max}$  จะเลือกให้มีค่าเท่ากับ  $B_{sat} / 2$  เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานอยู่ในช่วงลิเนียร์

การออกแบบสามารถแบ่งเป็นขั้นตอนย่อยๆ เพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจได้ดังนี้

1) เลือกชนิดของแกนและขนาดของแกนที่จะใช้

วัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงความถี่สูงมีหลายชนิด แต่ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน ได้แก่ เฟอร์ไรท์ (Ferrite) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กประมาณ 3,000-5,000 เกาส์ และมีความสูญเสียในแกน (core loss) ต่ำเมื่อความถี่สูง และยังง่ายต่อการพันขดลวดและการประกอบ ลักษณะรูปร่างของแกนที่นิยมใช้ ได้แก่ แกนรูป E-E, E-I, E-C, pot core สำหรับแกน pot core นิยมใช้กับการจ่ายกำลังในระดับต่างๆ ประมาณ 20-200 W เนื่องจากมีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลต่ำ แต่มีการระบายความร้อนที่ไม่ค่อยดีนัก ส่วนแกนรูปอื่นๆ จะใช้ในระดับแรงดันที่สูงกว่านี้ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงนอกจากเลือกแกนแล้ว ยังต้องออกแบบการพันขดลวดด้วย

2) เลือกระดับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux Density) ที่จะใช้งาน จาก catalog โดยที่ไม่ทำให้แกนเหล็กอิ่มตัว สำหรับแกนเฟอร์ไรท์อยู่ที่  $B_{max}$  ต่ำกว่า 3,000 เกาส์

3) คำนวณค่ากระแสสูงสุดทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

$$\text{จาก } I_D = 3P_{out} / V_{in} \quad (5.4)$$

4) คำนวณขนาดแกนพันขดลวด(Bobbin)ว่ามีขนาดเพียงพอหรือไม่

$$\text{จากสูตร } Ae \cdot Ac = 0.68 \cdot P_{\text{out}} \cdot D \cdot 10^3 / (f \cdot B_{\text{max}}) \quad (5.5)$$

เมื่อ D คือค่าความหนาแน่นของกระแสมีหน่วยเป็นเซอร์คิวลาร์มิลล์(circular mils/amp) ซึ่งค่า D เราเป็นผู้กำหนดเอง ซึ่งค่าที่ปลอดภัยไม่ควรต่ำกว่า 200 c.m./A

Ac คือพื้นที่สำหรับพันขดลวดของบ็อบบิน(Bobbin)มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร การเลือกพื้นที่หน้าตัดของแกนและบ็อบบิน(Bobbin) ปกติจะให้ค่าสูงกว่าที่คำนวณได้อย่างน้อย 50 เปอร์เซ็นต์

ตารางที่ 2 แสดงขนาดขดลวดมาตรฐาน

AWG	Diameter over insulation (inches)		Nominal circular mil area	Resistance per 1000 ft	Current capacity in milliamperes based on 1000 c.m./A	AWG
	Min.	Max.				
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

5) เลือกขนาดและจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

ยกตัวอย่างเช่น จากการคำนวณในข้อ 3) ได้  $I_p = 1.19 \text{ A}$  และเรากำหนดให้ค่า  $D = 400 \text{ c.m./A}$  ดังนั้น

ขนาดของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ =  $D \cdot I_p = 400 \cdot 1.19 = 476 \text{ c.m.}$

ซึ่งจากตารางที่ 2 แสดงขนาดขดลวดมาตรฐาน ดังนั้นจากค่าที่คำนวณได้ตรงกับขดลวดเบอร์ 23 AWG

คำนวณจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

จากสมการ

$$N_p = 10^8 \cdot V_p / K \cdot f \cdot B_{max} \cdot Ae \quad (5.6)$$

6) คำนวณหาค่า  $B_{max}$  ที่  $V_{in}$  สูงสุด

จากสมการ

$$B_{max} = 10^8 \cdot V_{in(max)} / K \cdot f \cdot N_p \cdot Ae \quad (5.7)$$

โดยที่ค่าที่คำนวณได้จะต้องต่ำกว่าค่า  $B_{max}$  ที่ระบุไว้ใน catalog ของแกนเฟอร์ไรท์ เพื่อไม่ให้เกิดการอิ่มตัวในแกน

7) เลือกขนาดและจำนวนรอบของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

จากวงจรรูปที่ 5.2 กระแสเอาต์พุตที่ได้จากไดโอดเรียงกระแสแบบฟูลเวฟและหม้อแปลงมีแทปกกลาง ดังนั้นขดลวดแต่ละด้านให้กระแสด้านละครึ่งหนึ่งของกระแสเอาต์พุตที่จ่ายให้กับโหลด

ดังนั้น ขนาดของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ =  $D \cdot I_p = D \cdot I_{out} / 2$

ซึ่งเราสามารถหาขนาดของขดลวดทุติยภูมิได้โดยดูจากตารางที่ 2 เช่นเดียวกับข้อ 5)

จากความสัมพันธ์

$$N_s = N_p \cdot V_s / V_p \quad (5.8)$$

โดยที่  $V_s = 2 \cdot V_{out}$

เมื่อ  $V_{out}$  คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากไดโอดเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ

8) ตรวจสอบว่าแกนพันขดลวดหรือบ็อบบิน (Bobbin) สามารถพันขดลวดได้ทั้งหมดหรือไม่

### 5.3.4) ภาคเรกติฟายและฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต (Output Rectifier and Filter)

ในส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟสลับ ที่ได้จากขดลวดทุติยภูมิของหม้อ

แปลงความถี่สูง ให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อจ่ายให้แก่โหลดต่อไป และเพื่อให้จ่ายต่อความ  
เข้าใจจะแบ่งออกเป็นส่วนต่างๆดังนี้

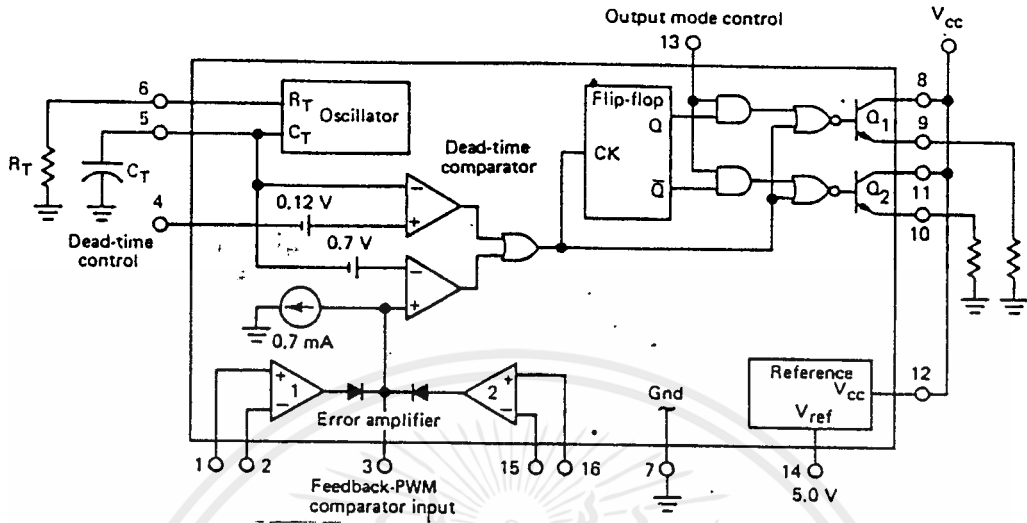
1. ไดโอดเรียงกระแส ที่ทำหน้าที่เรียงกระแสจะต้องมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส  
(Recovery time) ต่ำ และมีแรงดันตกคร่อมเมื่อ ฟอว์เวิร์คไบแอส (Forward bias)  
ต่ำ ทำให้ไดโอดลิเนียร์ไม่สามารถนำมาใช้ได้ ไดโอดที่ใช้เป็นไดโอดประเภทนำกระแส  
เร็ว ไดโอดนำกระแสเร็วมาก (Schottky diode)

2. ตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่ 2 ประการ คือ ทำหน้าที่หน่วงกระแสให้กระแสไหล  
ต่อเนื่องและทำหน้าที่ในการช่วยให้แรงดันที่ได้เรียบขึ้น มีวัสดุหลายชนิดที่สามารถใช้ทำเป็น  
ตัวเหนี่ยวนำได้ ที่นิยมใช้กันมาก ได้แก่ แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) , แกนผงเหล็ก  
(Iron powder) และแกนโมลด์เพอร์มาลลอคซ์ (MPP) โดยที่แกนผงเหล็กและ MPP มักจะทำ  
อยู่ในรูปทอรัส (Toroid) และสามารถใช้งานได้ดี ซึ่งการออกแบบตัวเหนี่ยวนำได้  
กล่าวไว้โดยละเอียดในส่วนของวงจรรองความถี่ข้างต้น

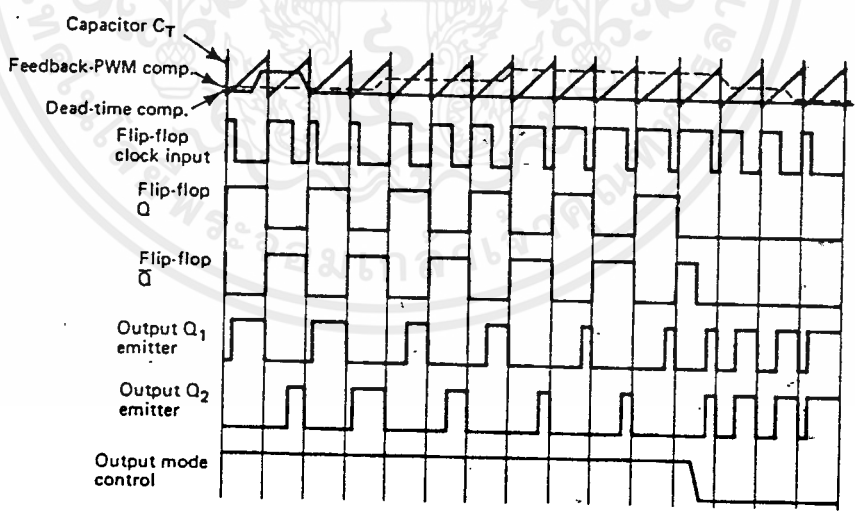
3. ตัวเก็บประจุ มีหน้าที่ทำให้แรงดันเรียบ การเลือกตัวเก็บประจุจะขึ้น  
อยู่กับวงจรสวิชชิงและขนาดของกระแสที่ต้องการจ่ายออก ซึ่งโดยมากจะเป็นตัวเก็บ  
ประจุชนิดอิเล็กโทรไลติก ที่มีค่าความต้านทานเสมือน ESR (Equivalent Series  
Resistance) ต่ำ ค่า ESR มีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าแรงดันกระเพื่อมและค่า ESR  
นี้ จะเป็นตัวบ่งบอกอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุ เนื่องจากเป็นตัวบ่งถึงค่าความ  
สูญเสียภายในตัวเก็บประจุ ถ้าค่า ESR สูงในการใช้งานจะเกิดความสูญเสียมาก ทำให้  
เกิดความร้อนทำให้อายุการใช้งานสั้นลง

### 5.3.5) วงจรควบคุม

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิชชิงในส่วนวงจรควบคุม จะใช้ไอซีสำเร็จรูป  
เบอร์ TL494 เป็นตัวควบคุมสัญญาณพัลส์บroad (PWM) ซึ่งมีค่าความถี่ที่ ซึ่งสามารถ  
แสดงโครงสร้างภายในตัวไอซีเบอร์ TL494 และ Timing diagram ของไอซีเบอร์  
TL494 ได้ดังรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5 ตามลำดับ



รูปที่ 5.4 แสดงโครงสร้างภายในตัวไอซีเบอร์ TL494



รูปที่ 5.5 แสดง Timing diagram ของไอซีเบอร์ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรควบคุมโดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494 จะประกอบด้วยวงจร ออสซิลเลเตอร์ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณฟันเลื่อย(Saw tooth waveform) ซึ่งเราสามารถ กำหนดความถี่ของสัญญาณนี้ได้ โดยค่าความถี่ของสัญญาณนี้จะขึ้นอยู่กับค่า  $R_T$  และ  $C_T$  ที่ขา 6 และ 5 ตามลำดับ ดังสมการ

$$f_{osc} = 1.1 / (R_T \cdot C_T) \quad (5.10)$$

ซึ่งสัญญาณฟันเลื่อยนี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ในส่วนของ Dead-Time Comparator ซึ่งสามารถเลือกทำงานได้ 2 แบบ คือใช้ส่วน Dead-Time Control สร้างสัญญาณอ้างอิง หรือใช้ส่วน Error Amplifier สร้างสัญญาณอ้างอิงก็ได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของการทำงานของวงจรที่ประกอบอยู่ โดยสามารถแยกออกเป็น 2 กรณีคือ

1) กรณีที่ใช้ส่วน Dead-Time Control สร้างสัญญาณอ้างอิง เหมาะสำหรับการนำไปใช้กับวงจรที่ไม่มีการป้อนกลับของสัญญาณ (feedback)

2) กรณีที่ใช้ส่วนของ Error Amplifier สร้างสัญญาณอ้างอิงเหมาะสำหรับการนำไปใช้กับวงจรที่มีการป้อนกลับแบบ close loop ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้ส่วนนี้ ในการสร้างสัญญาณอ้างอิง เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยต่อไป

นอร์เกตเป็นตัวขับเคลื่อนทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  โดย  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงาน สัญญาณนาฬิกา(Clock)ของฟลิปฟล็อป(flip flop) มีค่าลอจิกเป็น 0 (Low) เมื่อสัญญาณฟันเลื่อยมีระดับสูงกว่าสัญญาณอ้างอิง

โหมดการทำงานแบบพัลส์-พูล จะสามารถปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ได้ไม่เกิน 50 เปอร์เซ็นต์ คือปรับได้ตั้งแต่ 0-50 เปอร์เซ็นต์ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณความถี่ออสซิลเลต(สัญญาณ saw tooth หรือสัญญาณแคร์เรียร์) สำหรับการทำงานในโหมดนี้ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ในตัวไอซี TL 494 จะทำงานสลับกันหรือตรงกันข้ามกัน ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาที่ขา 8 และ 11 มีลักษณะตรงกันข้ามกัน

โหมดการทำงานแบบสวิชชิง จะสามารถปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ได้ 100 เปอร์เซ็นต์ คือ ปรับได้ตั้งแต่ 0-100 เปอร์เซ็นต์ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณออสซิลเลต สำหรับการทำงานในโหมดนี้ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานเหมือนกัน ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาที่ขา 8 และ 11 มีลักษณะเหมือนกัน

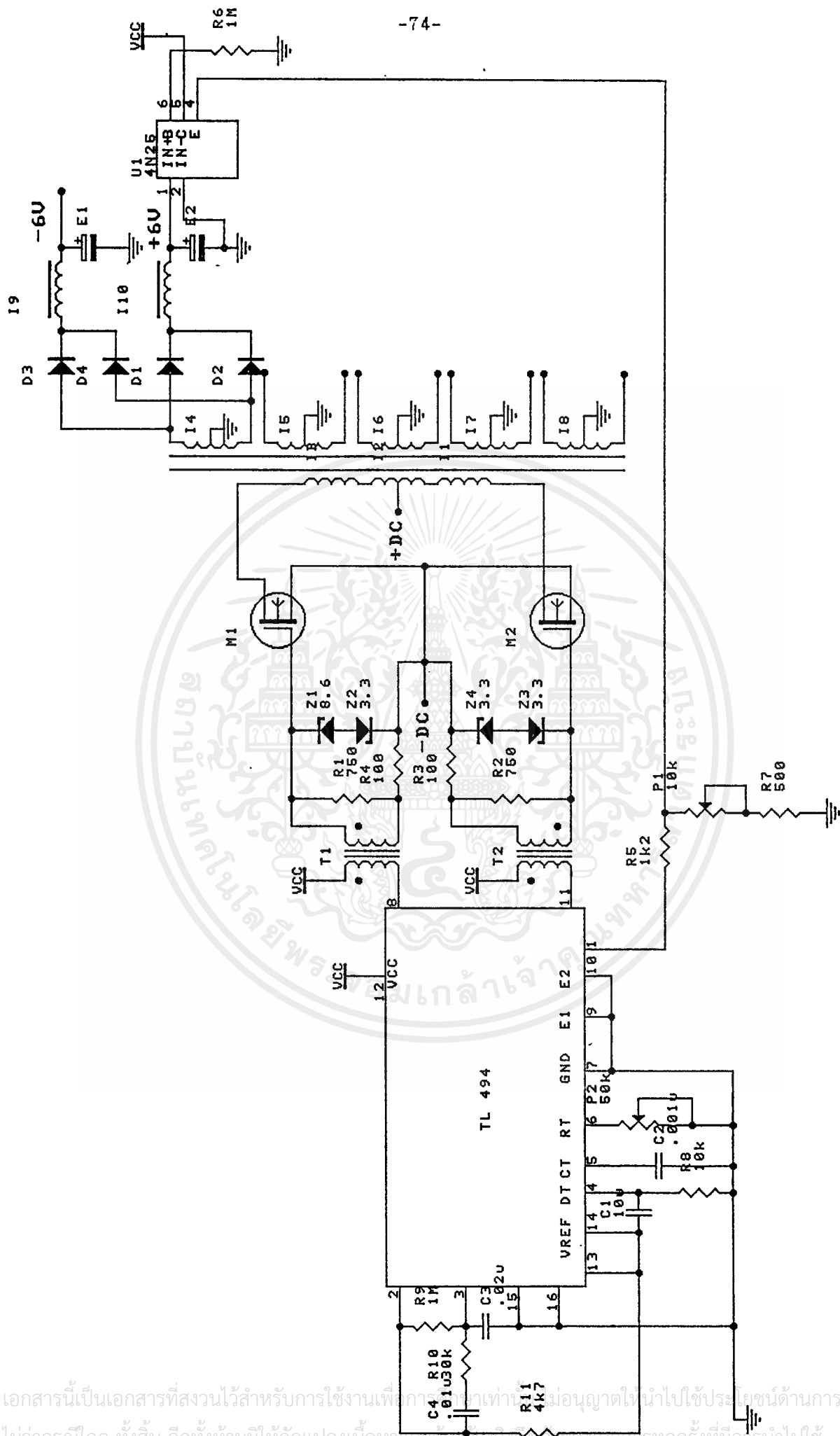
การ ON ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะขึ้นอยู่กับสัญญาณ output mode control ถ้า output mode control เป็น High สัญญาณควบคุม  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะขึ้นอยู่กับสัญญาณ

ของ clock และสัญญาณ output ของ flip flop ถ้า output mode control เป็น Low สัญญาณควบคุม  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะขึ้นอยู่กับสัญญาณของ clock เพียงอย่างเดียว

ที่ขา dead time control จะมีแรงดันต่ออยู่ประมาณ 0.12 โวลต์ แรงดัน off set อันนี้ จะป้อนเข้าที่ขา Non-inverting input ของวงจร dead time control ดังนั้นเมื่อแรงดันตกคร่อม  $C_T$  สูงกว่า 0.12 โวลต์ Comparator จะให้เอาต์พุต เป็น High และทุกไซเคิล การ oscillator  $C_T$  จะคายประจุและแรงดันต่ำกว่านี้ในตอนต้นของสัญญาณสามเหลี่ยมทุกลูกทางเอาต์พุตของ comparator จะมีช่วงเป็น Low เสมอทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิชซึ่งทุกตัวในช่วง ON จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง OFF ไม่นานพอ(ที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้) ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเสมือนหลอดจล ซึ่ง เป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ

วงจร PWM comparator ได้รับการออกแบบให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม  $C_T$  ซึ่งจะรวมกับแรงดัน offset อีก 0.7 โวลต์ กับแรงดันเอาต์พุตของวงจร error amplifier จะเห็นว่าที่ขา Non-inverting input ของ PWM comparator จะต่อกับวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ 0.7 มิลลิแอมป์ เอาต์พุตของ error amplifier แต่ละขั้วจะมีไดโอดต่ออนุกรมอยู่ เพื่อทำตัวเป็น OR gate นั้นเอง ทำนองเดียวกันแรงดันที่ขา 3 จะสามารถควบคุมผลทางเอาต์พุตเช่นเดียวกับส่วนของ dead time control

อีกส่วนหนึ่งที่เพิ่มเข้ามาคือวงจรเรกูเลต แรงดัน 5 โวลต์เพื่อใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง (วงจรนี้สามารถจ่ายกระแสได้ 20 mA) หรือจะจ่ายให้แก่วงจรภายนอกก็ได้

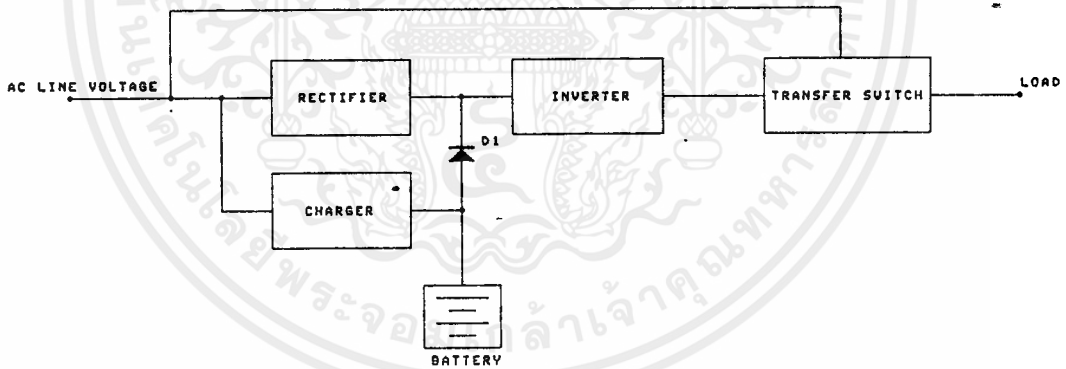


รูปที่ 5.6 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น หากท่านมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายบริการลูกค้าของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี โทร. 02-232-4000

**บทที่ 6**  
**ทรานส์เฟอ์สวิตช์**

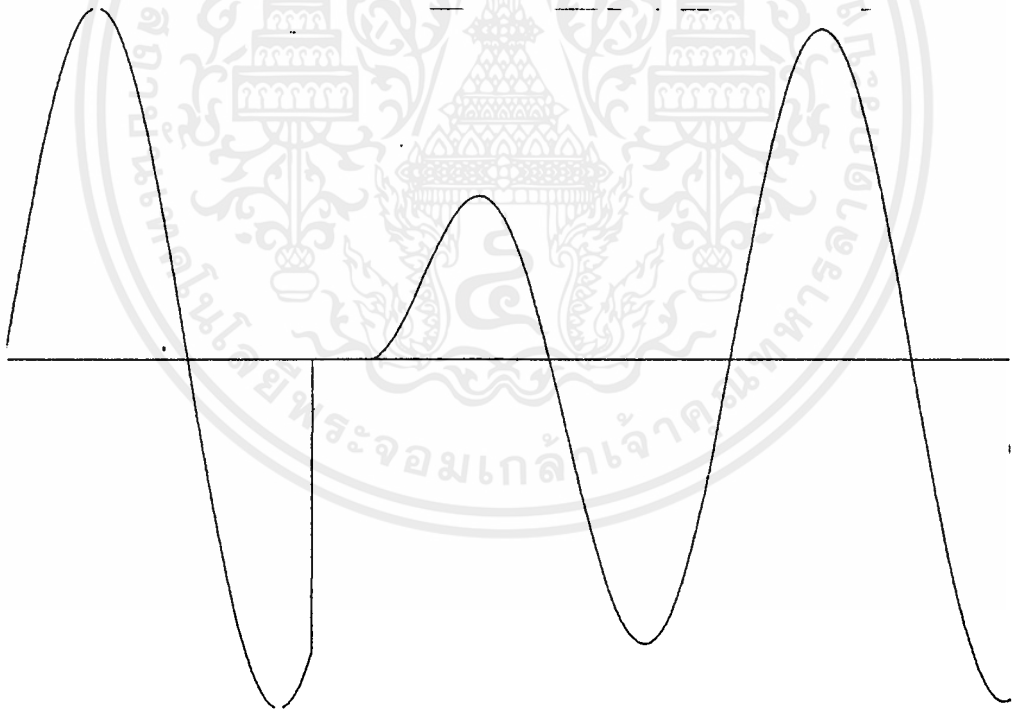
จากที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น ถึงส่วนประกอบต่างๆของแหล่งจ่ายไฟสำรอง นอกจากอินเวอร์เตอร์แล้ว ทรานส์เฟอ์สวิตช์นับได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญรองลงมา เพราะทรานส์เฟอ์สวิตช์จะเป็นส่วนที่ทำให้อินเวอร์เตอร์ ทำงานเป็นแหล่งจ่ายไฟสำรอง อัตโนมัติ



**รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ แหล่งจ่ายไฟสำรอง**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.1 ทรานเฟอร์สวิตช์จะทำหน้าที่เลือกแหล่งจ่ายพลังงาน (ไฟสลับ) ที่จะจ่ายให้กับโหลด โดยดูว่าควรเลือกจากไลน์หรืออินเวอร์เตอร์ในอุปกรณ์ประเภท แหล่งจ่ายไฟสำรอง (STANDBY POWER SUPPLY:SPS) ทรานเฟอร์สวิตช์จะเลือกไฟสลับ จากไลน์จ่ายให้กับโหลด ในสภาวะที่ไลน์ปกติและเมื่อเกิดไฟดับหรือไลน์มีความผิดปกติบาง อย่าง เช่น แรงดันตกเกินกว่าค่าที่ขอมรับได้ ทรานเฟอร์สวิตช์ก็จะทำการสับเปลี่ยนแหล่ง จ่ายพลังงาน โดยจะใช้ไฟสลับจากอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับโหลดแทน พลังงานที่อินเวอร์ เตอร์ใช้ในการสร้างไฟสลับนั้นจะมาจากพลังงานที่ถูกสะสมในแบตเตอรี่ ในขณะที่ไลน์ยัง ปกติอยู่โดยชุดชาร์จเจอร์ (Charger) จากหลักการทำงานที่กล่าวมาจะพบว่าส่วนที่เป็น เรกติฟายไม่ได้ถูกใช้ในการทำงานเลย เนื่องจากการทำงานของ SPS นั้นอินเวอร์เตอร์ จะทำงานเฉพาะสภาวะที่ไลน์มีความผิดปกติเท่านั้น จึงไม่จำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายพลังงาน ที่เป็นไฟตรงให้ แต่การทำงานแบบนี้ยังมีข้อเสียบางประการ ในเรื่องความสมบูรณ์ของ ไฟสลับที่โหลดได้รับ



รูปที่ 6.2 แสดงรูปสัญญาณที่โหลดได้รับขณะที่ไลน์มีความผิดปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออินเวอร์เตอร์เริ่มทำงาน จะพยายามปรับแรงดันไฟสลัที่จ่ายให้ได้ 220 โวลต์ ซึ่งต้องใช้เวลาค่าหนึ่งในการปรับตัว ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ การออกแบบวงจรควบคุมแบบวงปิด (close-loop control) จากรูปที่ 6.2 เราจะพบว่าแรงดันในช่วงแรกที่มีการสับเปลี่ยนแรงดันที่โหลดได้รับจะมีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์ ซึ่งอาจจะทำความเสียหายให้กับโหลดได้ อีกทั้งในการสับเปลี่ยนจะต้องคำนึงถึงเฟสของไฟสลัด้วยไม่เช่นนั้น โหลดอาจจะได้รับอันตรายจากค่าของ  $dv/dt$  ซึ่งมีค่าสูง หากสับเปลี่ยนที่มุมเข้าใกล้ มุม 90 หรือ 270 องศาไฟฟ้า จึงจำเป็นต้องสับเปลี่ยนที่มุมศูนย์ทำให้สัญญาณที่โหลดได้รับ มีการขาดหายไปบางช่วง

จากข้อเสียที่กล่าวมาข้างต้น จึงเป็นการดีกว่าในการการสับเปลี่ยนพลังงานที่จะจ่ายให้กับโหลดในตอนที่เป็นไฟตรงแทนการสับเปลี่ยนตอนเป็นไฟสลั ซึ่งจะทำให้ลดปัญหาต่างๆ ลงไปได้ ในโครงงานนี้จะใช้อินเวอร์เตอร์ทำงานตลอดเวลาไม่ว่าสภาพของไลน์จะเป็นเช่นไร โดยในขณะที่ไลน์ปกติอินเวอร์เตอร์จะใช้ไฟตรงจากชุดเรคตีฟายแปลงเป็นไฟสลัจ่ายให้กับโหลด และชุดซาร์จเจอร์ก็จะทำการสะสมพลังงานให้แบตเตอรี่ไปพร้อมๆกัน และเมื่อไลน์เกิดขาดหายไปถึงทำการจ่ายไฟตรงจากแบตเตอรี่ให้อินเวอร์เตอร์แทนโดยใช้ไดโอดเป็นตัวสับเปลี่ยน จากหลักการนี้จะทำให้ไฟสลัที่จ่ายให้กับโหลดไม่มีการเปลี่ยนแปลงหรือขาดหาย

ข้อดีอีกประการของการสับเปลี่ยนพลังงานในตอนไฟตรงก็คือ สัญญาณไฟสลัที่โหลดได้รับจะมีสัญญาณรบกวนต่างๆ น้อยมาก เนื่องจากเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะมีการกำจัดสัญญาณรบกวนต่างๆ ออกแล้ว ในทางตรงข้ามไฟสลัจากไลน์ซึ่งมีผู้ใช้มากมาย และในอุปกรณ์หลายประเภท เช่น มอเตอร์ ฯลฯ จะปล่อยสัญญาณรบกวนเข้ามาในไลน์นั้น อาจจะทำอันตรายกับโหลดได้

ทรานเซอร์วิซที่ใช้ในโครงงานนี้จึงได้ลดบทบาทต่างๆ ลง จากแหล่งจ่ายไฟสำรองทั่วไป หน้าที่ของการสับเปลี่ยนพลังงานก็จะมีไดโอดในตอนของไฟตรงมาทำหน้าที่แทน ดังนั้นหน้าที่หลักของทรานเซอร์วิซในโครงงานนี้จึงเป็นการป้องกันอันตรายที่อาจเกิดกับอินเวอร์เตอร์หรือโหลด

เพื่อเป็นการง่ายแก่การเข้าใจ ก่อนที่จะกล่าวถึงหลักการทำงานของทรานเซอร์วิซที่ใช้ในโครงงาน จึงขออธิบายความหมายของคำบางคำและการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในบางจุดอีกครั้งหนึ่ง โดยปกติแล้วอินเวอร์เตอร์จะสร้างไฟสลัที่มีเฟสตรงกับไลน์จ่ายให้กับโหลด โดยการทำงานดังกล่าวจะใช้ IC PPL (phase lock-loop) เป็นตัวจัดการ และเมื่อไลน์หาย IC PPL ก็จะกำเนิดสัญญาณขึ้นมาเองด้วยความถี่ 50 เฮิร์ต และเมื่อไลน์กลับมาเป็นปกติ IC PPL ก็จะปรับเอาท์พุท ให้มีความถี่และเฟสตรงกับไลน์อีกครั้ง ทั้งนี้ในการทำงานดังกล่าวจำเป็นต้องใช้เวลาค่าหนึ่งเพื่อรอให้เฟสตรงกัน

## 6.1 ความหมายของค่าต่างๆ

1. แรงดันตกและแรงดันเกินของไลน์ คือ สภาพที่แรงดันไฟสลัของไลน์มีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์เกิน 10 % (198 โวลต์) หรือมีค่าสูงกว่า 220 โวลต์เกิน 10% (242 โวลต์) ซึ่งค่าแรงดันนี้อาจจะทำอันตรายให้กลับโหดได้

2. แรงดันตกและแรงดันเกินของอินเวอร์เตอร์ เป็นสภาพแรงดันไฟสลัของอินเวอร์เตอร์เหมือนกับกรณีแรงดันตกและแรงดันเกินของไลน์

3. phase lock เป็นสภาวะที่ไฟฟ้ากระแสสลัของจากอินเวอร์เตอร์ถูกปรับจนมีความถี่และเฟสตรงกันกับไลน์

4. กระแสเกิน เมื่อมีการเพิ่มโหลดแหล่งจ่ายไฟสำรองจะจ่ายกระแสมากขึ้นจนอาจจะเกินพิกัดของอินเวอร์เตอร์ โดยแบ่งลักษณะของการเกิดกระแสเกินได้ 3 ประเภท

4.1) กระแสลัดวงจร จะเกิดขึ้นเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสสูงมากๆอาจเกิดจากมีการต่อโหลดเข้ามาในปริมาณที่มากกว่าพิกัดมาก หรือมีการลัดวงจรของเอาต์พุตค่าของกระแสที่จัดเป็นกระแสลัดวงจรคือ มีค่ามากกว่า 200% ของค่ากระแสพิกัด

4.2) กระแสโหดเกิน เป็นค่าของกระแสที่มากกว่าพิกัดของอินเวอร์เตอร์แต่ยังน้อยกว่าค่ากระแสลัดวงจร เราสามารถแบ่งกระแสโหดเกินของเป็น 2 ประเภทเพื่อเป็นเงื่อนไขในการการสับเปลี่ยน คือ

4.2.1 กระแสโหดเกินแบบต่ำ เป็นกระแสโหดเกินที่มีค่าไม่เกิน 110% ของกระแสพิกัด

4.2.2 กระแสโหดเกินแบบสูง เป็นกระแสโหดเกินที่มากกว่ากระแสโหดเกินแบบต่ำ แต่ยังมีค่าน้อยกว่ากระแสลัดวงจร

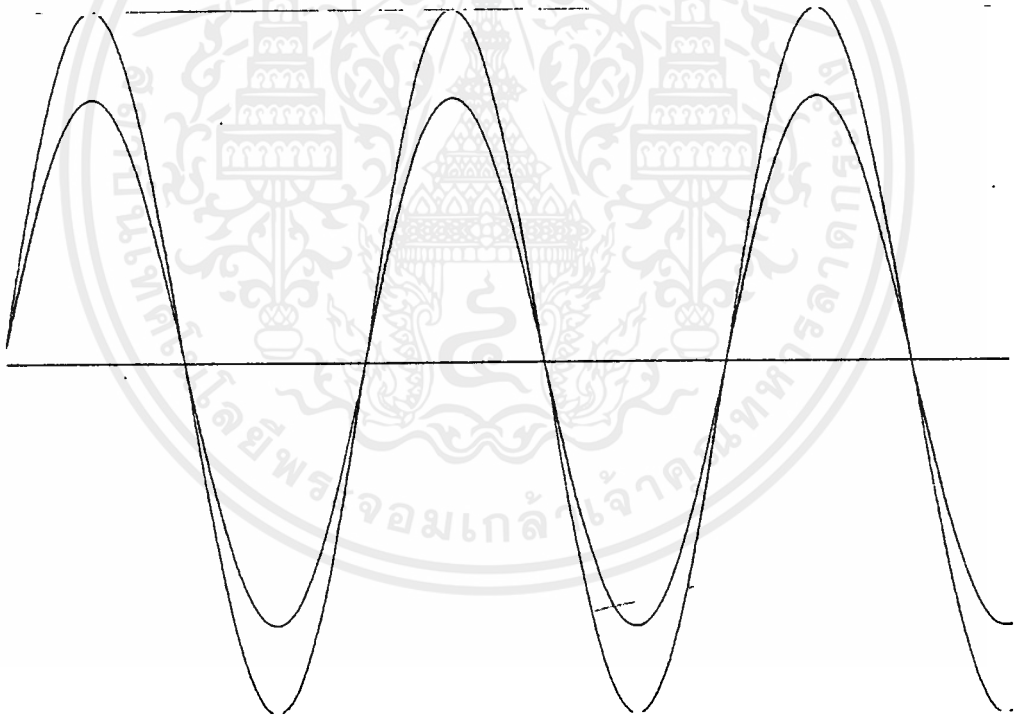
4.3) กระแส Inrush เป็นลักษณะของกระแสปริมาณสูงในเวลาสั้นๆและเกิดขึ้นไม่ถี่เกินไป มักเกิดขึ้นขณะที่มีการเปิด-ปิดโหลด ค่าของกระแส Inrush ที่มีค่ามากประมาณ 150 % ของกระแสพิกัด แม้ในช่วงสั้นๆ ก็อาจจะทำอันตรายให้กับอินเวอร์เตอร์ได้

เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ของปริมาณกระแสต่างๆ ได้ดังนี้

กระแสลัดวงจร(>200%) > กระแสโหดเกินแบบสูง(200%-110%) > กระแสโหดเกินแบบต่ำ(110%-100%)

## 6.2 การสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์

เนื่องจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ จะมีค่าเกือบคงที่ ที่ 220 โวลต์ แต่แรงดันของไลน์ มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 198-242 โวลต์ ซึ่งยังนับว่าเป็นแรงดันที่ปกติ หากไม่มีการสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์แล้ว อาจทำให้อินเวอร์เตอร์ ได้รับความเสียหายได้



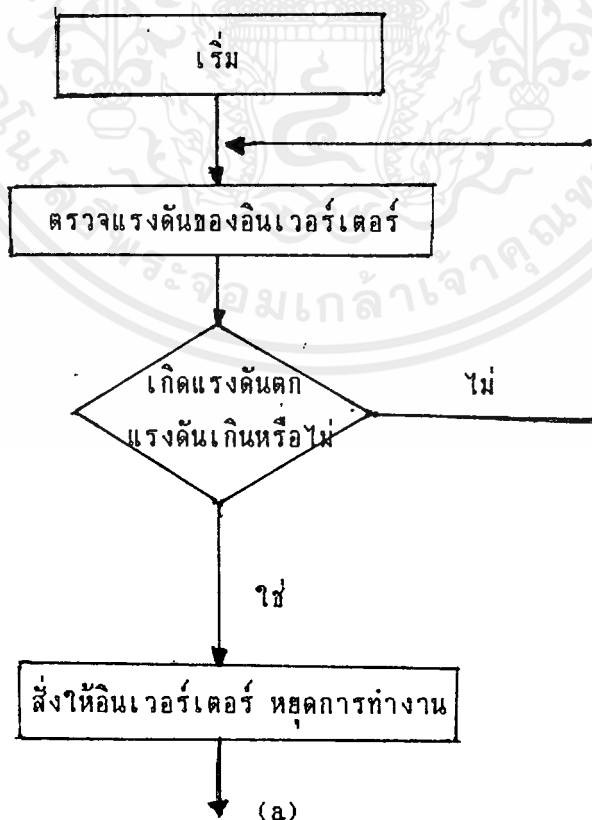
รูปที่ 6.3 แสดงแรงดันของอินเวอร์เตอร์และไลน์ในกรณีที่มีเฟสตรงกันแต่แรงดันไม่เท่ากัน

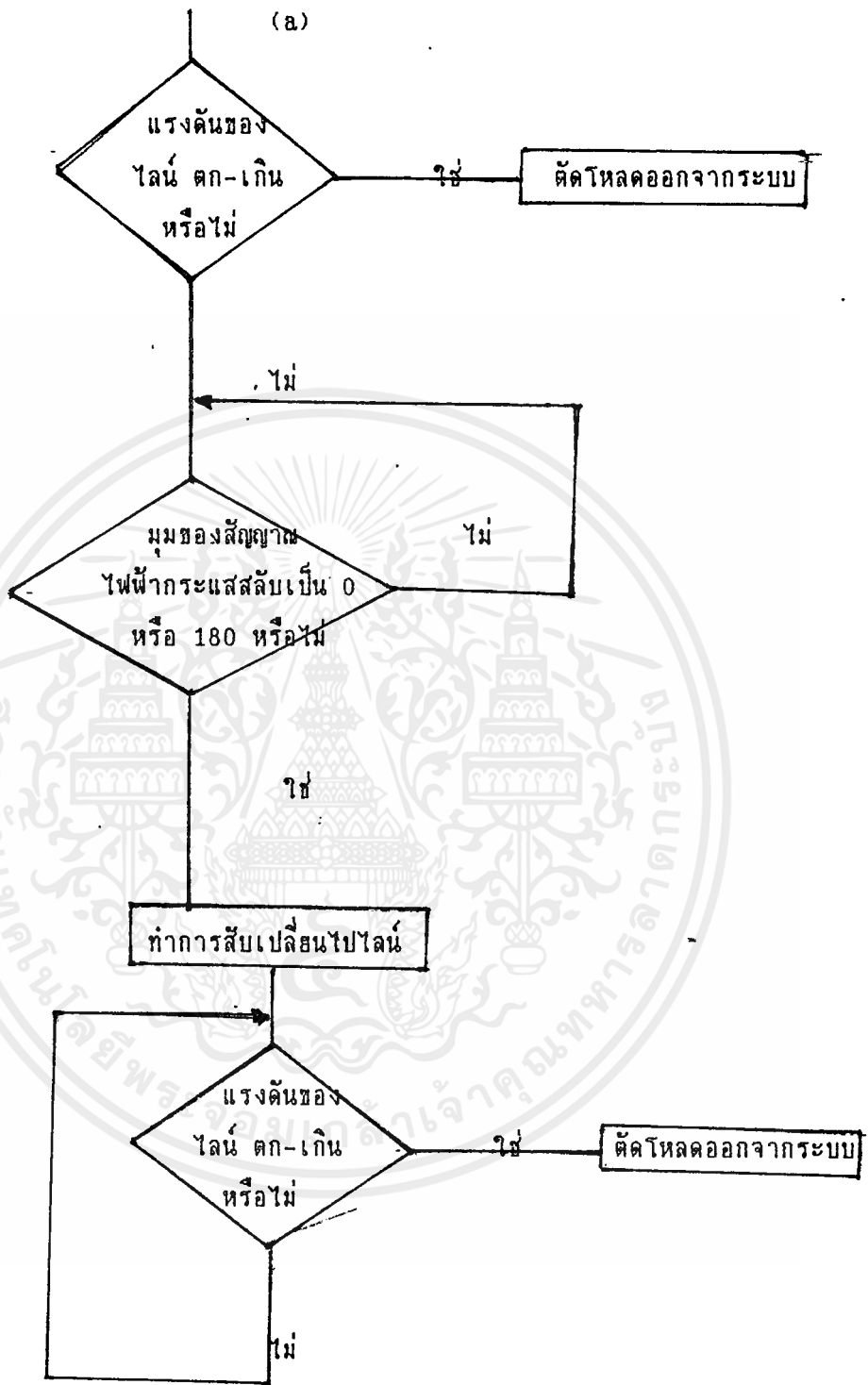
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.3 ถ้าแรงดันของไลน์ต่ำกว่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ ในช่วงที่มีการสับเปลี่ยน แม้ว่าจะหยุดการป้อนสัญญาณให้กับ SCR ซึ่งใช้เป็นอุปกรณ์สับเปลี่ยนแล้ว ตัว SCR ก็ยังนำกระแสอยู่ จนกว่าแรงดันคร่อมตัวเองจะตกเป็นศูนย์และถ้าสั่งงานให้ทรานเฟอร์สวิทช์สับเปลี่ยนไปที่ไลน์ทันทีหรือป้อนสัญญาณให้กับเกทของ SCR จะเสมือนกับว่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์สูงกว่าของไลน์ นั่นคืออินเวอร์เตอร์จะจ่ายกระแสให้กับไลน์ ดังนั้นการสับเปลี่ยนจึงควรทำเมื่อ SCR หยุดนำกระแสแล้ว หรือที่แรงดันศูนย์นั่นเอง

### 6.3 ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิทช์

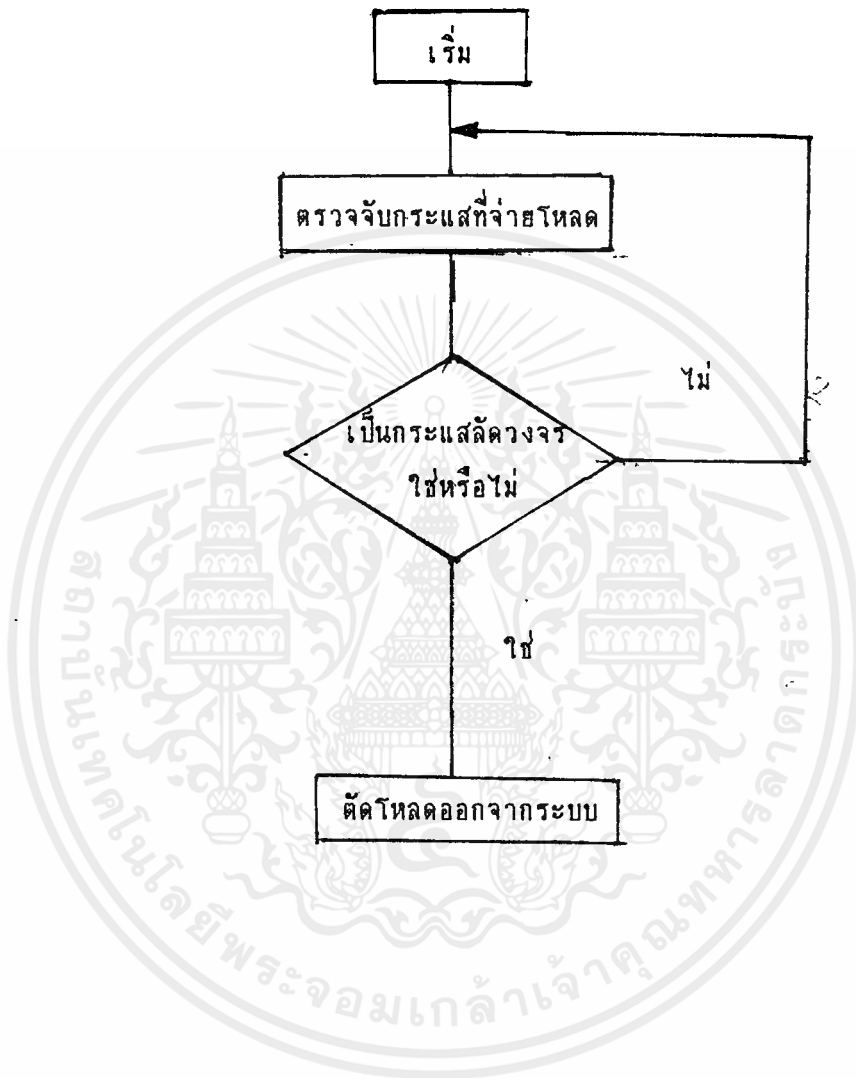
จากที่กล่าวมาแล้วในตอนแรก ถึงหน้าที่หลักของทรานส์เฟอร์สวิทช์ที่ใช้ในโครงการนี้ จะพบว่าสวิตช์มีหน้าที่เลือกแหล่งจ่ายไฟสลับที่ดีที่สุดให้กับโหลด ทั้งนี้ อาจจะเป็นจากไลน์หรืออินเวอร์เตอร์ก็ได้ เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับโหลด อีกทั้งยังป้องกันอันตรายที่จะเกิดกับอินเวอร์เตอร์ด้วย เราสามารถลำดับเงื่อนไขต่างๆ ในการสับเปลี่ยนของทรานเฟอร์สวิทช์ ได้ดังนี้



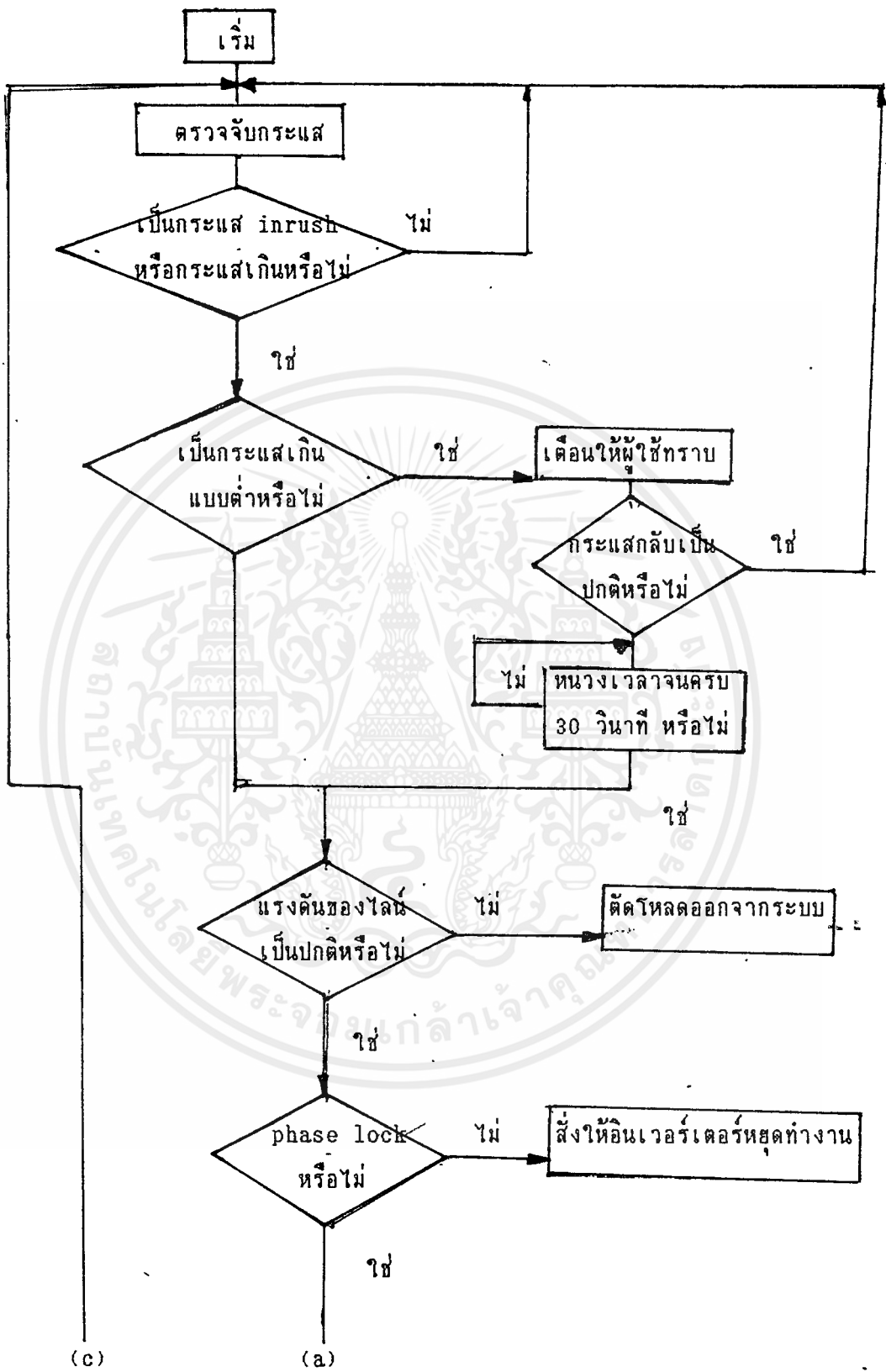


รูปที่ 6.4 แสดงลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์มีแรงดันตก-แรงดันเกิน

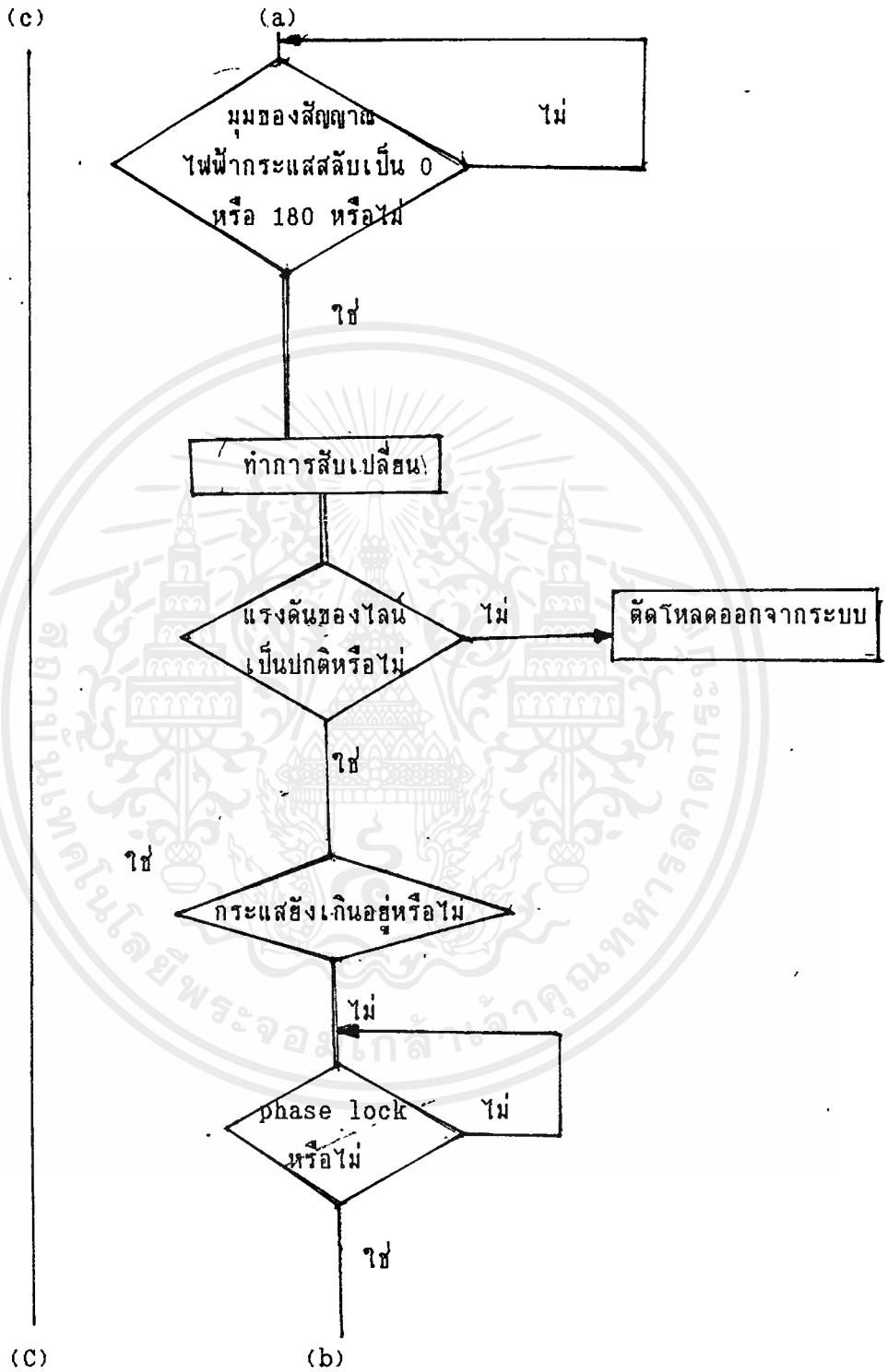
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะลัดวงจร

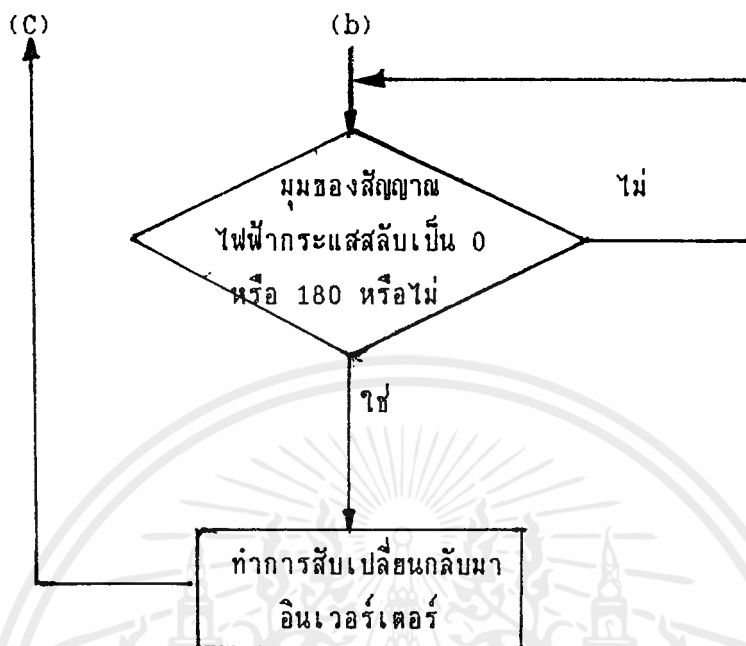


รูปที่ 6.6(a) ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะกระแสเกิน



รูปที่ 6.6(b) ลำดับการทำงานของทรานเฟอ์สวิตช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยน  
เมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะกระแสเกิน (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6(c) ลำดับการทำงานของทรานเฟอร์สวิทช์ซึ่งมีการสับเปลี่ยนเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดภาวะกระแสเกิน (ต่อ)

1) เมื่ออินเวอร์เตอร์เกิดแรงดันตก-แรงดันเกิน ทำให้แรงดันไฟสลับที่จ่ายโหลดเกิดความผิดปกติ ทั้งนี้เกิดขึ้นเนื่องจากอินเวอร์เตอร์มีความผิดปกติจนไม่สามารถรักษาระดับแรงดันของตัวเองได้ ดังนั้นเพื่อให้โหลดได้รับความเสียหาย จึงต้องทำการสับเปลี่ยนไปไลน์ และหยุดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพื่อรับการซ่อมบำรุง การทำงานของทรานเฟอร์สวิทช์ สามารถอธิบายได้ดังนี้

ทรานเฟอร์สวิทช์จะทำการตรวจสอบแรงดันของอินเวอร์เตอร์อยู่ตลอดเวลาจนพบว่าแรงดันตกหรือเกิน ก็จะทำกรสิ่งให้อินเวอร์เตอร์หยุดการทำงาน ขณะเดียวกันก็จะตรวจดูแรงดันไฟฟ้าของไลน์ว่าผิดปกติหรือไม่ ถ้าผิดปกติก็ไม่ต้องการสับเปลี่ยนนั้นคือจะตัดไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด แต่ถ้าแรงดันของไลน์ปกติก็จะรอการสับเปลี่ยนที่มุม 0 หรือ 180 องศาทางไฟฟ้า แหล่งจ่ายไฟสำรองจะใช้ไฟสลับจากไลน์จ่ายให้กับโหลดจนกว่าจะมีการแก้ไขอินเวอร์เตอร์และ reset เครื่อง และถ้าหากขณะที่ สับเปลี่ยนมาที่ไลน์แล้วไลน์เกิดผิดปกติ ทรานเฟอร์สวิทช์ก็จะหยุดการจ่ายไฟให้กับโหลด

2) เมื่อเกิดภาวะลัดวงจร แสดงว่ามีความผิดปกติเกิดขึ้นที่โหลดหากปล่อยทิ้งไว้จะทำให้อินเวอร์เตอร์ได้รับความเสียหายได้ จึงต้องทำการตัดโหลดออกจากแหล่งจ่ายไฟ นั่นคือทรานเฟอร์สวิทช์จะไม่ทำการสับเปลี่ยนไปไลน์หรืออินเวอร์เตอร์

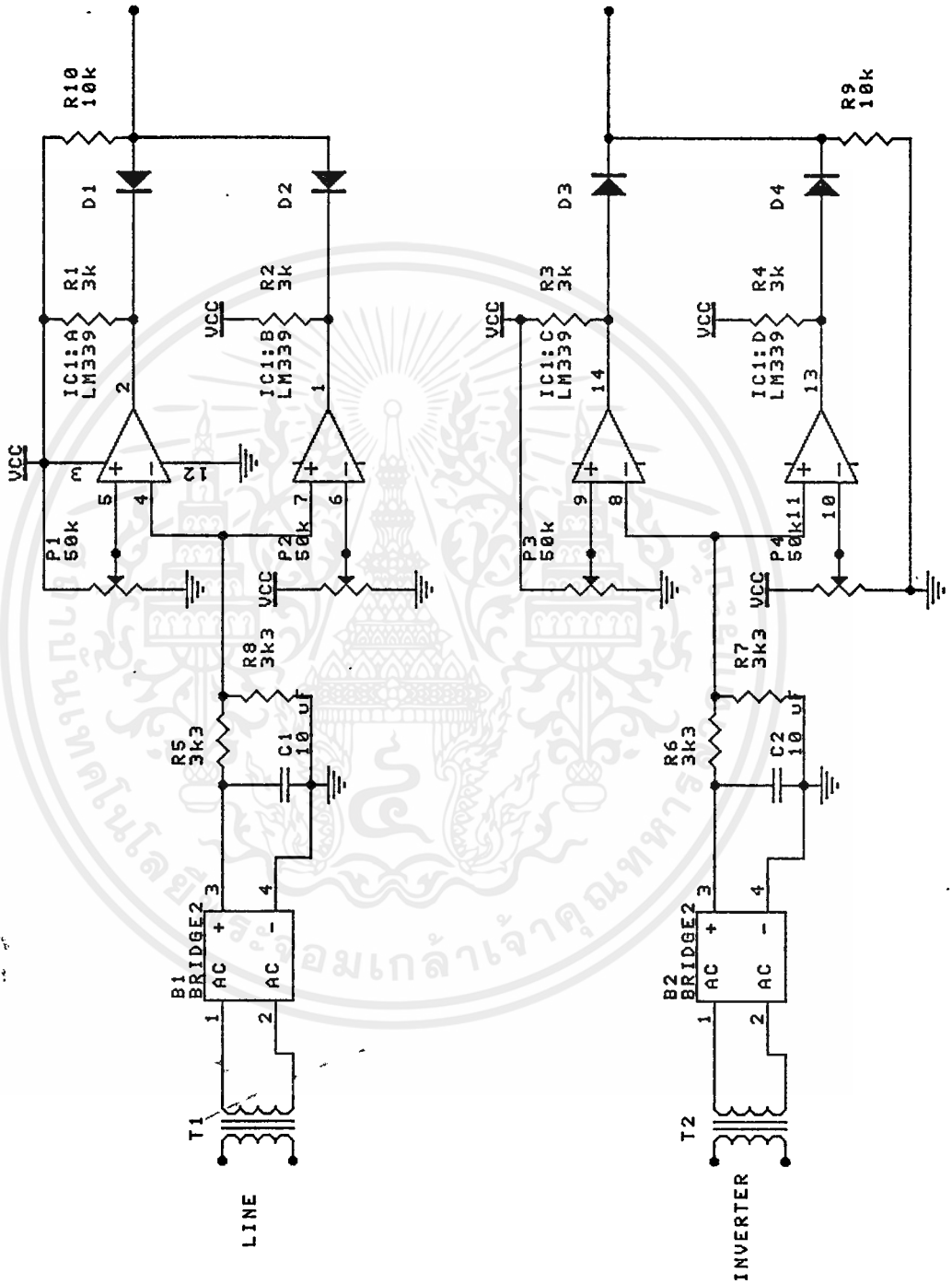
3) กรณีการเกิดกระแส inrush และกระแสเกิน ทรานเฟอร์สวิตช์จะแบ่ง  
เงื่อนไขเป็น 2 กรณีคือ

- กรณีเป็นกระแสเกินแบบต่ำ แหล่งจ่ายไฟสำรองจะทำการเตือนให้ผู้ใช้ทำ  
การปรับปรุงโหลดให้อยู่ในภาวะปกติ โดยจะรอเป็นเวลา 30 วินาที ถ้าโหลดถูกปรับปรุง  
จนกระแสเป็นปกติก็ไม่ต้องการสับเปลี่ยน แต่ถ้าเลยช่วงเวลาดังกล่าวไปแล้วโหลดยังไม่  
ถูกปรับปรุงก็จะดูเงื่อนไขอื่นๆ แล้วจึงทำการสับเปลี่ยน

- กรณีที่เป็นกระแส inrush และ กระแสเกินแบบสูง แหล่งจ่ายไฟสำรองจะ  
ดูเงื่อนไขอื่นๆ แล้วจึงทำการสับเปลี่ยน

ก่อนทำการสับเปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟสำรอง จะดูสภาพของไลน์ว่าปกติหรือไม่  
ถ้าไม่ปกติก็จะงดการจ่ายไฟให้กับโหลด นั่นคือ จะไม่มีการสับเปลี่ยนไปยังไลน์และอินเวอร์  
เตอร์ แต่ถ้าไลน์ปกติก็ทำการตรวจดูว่า phase lock หรือไม่ ถ้าไม่ lock ก็จะสั่งให้  
อินเวอร์เตอร์หยุดการทำงานก่อนทำการสับเปลี่ยน และถ้า phase lock ก็จะรอจน  
กว่าสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจะเป็น มุม 0 หรือ 180 องศา จึงจะทำการสับเปลี่ยนและ  
เมื่อสับเปลี่ยนไปไลน์แล้ว ก็จะตรวจดูสภาพของไลน์ไม่ให้ผิดปกติ หากผิดปกติก็จะตัด  
โหลดออกจากระบบ ถ้าไลน์ปกติก็จะตรวจดูว่าสภาวะของกระแสเกินหรือกระแส inrush  
หมดไปหรือยัง หากหมดไปแล้วก็จะทำการสับเปลี่ยนกลับมาที่อินเวอร์เตอร์ โดยที่ก่อนทำ  
การสับเปลี่ยนจะต้องรอจน phase lock เสียก่อน และเมื่อ phase lock แล้วก็จะรอ  
จนกว่าสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ จะเป็น มุม 0 หรือ 180 องศา จึงจะทำการสับเปลี่ยน  
กลับมาที่อินเวอร์เตอร์

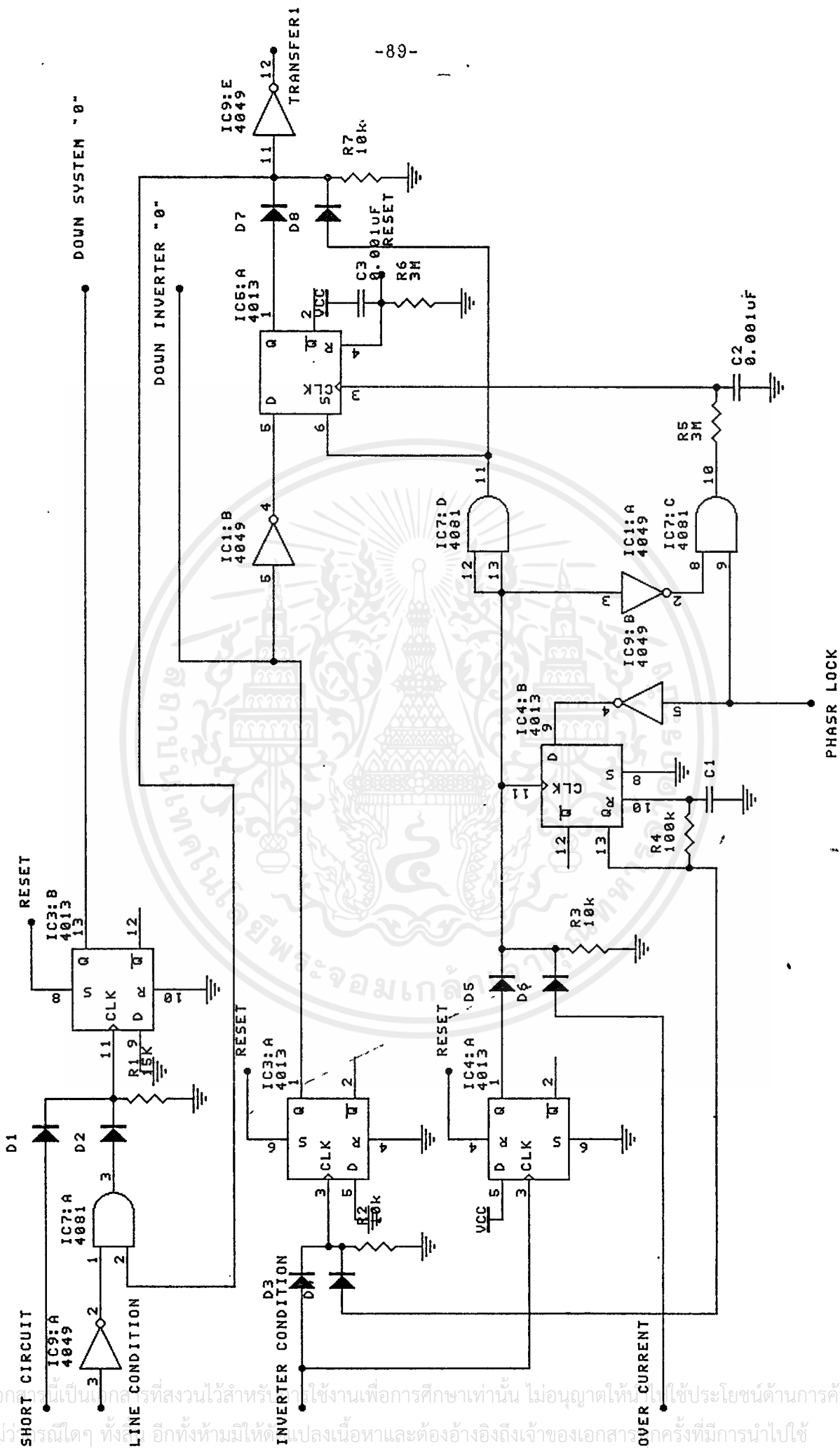
### 6.4 วงจรการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์



รูปที่ 6.7 แสดงวงจรของส่วนตรวจจับแรงดันของทรานเฟอร์สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 6.9 แสดงวงจรส่วนประมวลผลของทรานเฟอรัลลิกซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารฉบับนี้ที่มีการนำไปใช้

6.4.1) วงจรตรวจจับและประมวลผล

จากรูปของวงจรควบคุม จะใช้หม้อแปลงแรงดันเป็นอุปกรณ์ตรวจจับแรงดันของไลน์และอินเวอร์เตอร์ และใช้หม้อแปลงกระแสเป็นอุปกรณ์ตรวจจับปริมาณกระแสที่ไหลผ่านโหลด แรงดันที่ได้มาจะถูกเรกติฟายและจ่ายเข้าวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันซึ่งจะให้เอาท์พุทเป็น "1" เมื่อแรงดันของอินเวอร์เตอร์เกิดผิดปกติ และเมื่อแรงดันของไลน์ผิดปกติจะให้เอาท์พุทเป็น "0" และส่วนของหม้อแปลงกระแสก็เช่นกันจะถูกแยกออกเป็น 3 ส่วนเพื่อตรวจจับว่าเป็นกระแสลัดวงจร ภาระแสบเกินหรือกระแส inrush ในส่วนของกระแสเกินก็จะตรวจจับว่าเป็นกระแสเกินแบบต่ำหรือสูง และเอาท์พุทที่ได้ของวงจรตรวจจับก็จะถูกป้อนเข้าส่วนประมวลผลต่อไป จากรูปจะใช้ ฟลิป-ฟลอป เป็นส่วนรับสัญญาณของกระแสลัดวงจรและแรงดันตก-แรงดันเกินของอินเวอร์เตอร์ นั่นคือ แม้จะเกิดเหตุการณ์ดังกล่าวในช่วงสั้นๆ วงจรก็จะสามารถตรวจจับได้และวงจรจะคงสถานะนั้นไว้จนกว่าจะมีการ reset จากนั้นก็จะนำมา ตรวจดูเงื่อนไขต่างๆ ได้แก่ แรงดันของไลน์, เฟส และมุมของสัญญาณก่อนที่จะมีการสับเปลี่ยน เอาท์พุทที่ได้จาก วงจรนี้จะมี 3 อย่างคือ

1. คำสั่งหยุดการทำงานของอินเวอร์เตอร์
2. สถานะของอุปกรณ์สับเปลี่ยน ว่าอยู่ที่ ไลน์ หรือ อินเวอร์เตอร์ โดยให้เป็น logic 0 หรือ 1
3. คำสั่งตัดโหลดออกจากระบบ

ถ้าเราเขียนการทำงานของทรานเฟอร์สวิทช์ ในรูปของ logic โดยให้ "1" หมายถึงการสับเปลี่ยนไปที่ตำแหน่งนั้นๆ จะได้ดัง รูปที่ 6.10

ไลน์	อินเวอร์เตอร์	
1	0	=การสับเปลี่ยนไปไลน์
0	1	=การสับเปลี่ยนไปอินเวอร์เตอร์
0	0	=การตัดโหลดออกจากระบบ

รูปที่ 6.10 แสดงค่า logic ของอุปกรณ์สับเปลี่ยน

ในกรณีของทั้งไลน์และอินเวอร์เตอร์เป็น "1" จำเป็นจะต้องหลีกเลี่ยงและป้องกันไม่ให้เกิดขึ้น เพราะจะทำให้ไลน์และอินเวอร์เตอร์ต่อถึงกัน จะมีผลทำให้อินเวอร์เตอร์เสียหายได้ และวงจรที่ใช้ในโครงงานนี้ได้ใช้ inverting buffer เป็นตัว interlock



#### 6.4.2) วงจรจุดเกท และวงจรกำลัง

วงจรกำลังจะใช้ SCR 4 ตัว ต่อกันดังรูปที่ 8 ลักษณะการสับเปลี่ยนจะเป็นดังนี้ การใช้ไฟฟ้ากระแสสลับจากไลน์ไปจ่ายโหลด จะจ่ายสัญญาณให้ G1 และ G2 การใช้ไฟฟ้ากระแสสลับจากอินเวอร์เตอร์ไปจ่ายโหลด จะจ่ายสัญญาณให้ G3 และ G4

จากรูปของวงจรจุดเกทจะใช้ inverting buffer ต่อเป็นวงจร astable multivibrator กำเนิด pulse ความถี่ประมาณ 25 KHz ป้อนให้กับทรานซิสเตอร์เพื่อขับหม้อแปลงความถี่สูง (pulse transformer) เพื่อแยกกราวด์ของวงจรควบคุมและวงจรแรงสูง ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง จะถูกเรคตีฟายและป้อนให้กับเกทของ SCR ต่อไป



บทที่ 7

เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ (BATTERY CHARGER)

7.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่

แบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้ เป็นแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด ซึ่งเราจะกล่าวถึงแบตเตอรี่ แบบตะกั่ว-กรด ชนิดต่างๆอย่างกว้างๆดังนี้

non spill lead-acid battery แบ่งเป็น 2 ชนิดได้แก่

1. standard battery

แบตเตอรี่ชนิดนี้เมื่อไม่ได้ใช้งานจะมี self-discharge ที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิสิ่งแวดล้อม ต้องมีการอัดประจุใหม่ ทุกๆ 4-6 สัปดาห์เพื่อชดเชยค่า self-discharge แบตเตอรี่นี้เหมาะสำหรับการใช้งานในช่วงสั้นๆ

2. permanent battery

แบตเตอรี่ชนิดนี้สามารถเก็บในที่อุณหภูมิ 20 องศาเซลเซียสได้หลายเดือนโดยไม่ต้องมีการ ดูแลรักษา และสามารถอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ ทุกๆ 10 เดือนและมี self discharge ต่ำ เนื่องจากใช้ lead alloy ชนิดพิเศษ . เหมาะสำหรับการใช้งานพิเศษที่ต้องการ อายุการใช้งาน สูงกว่าแบบ standard battery

recombining sealed lead-acid battery

ปกติแล้วเมื่อแบตเตอรี่อัดประจุจนถึง ระดับ overcharge กรดซัลฟูริก ที่เป็นอิเล็กโทรไลต์จะเกิดปฏิกิริยาเป็นก๊าซ  $H_2$  และ  $O_2$  ทำให้ความเข้มข้นของอิเล็กโทรไลต์เพิ่มขึ้นเราต้องมีการเติมน้ำกลั่นมิฉะนั้นแบตเตอรี่จะเสื่อมคุณภาพได้ การเติมน้ำกลั่นเป็นการจำกัดวงในการใช้งานของแบตเตอรี่ ฉะนั้นเราจึงมีการพัฒนาแบตเตอรี่ใช้งานโดยไม่ต้องเติมน้ำกลั่น

1) แบตเตอรี่ แบบ non-recombining หรือ partially recombining

ใช้วิธีการอัดประจุที่ยู่ยากซับซ้อนมาก ซึ่งจะช้าลดการเกิดก๊าซให้น้อยที่สุด

2) แบตเตอรี่ แบบ fully recombining โดสกาซที่เกิดขึ้นคือ  $H_2$  และ  $O_2$  จะรวมตัวกันเป็นน้ำ ทำให้ปริมาตรของอิเล็กโทรไลต์ไม่ลดลง

1. partially recombining

แบตเตอรี่แบบนี้ไม่ต้องบำรุงรักษาใดๆ และไม่ต้องอัดประจุให้ถึงระดับ overcharge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

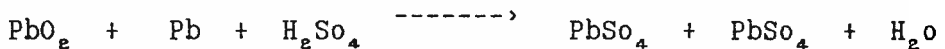
เพื่อให้แบตเตอรี่เต็ม ในกรณีที่อุณหภูมิใช้งานสูงกว่าอุณหภูมิแวดล้อมมากๆ แบตเตอรี่จะเกิดก๊าซ ทำให้ความดันสูงขึ้น ซึ่งแบตเตอรี่จะมีวาล์วที่คอยเปิดให้ก๊าซออกไปในทันทีและวาล์วจะปิดโดยอัตโนมัติเมื่อความดันก๊าซต่ำลง ด้วยเหตุนี้จึงใช้ได้กับทุกสภาวะแวดล้อม แบตเตอรี่แบบนี้จะปิดผนึกไว้ ซึ่งภายในแบตเตอรี่จะไม่เกิดก๊าซอีกทั้งมีความต้านทานภายในต่ำและจ่ายกระแสได้สูง ภายใต้การอัดประจุแบบรักษาระดับแรงดันคงที่ จะอัดประจุด้วยกระแสอัดประจุสูงๆ ในตอนเริ่มต้นและ ในขั้นที่ 2 เมื่อ แรงดันย้อนกลับของแบตเตอรี่เริ่มสูงขึ้นและ ต้องควบคุมกระแสในการอัดประจุ เมื่อแบตเตอรี่เต็มจะต้องรักษาระดับแรงดันแบตเตอรี่โดยลดกระแสให้เหลือน้อยๆ เพื่อไม่ให้เกิด over voltage และ ป้องกัน electrolyte loss partially recombining แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดที่ขนาดความจุเดียวกันสามารถต่อกันเป็นอนุกรมหรือขนานก็ได้ ถ้า อัดประจุแบตเตอรี่ แบบอนุกรม จะใช้ แรงดันสูง และ กระแสต่ำๆ ถ้า อัดประจุแบตเตอรี่ แบบขนาน จะใช้ แรงดันต่ำ และ กระแสสูงๆ แบตเตอรี่แบบนี้ สามารถ อัดประจุ และ จ่ายประจุ ได้ที่อุณหภูมิตั้งแต่ -20 ถึง 50 องศาเซลเซียส ซึ่งดีกว่าแบบ Ni-Cad

2. fully recombining sealed battery

โครงสร้างคล้ายๆกับแบบ standard cylindrical Ni-Cad เหมาะจะสำหรับใช้งาน standby ใช้ alloy plate grids ชนิดพิเศษและมีการรวมตัวของก๊าซ  $O_2$  ที่ดี อายุการใช้งานขึ้นอยู่กับ ลักษณะการใช้งานและสภาวะแวดล้อม มีความต้านทานภายในต่ำ อัตราการ discharge สูง การอัดประจุ ส่วนใหญ่เป็นแบบ constant voltage , constant current , taper charging , pulse charging และอื่นๆ

ขบวนการปฏิกิริยาทางไฟฟ้าเคมี

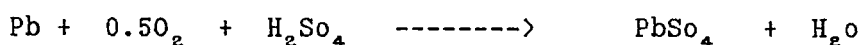
A)



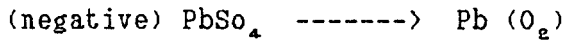
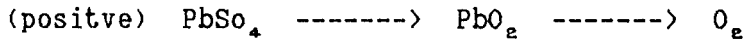
B) ในขั้นตอนสุดท้ายของการ charge จะเกิด  $O_2$  ที่ขั้วบวก



$O_2$  จะถูกดูดซับที่ขั้วลบ ซึ่งจะเกิดปฏิกิริยาดังนี้

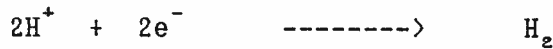


ปฏิกิริยาการเกิดก๊าซ และ การดูดซับก๊าซ อธิบายโดยสมการ



$O_2$  ที่เกิดจากขั้วบวก จะถูกขั้วลบดูดซับแล้วเกิดปฏิกิริยา แต่ก๊าซ  $O_2$  บางส่วนจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนความดันสูง แบตเตอรี่จะมีช่องระบายความดันก๊าซนี้เรียกว่า เซฟตีวาล์ว ( safety valve )

สำหรับก๊าซ  $H_2$  ก็เกิดขึ้นเช่นกันเมื่อ มีการ overcharge ที่ขั้วลบ



### 7.2 พารามิเตอร์ในการอัดประจุ

- 1 การชดเชยทางอุณหภูมิของการอัดประจุ  
โดยการอัดประจุ จะปรับค่าแรงดันที่อัดประจุ ซึ่งต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิโดยการตรวจจับ อุณหภูมิของสภาวะแวดล้อม
- 2 เวลาที่อัดประจุเสร็จ  
เวลาที่แบตเตอรี่ถูกอัดประจุเต็ม ขึ้นอยู่กับสภาวะการ discharge และ ลักษณะการอัดประจุ รวมทั้งอุณหภูมิด้วย สำหรับแบบ trickle นั้นอาจนานกว่า 24 ชั่วโมง
- 3 อุณหภูมิในขณะการอัดประจุ
  - ควรอัดประจุ ที่อุณหภูมิในช่วง 0 ถึง 40 องศาเซลเซียส
  - อุณหภูมิที่การอัดประจุมีประสิทธิภาพดีคือในช่วง 5 ถึง 35 องศาเซลเซียส
  - ที่อุณหภูมิต่ำกว่าหรือสูงกว่าที่กำหนด อาจทำให้การอัดประจุได้ไม่มากหรือร้อนเกินไป
4. overcharge  
การอัดประจุเพิ่มขึ้นอีก หลังจากแบตเตอรี่อัดประจุเต็มแล้ว เรียกว่า overcharge ซึ่งเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องมีผลทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่สั้นลง

### 7.3 วิธีการอัดประจุแบตเตอรี่

1. constant current charging  
วิธีนี้ข้อดีตรงที่ว่าไม่จำเป็นต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิเหมือน constant voltage charging แต่ก็มีข้อเสียคือ ต้องระวังเรื่องเวลาในการอัดประจุโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ในการอัดประจุด้วยกระแสสูงๆซึ่งแบตเตอรี่จะเต็มภายในเวลาอันสั้นๆเท่า นั้น การอัดประจุด้วยอัตราสูงมีผลทำให้แรงดันที่แบตเตอรี่สูงเกินไป น้ำจะเกิดแตกตัวและ

ความร้อนเกิดขึ้น การอัดประจุแบบนี้อาจใช้ในการอัดประจุใหม่ให้กับแบตเตอรี่ที่เก็บไว้นานแล้ว ซึ่งสามารถอัดประจุแบตเตอรี่ได้ทีเดียวหลายๆลูก

## 2. constant voltage charging

อาจใช้ในกรณีที่ต้องการให้แบตเตอรี่อยู่ในสภาวะ fully charge เสมอ โดยต้องระวังเรื่องอัตราการอัดประจุสูงเกินไป การอัดประจุแบบนี้ทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุต มีเสถียรภาพ พร้อมทั้งมีความจุกระแสสูง สำหรับในช่วงที่แรงดันแบตเตอรี่ มีค่าต่ำกว่าความต้านทานแบตเตอรี่มีค่าน้อยมาก ฉะนั้นกระแสที่อัดประจุจึงมีค่าสูงมากเป็นผลให้เครื่องอัดประจุต้องมีขนาดใหญ่ และ ราคาแพง อีกทั้งยังทำให้เกิดความร้อนภายในแบตเตอรี่ ซึ่งปกติเครื่องอัดประจุแบบ constant voltage จะมีอุปกรณ์ช่วยในการจำกัดกระแสเริ่มต้น โดยใช้ constant current regulation ในช่วงสุดท้ายของการอัดประจุกระแสจะถูกลดลงอย่างอัตโนมัติซึ่งไม่ทำให้เกิดสลายตัว

## 3. tapered current charging

เป็นวิธีการอัดประจุแบตเตอรี่ที่ง่ายไม่ซับซ้อนและราคาถูก วงจรการอัดประจุประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง , วงจรเรกติฟาย และ ค่าความต้านทานที่เหมาะสมสำหรับจำกัดกระแสแต่วิธีนี้ไม่เหมาะสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ แบบตะกั่ว-กรด ปิดผนึก เนื่องจากกระแสที่ใช้อัดประจุจะกระเพื่อมตามแรงดันไฟไลน์ ซึ่งทำให้แรงดันแบตเตอรี่เปลี่ยนแปลงไปด้วย แต่ก็สามารถลดผลอันนี้โดยการใช้หม้อแปลงไฟฟ้ากำลังที่มีแรงดันด้านทุติยภูมิสูงกว่าแรงดันแบตเตอรี่ และเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมในการจำกัดกระแส tapered current charger สามารถใช้แทน constant current charger ได้ โดยเฉพาะอัดประจุแบตเตอรี่หลายๆลูกในครั้งเดียวเท่านั้นยังสามารถใช้ในระบบ trickle charge ได้อีกด้วย

## 4. combination charging (two-step)

วิธีนี้บางที่เรียกว่า "two-rate" หรือ "two-step" เกิดจากการรวม 2 วิธี คือ constant current กับ constant voltage เข้าด้วยกัน โดยในขั้นแรกจะใช้วิธีการอัดประจุเร็ว และขั้นที่สองจะอัดประจุด้วยกระแสค่าต่างๆ การสวิตช์จากขั้นแรกไปยังขั้นที่สอง อาจทำได้หลายวิธีเช่น ตรวจสอบแรงดันที่แบตเตอรี่ หรือ ควบคุมเวลาในการอัดประจุ หรือ ตรวจสอบกระแสในการอัดประจุ เป็นต้น

## 7.4 การประยุกต์การใช้งาน

การประยุกต์การใช้งานของ sealed lead-acid battery แบ่งอย่างกว้างเป็น 2 แบบคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. cyclic operation

การทำงานเป็นรอบๆต้องการเวลาในการอัดประจุสั้น และ ต้องป้องกันการอัดประจุ และ discharge เกิน สิ่งสำคัญในการอัดประจุด้วยเทคนิค constant voltage คือ การรักษาเอาต์พุตไว้ที่ระดับสุดท้ายของการอัดประจุ และ จำกัดกระแสให้ต่ำกว่า ค่าที่ออกแบบไว้สูงสุด ถ้าแบตเตอรี่ถูกอัดประจุในช่วงอุณหภูมิสภาวะแวดล้อมกว้างๆ จะต้องมี การชดเชยทางอุณหภูมิด้วย มิฉะนั้นการอัดประจุอาจสูงไปหรือต่ำไปในที่อุณหภูมิ สูงหรืออุณหภูมิต่ำ

2. standby/back up charging

ใช้ในงานประเภทสำรองเอาไว้ใช้ในยามต้องการ ปกติจะเก็บในสภาวะแบตเตอรี่ เต็มตลอดเวลา และ จ่ายพลังงานไปให้โหลด เมื่อ ไฟไลน์ ผิดปกติซึ่งการทำงาน แบบนี้แบ่งออกเป็น 2 โหมด

ก) trickle charge

ระบบนี้ปกติเอชี่ไลน์ จะจ่ายพลังงานให้โหลด หรืออุปกรณ์ในขณะที่แบตเตอรี่ไม่ได้ถูก ต่อกับโหลด ถ้าเกิดความผิดปกติกับไฟเอชี่ไลน์ขึ้น วงจรแบตเตอรี่จะถูกเชื่อมเข้ากับ โหลดเพื่อจ่ายพลังงาน trickle charge จะต้องพิจารณาการชดเชยสำหรับ self discharge โดยการอัดประจุแบตเตอรี่ต่อเนื่องที่กระแสคงที่ค่าต่ำๆ เพื่อให้แบตเตอรี่ อยู่ในสภาวะ fully charge ตลอดเวลา ในกรณี deep discharge จะต้องอัด ประจุแบตเตอรี่เป็นเวลานาน และวิธี two-rate charger กับ constant voltage charger จะเหมาะสมมาก ในการอัดประจุเนื่องจากมีโหมดการอัดประจุ เริ่มต้นเร็ว แต่แบบ two-rate charger จะเหมาะสมกว่า เพราะไม่จำเป็นต้องชด เชยทางอุณหภูมิ

ข) float charge

ระบบนี้โหลดและแบตเตอรี่ต่อกันแบบขนานกับวงจรเรกติฟาย ระบบนี้จะใช้ได้เฉพาะ การอัดประจุแบบ constant voltage เท่านั้น ซึ่งแรงดันที่อัดประจุต้องมีเสถียรภาพ การกระเพื่อมอย่างมากของแรงดันที่อัดประจุ มีผลให้แบตเตอรี่ discharge เพียง เล็กน้อย constant voltage charger ต้องออกแบบให้จ่ายได้ที่โหลดมีค่าสูง สุด มิฉะนั้นจะทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่สั้นลง ตามปกติอายุการใช้งาน ของแบตเตอรี่แบบ float จะสั้นกว่าแบบ trickle charge

7.5 การเลือกใช้แบตเตอรี่ในโครงการนี้

ในโครงการแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้ แบตเตอรี่ที่เลือกใช้ขึ้นจะเป็นชนิด

ตะกั่ว-กรด ปิดผนึก แบบ free maintenace ขนาด 38 แอมป์-ชั่วโมงแบตเตอรี่นี้ไม่ต้องมีการเติมน้ำกลั่นหรือบำรุงรักษาแบตเตอรี่ใดๆ อีกทั้งแบตเตอรี่ชนิดนี้จะไม่มีการเกิดชั้นซึ่งได้แก่ปัญหาอายุการใช้งานแหล่งจ่ายไฟสำรองของแหล่งจ่ายไฟสำรอง เนื่องจากเกิดการคายในการที่อัดประจุมากเกินไป โดยคายที่เกิดขึ้นอาจไปทำอุปกรณ์ในวงจรเสียหายได้ ส่วนการอัดประจุแบตเตอรี่จะเป็นแบบ voltage constant เนื่องจากแบตเตอรี่ในแหล่งจ่ายสำรองจะทำงานแบบ standby หรือ back up ซึ่งแบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสำรองที่ต้องนำมาใช้ในสภาวะเกิดความผิดปกติกับไฟไลน์ ฉะนั้นแบตเตอรี่จะต้องถูกอัดประจุให้ตลอดเวลาโดยในช่วงที่แบตเตอรี่เต็มแล้วจะต้องอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ด้วยอัตราการอัดประจุต่ำๆ เพื่อชดเชยค่าแรงคืนเนื่องจากความต้านทานภายในแบตเตอรี่การต่อวงจรแบตเตอรี่เป็นแบบ float charge

สรุป

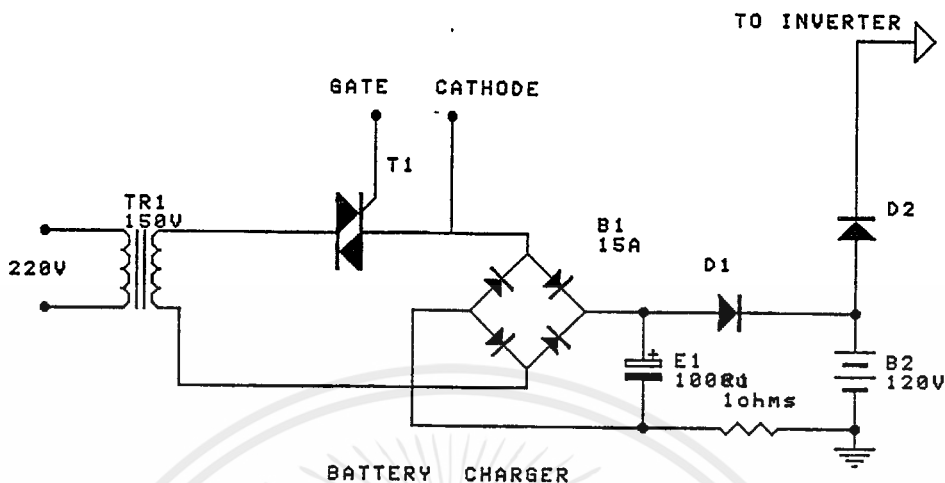
- sealed lead-acid battery แบบ free maintenace 38 แอมป์-ชั่วโมง
- การใช้งานแบบ standby
- การทำงานเป็นแบบfloat charge
- เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ แบบ voltage constant

## 7.6 หลักการประจุแบตเตอรี่ในโครงการงาน

จากที่กล่าวมาแล้วว่า เราใช้แบตเตอรี่แรงดัน 12 โวลต์ ขนาด 38 แอมป์-ชั่วโมง จำนวน 10 ลูกต่ออนุกรมให้ได้แรงดัน 120 โวลต์แต่เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่จะทำการอัดประจุด้วยแรงดัน 13.8 โวลต์ เพื่อชดเชยค่าการสูญเสียเนื่องจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานภายในแบตเตอรี่เมื่อเวลาใช้งานจริงแบตเตอรี่จะจ่ายแรงดันไฟตรง 12 โวลต์ การประจุแบตเตอรี่ในช่วงแรงดันแบตเตอรี่มีค่าต่ำๆ แบตเตอรี่มีความต้านทานภายในต่ำมากๆ จึงเสมือนลัดวงจรเมื่อต่อเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่เข้าไปจะถูกดึงกระแสเข้าไปในแบตเตอรี่มากมาย ซึ่งอาจทำให้แบตเตอรี่เสียหายหรืออายุการใช้งานสั้นลงฉะนั้นจึงต้องการจำกัดกระแสในการอัดประจุแบตเตอรี่ ไม่ให้เกินค่าอัตราการอัดประจุสูงสุดในการอัดประจุแบตเตอรี่ จะต้องเลือกวิธีอัดประจุแบตเตอรี่โดยดูจากลักษณะการใช้งานของแบตเตอรี่ สำหรับในโครงการงานแหล่งจ่ายไฟสำรอง แบตเตอรี่ถูกใช้งานในหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานสำรองให้แก่อินเวอร์เตอร์ เพื่อจ่ายให้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าต่อไป ฉะนั้นแบตเตอรี่มิได้ถูกใช้งานบ่อยครั้งนัก แต่แบตเตอรี่จะต้องถูกอัดประจุให้เต็มตลอดเวลา เพื่อให้พร้อมที่จะจ่ายไฟได้ทันทีเมื่อเกิดไฟดับ ดังนั้นในโครงการงานจึงเลือกเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่แบบแรงดันคงที่ ที่ 13.8 โวลต์ และจำกัดกระแสมีให้เกิน 5 แอมป์ โดยเมื่อนำแบตเตอรี่ไปใช้งานจริงจะจ่ายแรงดันเพียง 120 โวลต์ เนื่องจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานภายในไป 18 โวลต์

## 7.7 วงจรกำลังของเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่

การอัดประจุแบตเตอรี่ จะอัดประจุด้วยไฟกระแสตรง 13.8 โวลต์ โดยการใช้ไฟไลน์ 220 โวลต์แปลงแรงดันให้เหลือเพียง 120 โวลต์ วงจรควบคุมเฟส (PHASE CONTROLL) โดยใช้ไทรแอกเป็นสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์เปิดปิดสัญญาณรูปร่างเข้าสู่วงจรเรกติฟาย ซึ่งเป็นไดโอดบริดจ์ ที่ทนกระแสได้สูงเกิน 5 แอมป์ ตัวเก็บประจุทนแรงดันสูง ทำหน้าที่รองความถี่ต่ำให้เหลือเป็นแรงดันไฟตรง ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟตรงให้เรียบขึ้นเพื่ออัดประจุให้แก่แบตเตอรี่ ต่อจากนั้นจะมีไดโอดต่ออนุกรมอยู่ก่อนเข้าไปประจุแบตเตอรี่ ไดโอดนี้ป้องกันไม่ให้ไฟกระแสตรงจากแบตเตอรี่จ่ายย้อนกลับมาให้กับเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ สำหรับความต้านทานค่าต่ำๆที่ต่ออนุกรมกับแบตเตอรี่นั้นใช้สำหรับเป็นวัดกระแสที่ไหลเข้าไปอัดประจุแบตเตอรี่ ดูวงจรตามรูปที่ 7.1

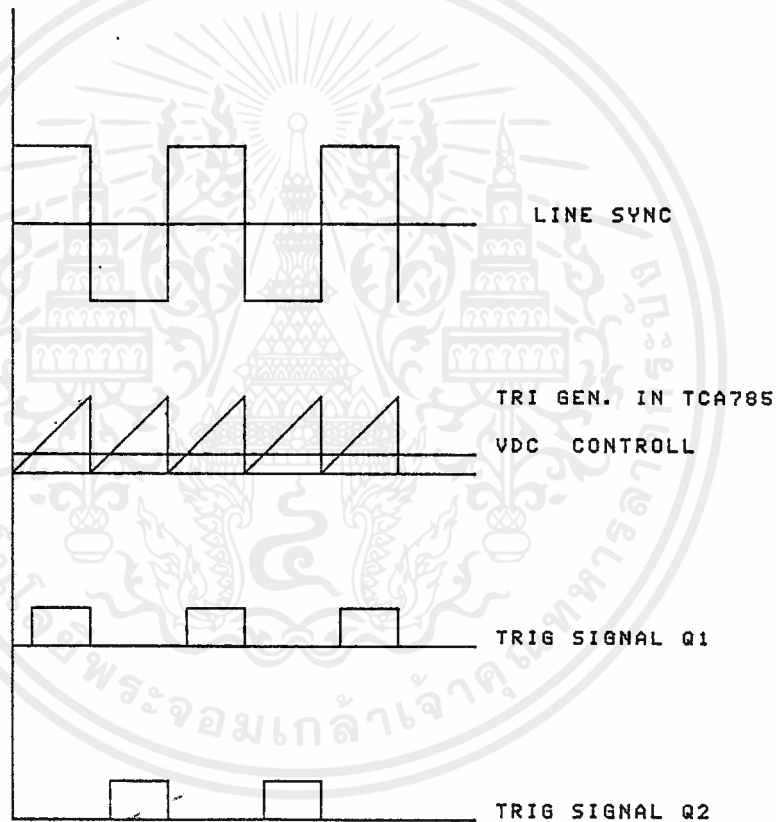


รูปที่ 7.1 วงจรกำลังเครื่องอัดประจุแบตเตอรี่

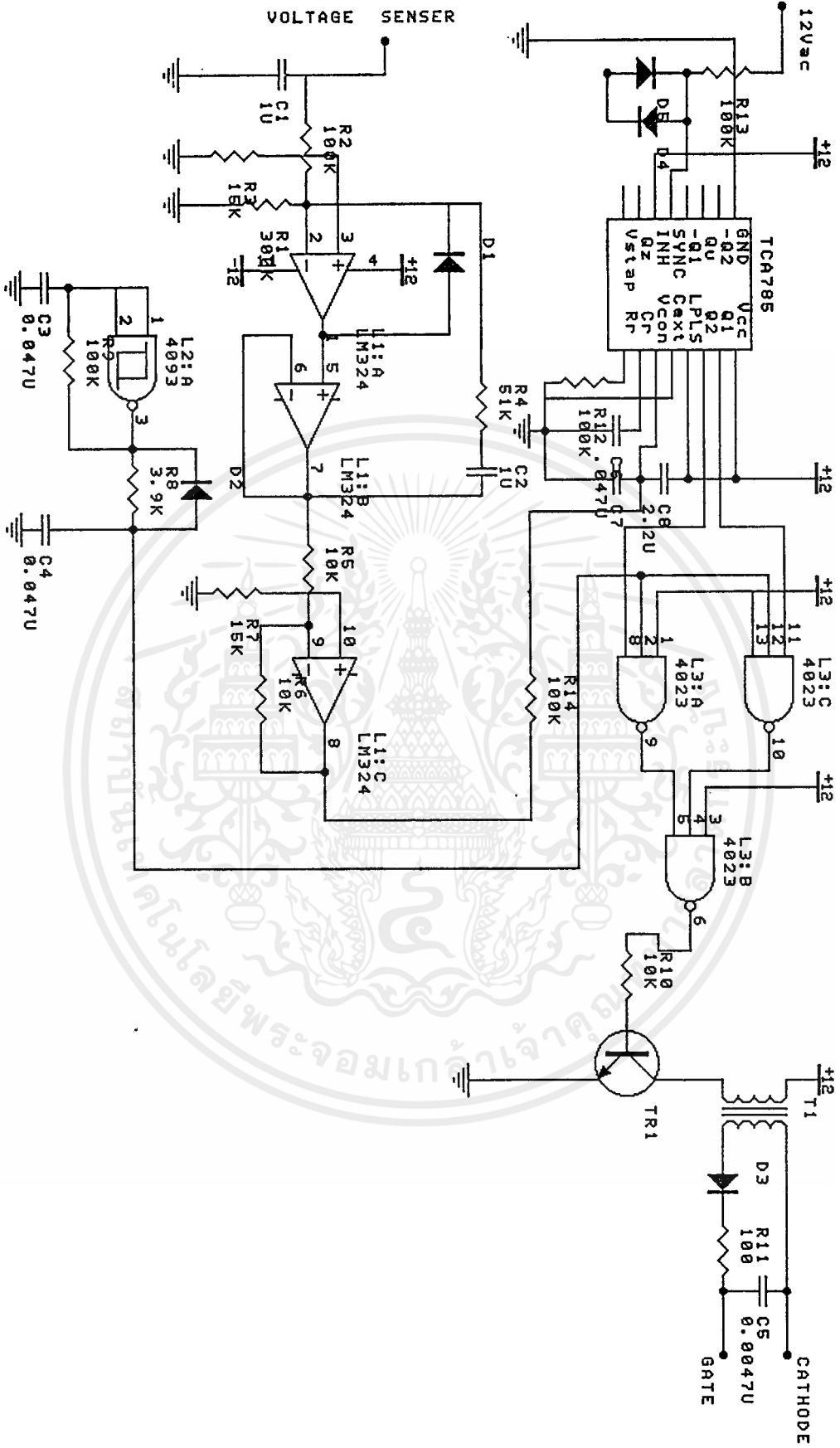
### 7.8 การทำงานของวงจรควบคุมการอัดประจุแบตเตอรี่

จากวงจรกำลังเราใช้ไทรแอกเป็นสวิตช์เปิดปิดกระแสที่ประจุแบตเตอรี่ ดังนั้นต้องมีวงจรทริกขาเกตเพื่อควบคุมการเปิดปิดของไทรแอกในวงจรควบคุมเฟส วงจรควบคุมจากรูปที่ 7.3 ในขณะที่ไฟไลน์อยู่ในสภาวะปกติสัญญาณชาซีน 220 โวลต์ ถูกแปลงลงมาเหลือ 12 โวลต์เพื่อป้อนเข้าสู่ไอซีเบอร์ TCA 785 เพื่อเป็นสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมที่ซิงค์โคไนด์กับไลน์ จากรูปที่ 7.2 แสดงลักษณะการทำงานของไอซี TCA 785 ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณทริกไทรแอก การสร้างสัญญาณทริกโดยการนำสัญญาณควบคุมที่จากส่วนควบคุมแบบป้อนกลับมาเข้าที่ขา VCON ของไอซี TCA 785 เพื่อสร้างสัญญาณทริกที่เป็นพีคดับลิวเอ็มแบบความกว้างพัลส์คงที่ สำหรับการควบคุมให้แรงดันในการอัดประจุที่ได้โดยการต่อวงจรแบ่งแรงดันของแบตเตอรี่ เพื่อตรวจสอบว่าแรงดันได้ค่าตามต้องการหรือไม่ ในโครงการนี้คือ 138 โวลต์ โดยไอซีเบอร์ LM324 ทำหน้าที่เป็นวงจรลบแรงดัน และวงจรควบคุมแบบพีโอ ซึ่งวงจรนี้จะช่วยปรับแรงดันที่ใช้ในการประจุแบตเตอรี่ให้ได้ค่าตามที่ต้องการ โดยเอาท์พุทของวงจรนี้ จะเป็นสัญญาณควบคุมในการสร้างพีคดับลิวเอ็มแบบความกว้างพัลส์คงที่ ไอซี TCA785 จะสร้างพัลส์ออกมา 2 สัญญาณโดยทำงานสลับกันแต่เราต้องกันทั้ง 2 สัญญาณในการทริกไทรแอก จึงต้องนำสัญญาณทั้ง 2 มารวมกันในการทริกเราใช้หม้อแปลงสวิชซึ่งในการคัปปลิงกับเกตและคาโอดของไทรแอก ในการส่งสัญญาณทริกผ่านทางหม้อแปลงความถี่สูง ต้องใช้พัลส์ความถี่สูงเพื่อไม่ให้หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวในขณะที่

ทำงาน แต่สัญญาณพัลส์บลิวเอ็มที่ได้มีความถี่เพียง 50 เฮิรตซ์เท่านั้น ฉะนั้นจึงใช้พัลส์ความถี่สูงถึง 25 กิโลเฮิรตซ์ มามอดูเลตกับสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มที่ได้ซึ่งก็จะนำมาเข้าที่หม้อแปลงความถี่สูงได้ และ ส่งสัญญาณควบคุมขาเกตไปทริกไตรแอกเพื่อควบคุมระดับแรงดันในการอัดประจุแบตเตอรี่ให้คงที่ตลอดเวลาได้ในขณะที่มีการอัดประจุ



รูปที่ 7.2 แสดงการทำงานของไอซี TCA785



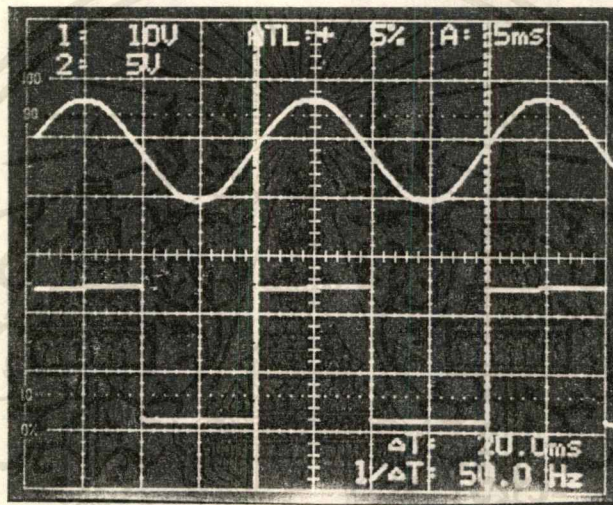
รูปที่ 7.3 วงจรควบคุมการอัดประจุแบตเตอรี่แบบ voltage constant

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

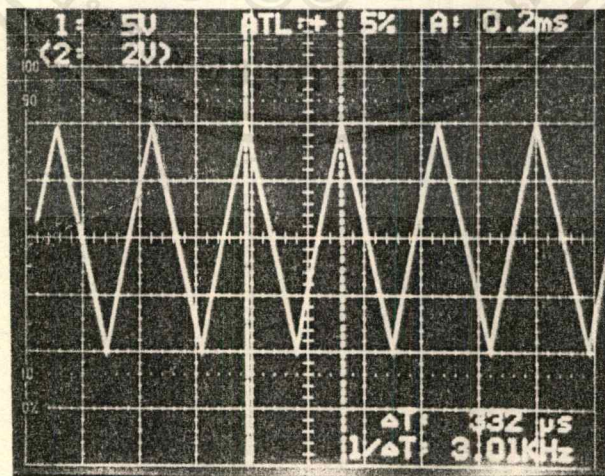
บทที่ 8

ผลการทดลอง

ในการทำงานของวงจร จะนำสัญญาณช่ายน์ มาแปลงเป็น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม เพื่อป้อนให้กับไอซีเฟสล็อกกลู และเอาที่พุกของไอซีเฟสล็อกกลูจะมีเฟสตรงกันกับสัญญาณช่ายน์จากนั้นจะถูกรองความถี่จนได้สัญญาณช่ายน์อีกครั้งหนึ่ง และปรับเฟสจนตรงกับไฟไลน์ แล้วจึงป้อนให้กับ วงจรเปรียบเทียบ เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม

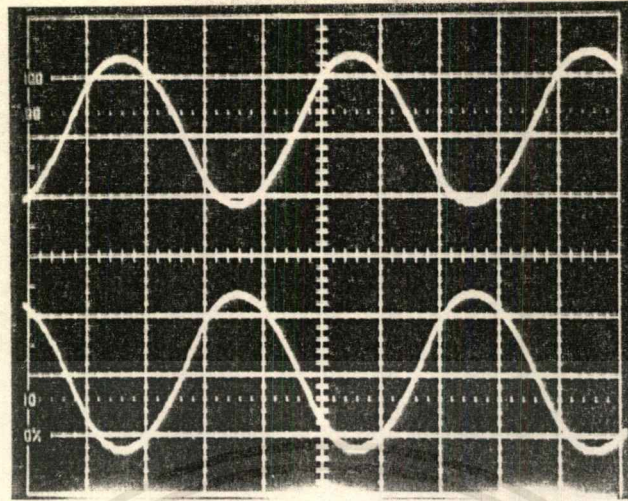


รูปที่ 8.1 แสดงสัญญาณคลื่นช่ายน์ที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยม

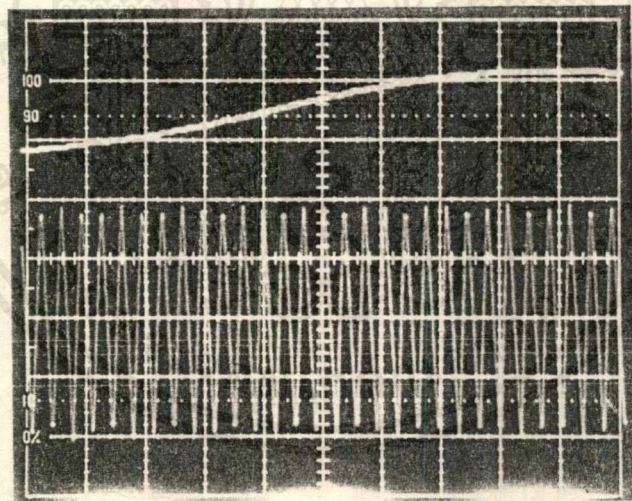


รูปที่ 8.2 แสดงสัญญาณพาหะซึ่งเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมความถี่ 3 กิโลเฮิรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



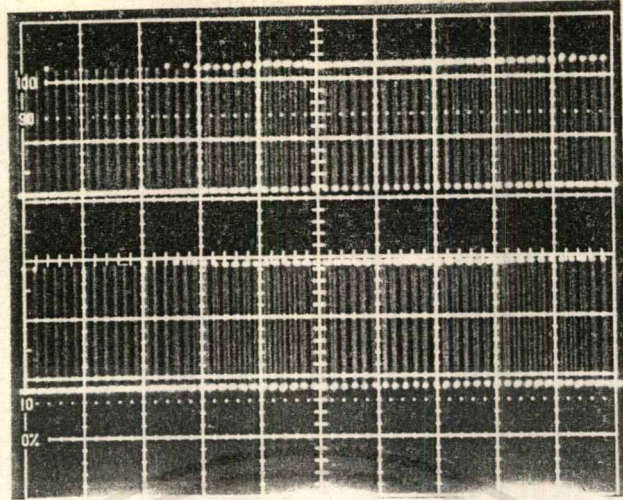
รูปที่ 8.3 แสดงสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จากไอซี เฟสล็อกถูกถูกรองความถี่จนได้สัญญาณคลื่นไซน์ และปรับเฟสจนตรงกับไฟไลน์ จากนั้นจะถูกกลับเฟสเพื่อป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบ



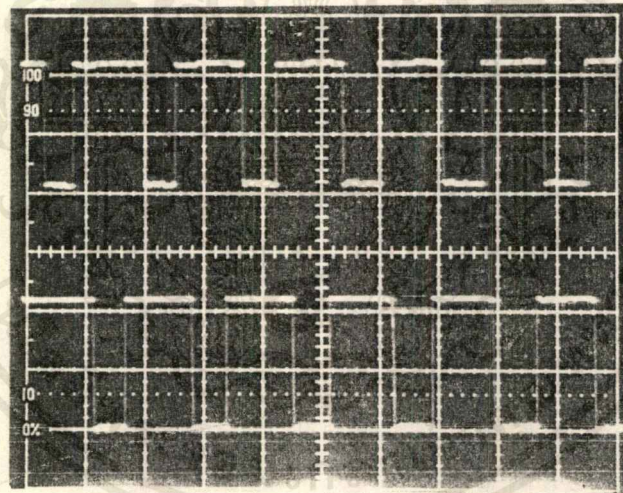
รูปที่ 8.4 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณคลื่นไซน์ กับคลื่นสัญญาณสามเหลี่ยม

สัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ จะเป็นสัญญาณขับเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เอาท์พุทที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบจะเป็น G1 G2 G3 G4 เพื่อป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 2 3 และ 4 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

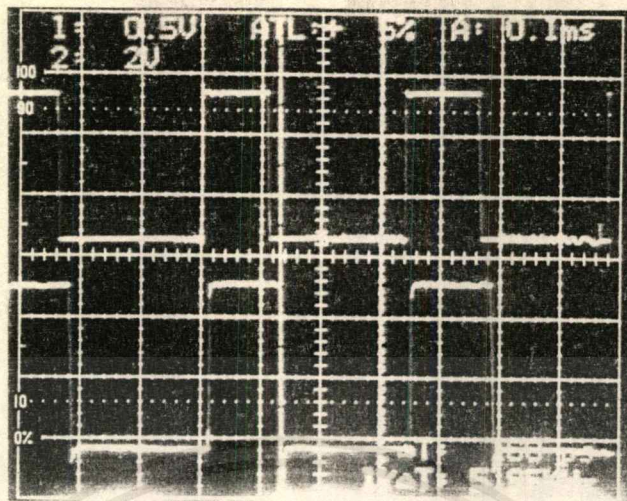


รูปที่ 8.5 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งจะได้อสัญญาณขับเบสของทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 และ ตัวที่ 4



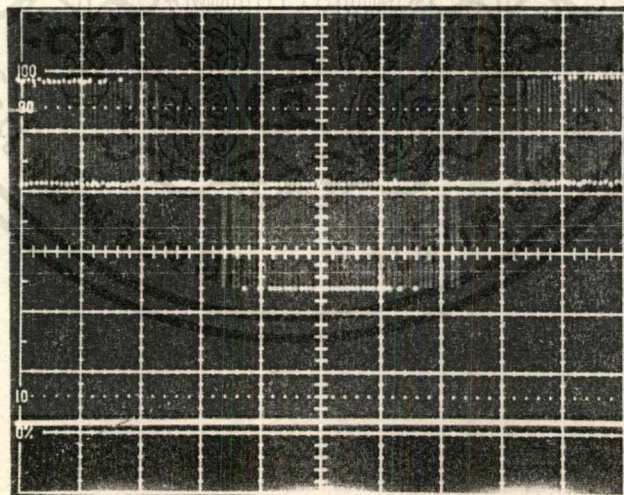
รูปที่ 8.6 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งจะได้อสัญญาณขับเบสของทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 และ ตัวที่ 4

สัญญาณเพ็ดบลิวเอ็ม ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบจะต้องถูกนำมาขยายกระแสด้วยวงจรขับเบส ก่อนที่จะถูกป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ แต่เนื่องจากทรานซิสเตอร์มีค่าของสโตเรจไทม์ ทำให้สัญญาณเพ็ดบลิวเอ็มที่ได้จากส่วนกำลังมีช่วงออฟซีกว่าสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ ค่าของสโตเรจไทม์นี้จะต้องถูกชดเชยจากวงจรสร้างค่าเดดไทม์ เพื่อป้องกันการลัดวงจรของส่วนกำลัง



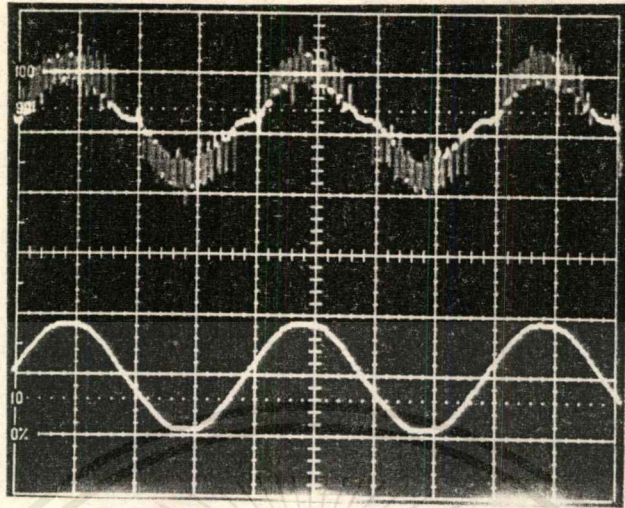
รูปที่ 8.7 แสดงสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มในส่วนกำลัง เปรียบเทียบกับสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ

สัญญาณที่โหลดได้รับจะเป็นสัญญาณพัลส์บลิวเอ็ม ซึ่งมีเฟสตรงกับไลน์ แต่ยังมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกปนอยู่ สัญญาณที่ได้เมื่อผ่าน วงจรกรองความถี่ที่ถูกต้องแบบอย่างเหมาะสมจะได้คลื่นสัญญาณไซน์ที่สมบูรณ์

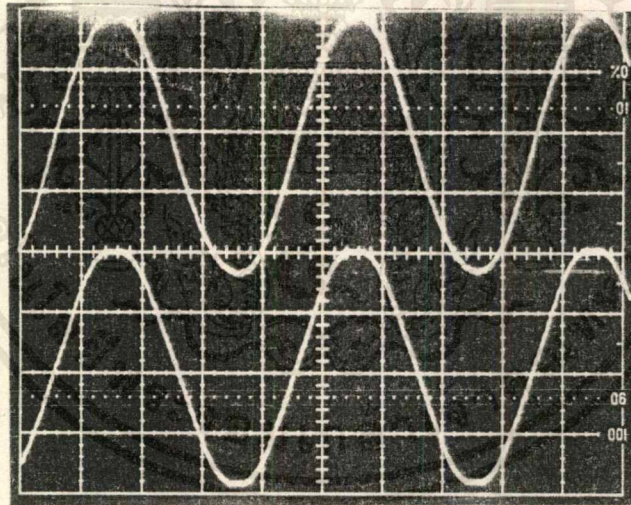


รูปที่ 8.8 แสดงสัญญาณที่จ่ายให้กับโหลด ซึ่งจะเป็นคลื่นพัลส์บลิวเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



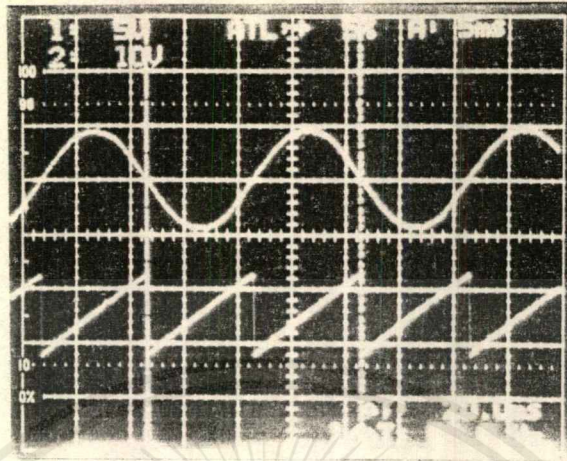
รูปที่ 8.9 แสดงสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม ที่จ่ายให้กับโหลดและถูกกรอง  
ฮาร์มอนิกออกบางส่วน เปรียบเทียบกับคลื่นสัญญาณไซน์



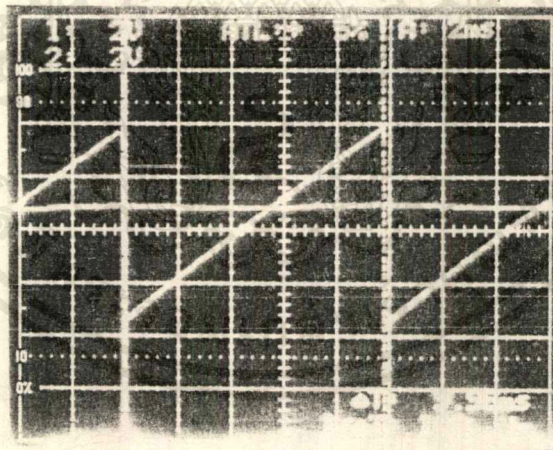
รูปที่ 8.10 แสดงสัญญาณ พีคดับลิวเอ็ม ที่จ่ายให้กับโหลด และถูกกรอง  
ฮาร์มอนิกออกจนหมด เปรียบเทียบกับคลื่นสัญญาณไซน์

ในส่วนของวงจรอัตรากระแสตรงจะใช้ไอซี TCA 785 ซึ่งภายในจะประกอบด้วยส่วนสร้างคลื่นสัญญาณฟันเลื่อย ซึ่งซิงโครไนซ์กับไลน์ จากนั้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่วงจรควบคุมแบบป้อนกลับสร้างขึ้น เพื่อสัญญาณจุดเกิดให้กับ SCR ในส่วนของวงจรถ้าดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

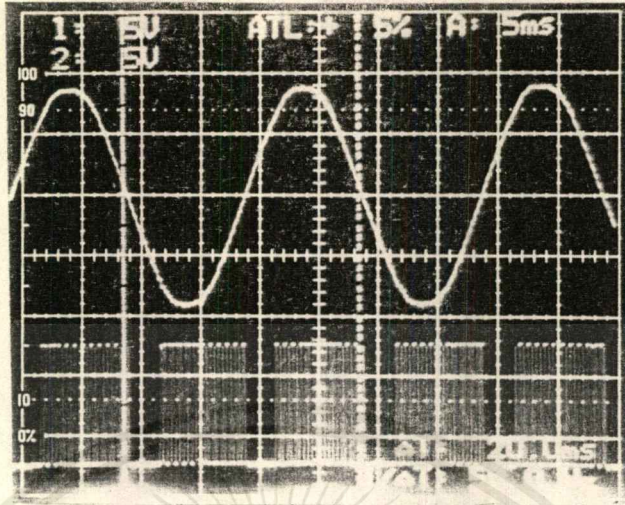


รูปที่ 8.11 แสดงคลื่นสัญญาณพื่นเลขยท TCA 785 สร้งขณ เปรยบเทยบ  
กบสัญญาณซ่านของไลน



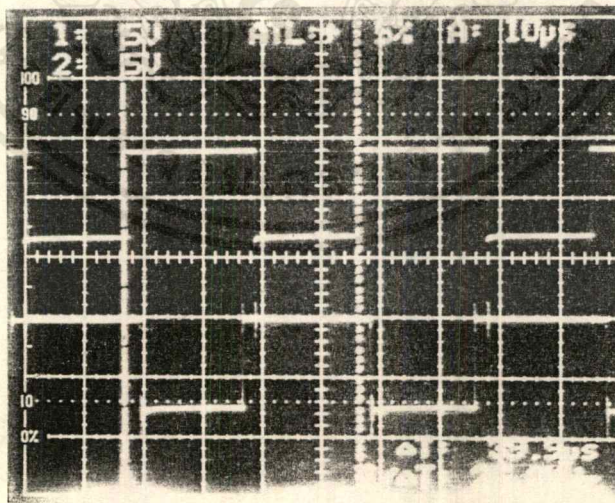
รูปที่ 8.12 แสดงการนำเอาแรงดันอ้างอิงมาเปรียบเทยบกับสัญญาณพื่นเลขย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.13 สัญญาณจุดเกิดที่ได้จากไอซี TCA 785 ซึ่งถูกมอดูเลตด้วยความถี่ 25 กิโลเฮิร์ต เพื่อจ่ายให้กับหม้อแปลงคัปปลิ่ง เปรียบเทียบกับสัญญาณช่ายนจากไลน์

ส่วนของวงจรสวิชชิงเพาเวอร์ซีพเพลย จะใช้ไอซี TL 494 เป็นส่วนสร้างสัญญาณพีดับลิวเอม เพื่อจ่ายให้กับมอสเฟท ไอซี TL 494 จะสร้างสัญญาณ G1 และ G2 ที่จะจ่ายให้กับ มอสเฟตตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ สัญญาณที่ได้จะต้องถูกสร้างค่าเดทไทม์ เพื่อป้องกันมอสเฟตทำงานพร้อมกัน



รูปที่ 8.14 เป็นสัญญาณขับเกิดของมอสเฟตตัวที่ 1 และ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

สรุป

หลังจากที่ได้สร้างเครื่องต้นแบบ และทดลองต่อกับโหลด ที่ภาวะต่างๆ พบว่า การรักษาระดับแรงดันเอาท์พุท ของเครื่องยังมีปัญหาเรื่องเวลาในการปรับตัว เนื่องจาก ในส่วนของวงจรป้อนกลับแบบปิด ซึ่งเป็นวงจรควบคุมแบบ พี ไอ อาจจะมีการปรับค่า พารามิเตอร์ต่างๆ ยังไม่เหมาะสมเท่าที่ควร แนวทางในการปรับปรุงควรทดลองปรับค่า พารามิเตอร์ต่างๆ จนได้การตอบสนองที่ดีที่สุด และอาจจะพัฒนาต่อไปจนเป็นวงจรควบคุม แบบ พี ไอ ดี ซึ่งจะทำการตอบสนอง และเสถียรภาพของระบบดียิ่งขึ้น

ในส่วนของวงจรแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งได้มีการพัฒนาเป็น สวิตซ์ชิ่ง เพาเวอร์ ซัพพลาย เพื่อให้ระดับแรงดันคงที่ และลดค่าริบเบิล เมื่อ แหล่งจ่ายต้องจ่ายกระแสมากขึ้น ตลอดจนถึงลดขนาดของวงจรลง ในการทดลองใช้งานจริงให้ผลเป็นที่น่าพอใจ แต่เนื่องจาก วงจรที่เลือกใช้ยังเป็นแบบ พุช-พล ซึ่งมีข้อเสียในเรื่องแรงดัน ตกคร่อมตัว มอสเฟท จะสูงถ้าเทียบกับวงจรสวิตซ์ชิ่ง แบบอื่น ทำให้อุปกรณ์ทนแรงดันกระชากได้ต่ำ ในการต่อกับ โหลดที่มีค่าความเหนี่ยวนำสูง และมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสปริมาณมากเกิดขึ้นในช่วง เวลาที่หนักทันใด จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำสร้างแรงดันสูงออกมาเพื่อคายพลังงานที่สะสมอยู่ อาจมีผลทำให้ มอสเฟทเสียหายได้ ทั้งนี้ทำให้การออกแบบวงจรสับเบอร์ต้องกระทำ ด้วยความรอบคอบขึ้น อย่างไรก็ตามวงจรสวิตซ์ชิ่งแบบ พุช-พล ยังมีข้อดีในเรื่องการออกแบบที่ ง่าย และวงจรขับ มอสเฟท ซึ่งมีอุปกรณ์ที่น้อยกว่าชนิดอื่นๆ ในการพัฒนาต่อไปในอนาคต เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้นจากแรงดันสูงที่ตัวเหนี่ยวนำสร้างขึ้น ควรเลือกใช้วงจร สวิตซ์ชิ่งแบบ ฮาล์ฟ-บริดจ์ หรือ ฟูล-บริดจ์ ซึ่งจะช่วยให้เกิด ตลอดจนความทนทานต่อสภาวะ ผิดปกติของวงจร เพิ่มขึ้น

วงจรอัดประจุ ที่ได้สร้างขึ้นนี้ สามารถใช้งานได้ดี ในสภาวะที่ แรงดันของ แบตเตอรี่ไม่ต่ำจนเกินไปนัก ทั้งนี้เนื่องจากวงจรถูกออกแบบให้ประจุแบตเตอรี่ด้วยแรงดัน คงที่เท่านั้น ในภาวะที่แรงดันของแบตเตอรี่ต่ำมากๆ จะทำให้วงจรจ่ายกระแสสูง โดยไม่ สามารถจำกัดกระแสได้ ซึ่งจะทำให้ส่วนของวงจร และแบตเตอรี่ได้รับความเสียหายได้ ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการเกิดเหตุการณ์ดังกล่าว การออกแบบวงจรอัดประจุควรคำนึง ถึงการจำกัดกระแสด้วย หรือให้เครื่องมีการประจุด้วยกระแสคงที่เพื่อ ยืดอายุการใช้งาน ของแบตเตอรี่

ผลการทดสอบเมื่อทดลองสร้างสถานการณ์ผิดปกติต่างๆ เพื่อทดสอบการทำงาน ในส่วนของ ทรานส์เฟอร์สวิตซ์ ผลปรากฏว่าการทำตามเงื่อนไขต่างๆ ทำได้อย่างค่อนข้าง แม่นยำ แต่ระดับของแรงดัน และกระแสที่ผิดปกติ ที่เลือกยังไม่เหมาะสมกับอุปกรณ์ที่เลือก

ใช้ ทำให้วงจรไม่สามารถป้องกันอุปกรณ์ในส่วนต่างได้ตามที่คาดไว้ เมื่อเกิดความผิดปกติในระดับรุนแรง

และท้ายสุดในส่วนของวงจรถักำลัง ยังไม่สามารถทดสอบการทำงานของเครื่องที่พิกัดตามที่ออกแบบไว้ ทั้งนี้เนื่องจาก กำลังความสูญเสียในตัว ทราานซิสเตอร์ ยังมีค่าสูง อาจมีสาเหตุมาจาก วงจรสับเบอ์ และวงจรควบคุมแบบปิด ยังออกแบบได้ไม่เหมาะสมเท่าที่ควร แนวทางในการแก้ไขนั้น ในส่วนของวงจรควบคุมแบบปิดได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น และในส่วนของวงจรสับเบอ์ ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ได้จากการคำนวณยังมีความคลาดเคลื่อนอยู่ ควรมีการทดลองเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์เพื่อให้ได้วงจรที่เหมาะสมที่สุด หรืออาจจะเลือกใช้วงจรสับเบอ์แบบอื่น นอกเหนือจากที่ได้นำเสนอในปฏิญานฉบับนี้ เพื่อให้กำลังสูญเสีย และแรงดันกระชากที่คร่อมตัว ทราานซิสเตอร์มีค่าน้อยที่สุด

การทำงานในแต่ละส่วนของแหล่งจ่ายไปสำรวจ ยังมีจุดที่ต้องปรับปรุงอยู่มาก ทั้งนี้เนื่องจาก การออกแบบ และดำเนินการสร้าง ในแต่ละส่วนของโครงการได้ถูกแบ่งแยก ออกจากกันอย่างชัดเจน เมื่อนำเอามาเชื่อมโยงเข้าด้วยกัน การปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของแต่ละส่วนมักจะเกินจากที่ได้ออกแบบไว้ ทำให้โดยรวมเครื่องไม่สามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบเอาไว้ ข้อเสนอแนะในตอนท้ายสุดนี้จึงเป็นเรื่อง การแบ่งส่วนของชิ้นงาน ออกเป็นส่วนย่อยๆ โดยมีจุดประสงค์ เพื่อความสะดวกในการออกแบบ และดำเนินการสร้าง ควรมีการออกแบบระบบรวมก่อน จากนั้นจึงแตกระบบรวมออกเป็นส่วนย่อย และกำหนดคุณสมบัติในแต่ละส่วนย่อยนั้นให้ชัดเจน แล้วจึงทำการแบ่งการออกแบบและการสร้าง ของแต่ละส่วนนั้นออกจากกัน ทั้งนี้เพื่อให้ระบบหลังจากที่ได้มีการนำเอาส่วนต่างๆ มาเชื่อมโยงเข้าด้วยกันแล้ว ทำงานได้ใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ยิ่งขึ้น

### กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายๆท่าน โดยเฉพาะท่าน รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา เป็นผู้ให้ความรู้ คำแนะนำ แนวความคิด รวมทั้งข้อมูลต่างๆ พร้อมทั้งขอขอบคุณ อ.จรงค์ บัญเส็งและ อ.ศุภกิจ จุตะวิริยะ รุ่นพี่ระดับปริญญาโท พี่เอกพันธ์ กรกม ที่ให้คำปรึกษา คำแนะนำและ ให้กำลังใจ รวมทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่ได้ร่วมกันทำงานอย่างเต็มที่ เพื่อให้งาน สำเร็จลุล่วงตามเป้าหมายที่วางเอาไว้ และให้ความรู้ใหม่ๆแลกเปลี่ยนความคิดเห็นซึ่งกัน และกัน

สุดท้ายนี้หวังว่าปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คงเป็นประโยชน์และแนวทาง สำหรับรุ่น น้องๆและผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไป

ผู้จัดทำ

เอกสารอ้างอิง

1. ชีระวัฒน์ จิมสุนทร, สมศักดิ์ บุลปาน, เอกพันธ์ กรกฏม,  
"การประยุกต์ใช้พีดีบีแอลเอ็มซีเอ็นวีเอฟอินเวอร์เตอร์ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง",  
135 หน้า, 2530.
2. สุทธิพล สุทธิศิลป์, สุพจน์ สุวรรณวานิช, อโนชา วงศ์รุ่งโรจน์,  
"แหล่งจ่ายไฟสำรอง", 73 หน้า, 2533.
3. Benjamin C. kuo , "Automatic Control Systems" Prentice-Hall  
International Inc., 760 P, 1991
4. George C. Chirysiss , "High-Frequency switching power supplies  
theory and design", McGRAW-HILL INTERNATIONAL EDITION, 287 P.,  
1989.
5. George Wood Vinal, "Storage Batteries", John Willy & Sons, 446 p  
, 1955.
6. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics  
Converters applications and design", John Willy & Sons, 667 p,  
1989.
7. Rudolf F. Graf, "The Modern Power Supply And Battery Charger  
Circuit Encyclopedia", 133 p, 1992.
8. Tore M. Undeland , "Snubbers For Pulse Width Modulated Bridge  
Converter With Power Transistors Or GTOS", IPEC-Tokyo'83 , 345 p  
, 1983.
9. Tr Crompton "Battery Reference Book "Butteworth International  
Editions , 786 P, 1990.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## LM13600/LM13600A Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

### General Description

The LM13600 series consists of two current controlled transconductance amplifiers each with differential inputs and a push-pull output. The two amplifiers share common supplies but otherwise operate independently. Linearizing diodes are provided at the inputs to reduce distortion and allow higher input levels. The result is a 10 dB signal-to-noise improvement referenced to 0.5 percent THD. Controlled impedance buffers which are especially designed to complement the dynamic range of the amplifiers are provided.

### Features

- $g_m$  adjustable over 6 decades
- Excellent  $g_m$  linearity

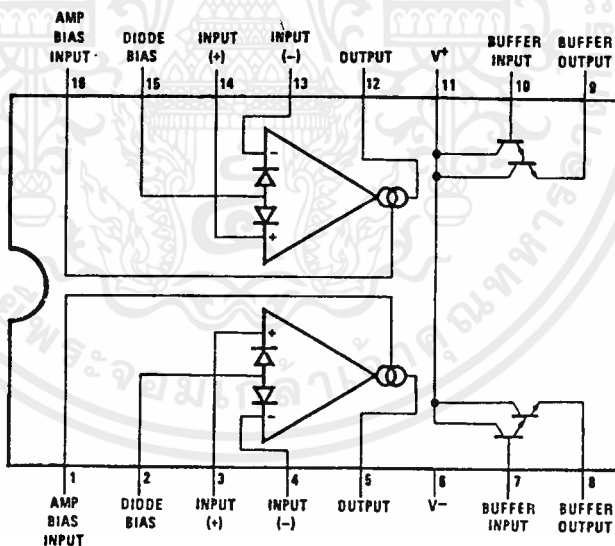
- Excellent matching between amplifiers
- Linearizing diodes
- Controlled impedance buffers
- High output signal-to-noise ratio
- Wide supply range  $\pm 2V$  to  $\pm 22V$

### Applications

- Current-controlled amplifiers
- Current-controlled impedances
- Current-controlled filters
- Current-controlled oscillators
- Multiplexers
- Timers
- Sample and hold circuits

### Connection Diagram

Dual-In-Line and Small Outline Packages



Top View

TL/H/7960-2

Order Number LM13600M, LM13600N or LM13600AN  
See NS Package Number M16A or N16A

LM13600/LM13600A

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (Note 1)	
LM13600	36 V <sub>DC</sub> or ±18V
LM13600A	44 V <sub>DC</sub> or ±22V
Power Dissipation (Note 2) T <sub>A</sub> = 25°C	570 mW
Differential Input Voltage	±5V
Diode Bias Current (I <sub>D</sub> )	2 mA
Amplifier Bias Current (I <sub>ABC</sub> )	2 mA
Output Short Circuit Duration	Continuous
Buffer Output Current (Note 3)	20 mA

Operating Temperature Range	0°C to +70°C
DC Input Voltage	+V <sub>S</sub> to -V <sub>S</sub>
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
<b>Soldering Information</b>	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

### Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (V <sub>OS</sub> )	Over Specified Temperature Range		0.4	4		0.4	1	mV
	I <sub>ABC</sub> = 5 μA		0.3	4		0.3	1	mV
V <sub>OS</sub> Including Diodes	Diode Bias Current (I <sub>D</sub> ) = 500 μA		0.5	5		0.5	2	mV
Input Offset Change	5 μA ≤ I <sub>ABC</sub> ≤ 500 μA		0.1	3		0.1	1	mV
Input Offset Current			0.1	0.6		0.1	0.6	μA
Input Bias Current	Over Specified Temperature Range		0.4	5		0.4	5	μA
			1	8		1	7	μA
Forward Transconductance (g <sub>m</sub> )		6700	9600	13000	7700	9600	12000	μmho
	Over Specified Temperature Range	5400			4000			μmho
g <sub>m</sub> Tracking			0.3			0.3		dB
Peak Output Current	R <sub>L</sub> = 0, I <sub>ABC</sub> = 5 μA		5		3	5	7	μA
	R <sub>L</sub> = 0, I <sub>ABC</sub> = 500 μA	350	500	650	350	500	650	μA
	R <sub>L</sub> = 0, Over Specified Temp Range	300			300			μA
Peak Output Voltage	R <sub>L</sub> = ∞, 5 μA ≤ I <sub>ABC</sub> ≤ 500 μA	+12	+14.2		+12	+14.2		V
	R <sub>L</sub> = ∞, 5 μA ≤ I <sub>ABC</sub> ≤ 500 μA	-12	-14.4		-12	-14.4		V
Supply Current	I <sub>ABC</sub> = 500 μA, Both Channels		2.6			2.6		mA
V <sub>OS</sub> Sensitivity	Positive		20	150		20	150	μV/V
	Negative		20	150		20	150	μV/V
CMRR		80	110		80	110		dB
Common Mode Range		±12	±13.5		±12	±13.5		V
Crosstalk	Referred to Input (Note 5) 20 Hz < f < 20 kHz		100			100		dB
Differential Input Current	I <sub>ABC</sub> = 0, Input = ±4V		0.02	100		0.02	10	nA
Leakage Current	I <sub>ABC</sub> = 0 (Refer to Test Circuit)		0.2	100		0.2	5	nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป

**Electrical Characteristics** (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Resistance		10	26		10	26		k $\Omega$
Open Loop Bandwidth			2			2		MHz
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50			50		V/ $\mu$ s
Buffer Input Current	(Note 5), Except $I_{ABC} = 0 \mu A$		0.2	0.4		0.2	0.4	$\mu A$
Peak Buffer Output Voltage	(Note 5)	10			10			V

Note 1: For selections to a supply voltage above  $\pm 22V$ , contact factory.

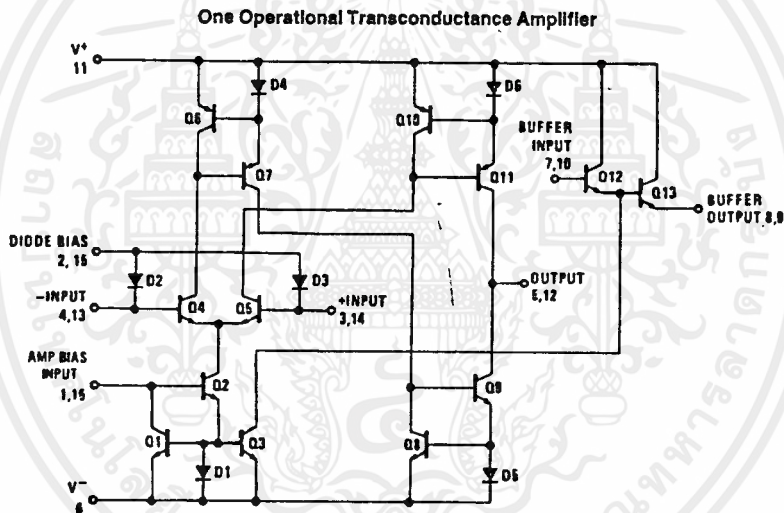
Note 2: For operating at high temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in still air.

Note 3: Buffer output current should be limited so as to not exceed package dissipation.

Note 4: These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , amplifier bias current ( $I_{ABC}$ ) = 500  $\mu A$ , pins 2 and 15 open unless otherwise specified. The inputs to the buffers are grounded and outputs are open.

Note 5: These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $I_{ABC} = 500 \mu A$ ,  $R_{OUT} = 5 k\Omega$  connected from the buffer output to  $-V_S$  and the input of the buffer is connected to the transconductance amplifier output.

**Schematic Diagram**

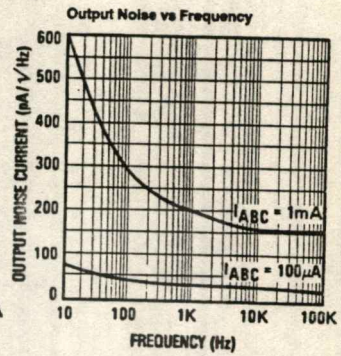
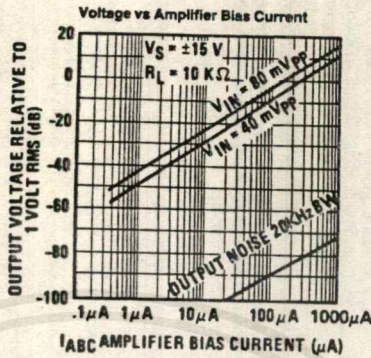
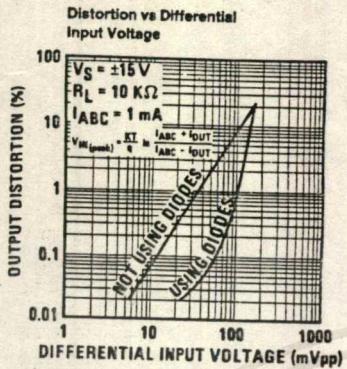


TL/H/7980-1

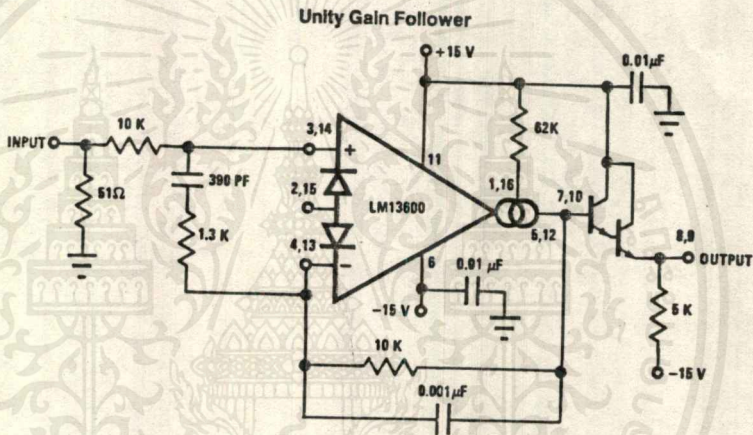


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การผลิตใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

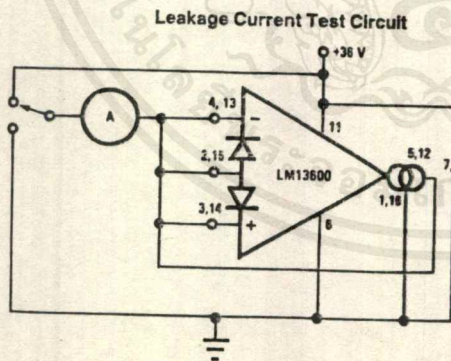
Typical Performance Characteristics (Continued)



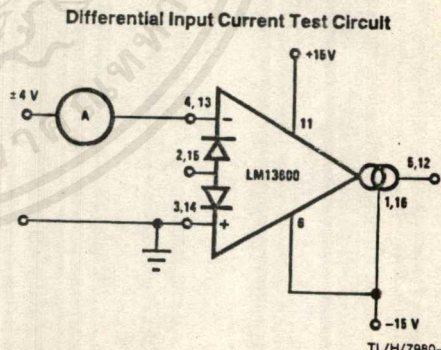
TL/H/7980-4



TL/H/7980-5



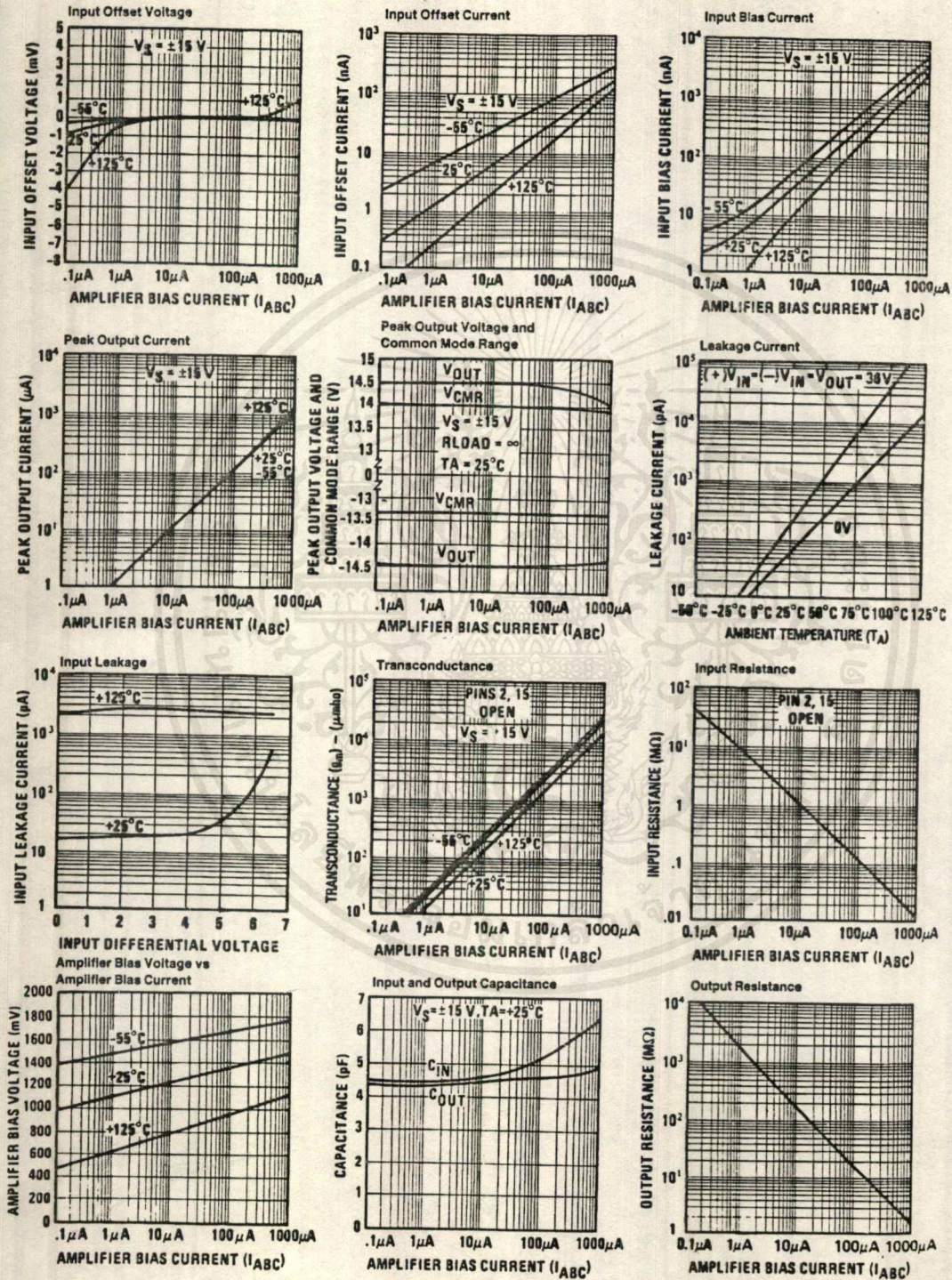
TL/H/7980-6



TL/H/7980-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



TL/H/7980-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Circuit Description

The differential transistor pair  $Q_4$  and  $Q_5$  form a transconductance stage in that the ratio of their collector currents is defined by the differential input voltage according to the transfer function:

$$V_{IN} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_5}{I_4} \quad (1)$$

where  $V_{IN}$  is the differential input voltage,  $kT/q$  is approximately 26 mV at 25°C and  $I_5$  and  $I_4$  are the collector currents of transistors  $Q_5$  and  $Q_4$  respectively. With the exception of  $Q_3$  and  $Q_{13}$ , all transistors and diodes are identical in size. Transistors  $Q_1$  and  $Q_2$  with Diode  $D_1$  form a current mirror which forces the sum of currents  $I_4$  and  $I_5$  to equal  $I_{ABC}$ :

$$I_4 + I_5 = I_{ABC} \quad (2)$$

where  $I_{ABC}$  is the amplifier bias current applied to the gain pin.

For small differential input voltages the ratio of  $I_4$  and  $I_5$  approaches unity and the Taylor series of the ln function can be approximated as:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_5}{I_4} \approx \frac{kT}{q} \frac{I_5 - I_4}{I_4} \quad (3)$$

$$I_4 \approx I_5 \approx \frac{I_{ABC}}{2}$$

$$V_{IN} \left[ \frac{I_{ABC} q}{2kT} \right] = I_5 - I_4 \quad (5)$$

Collector currents  $I_4$  and  $I_5$  are not very useful by themselves and it is necessary to subtract one current from the

other. The remaining transistors and diodes form three current mirrors that produce an output current equal to  $I_5$  minus  $I_4$  thus:

$$V_{IN} \left[ \frac{I_{ABC} q}{2kT} \right] = I_{OUT} \quad (5)$$

The term in brackets is then the transconductance of the amplifier and is proportional to  $I_{ABC}$ .

### Linearizing Diodes

For differential voltages greater than a few millivolts, Equation 3 becomes less valid and the transconductance becomes increasingly nonlinear. Figure 1 demonstrates how the internal diodes can linearize the transfer function of the amplifier. For convenience assume the diodes are biased with current sources and the input signal is in the form of current  $I_S$ . Since the sum of  $I_4$  and  $I_5$  is  $I_{ABC}$  and the difference is  $I_{OUT}$ , currents  $I_4$  and  $I_5$  can be written as follows:

$$I_4 = \frac{I_{ABC}}{2} - \frac{I_{OUT}}{2}, I_5 = \frac{I_{ABC}}{2} + \frac{I_{OUT}}{2}$$

Since the diodes and the input transistors have identical geometries and are subject to similar voltages and temperatures, the following is true:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_D + I_S}{I_D - I_S} = \frac{kT}{q} \ln \frac{\frac{I_{ABC}}{2} + \frac{I_{OUT}}{2}}{\frac{I_{ABC}}{2} - \frac{I_{OUT}}{2}}$$

$$\therefore I_{OUT} = I_S \left( \frac{2I_{ABC}}{I_D} \right) \text{ for } |I_S| < \frac{I_D}{2} \quad (6)$$

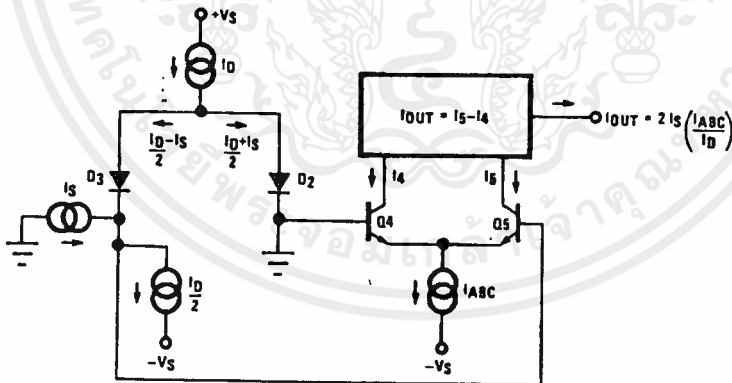


FIGURE 1. Linearizing Diodes

TL/H/7980-8

LM566C



# LM566C Voltage Controlled Oscillator

## General Description

The LM566CN is a general purpose voltage controlled oscillator which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566CN is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

## Features

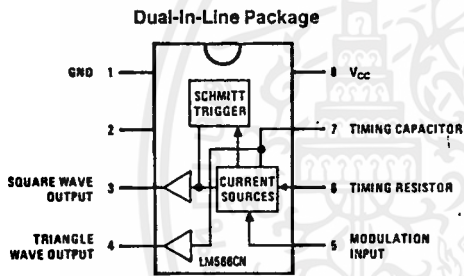
- Wide supply voltage range: 10V to 24V
- Very linear modulation characteristics

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor

## Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

## Connection Diagram

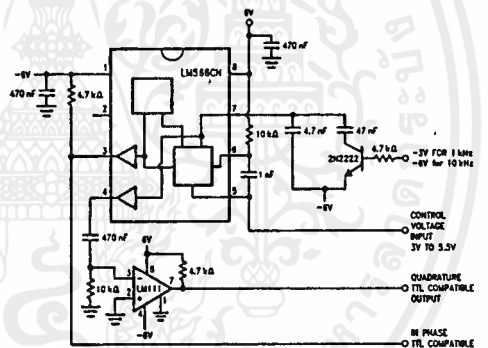


Order Number LM566CN  
See NS Package Number N08E

TL/H/7854-2

## Typical Application

### 1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



TL/H/7854-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ  
ไปใช้

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Supply Voltage	26V
Power Dissipation (Note 1)	1000 mW
Operating Temperature Range, LM566CN	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	+260°C

### Electrical Characteristics $V_{CC} = 12V, T_A = 25^\circ C, AC$ Test Circuit

Parameter	Conditions	LM566C			Units
		Min	Typ	Max	
Maximum Operating Frequency	$R_O = 2k$ $C_O = 2.7 pF$	0.5	1		MHz
VCO Free-Running Frequency	$C_O = 1.5 nF$ $R_O = 20k$ $f_O = 10 kHz$	-30	0	+30	%
Input Voltage Range Pin 5		$\frac{3}{4} V_{CC}$		$V_{CC}$	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10-20V		0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8-10V, $f_O = 10 kHz$	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	± 10% Deviation		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate			1		MHz
Sweep Range			10:1		
Output Impedance Pin 3			50		Ω
Pin 4			50		Ω
Square Wave Output Level	$R_{L1} = 10k$	5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	$R_{L2} = 10k$	2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20		ns
Square Wave Fall Time			50		ns
Triangle Wave Linearity	+ 1V Segment at $\frac{1}{2} V_{CC}$		0.5		%

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566CN is 150°C. For operation at elevated junction temperatures, maximum power dissipation must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W, junction to ambient.

### Applications Information

The LM566CN can be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 3) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A 0.001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

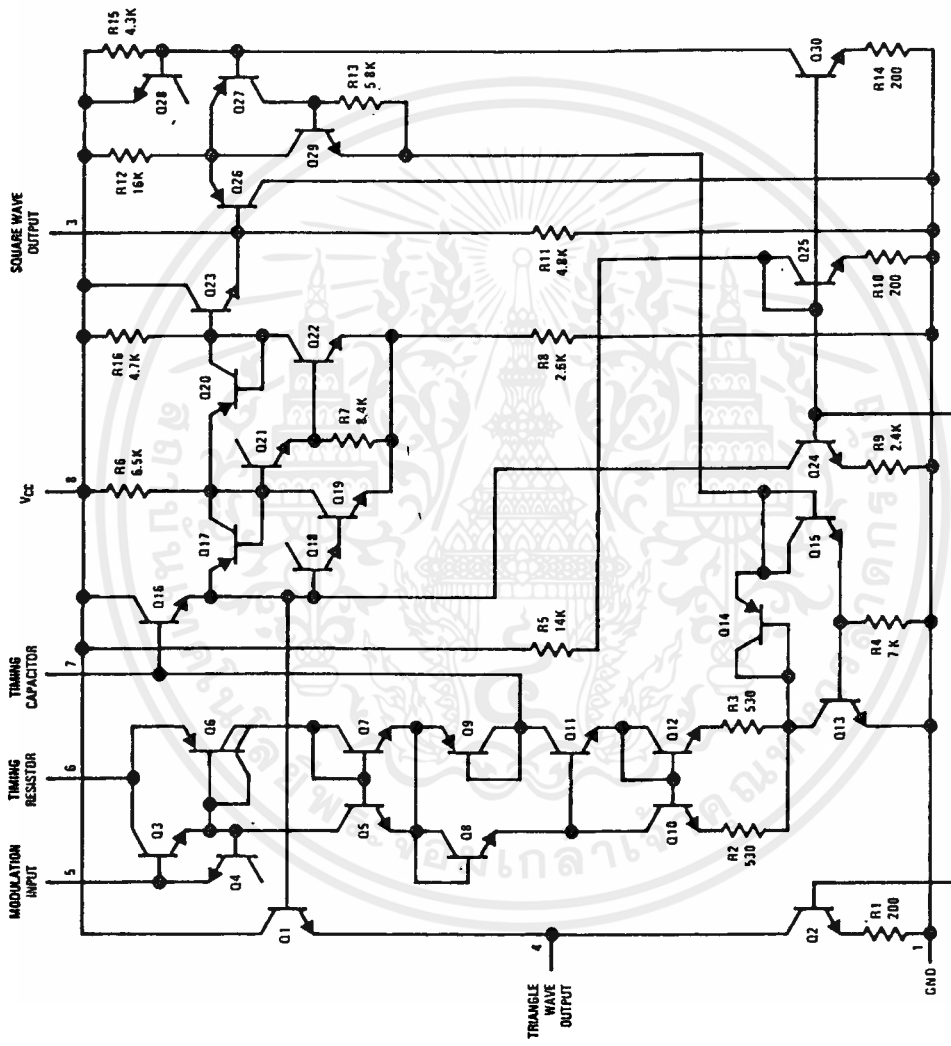
$$f_O = \frac{2.4(V^+ - V_S)}{R_O C_O V^+}$$

where

$2K < R_O < 20K$

and  $V_S$  is voltage between pin 5 and pin 1.

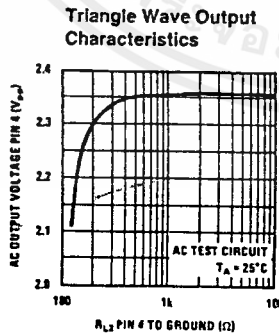
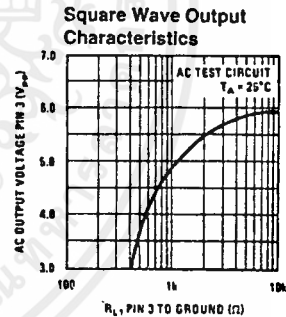
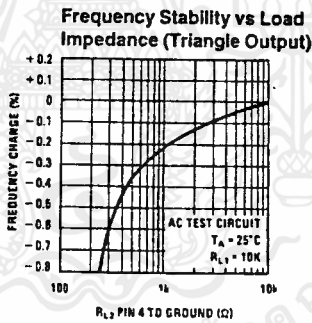
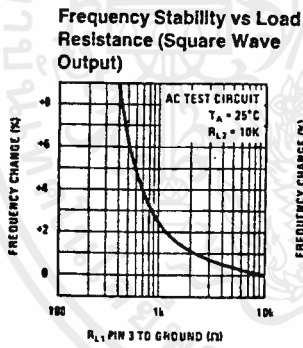
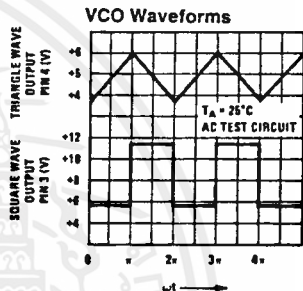
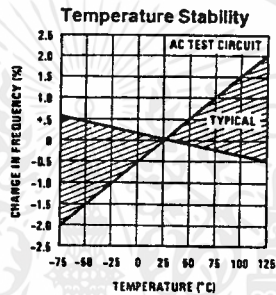
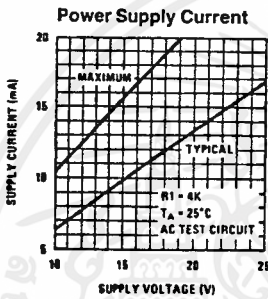
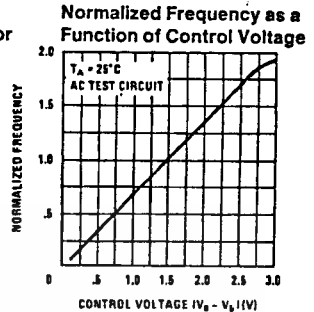
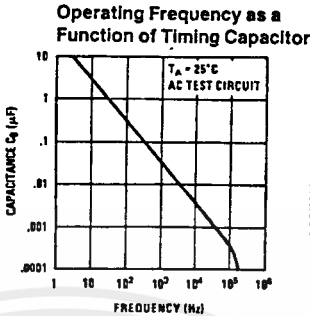
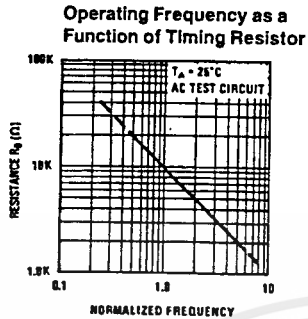
### Schematic Diagram



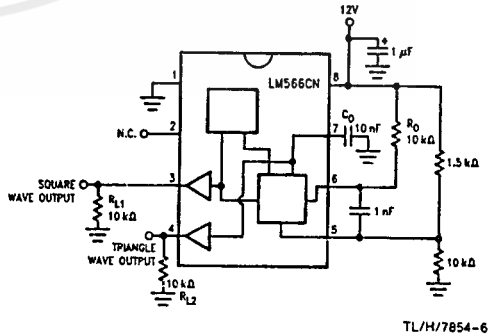
TU/H/7854-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ ไปใช้

Typical Performance Characteristics



AC Test Circuit



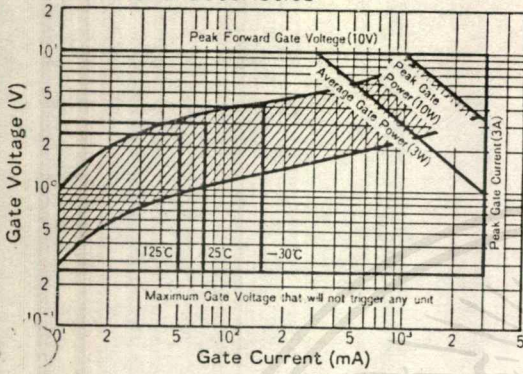
TL/H/7854-5

TL/H/7854-4

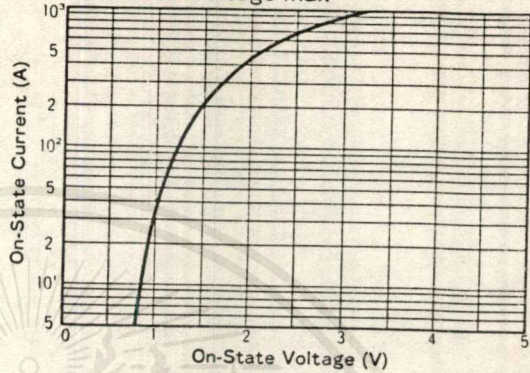
TL/H/7854-6



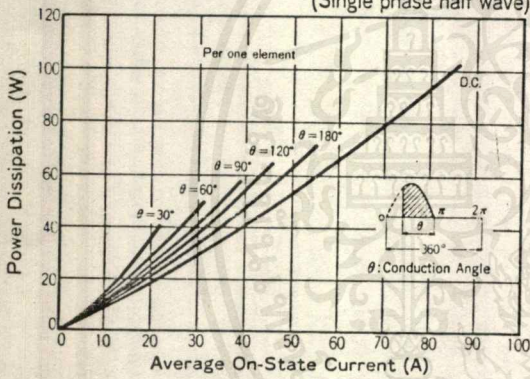
Gate Characteristics



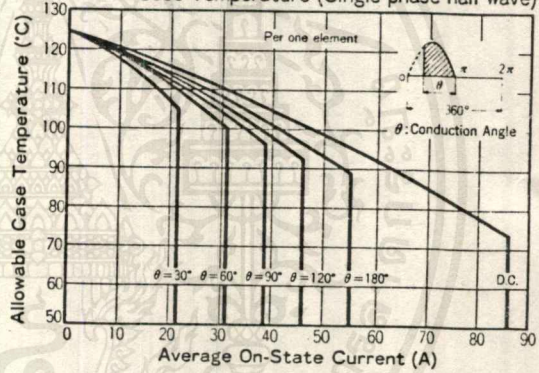
On-State Voltage max



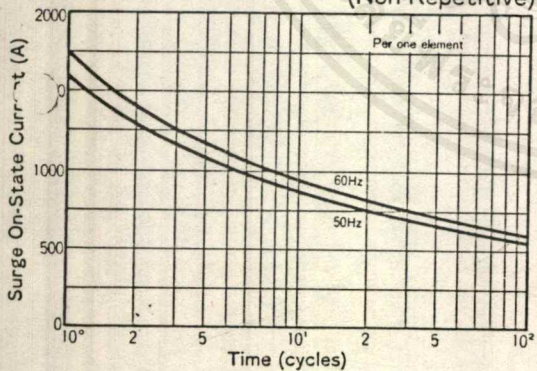
Average On-State Current Vs Power Dissipation (Single phase half wave)



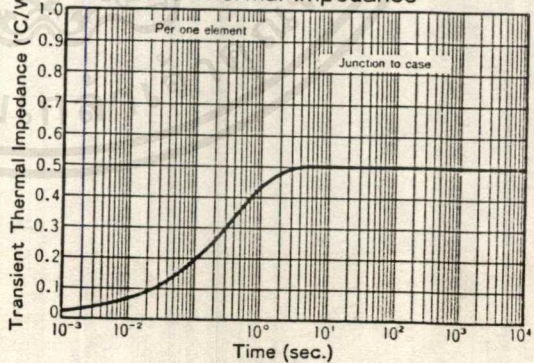
Average On-State Current Vs Maximum Allowable Case Temperature (Single phase half wave)



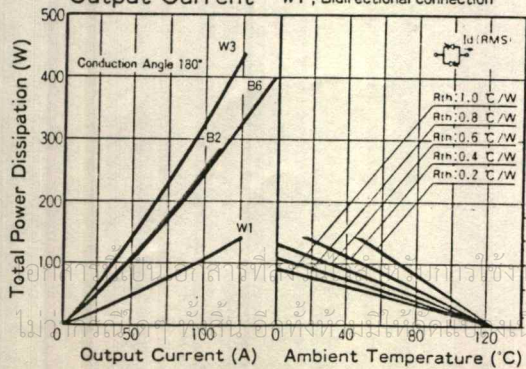
Surge On-State Current Rating (Non-Repetitive)



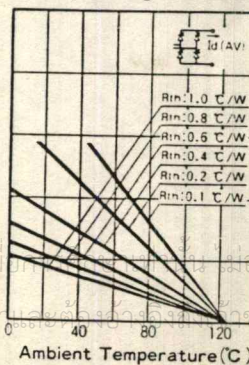
Transient Thermal Impedance



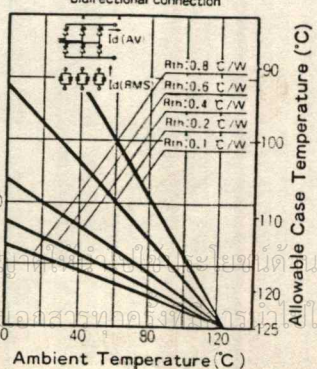
Output Current W1; Bidirectional connection



B2 Two pulse bridge connection



B6; Six pulse bridge connection W3; Three phase bidirectional connection



THYRISTOR

# THYRISTOR MODULE

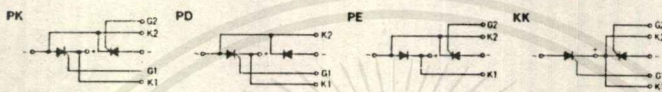
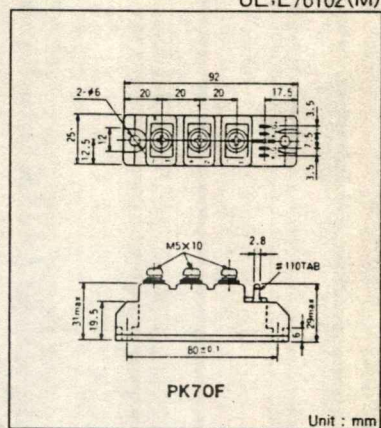
## PK(PD,PE,KK)70F

Power Thyristor/Diode Module PK70F series are designed for various rectifier circuits and power controls. For your circuit application, following internal connections and wide voltage ratings up to 1,600 V are available. High precision 25 mm (1inch) width package and electrically isolated mounting base make your mechanical design easy.

- $I_{T(AV)}$  70A,  $I_{T(RMS)}$  110A,  $I_{TSM}$  1950A
- $di/dt$  150 A/ $\mu$ s
- $dv/dt$  500 V/ $\mu$ s

(Applications)  
 Various rectifiers  
 AC/DC motor drives  
 Heater controls  
 Light dimmers  
 Static switches

UL:E76102(M)



### Maximum Ratings

Symbol	Item	PK70F-40 PD70F-40 PE70F-40 KK70F-40	PK70F-80 PD70F-80 PE70F-80 KK70F-80	PK70F-120 PD70F-120 PE70F-120 KK70F-120	PK70F-160 PD70F-160 PE70F-160 KK70F-160	Unit
$V_{RRM}$	* Repetitive Peak Reverse Voltage	400	800	1200	1600	V
$V_{RSM}$	* Non-Repetitive Peak Reverse Voltage	480	960	1300	1700	V
$V_{DRM}$	Repetitive Peak Off-State Voltage	400	800	1200	1600	V

Symbol	Item	Conditions	Ratings	Unit
$I_{T(AV)}$	* Average On-State Current	Single phase, half wave, 180° conduction, $T_c : 94^\circ\text{C}$	70	A
$I_{T(RMS)}$	* R.M.S On-State Current	Single phase, half wave, 180° conduction, $T_c : 94^\circ\text{C}$	110	A
$I_{TSM}$	* Surge On-State Current	$1/2$ cycle, 50/60Hz, peak value, non-repetitive	1800/1950	A
$I^2t$	* $I^2t$	Value for one cycle of surge current*	16200	A <sup>2</sup> S
$P_{GM}$	Peak Gate Power Dissipation		10	W
$P_{G(AV)}$	Average Gate Power Dissipation		3	W
$I_{FGM}$	Peak Gate Current		3	A
$V_{FGM}$	Peak Gate Voltage (Forward)		10	V
$V_{RGM}$	Peak Gate Voltage (Reverse)		5	V
$di/dt$	Critical Rate of Rise of On-State Current	$I_G = 100\text{mA}$ , $T_j = 25^\circ\text{C}$ , $V_D = 1/2 V_{DRM}$ , $di_G/dt = 0.1\text{A}/\mu\text{s}$	150	A/ $\mu$ s
$V_{ISO}$	* Isolation Breakdown Voltage (R.M.S)	A.C. 1minute	2500	V
$T_j$	* Operating Junction Temperature		-40 ~ +125	°C
$T_{stg}$	* Storage Temperature		-40 ~ +125	°C
Mounting Torque	(M5)	Recommended Value 25kgf·cm	22~28	kgf·cm
	Terminal (M5)	Recommended Value 25kgf·cm	22~28	
Mass			170	g

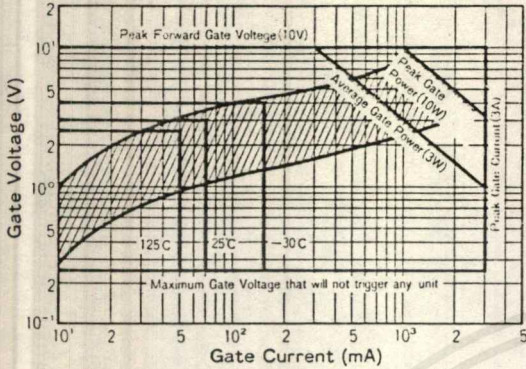
### Electrical Characteristics

Symbol	Item	Conditions	Ratings	Unit
$I_{DRM}$	Repetitive Peak Off-State Current, max.	at $V_{DRM}$ , single phase, half wave, $T_j = 125^\circ\text{C}$	15	mA
$I_{RRM}$	* Repetitive Peak Reverse Current, max.	at $V_{DRM}$ , single phase, half wave, $T_j = 125^\circ\text{C}$	15	mA
$V_{TM}$	* Peak On-State Voltage, max.	On-State Current 220A, $T_j = 25^\circ\text{C}$ Inst. measurement	1.40	V
$I_{GT}/V_{GT}$	Gate Trigger Current/Voltage, max.	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $I_T = 1\text{A}$ , $V_D = 6\text{V}$	70/3	mA/V
$V_{GD}$	Non-Trigger Gate, Voltage, min.	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , $V_D = 1/2 V_{DRM}$	0.25	V
$t_{gt}$	Turn On Time, max	$I_T = 70\text{A}$ , $I_G = 100\text{mA}$ , $T_j = 25^\circ\text{C}$ , $V_D = 1/2 V_{DRM}$ , $di_G/dt = 0.1\text{A}/\mu\text{s}$	10	$\mu$ s
$dv/dt$	Critical Rate of Rise of On-State Voltage, min.	$T_j = 125^\circ\text{C}$ , $V_D = 2/3 V_{DRM}$ , Exponential wave.	500	V/ $\mu$ s
$I_H$	Holding Current, typ.	$T_j = 25^\circ\text{C}$	50	mA
$I_L$	Latching Current, typ.	$T_j = 25^\circ\text{C}$	100	mA
$R_{th(j-c)}$	* Thermal Impedance, max.	Junction to case	0.33	°C/W

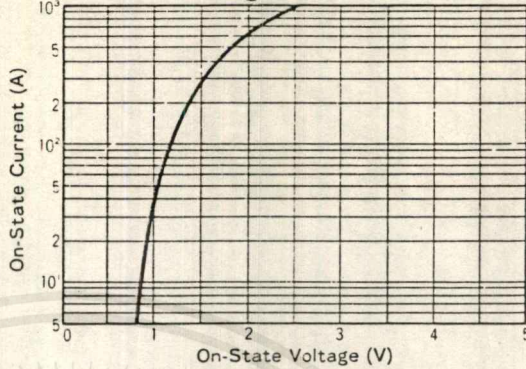
เอกสารนี้ mark : Thyristor and Diode part. หรือ No mark : Thyristor part ศึกษาเท่านั้น ไม่นอนกาดไหนไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

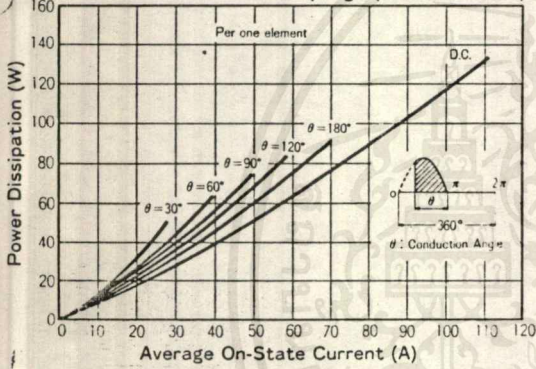
Gate Characteristics



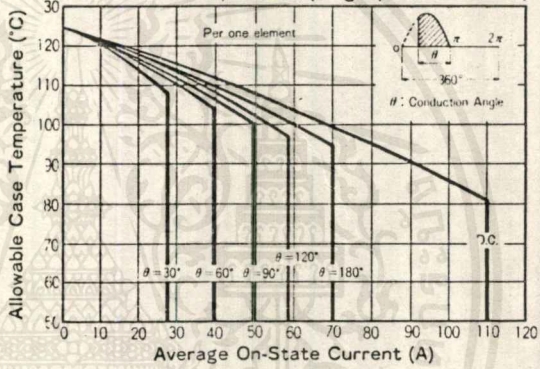
On-State Voltage max



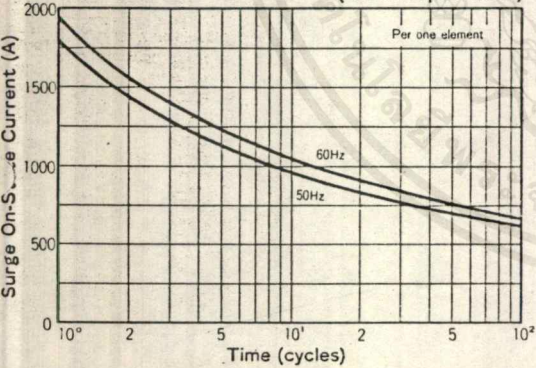
Average On-State Current Vs Power Dissipation (Single phase half wave)



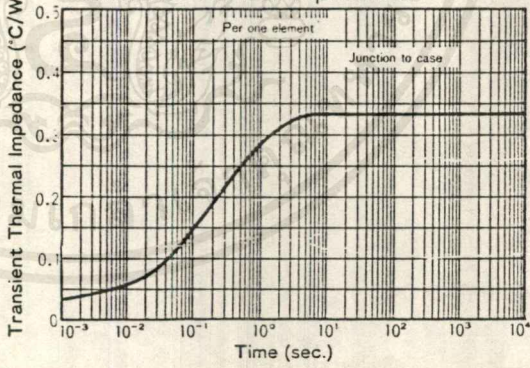
Average On-State Current Vs Maximum Allowable Case Temperature (Single phase half wave)



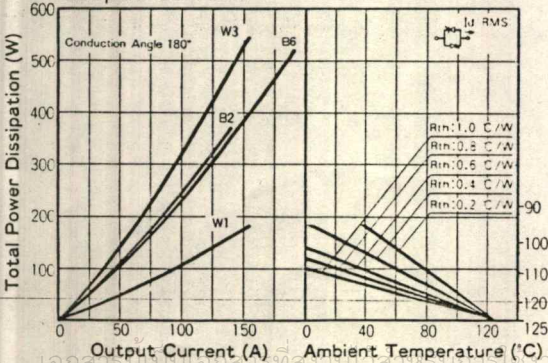
Surge On-State Current Rating (Non-Repetitive)



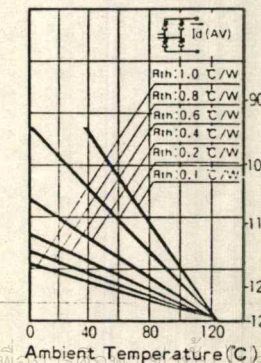
Transient Thermal Impedance



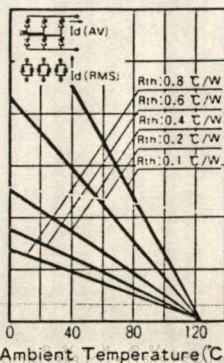
Output Current W1 ; Bidirectional connection



B2 Two pulse bridge connection



B6 ; Six pulse bridge connection W3 ; Three phase bidirectional connection



THYRISTOR

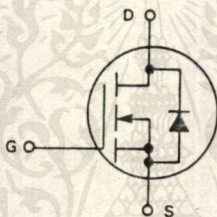
**MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA**

**IRF840  
IRF841  
IRF842  
IRF843**

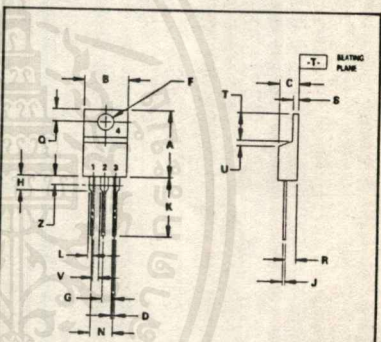
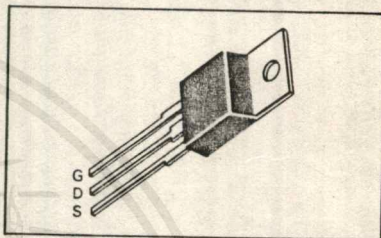
**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE  
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low  $r_{DS(on)}$  to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V <sub>DSS</sub>	r <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



STYLE 5:  
1. GATE  
2. DRAIN  
3. SOURCE  
4. DRAIN

- NOTES:  
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.  
3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.48	15.75	0.570	0.620
B	9.86	10.28	0.388	0.408
C	4.07	4.82	0.160	0.190
D	0.84	0.88	0.033	0.035
F	3.61	3.75	0.142	0.147
G	2.42	2.66	0.095	0.105
H	2.80	3.03	0.110	0.120
J	0.36	0.55	0.014	0.022
K	12.70	14.27	0.500	0.562
L	1.15	1.38	0.045	0.055
N	4.83	5.33	0.190	0.210
Q	2.54	3.04	0.100	0.120
R	2.94	2.79	0.080	0.110
S	1.15	1.38	0.045	0.055
T	5.97	6.47	0.235	0.255
U	0.80	1.27	0.030	0.050
V	1.15	—	0.045	—
Z	—	2.94	—	0.080

CASE 221A-04  
TO-220AB

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V <sub>DSS</sub>	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 1.0 mΩ)	V <sub>DGR</sub>	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V <sub>GS</sub>	± 20				Vdc
Drain Current Continuous Pulsed	I <sub>D</sub> I <sub>DM</sub>	8.0 32		7.0 28		Adc
Total Power Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	125 1.0				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	- 55 to 150				°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Thermal Resistance	Symbol	Value	Unit
Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	1.0	°C/W
Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	62.5	°C/W
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from Case for 5 Seconds	T <sub>L</sub>	275	°C

See the MTP8N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การผลิตใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF840-843

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Drain-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 0.25 mA)	IRF841, IRF843 IRF840, IRF842	V <sub>(BR)DSS</sub>	450 500	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0) (V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0, T <sub>J</sub> = 125°C)		I <sub>DSS</sub>	— —	0.25 1.00	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V <sub>GSF</sub> = 20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0)		I <sub>GSSF</sub>	—	500	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V <sub>GSR</sub> = 20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0)		I <sub>GSSR</sub>	—	500	nAdc

<b>ON CHARACTERISTICS*</b>					
Gate Threshold Voltage (V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 0.25 mA)		V <sub>GS(th)</sub>	2.0	4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>D</sub> = 4.0 Adc)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	r <sub>DS(on)</sub>	—	0.85 1.0	Ohm
On-State Drain Current (V <sub>GS</sub> = 10 V) (V <sub>DS</sub> ≥ 6.8 Vdc) (V <sub>DS</sub> ≥ 7.0 Vdc)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	I <sub>D(on)</sub>	8.0 7.0	— —	Adc
Forward Transconductance (V <sub>DS</sub> ≥ 6.8 V, I <sub>D</sub> = 4.0 A) (V <sub>DS</sub> ≥ 7.0 V, I <sub>D</sub> = 4.0 A)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	g <sub>FS</sub>	4.0 4.0	— —	mhos

<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>					
Input Capacitance	(V <sub>DS</sub> = 25 V, V <sub>GS</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>iss</sub>	—	1600	pF
Output Capacitance		C <sub>oss</sub>	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C <sub>rss</sub>	—	150	

<b>SWITCHING CHARACTERISTICS*</b>					
Turn-On Delay Time	(V <sub>DD</sub> = 200 V, I <sub>D</sub> = 4.0 Apk, R <sub>gen</sub> = 4.7 Ohms)	t <sub>d(on)</sub>	—	35	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	15	
Turn-Off Delay Time		t <sub>d(off)</sub>	—	90	
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	30	
Total Gate Charge	(V <sub>GS</sub> = 10 V, V <sub>DS</sub> = 0.8 × Rated V <sub>DSS</sub> , I <sub>D</sub> = Rated I <sub>D</sub> )	Q <sub>g</sub>	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q <sub>gs</sub>	20 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q <sub>gd</sub>	20 (Typ)	—	

<b>SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*</b>					
Forward On-Voltage	(I <sub>S</sub> = Rated I <sub>D</sub> , V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>SD</sub>	—	1.9 (1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t <sub>on</sub>	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t <sub>rr</sub>	600 (Typ)	—	ns

<b>INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)</b>				
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L <sub>d</sub>	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— —	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L <sub>s</sub>	7.5 (Typ)	—	

\*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.  
(1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

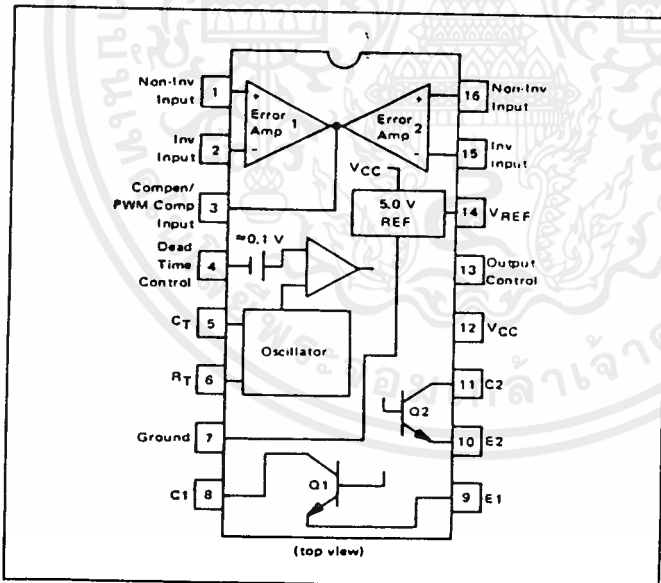
**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
**TECHNICAL DATA**

3

**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout



The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

**TL494**

**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

**SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUITS**



**J SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620**



**N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648**

**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

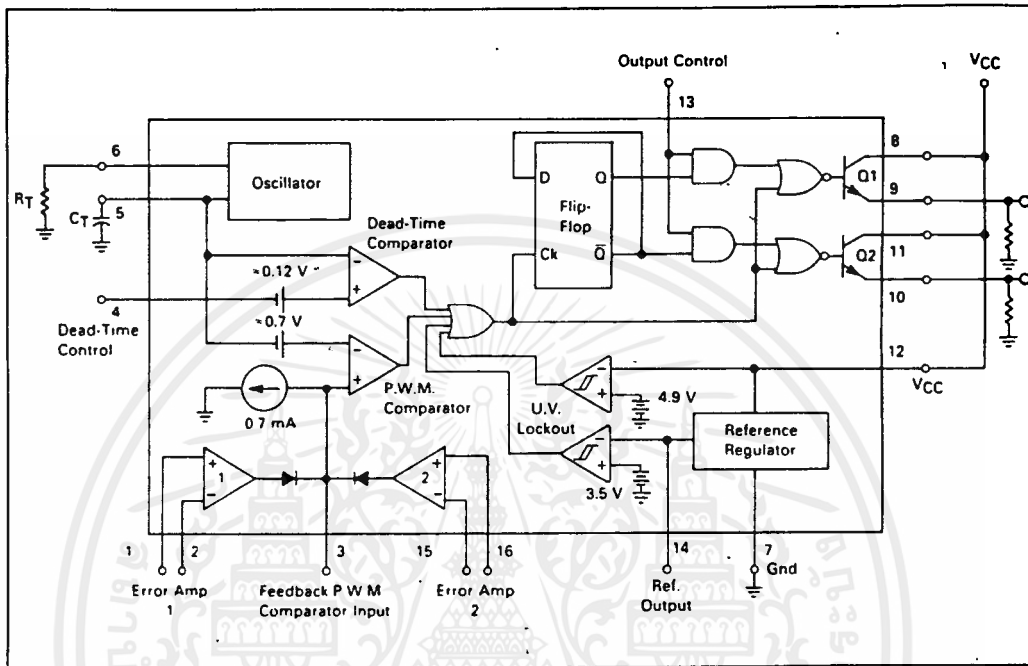
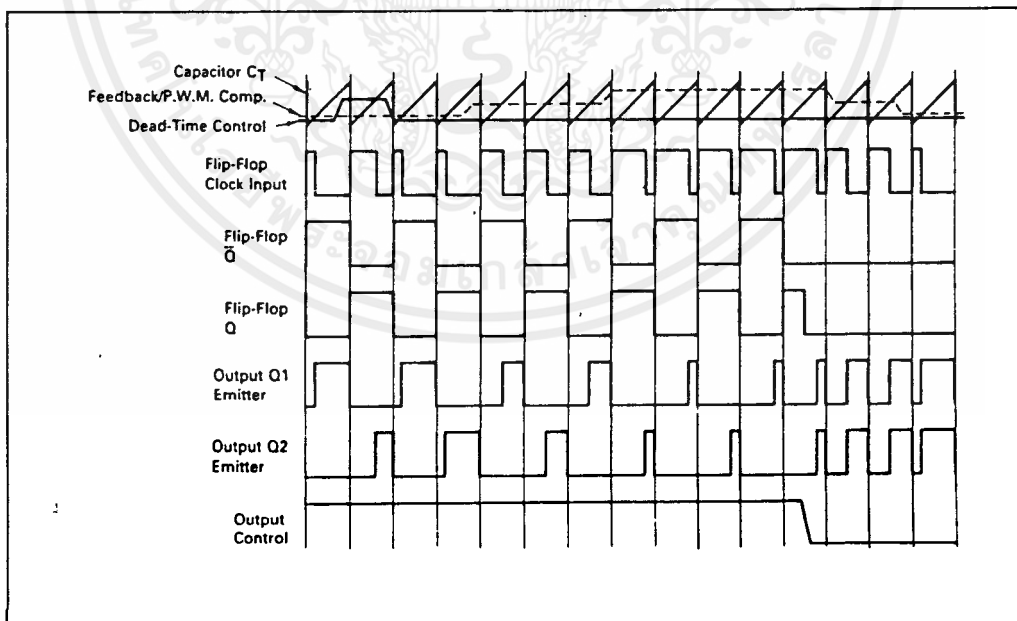


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components,  $R_T$  and  $C_T$ . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 4.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor  $C_T$  to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the timing diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to ( $V_{CC} - 2V$ ), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are QRed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor  $C_T$  is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of  $\pm 5.0\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$f_{out} = f_{osc}$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Push-pull operation	0.5

3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation (at T <sub>A</sub> = 45°C)	P <sub>D</sub>	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>				°C
Plastic Package		125	125	125	
Ceramic Package		150	150	150	
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>				°C
Plastic Package		-55 to 125	-55 to 125	-	
Ceramic Package		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	45	50	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	—	—	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 15 V, C<sub>T</sub> = 0.01 μF, R<sub>T</sub> = 12 kΩ) unless otherwise noted.)

For typical values T<sub>A</sub> = 25°C, for min max values T<sub>A</sub> is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I <sub>O</sub> = 1.0 mA)	V <sub>ref</sub>	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I <sub>O</sub> = 1.0 mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 0 V)	I <sub>SC</sub>	15	35	75	15	35	75	mA

TL494

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$  unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

**OUTPUT SECTION**

Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	100	—	—	-150	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	13	—	1.1	1.5	V
	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	25	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	0.2	35	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

**ERROR AMPLIFIER SECTIONS**

Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	0.1	-1.0	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ICR}$	-0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$AV_{OL}$	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_c$	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\phi_m$	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_O$	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O^+}$	2.0	4.0	—	mA

NOTE 2: Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperatures as possible.

TL494

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$  unless otherwise noted.)  
 For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{to}\ 5.25\ \text{V}$ )	$I_{IB}\ (DT)$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45	48	50	%
		—	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	— 0	2.8	3.3	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{osc}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\ \text{V}\ \text{to}\ 40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}\ \text{to}\ T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>					
Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )	$I_{CC}$	—	5.5	10	mA
		—	7.0	15	
Average Supply Current ( $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$ ) (See Figure 12) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\ \text{V}$ )	—	—	7.0	—	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula...

$$\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

3

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

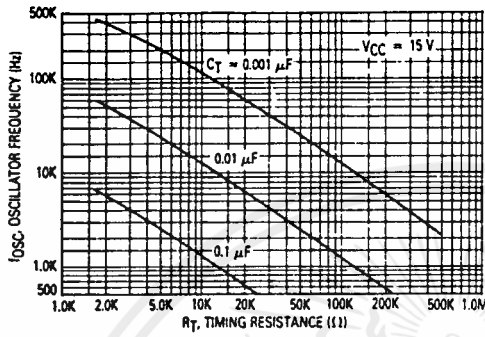


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

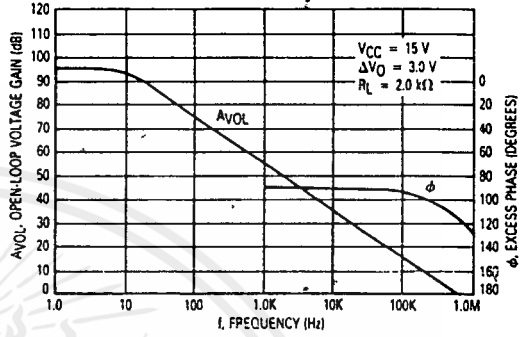


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

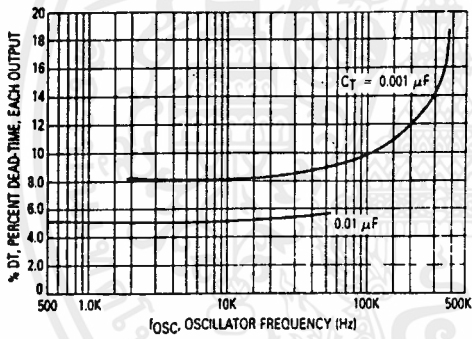


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

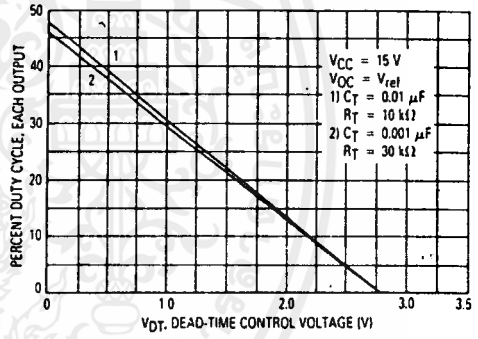


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

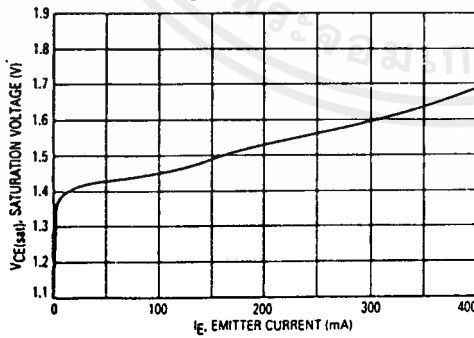
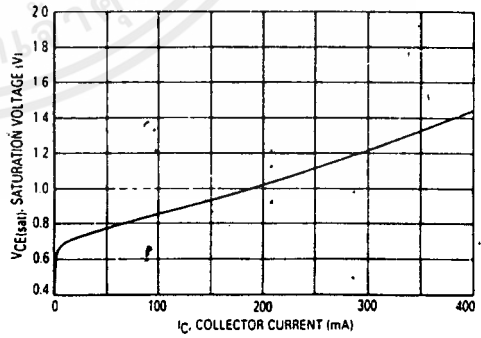


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้