



ปีการศึกษา 2538

การควบคุมความเร็วอินดักชันมอเตอร์หนึ่งเฟส แบบหลายความเร็ว  
MULTI - SPEED CONTROL OF SINGLE PHASE INDUCTION MOTORS



โดย  
นาย วีระศักดิ์ ศรีครา  
นาย ประเสริฐ ตงบนวงศ์  
นาย ไพฑูรย์ ภูมิเกษม

วัน เดือน ปี..... ๗ ๓๐ ๒๕๓๘  
เลขทะเบียน..... ๐๓๗๐๓๐  
เลขเรียกหนังสือ..... T ๒๘๑๖๔ ๕๒๕๔ ก

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเศษฐอำเรญ

อ.อนุวัฒน์ อางวนิขเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

037030

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2538

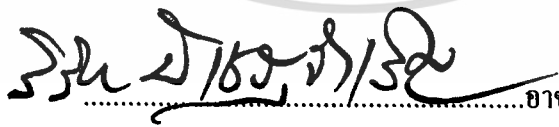
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

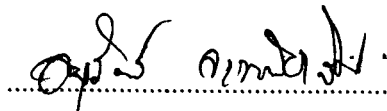
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์หนึ่งเฟส แบบหลายความเร็ว

ผู้จัดทำ

1. นาย ชีระศักดิ์ ศรีคชา
2. นาย ประเสริฐ สงบชนวงศ์
3. นาย ไพฑูรย์ ภูมิเกษม

  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ)

  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การควบคุมความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์หนึ่งเฟสแบบหลายความเร็ว

นายธีระศักดิ์ ศรีรักษา

นายประเสริฐ สงบรณวงศ์

นายไพฑูรย์ ภูมิเกษม

รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2538

### บทคัดย่อ

วงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างง่ายที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสแบบคาปาซิเตอร์ ช่วยเริ่มหมุนและหมุน ซึ่งอาจเป็นมอเตอร์ที่ใช้ประโยชน์ในการปั๊มหรือเปิดพัดลมก็ได้ เมื่อมอเตอร์ได้รับความถี่ 50 Hz , 33.33 Hz และ 25 Hz โดยใช้ไครแอก 4 ตัว ต่อวงจรในลักษณะบริดจ์ (bridge) การควบคุมแบบนี้ จะดีกว่าการควบคุมจากการเปลี่ยนแท็ป (Tap) ของขดลวดหรือการเปลี่ยนขั้วของมอเตอร์นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MULTI - SPEED CONTROL OF SINGLE PHASE INDUCTION MOTORS

TEERASAK SRIKACHAR

PRASERT SA-NGOBTHANAWONG

PAITON PHUMKASEM

VIRIYA PICHETJUMROEN ADVISOR

ANUWAT JANGWANICHLERT ADVISOR

1995

## ABSTRACT

A simple electronic scheme is studied for multi - speed operation of a capacitor start and capacitor run single phase induction motor used to run blowers and pumps. When the motor is fed at 50 Hz , 33.33 Hz and 25 Hz by means of a four-triac bridge circuit. This scheme may be a cost effective alternative to tapped-winding or pole - changing motors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ .....	I
ABSTRACT .....	II
สารบัญภาพ .....	III
สารบัญตาราง .....	IV
บทที่ 1      บทนำ .....	1
บทที่ 2      มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว .....	3
2.1 คำนำ .....	3
2.2 หลักการทำงาน .....	4
2.3 สลิป .....	5
2.4 ความเร็วที่แท้จริงของสนามแม่เหล็กหมุนของตัวหมุนในอากาศ .....	5
2.5 ความถี่ที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุน .....	6
2.6 แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุน .....	6
2.7 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน .....	7
2.8 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุและวงจรมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	9
2.9 มอเตอร์ที่ใช้ตัวเก็บประจุทั้งเริ่มหมุนและวิ่ง .....	10
บทที่ 3      ไตรแอก .....	12
3.1 พื้นฐานของไตรแอก .....	12
3.2 คุณสมบัติของไตรแอก .....	12
บทที่ 4      วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น .....	15
4.1 ไอซี TCA 785 .....	15
4.2 ออฟไดโอดีไอโซเลเตอร์ .....	16
4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชาวยน์ .....	20
4.4 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา .....	21
บทที่ 5      วงจรสับเปอร์ .....	24
5.1 วงจรสับเปอร์ช่วงหยุดนำกระแส .....	24
5.2 วงจรสับเปอร์ป้องกันแรงดันเกิน .....	26
บทที่ 6      การสร้างและการต่อวงจรใช้งาน .....	29
6.1 สวิตช์ไตรแอก .....	29
6.2 วงจรควบคุมไตรแอก .....	30

	6.3	วงจรรจ่ายไฟตรง.....	36
	6.4	วงจรถ่ายแยะระบบกรวดและสนับเปอร์.....	37
บทที่ 7		การทดลองและผลการทดลอง .....	38
บทที่ 8		วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง .....	45
		ภาคผนวก	
		กิตติกรรมประกาศ	
		เอกสารอ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1	กระแสเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ และแรงบิด.....	4
รูปที่ 2.2	โครงสร้างมอเตอร์.....	7
รูปที่ 2.3	วงจรมอเตอร์.....	8
รูปที่ 2.4	เวกเตอร์ของวงจร.....	8
รูปที่ 2.5	มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวงด้วยการเหนี่ยวนำ.....	9
รูปที่ 2.6	มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุนเริ่มแรกและในขณะวิ่ง.....	10
รูปที่ 2.7	เวกเตอร์วงจรมอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุนและเริ่มแรก.....	10
รูปที่ 3	โครงสร้างไทรแอกและสัญลักษณ์.....	13
รูปที่ 4.1	วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซี TCA785.....	15
รูปที่ 4.2	วงจรรขยายและแยกระบบกราวด์ของสัญญาณกระตุ้น.....	16
รูปที่ 4.3	โครงสร้างของออฟไดโอดไอโซเลเตอร์.....	16
รูปที่ 4.4	สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของออฟไดโอดไอโซเลเตอร์.....	17
รูปที่ 4.5	วงจรถูกกระตุ้นไทรแอกอย่างง่าย.....	18
รูปที่ 4.6	การใช้ออฟไดโอดกับโหลดเหนี่ยวนำ.....	19
รูปที่ 4.7	ผลของ $dv/dt$ กับอุณหภูมิ.....	19
รูปที่ 4.8	วงจรกำเนิดสัญญาณชายน.....	20
รูปที่ 4.9	แสดงการทำงานของวงจระสแตเบิ้ลและรูปคลื่นของวงจรมนี้.....	21-22
รูปที่ 4.10	ความถี่ในการออสซิลเลตจะหาได้จากค่าของตัวทานและตัวเก็บประจุ.....	23
รูปที่ 5.1	ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม ไตรแอก.....	25
รูปที่ 5.2	แสดงการต่อวงจรมอเตอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม.....	25
รูปที่ 5.3	แสดงการต่อสแน็บเบร่ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุด.....	27
รูปที่ 6.1	วงจรเปลี่ยนความถี่มอเตอร์.....	29
รูปที่ 6.2	ลักษณะการควบคุมความเร็วมอเตอร์อย่างง่าย.....	30
รูปที่ 6.3	สัญญาณกระตุ้นไทรแอกตัวที่ 1 และตัวที่ 3.....	31
รูปที่ 6.4	สัญญาณกระตุ้น ไทรแอกตัวที่ 1 และตัวที่ 3.....	31
รูปที่ 6.5	สัญญาณกระตุ้น ไทรแอกตัวที่ 2 และตัวที่ 4.....	31
รูปที่ 6.6	สัญญาณกระตุ้น ไทรแอกตัวที่ 1 และตัวที่ 3.....	32
รูปที่ 6.7	สัญญาณกระตุ้น ไทรแอกตัวที่ 2 และตัวที่ 4.....	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับความรู้ทางวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.8	วงจรสร้างสัญญาณที่ความเร็วสูง.....	32
รูปที่ 6.9	สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซี TCA785 ตัวที่ 1.....	33
รูปที่ 6.10	สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซี TCA785 ตัวที่ 2.....	33
รูปที่ 6.11	วงจรสร้างสัญญาณตามรูปที่ 6.4 และ 6.5.....	34
รูปที่ 6.12	วงจรสร้างสัญญาณตามรูปที่ 6.6 และ 6.7.....	34
รูปที่ 6.13	วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา.....	35
รูปที่ 6.14	สัญญาณควบคุม 785 ตัวที่ 1 และตัวที่ 2.....	35
รูปที่ 6.15	วงจรจ่ายไฟตรง.....	36
รูปที่ 6.16	วงจรแยกระบบกราวด์และสแน็บเปอร์.....	37
รูปที่ 7.1	แสดงการต่อวงจรทดสอบหาค่าต่าง ๆ.....	38
รูปที่ 7.2	ลักษณะสัญญาณกระตุ้น ไตรแอก.....	39
รูปที่ 7.3	ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอเตอร์กับตกคร่อม ไตรแอก.....	40
รูปที่ 7.4	ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านมอเตอร์.....	40
รูปที่ 7.5	ลักษณะสัญญาณกระตุ้น ไตรแอกตัวที่ 1 , 3 และ 2 , 4.....	41
รูปที่ 7.6	ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอเตอร์กับตกคร่อม ไตรแอก.....	42
รูปที่ 7.7	ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านมอเตอร์.....	42
รูปที่ 7.8	ลักษณะสัญญาณกระตุ้น ไตรแอกตัวที่ 1 , 3 และ 2 , 4.....	43
รูปที่ 7.9	ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอเตอร์.....	44

## สารบัญ์ตาราง

หน้า

ตารางที่ 7.1	ตารางการทดลองที่ความเร็วสูง.....	39
ตารางที่ 7.2	ตารางการทดลองที่ความเร็วกลาง.....	41
ตารางที่ 7.3	ตารางการทดลองที่ความเร็วต่ำ.....	43



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

## บทนำ

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส แบบ คาปาซิเตอร์ช่วยเริ่มหมุนและหมุน โดยทั่วไปมีอยู่หลายวิธี อาจจะใช้การเปลี่ยนขั้ว (Pole) , สลิป (Slip) หรือ ความถี่ (Frequency) ก็ได้ แต่ในปฏิญานิพนธ์เล่มนี้ได้ใช้หลักการเปลี่ยนความถี่ที่เข้ามอเตอร์ และมอเตอร์ที่ใช้จะเป็นมอเตอร์พัดลมธรรมดา ซึ่งปกติมอเตอร์ตัวนี้จะมีการเปลี่ยนความเร็วอยู่แล้วโดยเปลี่ยนแท็ปหรือเปลี่ยนขั้วนั่นเอง แต่เราจะนำมอเตอร์ตัวนี้มาเปลี่ยนความถี่ดู ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์นั้น จะแปรผันตามความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์ แต่จะแปรผกผันกับขั้วแม่เหล็กดังสมการ

$$\begin{aligned} N &= (1 - S) N_s \\ &= (1 - S) \frac{120 f}{P} \end{aligned}$$

โดยที่ N คือ ความเร็วของมอเตอร์

S คือ ค่าสลิปซึ่งเป็นตัวแปรที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ตัวแปรนี้จะเปลี่ยนตามสภาพของภาระ S จะมีค่าน้อยถ้าภาระน้อย และ S จะมีค่ามากเมื่อมีภาระมาก (S=1 หมายถึงมีภาระมากจนมอเตอร์ไม่สามารถหมุนได้)

f คือ ความถี่

P คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์

ในการปรับความถี่ที่เข้ามอเตอร์ เราจะใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างง่าย ๆ โดยจะมีด้วยกัน 2 ส่วน คือส่วนที่ทำหน้าที่เปิด , ปิด หรือเป็นสวิตช์ กับส่วนควบคุมสวิตช์ ในปฏิญานิพนธ์นี้เราจะใช้ไทรแอก (Triac) เป็นสวิตช์ให้กับวงจรและมีวงจรอิเล็กทรอนิกส์เป็นตัวควบคุมหรือกระตุ้น (Trigger) ความถี่จะเปลี่ยนได้โดยการควบคุมการเปิด , ปิด ของไทรแอก ซึ่งในแต่ละความถี่สถานะการเปิด , ปิด ไทรแอกจะแตกต่างกัน สำหรับปฏิญานิพนธ์เล่มนี้จะเสนอการปรับความถี่เพียง 3 ความถี่ ซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนของการต่อวงจรใช้งานในบทที่ 6 การเปลี่ยนความถี่ในลักษณะนี้จะมีผลให้เกิด ฮาร์โมนิก (Harmonic) สูง ในส่วนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่นำสัญญาณมากระตุ้นไทรแอกนั้น ในแต่ละความถี่จะมีวงจรที่แตกต่างกันทั้ง 3 ความถี่ ซึ่งจะทำให้วงจรควบคุมมีขนาดใหญ่ ยิ่งถ้ามีการปรับความถี่มากยิ่งขึ้นวงจรควบคุมก็จะเพิ่มขึ้นเป็นเงาตามตัว และในปฏิญานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอส่วนควบคุมที่มีขนาดกระทัดรัดแต่สามารถควบคุมได้ทั้ง 3 ความถี่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะกล่าวไว้ในส่วนของการต่อวงจรใช้งานบทที่ 6 ภายในปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะประกอบไปด้วยเนื้อหาต่าง ๆ ที่สำคัญและเกี่ยวข้องกับโครงการ เริ่มจากบทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีของมอเตอร์ที่นำมาใช้ปรับความเร็วรวมทั้งมอเตอร์ชนิดอื่นที่สามารถนำมาปรับความเร็วได้ด้วย และในบทที่ 3 , 4 จะกล่าวถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่นำมาสร้างวงจรเปลี่ยนความถี่ ซึ่งประกอบไปด้วยไทรแอกและส่วนควบคุมไทรแอก ส่วนบทที่ 5 จะเป็นส่วนของการป้องกันตัวไทรแอกโดยวงจรสแน็บเบอร์ประกอบด้วยตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) และวิธีการคำนวณค่าที่เหมาะสมด้วย สำหรับบทที่ 6 จะเป็นวิธีการสร้างวงจรใช้งานจริงและการคำนวณ และบทที่ 7 , 8 จะเป็นส่วนของการนำวงจรที่ถูกสร้างขึ้นมามากมายมาทดลองและศึกษาคว้าวางจรที่ถูกสร้างมานั้นใช้งานได้จริงหรือไม่ โดยเฉพาะจะเป็นการพิสูจน์ว่าวงจรสร้างสัญญาณแต่ละความถี่นั้นใช้งานได้จริง และถ้าใช้งานไม่ได้หรือทำไมผลถึงออกมาอย่างนั้น การวิเคราะห์และวิจารณ์ผลการทดลองก็จะอยู่ในบทที่ 8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

#### (Single - Phase Induction Motors)

#### 2.1 คำนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single - phase induction motors) เป็นมอเตอร์ที่มีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้มันหมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส จะแตกต่างกันก็ตรงที่ตัวอยู่กับที่มีการพันขดลวดเป็นแบบเฟสเดียวและได้รับไฟจากไฟเฟสเดียวกัน ดังนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสลับกันไปมาขึ้นที่ตัวอยู่กับที่ซึ่งไม่ใช่สนามแม่เหล็กหมุนที่ความเร็ว synchronous เหมือนอย่างกับพวกที่มีการพันแบบสองเฟสหรือสามเฟส จากเหตุผลนี้จึงทำให้เส้นแรงที่สลับไปมานี้ไม่สามารถที่จะทำให้เกิดแรงบิดหมุนขึ้นได้ ในขณะที่ตัวหมุนยังหยุดอยู่ นี่ก็คือสาเหตุว่าทำไมมอเตอร์เฟสเดียวจึงไม่มีแรงบิดเริ่มแรกในตัวของมันเอง

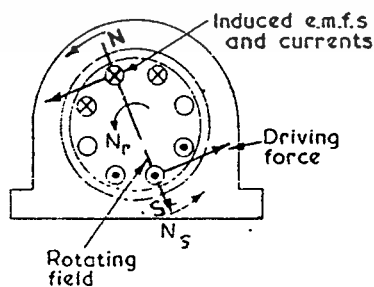
อย่างไรก็ดีถ้าหากว่าตัวหมุนถูกทำให้หมุนไปด้วยมือหรือวิธีใดวิธีหนึ่งในทิศทางใดทิศทางหนึ่งแล้ว ย่อมทำให้เกิดแรงบิดและอัตราเร่งเกิดขึ้นกับมอเตอร์นั้นจนกระทั่งมีความเร็วเต็มที่

ตัวหมุน (rotor) ของมอเตอร์แบบนี้ส่วนใหญ่เป็นแบบกรงกระรอก (Squirrel cage) ส่วนทางตัวอยู่กับที่นั้นก็มีการพันขดลวดตัวนำผิวด้านแตกต่างกันไปบ้างแล้วแต่ชนิดของมอเตอร์ การที่กล่าวว่ามีมอเตอร์เฟสเดียวมีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้มันหมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟสนั้นหมายความว่ามอเตอร์แบบนี้มีทั้งตัวอยู่กับที่และตัวหมุน โดยที่ตัวอยู่กับที่นั้นจะมีการพันขดลวดเพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในช่วงขณะเริ่มแรกหรือมีอยู่ตลอดไปก็ได้โดยอาศัยอุปกรณ์ช่วยอื่น ๆ เช่น ขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) หรือตัวประจุ (capacitor) ต่อร่วมกับขดทำให้หมุน หรืออาจทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเลื่อนหรือเคลื่อนที่ไปรอบหรือเกิดสนามแม่เหล็กโดยอาศัยคุณสมบัติของตัวหมุนและตัวอยู่กับที่ร่วมกันก็ได้ ส่วนตัวหมุนนั้นก็อาจเป็นแบบโครงกรงกระรอกหรืออาจไม่เป็นก็ได้แต่ก็ต้องเป็นตัวที่จะทำให้เกิดมีการเหนี่ยวนำขึ้นในตัวมันเพื่อทำให้เกิดแรงบิดขึ้นได้เมื่อมีสนามแม่เหล็กหมุนหรือเลื่อนได้หมุนผ่านตัวมัน ซึ่งจะกล่าวแยกเป็นเรื่อง ๆ ไปตามชนิดของมอเตอร์แบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 หลักการทำงาน (Principle of Operation)

มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำนี้ ไม่มีวงจรไฟฟ้าต่อเชื่อมกันระหว่างตัวอยู่กับที่กับตัวหมุน กระแสที่เกิดขึ้นในตัวหมุนที่ไหลอยู่ภายในแท่งตัวนำที่ฝังอยู่รอบ ๆ ตัวหมุนนั้น เกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุนนั้น แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนที่มาจากตัวอยู่กับที่ ซึ่งได้รับกำลังไฟสลับมาจากภายนอกขนาดของแรงเคลื่อนก็ขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนตัวนำของตัวหมุน ปรากฏการณ์ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นนี้ มีหลักการคล้ายคลึงกับหม้อแปลงที่มีส่วนที่สองที่สามารถเคลื่อนที่ได้ แต่สำหรับมอเตอร์แบบเฟสเดียว ซึ่งมีการพันอยู่บนตัวอยู่กับที่นั้น ไม่อาจทำให้ส่วนที่สองหรือตัวหมุนเคลื่อนที่ได้ ทั้งนี้เพราะแรงบิดที่เกิดขึ้นบนตัวหมุนนั้น มีทิศทางตรงกันข้ามในแต่ละครึ่งรอบ (cycle) ของแต่ละครึ่งของไฟที่ใส่เข้าไปในหนึ่ง cycle แต่ถ้าหากว่ามีการพันขดลวดบนตัวอยู่กับที่ตั้งแต่ 2 ขดขึ้นไปแล้ว ก็จะทำให้มอเตอร์หมุนได้ เช่น ถ้ามีการพันขดลวด 2 ขด ก็เป็นมอเตอร์ 2 เฟส ถ้า 3 ขดก็เป็นแบบมอเตอร์ 3 เฟส เป็นต้น อย่างไรก็ตาม มอเตอร์เฟสเดียวนี้ มีวิธีการทำให้หมุนได้หลายวิธี ซึ่งจะกล่าวในเรื่องของมอเตอร์เฟสเดียวต่อไปในตอนหลัง สนามแม่เหล็กพัทธ์ที่เกิดขึ้นบนตัวอยู่กับที่นี้ จะหมุนคล้ายกับการหมุนของแม่เหล็กถาวรด้วยความเร็วเท่ากับ synchronous ซึ่งทำให้เกิดการตัดของสนามแม่เหล็กหรือมีการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กขึ้นบนตัวนำที่อยู่บนตัวหมุน ซึ่งมีหลักการเช่นเดียวกับหม้อแปลงนั่นเอง เมื่อมีสนามแม่เหล็กวิ่งผ่านตัวนำบนตัวหมุน จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ตัวนำในตัวหมุนแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ จะทำให้เกิดกระแสไหลในตัวนำขึ้น ซึ่งทำให้เกิดแรงบิด (torque) ขึ้นที่ตัวหมุนในทิศทางที่หมุนไปทางเดียวกับการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุน ทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้านั้นหาได้โดยใช้กฎมือขวาของเฟลมมิ่ง ส่วนทิศทางการเคลื่อนที่ ก็หาได้จากกฎมือซ้ายของเฟลมมิ่งเช่นเดียวกับการหาทิศทางของมอเตอร์ไฟตรงดังรูป 2.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ รูปที่ 2.1 รั กระแสเหนี่ยวนำที่โรเตอร์และแรงบิด อดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป เห็นได้ว่าทิศทางการเคลื่อนที่ของหมุนนั้น ไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน ดังนั้นแรงบิดจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อความเร็วของตัวหมุน มีค่าน้อยกว่าความเร็วที่ synchronous

2.3 ไดร (Slip) ไดรก็คือ อัตราส่วนของความเร็ว ที่เกิดจากความแตกต่างของความเร็วที่ตัวหมุน กับความเร็วที่ synchronous ของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นในเครื่องกลไฟฟ้า นั้น ๆ ดังสมการ 2.3-1 ซึ่งคิดเป็นเปอร์เซ็นต์

$$\text{ไดร (Slip = S)} = \frac{N_s - N_r}{N_s} \times 100$$

ในเมื่อ  $N_s =$  ความเร็วที่ synchronous  $= 120 f/P$  (รอบ/นาที)

หรือ  $N_s = 2 f/P$  (รอบ/วินาที)

$N_r =$  ความเร็วของตัวหมุน (รอบ/นาที) หรือ (รอบ/วินาที)

$f =$  ความถี่ของไฟที่จ่ายให้กับตัวอยู่กับที่ (คลื่น/วินาที)

$p =$  จำนวนขั้วแม่เหล็ก (ขั้ว)

$$N_r = N_s (1-S)$$

จาก (2.3-2) ได้ว่า

เมื่อ  $S = 1$  นั่นคือ  $N_r = 0$

หรือ  $S = 0$  นั่นคือ  $N_r = N_s$

ปกติแล้วมอเตอร์จะมีไดร S ประมาณ 1 ถึง 5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อได้รับภาระ (load) โดยมีภาระเต็มที่ ประมาณ 5% แต่เมื่อภาระที่ได้รับน้อยลงไปก็จะทำให้ไดร S ลดลงไปด้วยนั่นคือความเร็วที่ไดร ไปจาก synchronous มีค่าดังสมการ (2.3-3)

$$N_{rr} = N_s - N_r = SN_s$$

เมื่อ  $N_{rr} =$  ความเร็วไดรที่เกิดขึ้นบนตัวหมุน (รอบ/นาที)

$=$  ความเร็วบนตัวหมุนเมื่อเทียบความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (รอบ/นาที)

2.4 ความเร็วที่แท้จริงของสนามแม่เหล็กหมุนของตัวหมุนในอวกาศ (The Actual Speed of the Rotor Field Space) เมื่อทำการเทียบกับตัวอยู่กับที่จะมีค่า  $N_{rr}$

$N_{rr} =$  ความเร็วตัวหมุน + ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุนเมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เปรียบเทียบกับตัวมันเอง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= N_r + N_{rr} = N_r + SN_r \\
 &= N_r + \frac{S}{P} 2f = N_r + N_r - N_r = N_r
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{หรือ } N_{rr} &= N_r(1 - S) + SN_r \\
 &= N_r \\
 &= \text{ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดจากตัวอยู่กับที่}
 \end{aligned}$$

2.5 ความถี่ที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุน (Rotor Frequency) เมื่อต่อไฟจากภายนอกเข้าไปยังตัวอยู่กับที่แล้ว ก็ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กกลัฟที่มี  $p$  ขั้ว เคลื่อนด้วยความเร็วไปรอบภายในมอเตอร์ด้วยความเร็ว synchronous คือ

$$N_s = \frac{2f}{P} \text{ รอบ/วินาที} \text{ สนามแม่เหล็กนี้ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นจำนวน}$$

หนึ่งที่มีความถี่เป็น  $f_r$  ขึ้นบนตัวหมุน ฉะนั้นในขณะที่เริ่มแรกที่ตัวหมุนยังอยู่กับที่ ก็เกิดขั้วแม่เหล็กขึ้น  $P$  ขั้วเช่นเดียวกับบนตัวอยู่กับที่ด้วย นั่นคือ ตัวหมุนมีความถี่ของไฟเกิดขึ้นในขณะที่

$$= \frac{PN_r}{2} = f_r = f \text{ ด้วย แต่เมื่อตัวหมุนวิ่งด้วยความเร็ว } N_r \text{ ย่อมทำ}$$

ให้ความเร็วของตัวหมุนแตกต่างไปจากความเร็วที่ synchronous อยู่  $N_s - N_r$  นั่นคือ ตัวหมุนมีความถี่เป็น  $f_r$  ดังสมการ (2.5-1)

$$f_r = \frac{P(N_s - N_r)}{2}$$

$$f_r = \frac{PN_{rr}}{2}$$

$$= P \frac{SN_r}{2} \quad (\because N_{rr} = SN_r \text{ รอบ/วินาที})$$

$$= Sf$$

เมื่อ  $f$  = ความถี่ที่ได้รับจากไฟที่จ่ายให้กับมอเตอร์ (cycle/sec)

$f_r$  = ความถี่ที่เกิดขึ้นในตัวหมุน (cycle/sec)

2.6 แรงเคลื่อนไฟที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุน เมื่อมอเตอร์ยังไม่หมุนนั้น จะเกิดแรงเคลื่อนไฟในตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

หมุนขึ้นเช่นเดียวกับการเกิดแรงเคลื่อนไฟขึ้นที่ทางด้านที่สองของหม้อแปลง ดังสมการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ

$$E_{ph} = 2.22 N_{ph} \omega_m f K_f K_c = E_2$$

$E_2$  = แรงเคลื่อนไฟของตัวหมุนเมื่อยังอยู่กับที่ (โวลท์)

เมื่อ  $N_{ph} = N \times P \times g =$  จำนวนตัวนำที่ต่ออนุกรมกันในหนึ่งเฟส

$N =$  จำนวนรอบที่ต่ออนุกรมกันในหนึ่งช่อง

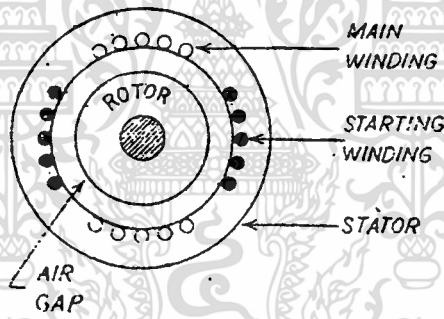
$P =$  จำนวนขั้วแม่เหล็กทั้งหมด

$g =$  จำนวนช่อง / ขั้ว / เฟส

แรงเคลื่อนไฟขณะตัวหมุนยังไม่หมุนนั้นมีค่า  $= E_2$  นั่นคือโกลด  $S = 1$

แต่เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุน นั่นคือ Slip น้อยกว่า 1 แล้ว เพราะฉะนั้น แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตัวหมุนก็จะเปลี่ยนจากเดิม ( $E_2$ ) ไป คือเปลี่ยนเป็น  $sE_2$  นั่นเอง

2.7 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน (Split - Phase Motor) โครงสร้างของมอเตอร์ประกอบด้วย



รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอเตอร์

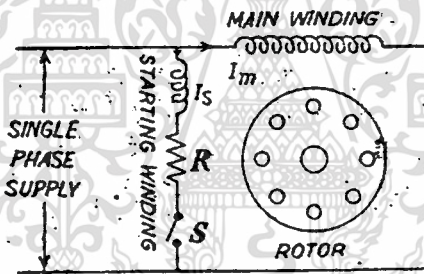
1. ตัวอยู่กับที่ (Stator) มีขดลวดอยู่ 2 ชุด ชุดหนึ่งมีไว้สำหรับใช้งานตามปกติ เรียกว่าชุดสำหรับวิ่ง (running winding หรือ main winding) ชุดขดลวดชุดนี้มีความต้านทานต่ำแต่ reactance สูงกว่าชุดสำหรับทำให้มอเตอร์เริ่มหมุน โดยที่มีขนาดเส้นลวดใหญ่กว่าชุดหมุน ชุดสำหรับวิ่งหรือใช้งานนี้เป็นชุดหลักที่มีไฟผ่านอยู่ตลอดเวลา ไม่ว่าจะป็นขณะเริ่มหมุนที่แรกหรือว่าขณะที่ทำงานปกติ ชุดที่สองเป็นชุดสำหรับเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ขดลวดชุดนี้พันไว้ที่ตัวอยู่กับที่เช่นกัน แต่ว่าให้ลงในช่อง (slot) เป็นมุมห่างไปจากชุดหลัก 90 องศา ไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นในขณะเริ่มแรก ชุดนี้มีความต้านทานของขดลวดตัวนำสูงแต่ reactance ต่ำและเส้นลวดมีขนาดเล็กขดลวดชุดนี้ต่ออนุกรมกับสวิตช์หนีศูนย์กลาง (centrifugal switch) แล้วจึงนำไปต่อขนานกับชุดสำหรับวิ่ง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

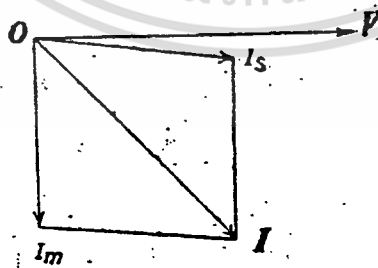
ถ้าไม่ใช่สวิตช์หนีศูนย์กลางก็อาจใช้ relay เป็นตัวตัดขาดเริ่มทำให้หมุนหรือช่วยลดทำให้หมุน (Starting winding or auxiliary winding) ก็ได้ ดังเช่นที่ใช้กับมอเตอร์อัดน้ำยา (compressor) ของตู้เย็นหรือเครื่องปรับอากาศก็ได้ โดยปกติแล้วมอเตอร์ที่ใช้อัดน้ำยาของตู้เย็นหรือเครื่องปรับอากาศที่ใช้กับไฟเฟสเดียวนั้นจะใช้ตัวประจูด้อยคู่ด้วย ซึ่งจะได้อีกตัวถึงอีกทีหนึ่ง

2. ตัวหมุน (rotor) เป็นแบบทรงกระบอกธรรมดาซึ่งอาจจะมี 2 กรงซ้อนกันหรือกรงเดียวก็ได้แล้วแต่จุดประสงค์ของการใช้งาน ตัวนำที่ฝังอยู่ในตัวหมุนเป็นรูปทรงกระบอกนี้อาจจะฝังเฉียงๆ (skew) ก็ได้ ที่แกนของตัวหมุนมีสวิตช์หนีศูนย์กลางติดอยู่ด้วย ทั้งนี้เพื่อตัดขาดเริ่ม ให้หมุนออกไปหลังจากที่มอเตอร์มีความเร็วประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของ synchronous

รูปตัดและวงจรของมอเตอร์ชนิดนี้ดูได้จากรูป 2.2 และ 2.3 จากรูป 2.3 พบว่ามีความต้านทานที่มีค่าสูงอีก 1 ตัวต่ออนุกรมเข้ากับขดทำให้หมุน (starting winding) ความต้านทานนี้อาจไม่ต้องใช้ก็ได้ ถ้าหากว่าความต้านทานของขดเริ่มทำให้หมุนมีค่าสูงพอ



รูปที่ 2.3 วงจรมอเตอร์



รูปที่ 2.4 เวกเตอร์ของวงจร

จากคุณสมบัติของขดลวดทั้งสองที่กล่าวมาแล้ว จึงทำให้กระแส  $I_s$  และ  $I_m$  มี

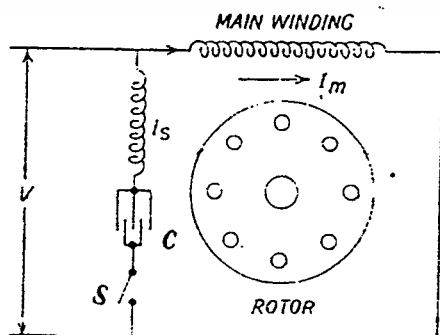
มุมแตกต่างกันเกือบ 90 องศา ดังรูป 2.4 กระแส  $I_s$  มาทีหลัง (lag) แรงเคลื่อนไฟฟ้า  $V$  ไปเป็นการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุมเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะค่าความต้านทานสูงกว่าค่า reactance มาก ฉะนั้น จึงทำให้กระแส  $I_s$  เกือบทับกับ (inphase)  $V$  แต่ว่ากระแส  $I_m$  อันเนื่องมาจากขดหลัก (Main winding) นั้น มีความต้านทานต่ำแต่ reactance สูง ฉะนั้นจึงทำให้  $I_m$  มาทีหลัง  $V$  เกือบ 90 องศา เมื่อเป็นเช่นนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้น เพื่อใช้ในการเริ่มหมุนของมอเตอร์ ส่วนสวิทช์ หนีศูนย์กลาง  $S$  นี้ จะทำหน้าที่ตัดไฟของขดเริ่มหมุน (starting winding) ออกไป หลังจากที มอเตอร์วิ่งได้เกือบใกล้ความเร็วพิกัด หรือประมาณที่ 75 เปอร์เซ็นต์ ของความเร็วที่ synchronous

มอเตอร์แบบนี้มีแรงบิดเริ่มแรกประมาณ 1 ถึง 2 เท่าของแรงบิดที่พิกัด โดยใช้กระแสเริ่มแรกตั้งแต่ 5 ถึง 7 เท่าของกระแสที่พิกัด จึงทำให้เหมาะสมในการใช้งานกับ เครื่องกลึงชนิดเล็ก ตัวแยกโดยอาศัยแรงหนีศูนย์กลาง (centrifugal separators) และตัวเป่า (blowers) เหล่านี้เป็นต้น

ทิศทางการหมุนของมอเตอร์เหล่านี้กลับทิศได้โดยการสลับขั้วต่อไฟของขดใดขดหนึ่งจาก 2 ขุดนั้น (แต่ไม่ใช่สลับทั้ง 2 ขุด) หลังจากนั้นจึงจ่ายไฟให้กับขดทั้งสอง ก็จะ ทำให้มอเตอร์หมุนกลับทิศ มอเตอร์แบบนี้บางทีก็เรียกว่า “มอเตอร์ที่เริ่มหมุนโดยใช้ความต้านทาน” นอกจากมอเตอร์แบบที่กล่าวข้างบนแล้ว ยังมีมอเตอร์แบบแยกเฟสที่อาศัย capacitor เป็นตัวแยกเฟสอีก 2 แบบคือ แบบ capacitor-start induction run และ capacitor-start capacitor run ฉะนั้นเพื่อแยกให้เห็นถึงความแตกต่างของมอเตอร์ทั้ง 2 ชนิดนี้จึงแยกได้ดังต่อไปนี้

2.8 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ (Capacitor Start Induction-Run Motor) มอเตอร์แบบนี้ก็มีโครงสร้างคล้ายกับแบบ 2.7 ต่างกันที่ว่ามอเตอร์แบบนี้ทำให้กระแส  $I_s$  และ  $I_m$  มีเฟสแยกกันโดยใช้ตัวประจุหรือตัวควบแน่น (capacitor or condenser) ต่ออนุกรมเข้ากับขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ดังรูป 2.8 ตัวประจุไฟฟ้าที่ใช้เป็นชนิดสารละลาย (electrolytic) ฉะนั้นจึงต้องต่อขั้วบวกและลบให้ถูกต้อง

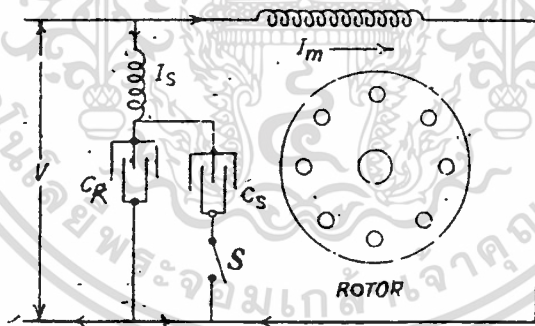


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและตั้งอ้างถึงเจ้าของเอกสารชุดครั้งที่มิใช่ระบุไว้ใช้  
รูปที่ 2.8 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ

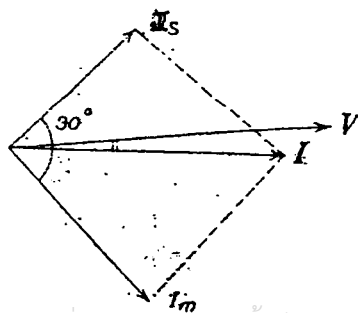
ด้วย ตัวประจุนี้จะ โคนต์คออกไปโดยสวิทซ์หนีศูนย์กลางหลังจากที่มันมีความเร็วประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ ของความเร็วที่ synchronous ตัวประจุนี้คิคืออยู่ที่เปลือกหรือแยกออกต่างหาก จากตัวมอเตอร์ก็ได้

กระแส  $I_m$  นี้มาที่หลัง  $V$  เป็นมุมใหญ่มุมหนึ่ง ในขณะที่เดียวกัน  $I_s$  มาก่อน  $V$  เป็นมุมหนึ่งเช่นกัน ดังนั้นจึงทำให้ได้กระแสลัพท์  $I$  ซึ่งเกือบจะทับกับ  $V$  ดังนั้นจึงทำให้แรง บิดเริ่มแรกสูง ซึ่งทำให้เหมาะสมที่จะนำไปขับตัวอัด (compressor) ปั้น เครื่องผสมเหนียว (doughmixers) และอื่น ๆ

2.9 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุนเริ่มแรกและในขณะวิ่งหรือทำงานตามปกติ (Capacitor-Start Capacitor-Run Motor) มอเตอร์แบบนี้มีตัวประจุไฟ 2 ตัว คือ  $C_s$  และ  $C_R$  รูป 2.6 ตัว  $C_s$  ซึ่งใช้เป็นตัวทำให้มอเตอร์เริ่มหมุนนี้ มีความจุเกือบ 3 เท่าของ  $C_R$  ซึ่งใช้ สำหรับวิ่งและเป็นตัวประจุแบบชนิด paper (กระดาษ) ตัว  $C_s$  นี้จะ โคนต์คออกไปโดย อัตโนมติ หลังจากทีมอเตอร์หมุนได้ใกล้เคียงความเร็วที่พิกัด ในการตัด  $C_s$  นั้นนอกจากใช้ สวิทซ์หนีศูนย์กลางเป็นตัวตัดแล้ว ก็อาจใช้ current coil relay เป็นตัวตัดก็ได้ ส่วนใหญ่ใน ปัจจุบันนิยมใช้ current coil relay เป็นตัวตัด โดยการ ใช้  $C_R$  ที่เหมาะสมจึงทำให้กระแส  $I_s$  และ  $I_m$  แดกต่างกันเกือบ 90 องศา (2.7) ซึ่งทำให้เหมือนกับว่ามอเตอร์นั้นได้รับไฟจากไฟ 2 เฟส



รูปที่ 2.6 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุน เริ่มแรกและในขณะวิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งเอกสารจักรมอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุน เริ่มแรกและในขณะวิ่งใช้

รูปที่ 2.7 เวกเตอร์วงจรมอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุน เริ่มแรกและในขณะวิ่ง

ข้อดีของการต่อตัวประจุขนาดเล็กไว้ในวงจรของมอเตอร์ก็คือ

- (1) ทำให้สามารถทน over-load ได้ดีขึ้น
- (2) มีตัวประกอบกำลัง (p.f.) สูงขึ้นกว่าเดิม
- (3) ทำให้วิ่งได้เร็วกว่าซึ่งเป็นสิ่งที่ปรารถนามากในการใช้ในห้องทดลองหรือสำนักงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

## ไครแอค

## 3.1 พื้นฐานของไครแอค

ไครแอคเป็นสารกึ่งตัวนำมีจุดต่อ 3 จุดทางด้านไฟกระแสสลับเป็นสวิทช์ซึ่งใช้ในการทรานส์ฟอर्मงานต่ำ สัญญาที่ใช้จะกระทำที่ตัวเกตซึ่งไม่เหมือนกับการใช้ซิลิคอนควบคุมการแปลงหรือ SCR ไครแอคจะนำกระแสทุกทิศทางเมื่อมีการใช้งาน ไครแอคมีความแตกต่าง SCR ทั้งทางบวกและลบ สัญญาเกตจะทำการทรานส์ฟอर्मไครแอคให้เริ่มทำงาน ไครแอคอาจจะเป็นเหมือนกับนำ SCR 2 ตัวมาขนานกัน การออกแบบวงจรไครแอคควรคำนึงถึงการประหยัดและการใช้ประโยชน์ได้มากที่สุด วิธีการควบคุมกำลังทางด้านไฟกระแสสลับต้องถูกต้อง ไครแอคมีข้อดีที่แตกต่างมากกว่าสวิทช์เครื่องกลธรรมดา เมื่อไครแอคมีช่วงบวกเข้ามาอยู่ในสถานะทำงาน (ON) และถ้ากระแสมีค่าเป็นศูนย์หรือลบจะอยู่ในสถานะที่หยุดทำงาน (OFF) ตามคุณสมบัติของไครแอคจะไม่ได้รับความเสียหายจากกรณีที่หน้าสัมผัสไม่ยอมดึงกลับหรือเกิดการอาร์คขึ้นในสวิทช์ทางกล สวิทช์ไครแอคเริ่มทำงานจะมีความเร็วมากกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับรีเลย์ธรรมดาและการควบคุมจะมีความถูกต้องมาก

ไครแอคสามารถที่จะทำการทรานส์ฟอर्मโดยใช้ไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) , ไฟฟ้ากระแสตรงและเรกติไฟร์ทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับหรือใช้พัลส์ เพราะว่าทางด้านพลังงานต่ำต้องการทรานส์ฟอर्मวงจรควบคุมสามารถใช้ตัวใดตัวหนึ่งก็ได้ ขึ้นอยู่กับราคาและการใช้งานแต่ที่สำคัญต้องมีในท้องถิ่นตลาด เช่น ทรานซิสเตอร์ , ยูนิจังก์ชันทรานซิสเตอร์

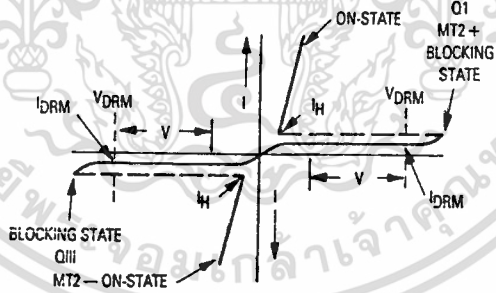
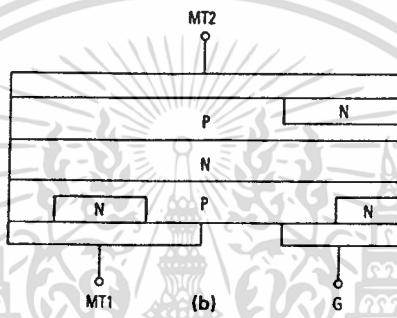
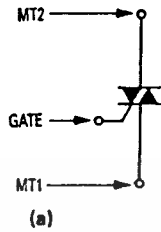
## 3.2 คุณสมบัติไครแอค

รูปที่ 3.1 เป็นการแสดงสัญลักษณ์ของไครแอคซึ่งประกอบไปด้วยด้าน 2 ด้านเรียกว่า อาโนด และแคโทด ถ้าใช้ด้านเดียวจะไม่มี ความหมายสำหรับอุปกรณ์ จุดต่อมีการออกแบบอย่างง่ายโดยมี MT 1 , MT 2 และ G ซึ่งกำหนดให้ MT 1 , MT 2 เป็นจุดที่กระแสผ่าน ส่วนจุด G คือ เกตเป็นจุดที่ใช้สำหรับทรานส์ฟอर्मไครแอคเพื่อหลีกเลี่ยงความสับสนในการปฏิบัติงาน จึงกำหนดให้เป็นมาตรฐานที่กระแสและแรงดัน โดยใช้ MT 1 เป็นจุดเปรียบเทียบ

รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของไครแอค ในรูปสัญลักษณ์ที่ใช้สำหรับไครแอคประกอบขึ้นด้วยตัวประกอบ 2 ตัวคือ SCRs กับ เกตร่วม ไครแอคจะมีชั้น โดยรอยต่อระหว่าง MT 1 กับ MT 2 เป็นสวิทช์ P-N-P-N (SCR) และในแนวนอนจะเป็น N-P-N-P (เป็นส่วนประกอบของ SCR) ในบางครั้งโครงสร้างของไครแอคจะมีความสามารถในการทรานส์

สัญญาเกตทั้งลบและบวก รอยต่อระหว่าง MT 1 และ G จะประกอบไปด้วย ไดโอดจำนวน 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 โครงสร้างไทรแอกและสัญลักษณ์

$I_{DRM}$  คือ กระแสรั่วไหลผ่านไทรแอกเมื่อได้รับแรงดันฟอร์เวิร์ด

$V_{DRM}$  คือ แรงดันทรานเซียนต์ถ้าไม่เกินกำหนดทางด้านฟอร์เวิร์ดและรีเวิร์ดจะไม่ทำให้

ไทรแอก นำกระแสโดยไม่มีสัญญาณทริก

เอกสารนี้เป็นเอกสาร  $I_H$  ที่สงวนไว้คือ กระแสยึด (Holding current) นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเกิดบวกหรือลบให้ฟอร์เวิร์ดไบรอส กับไดโอดตัวใดตัวหนึ่ง สาเหตุจะมีลักษณะคล้ายการทำงานของทรานซิสเตอร์แล้วจะเกิดการเบรคความถี่ขึ้นที่จังก์ชันบล็อกโดยไม่คำนึงถึงขั้วของ MT 1

คุณสมบัติแรงดัน-กระแสของไดรแอกซึ่งแสดงในรูป 3.5 สถานะแต่ก่อน MT 1 จะเปรียบเป็นจุด ควอเทร้นท์ ที่ 1 (Q-1) ที่รอยต่อ MT 2 เป็นบวก และ MT 1 จะเป็นบวกไปด้วย และในควอเทร้นท์ที่ 3 ก็จะเป็นบวกเช่นเดียวกัน เมื่อไดรแอกเริ่มทำงานสามารถที่จะทำการทริกสัญญาณเกิดทั้งทางบวกและทางลบ มีแบบที่มีความเป็นไปได้ที่จะเกิดขึ้น 4 แบบ คือ

ควอเทร้นท์ที่ 1 ; MT 2 (+) , G (+) แรงดันเป็นบวกและกระแสเกิดเป็นบวก

ควอเทร้นท์ที่ 2 ; MT 2 (+) , G (+) แรงดันเป็นบวกและกระแสเกิดเป็นลบ

ควอเทร้นท์ที่ 3 ; MT 2 (-) , G (-) แรงดันเป็นลบและกระแสเกิดเป็นลบ

ควอเทร้นท์ที่ 4 ; MT 2 (-) , G (+) แรงดันเป็นลบและกระแสเกิดเป็นบวก

ไดรแอกจะมีความไวมากที่สุดเมื่ออยู่ในควอเทร้นท์ที่ 1 และ 3 , ก่อนข้างน้อยในควอเทร้นท์ที่ 2 และน้อยมาก ๆ ในควอเทร้นท์ที่ 4 ดังนั้นจึงไม่แนะนำให้ใช้ควอเทร้นท์ที่ 4 โดยปราศจากสถานการณ์ที่ถูกสั่งมาเป็นพิเศษ

ข้อเท็จจริงที่สำคัญที่ควรจำคือ เมื่อไดรแอกสามารถนำกระแสทั้ง 2 ทาง และอยู่ในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ ซึ่งกระแสคลื่นจะเคลื่อนผ่านศูนย์เพื่อครอบคลุมหมดและกลับ ไปอยู่ในสถานะที่หยุด ด้วยเหตุผลนี้การปฏิบัติการที่น่าเชื่อถือได้ของไดรแอกคือจำกัดอยู่ที่ 60 Hz และต่ำกว่านี้

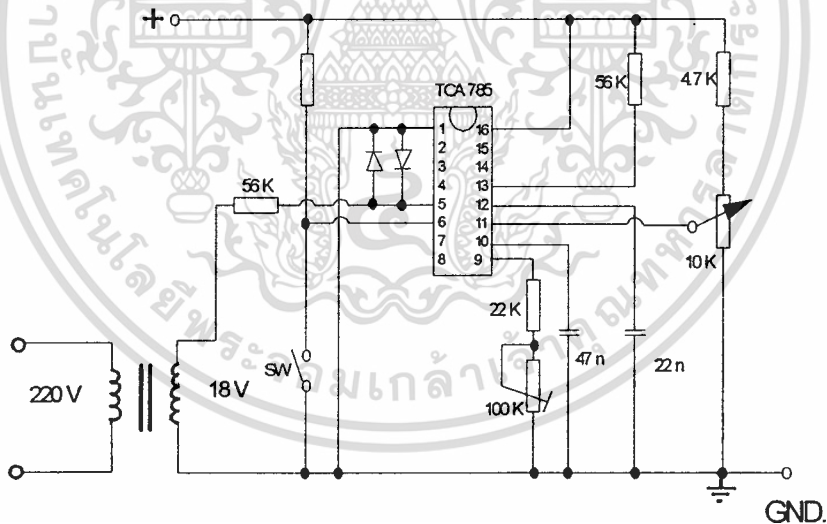
สำหรับการโหลด การย้ายช่วงระหว่างกระแสและแรงดัน หมายถึงเวลาที่กระแสตกอยู่ภายใต้ กระแสโหด (IH) และไดรแอกหยุดนำกระแส แต่ยังคงอยู่ที่แรงดันเดิม ซึ่งจะต้องปรากฏข้ามไดรแอก ถ้าแรงดันเกิดขึ้นเร็วมาก ไดรแอกจะเชื่อว่าการนำและการควบคุมสูญเสียไปเพื่อยังควบคุมการโหลดของตัวเอง อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดัน (dv/dt) จะต้องถูกจำกัดโดยวงจรอนุกรม RC ที่ไหลผ่านไดรแอก คาปาซิเตอร์จะจำกัด(dv/dt) ที่ไหลผ่านไดรแอก ตัวต้านทานเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อจำกัดความแปรเปลี่ยนของกระแสจากคาปาซิเตอร์ เมื่อไดรแอกใหม่ และเพื่อให้ความชื้นของวงแหวนของตัวต้านทานด้วยการโหลดตัวนำ

## บทที่ 4

## วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น

## 4.1 ไอซี TCA 785

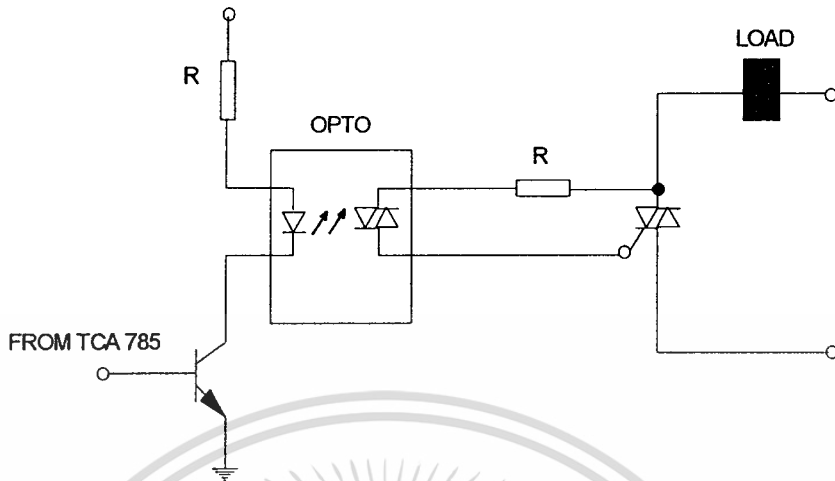
ไอซีเบอร์นี้มีหน้าที่กำเนิดสัญญาณพัลส์ที่จะไปกระตุ้นไทรสเตอร์ ซึ่งวงจรการกำเนิดสัญญาณเป็นดังรูป มีการทำงานดังนี้คือ สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งได้จากการแปลงลงของหม้อแปลง 220 V/18V จะถูกย่นเข้าที่ขา (5) ของไอซี และไอซีจะนำสัญญาณนี้มาสร้างสัญญาณแรมพ์ (Ramp signal) ซึ่งสัญญาณนี้จะแสดงออกมาที่ขา (10) ต่อมาสัญญาณนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับศักดาไฟฟ้ากระแสตรงจากขา (11) ซึ่งศักดาไฟฟ้านี้จะถูกเรียกว่า ศักดาไฟฟ้าควบคุมและจุดที่ศักดาไฟฟ้าควบคุมและสัญญาณแรมพ์ตัดกันจะทำให้เกิดสัญญาณกระตุ้นออกมาที่ขา (15) และ (14) โดยที่ขา (15) นั้น สัญญาณกระตุ้นจะมีเฟสเดียวกับศักดาไฟฟ้าสลับที่ขา (5) และขาที่ (14) จะมีเฟสเลื่อนไปหลัง 180 องศา ดังนั้น ถ้าศักดาไฟฟ้าควบคุมเปลี่ยนแปลง และความสูงของสัญญาณแรมพ์เป็น 10 โวลต์ ดังนั้น เมื่อศักดาไฟฟ้าควบคุมมีพิสัย 0 ถึง 10 โวลต์ พิสัยของมุมกระตุ้นก็จะเป็น 0 - 180 องศา ด้วย



รูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซี TCA 785

หลังจากไอซี TCA 785 สร้างสัญญาณกระตุ้นออกมาทางขา (15) และ (14) แล้วไปต่อกับไทรสเตอร์โดยตรงจะมีปัญหาเกี่ยวกับระบบกราวด์ และปัญหาเนื่องจากวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นอาจเสียหายได้เมื่อวงจรกำลังทำงานผิดพลาด ดังนั้นจึงใช้วงจรต่อไปนี้ขยายสัญญาณกระตุ้นและแยกระบบกราวด์ โดยการขยายสัญญาณกระตุ้นนั้นจะใช้ทรานซิสเตอร์ ส่วนการแยกระบบกราวด์เราจะใช้ออฟได้อิโอสเตเตอร์ดังรูปต่อไปนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

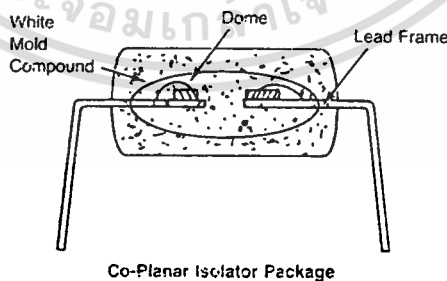


รูปที่ 4.2 วงจรขยายและแยกระบบกราวด์ของสัญญาณกระตุ้น

4.2 ออฟไดโอดีไอโซเลเตอร์

4.2.1 บทนำ

MOC 3011 จะเคลื่อนผ่านไดรแอกโคโยไม่ผ่านศูนย์ ซึ่งประกอบด้วยธาตุแกลเลียมอินฟารเรด LED จะถูกกระตุ้นให้มองเห็นด้วยตัวค้นพบซิลิคอน ซึ่งถูกออกแบบมาเป็นพิเศษเพื่อควบคุมการขับเคลื่อนของไดรแอกบนกระแสไฟฟ้าสลับขนาด 115 V ตัวค้นพบเป็นเครื่องมือที่ซับซ้อน ซึ่งมีหน้าที่การทำงานคล้ายกับไดรแอกตัวเล็ก คือการผลิตสัญญาณที่จำเป็นเพื่อขับเคลื่อนของไดรแอกที่ใหญ่กว่า MOC 3011 จะแสดงการกระตุ้นสัญญาณกำลังที่ต่ำเพื่อขับไปยังโหลดกำลังที่สูงด้วยส่วนประกอบเล็ก ๆ จำนวนมากและในขณะเดียวกับผลที่ได้ในทางปฏิบัติก็จะมีผลกระทบของวงจรขับจากสายไฟ



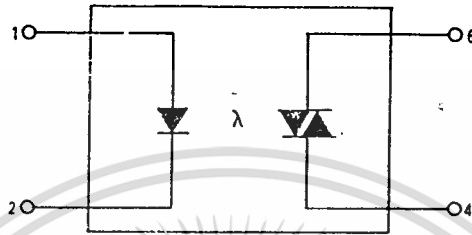
รูปที่ 4.3 โครงสร้างของออฟไดโอดีไอโซเลเตอร์

4.2.2 รายละเอียดเบื้องต้นทางไฟฟ้า

Ga As LED โดยทั่วไปกำลัง 1.3 V จะตกคร่อมที่ 10 mA และ เมื่อกำลังมากกว่า 3 V จะมีการย้อนกลับกระแสสูงสุดที่ผ่าน LED คือ 50 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวค้นพบจะหยุดนำไฟกระแสตรงได้อย่างน้อย 250 V ไม่ว่าจะในทิศทางใดเมื่ออยู่ในสภาวะหยุดทำงานในกรณีที่อยู่ในสภาวะที่ทำงานอยู่ตัวค้นพบจะมีกระแสไหลผ่าน 100 mA ไม่ว่าจะในทิศทางใดแรงดันเท่ากับ 3 V เมื่อหยุดอุปกรณ์ จะมีเหตุการณ์หนึ่งที่ต้องเกิดขึ้นในขณะที่มีการทำงานอยู่ คือ ตัวค้นพบจะยังคงควบคุมกระแสไฟภายใต้กระแสโอลดถึง (100  $\mu$  A)



รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของออปโตไอโซเลเตอร์

#### 4.2.3 ข้อกำหนดในการขับไตรแอก

รูป 4.5 เป็นการแสดงวงจรขับไตรแอกใช้ MOC 3011 อัตราส่วนกระแสลูกคลื่นสูงสุดของ MOC 3011 จะกระทำที่ปริมาณต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวต้านทาน ( $R_1$ ) ดังสมการ

$$R_{1(\min)} = V_{in(PK)} / 1.2 \text{ A}$$

การทำที่ 115 Vac เป็นแรงดันทั่วไป

$V_{in(PK)} = 180 \text{ V}$ , ดังนั้น

$$R_{1(\min)} = V_{in(PK)} / 1.2 \text{ A} = 150 \text{ ohms}$$

ในพลาสติกควรใช้ตัวต้านทาน 150 หรือ 180 โอห์ม ถ้าไตรแอกมี  $I_{GT} = 100 \text{ mA}$  และ  $V_{GT} = 2 \text{ V}$  ก็จะทำให้เกิดแรงดันข้างในมีความจำเป็นในการทริกไตรแอกโดยให้

$$V_{inT} = R_1 \times I_{GT} + V_{GT} + V_{TM} = 20 \text{ V}$$

#### 4.2.4 โหลดตัวต้านทาน

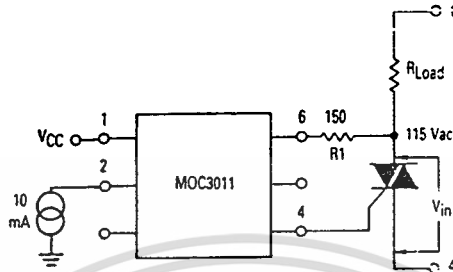
เมื่อใช้โหลดความต้านทานเป็นตัวขับวงจรตามรูปที่ 4.5 ใช้โหลด

อินแคนเดสเซนต์ และความร้อนตัวต้านทานสองชนิดเป็นส่วนสำคัญของโหลดตัวต้านทานสำหรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซนส์ บางเวลาสามารถทำให้กระแสสูงสุดมีค่าเท่ากันในขณะที่ แพลทโอเวอร์ ซึ่งสามารถให้ค่าสูงสุดอย่างมาก และไตรแอกควรมีการป้องกันโดยใช้ฟิวส์



รูปที่ 4.5 วงจรกระตุ้นไตรแอกอย่างง่าย

#### 4.2.5 โหลดทรานส์เซียน $dv/dt$ คงที่

แรงดันบางครั้งมีการรบกวนในสายทางด้านไฟสลับ จะมากกว่าอัตรา  $dv/dt$  ของ MOC 3011 ในกรณีนี้มันอาจเป็นไปได้เมื่อ MOC 3011 และไตรแอกมีความสัมพันธ์คือการทริก ในสถานะทำงาน ตามปรกติแล้วจะไม่เกิดปัญหา

#### 4.2.6 อินดักทีฟโหลด - คอมมิวเตตติ้ง $dv/dt$

โหลดอินดักทีฟ(มอเตอร์, โซลินอยส์, แม็กเนท เป็นต้น) ปัญหาที่เกิดขึ้นสำหรับ ไตรแอกและสำหรับ MOC 3011 แรงดันและกระแสไม่อินเฟส เมื่อไตรแอกหยุดทำงานที่กระแส เป็นศูนย์ มันอาจจะเป็นการยากในการหยุดนำกระแส เมื่อกระแสที่ใช้มีค่าเป็นศูนย์และแรงดันที่ เปลี่ยนมีค่ามาก

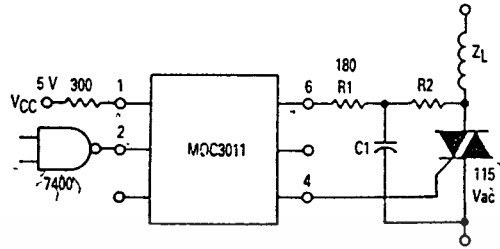
#### 4.2.7 วงจรสับเบอรั

เป็นการใช้แก้ปัญหาโดยใช้วงจรสับเบอรัเป็นตัวลดอัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดัน ในบางกรณีเราต้องใช้สับเบอรั 2 วงจร คือ

1. สำหรับ ไตรแอก
2. สำหรับ MOC 3011

สับเบอรัสำหรับไตรแอกต้องคำนึงถึงไตรแอกและโหลดที่ใช้เป็นตัวป้องกันไตรแอก การออกแบบสับเบอรัควรรู้แฟคเตอร์กำลังของโหลดรีแอกทีฟ

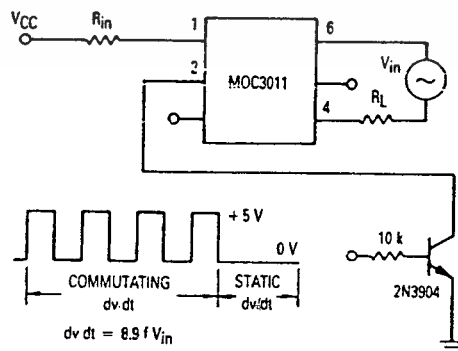
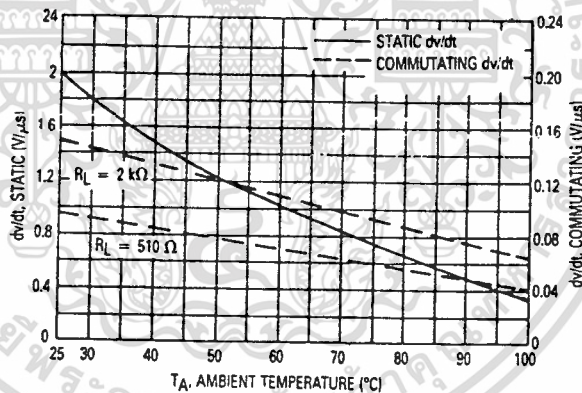
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 การใช้ข้อฟโต้กับโหลดเหนี่ยวนำ

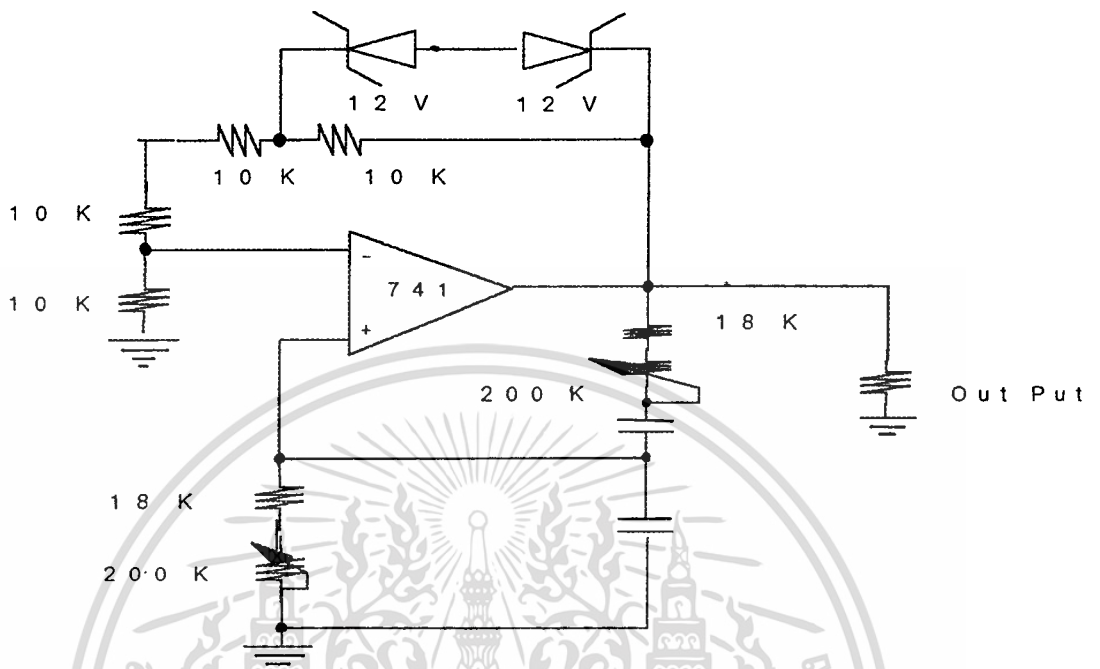
NOTE: CIRCUIT SUPPLIES 25 mA DRIVE TO GATE OF TRIAC AT  $V_{in} = 25\text{ V}$  AND  $T_A \leq 70^\circ\text{C}$ .

TRIAC		
$I_{GT}$	R2	C
15 mA	2400	0.1
30 mA	1200	0.2
50 mA	800	0.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.7 ผลของ dv/dt กับอุณหภูมิ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงแจ้ง ชื่อย่อเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชานัน



รูปที่ 4.8 วงจรกำเนิดสัญญาณชานัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

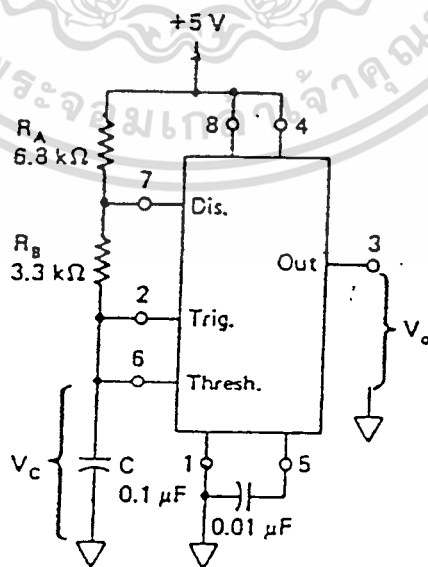
#### 4.4 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

ไอซี 555 นี้เป็นไอซีที่ใช้ไฟเลี้ยงช่วงค่อนข้างกว้างมาก กล่าวคือตั้งแต่ +5 ถึง +18 โวลต์ ไอซี 555 มีการทำงานอยู่ 2 ประเภทคือ ประเภทสร้างสัญญาณตลอดเวลาหรือที่เราเรียกว่า อะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และประเภทสร้างสัญญาณเพียง 1 ลูกคลื่นหรือที่เราเรียกว่า วันซอตมัลติไวเบรเตอร์ หรือโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์นั่นเอง

ในรูปที่ 2.17 ก แสดงการทำงานประเภทอะอสเตเบิลของไอซี 555 จะเห็นได้ว่า สัญญาณแรงดันจะเปลี่ยนค่าเป็นแรงดันสูงแล้วต่ำแล้วสูงเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ ไม่มีหยุด ช่วงเวลาของเอาท์พุทที่ได้จะหาได้จากค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่นำมาต่อวงจรภายนอกไอซี 555 ข้อสังเกตไม่ควรลืมก็คือ ค่าแรงดันเอาท์พุทในขณะที่มีค่าสูงสุด (หรือมีค่าสูง) จะมีค่าน้อยกว่าค่าไฟเลี้ยงหรือ  $V_{cc}$  เสมอ และค่าแรงดันเอาท์พุทในขณะที่มีค่าต่ำสุดจะมีค่าประมาณ 0.1 โวลต์

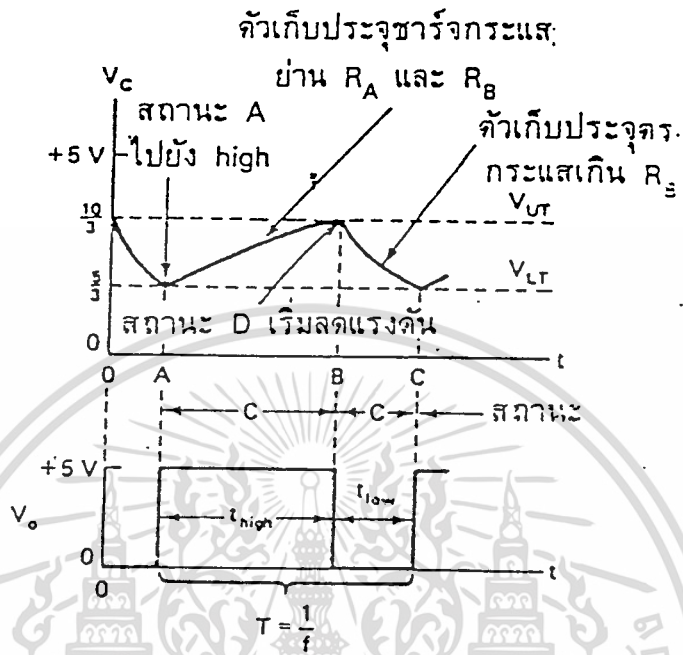
ในรูปที่ 2.17 ข จะมีข้อแตกต่างกับวงจรในรูปที่แล้ว ตรงที่ว่าต้องมีสัญญาณภายนอกเข้ามากระตุ้นเท่านั้นจึงจะสร้างสัญญาณขึ้นมา 1 ลูก เมื่อมีสัญญาณจากภายนอกซึ่งมีแรงดันพอเหมาะเข้ามากระตุ้นวงจรแล้วแรงดันเอาต์พุทของไอซี 555 ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงจากสภาพปกติจากต่ำไปสูงเป็นเวลาค่าหนึ่ง ซึ่งเวลาค่านี้ก็จะสามารถหาได้จากค่าของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่นำมาต่อเพิ่มกับวงจรนั่นเอง

ในที่นี้วงจรที่เราจะใช้จะทำงานแบบอะอสเตเบิล ซึ่งมีการทำงานของวงจรดังนี้ ไอซี 555 สามารถนำมาต่อเป็นวงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ดังรูป 2.17



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ (ก) การทำงานของวงจรอะอสเตเบิล

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) รูปคลื่นจากวงจร (ก)

4.9 แสดงการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์และรูปคลื่นของวงจรนี้

จากไอซี 555 จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณคลอคเวลา และจะได้รูปคลื่นสัญญาณดังรูปที่ 2.17 ที่เวลา A ทั้งขา 2 และขา 6 จะมีค่าต่ำกว่าค่า  $V_{LT} = V_{cc}/3$  ซึ่งทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ขา 3 มีค่าสูง ในขณะที่ขา 7 จะเสมือนกับถูกเปิดวงจรออก ดังนั้นตัวเก็บประจุ C จะเก็บประจุโดยผ่าน  $R_A + R_B$  และเอาต์พุตจะมีค่าต่ำระหว่างช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุ C คลายประจุจาก  $2/3 V_{cc}$  ถึง  $1/3 V_{cc}$  ดังสมการ

$$t_{olw} = 0.695 R_B C \quad \dots\dots\dots(5)$$

ดังนั้นช่วงเวลารวมทั้งหมดหรือคาบเวลา T จะเท่ากับ

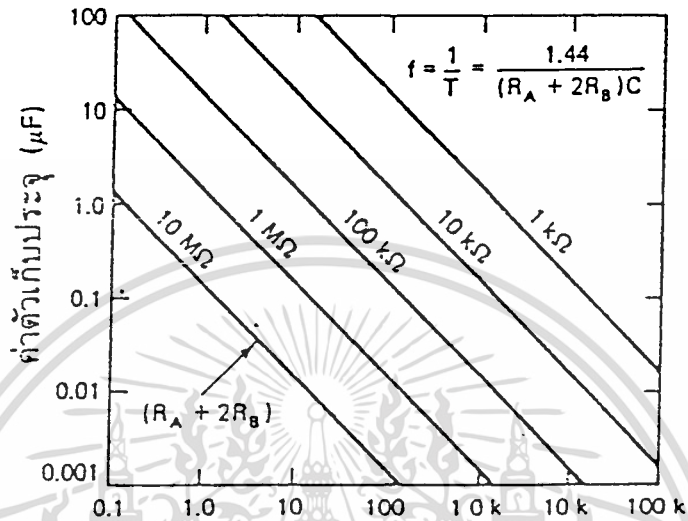
$$T = t_{high} + t_{low} = 0.695 (R_A + 2R_B)C \quad \dots\dots\dots(6)$$

ซึ่งเมื่อกลับเศษกลับส่วนของคาบเวลาแล้วจะให้ความถี่คือ

$$f = 1/T = 1.44 / [(R_A + 2 R_B)C] \quad \dots\dots\dots(7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสมการที่ (7) มาสร้างกราฟ และมีการเปลี่ยนค่า  $(R_A + 2R_B)$  ก็จะได้กราฟดังรูปที่ 2.18 อนึ่ง กราฟนี้จะมีประโยชน์มากในการช่วยออกแบบวงจรอย่างรวดเร็ว



f. ความถี่ของวงจรอะสเตเบิล

4.10 ความถี่ในการออสซิลเลตจะหาได้จากค่าของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

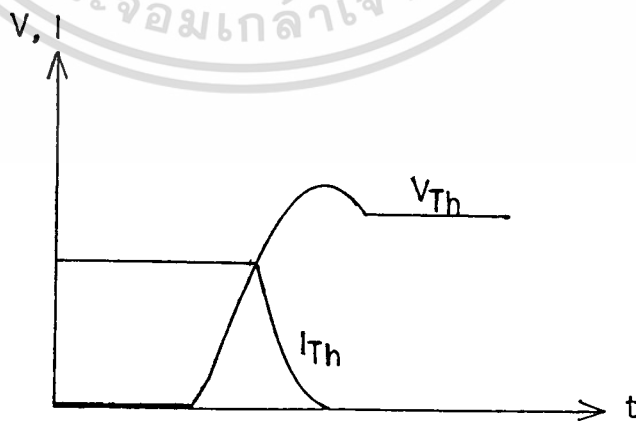
## วงจรมับเบอ์

วงจรมับเบอ์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในอินเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับไครแอกในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรมับเบอ์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรมับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจรมับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรมับเบอ์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD มับเบอ์ ดังนั้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นมากที่จะต้องออกแบบวงจรมับเบอ์ให้มีค่าเหมาะสมกับงานที่ใช้ ตัวอย่างของวงจรมับเบอ์ที่ใช้ในการทดลองจะใช้เพียงมับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแสก็เพียงพอแล้ว

## 5.1 วงจรมับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังสูญเสียที่เกิดในไครแอกจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่ไครแอกจะหยุดนำกระแส กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 5.1) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

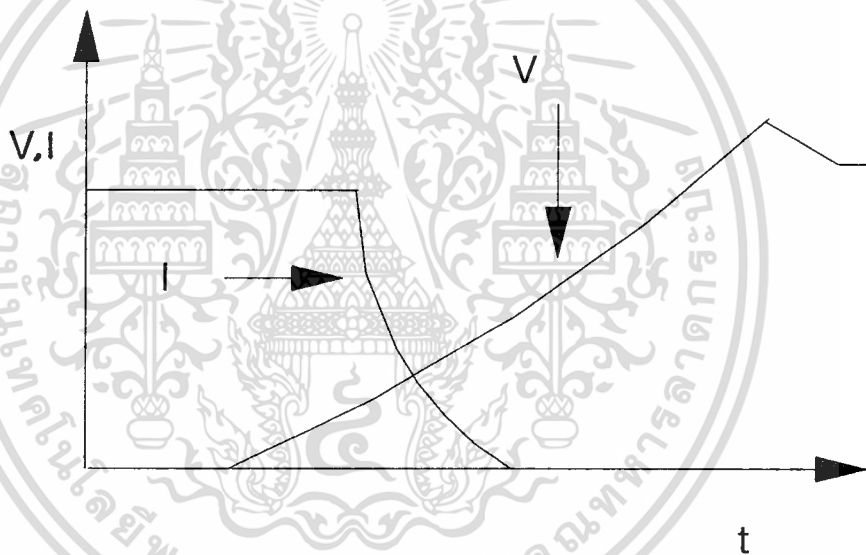
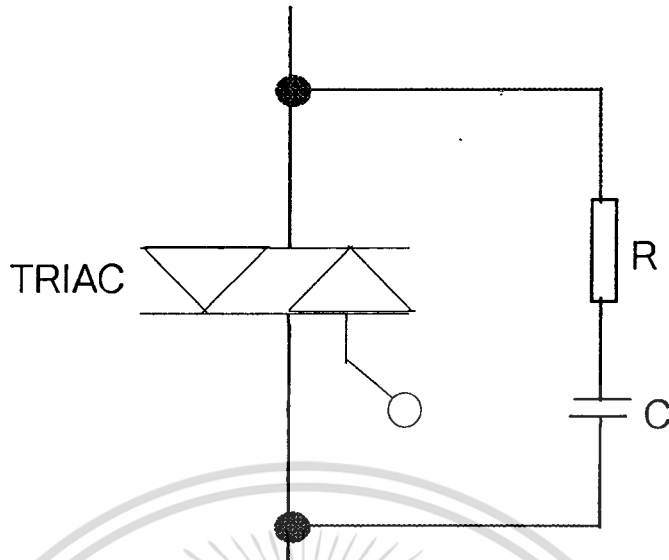
เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรมับเบอ์เข้ากับไครแอกเพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อม MT 1 และ MT 2 ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวไครแอกลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจรมับเบอ์อาจทำได้ดังในรูป 5.2



รูปที่ 5.1 ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมไครแอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อ มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขา MT 1 จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C และตัวความต้านทาน R ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุด้วย แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ จะทำให้แรงดันที่ขา MT 1 ของไทรแอกเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ตัวเก็บประจุมีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขา MT 1 จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านไทรแอกลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่ไครแอกเริ่มนำกระแสอีกครั้ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทานทิ้งไป แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C = \frac{I_p (pk) \times t_{OFF}}{2 V_{in}}$$

$$R = \frac{t_{ON (min)}}{2 \times 3 C}$$

เมื่อ  $I_p(pk)$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มเหนี่ยวนำกระแสของไครแอก

$V_{in}$  คือ ค่าแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์

$t_{on}$  คือ ช่วงเวลานำกระแสของไครแอก

$t_{OFF}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของไครแอก

การคายประจุของตัวเก็บประจุ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวความต้านทานสูง ตัวต้านทานจะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียในตัวความต้านทานอาจหาได้จาก

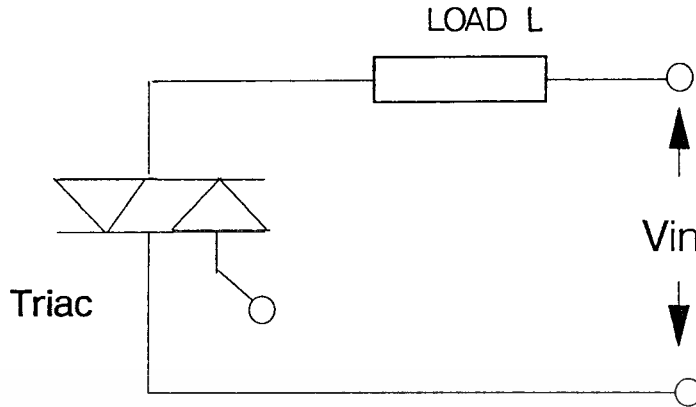
$$PD = \frac{C (2V_{in})^2}{2 T} \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ  $T$  คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของไครแอก

## 5.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของไครแอกขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมไครแอกขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทำได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกิดค่าปลอดภัยของไครแอก การต่อวงจร RCD สับเบอ์ เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 แสดงการต่อสับเบร็วป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบร็วป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่ไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านตัวต้านทาน R จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของตัวต้านทานจะทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัวเก็บประจุจะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบร็วป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุแทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_c^2 = L_i I_{p(PK)}^2$$

เนื่องจาก  $V_c$  จะมีค่าได้ไม่เกิน  $dv/dt - V_{clamp}$  ดังนั้น

$$C = \frac{L_i I_{p(PK)}^2}{(dv/dt - V_{clamp})^2}$$

เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (leakage inductance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงการศึกษาเท่านั้น หากมีการนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย  
 $I_{p(PK)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$dv/dt$  คือ อัตราหนาแรงดันตกคร่อมสูงสุดของไทรแอก

$V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อไทรแอกเริ่มหยุดนำกระแส  
ค่าของความต้านทาน R อาจหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF (min)}}{2 \times 3C}$$

กำลังสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

$$PD = \frac{1}{2} L_i I_p(PK)^2 \quad (\text{วัตต์})$$

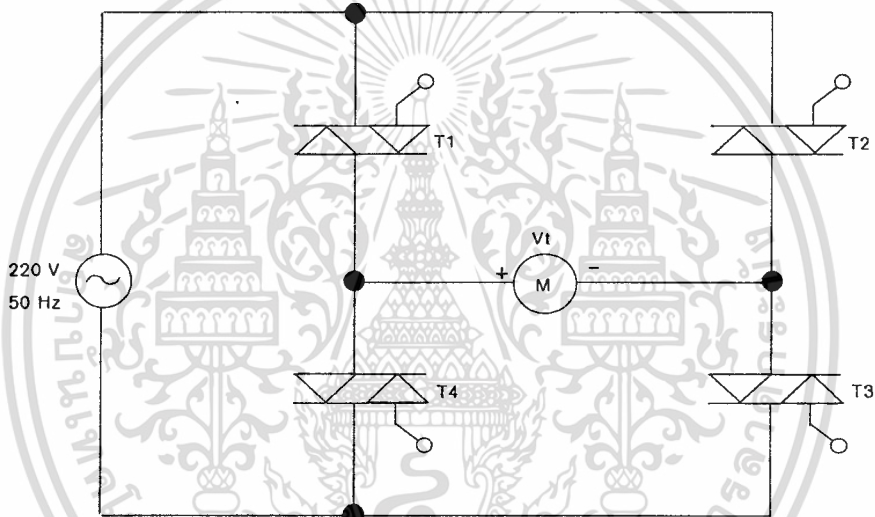
เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของไทรแอก  
 $t_{OFF}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของไทรแอก

## บทที่ 6

## การสร้างและการต่อวงจรใช้งาน

## 6.1 สวิตช์ไทรแอก

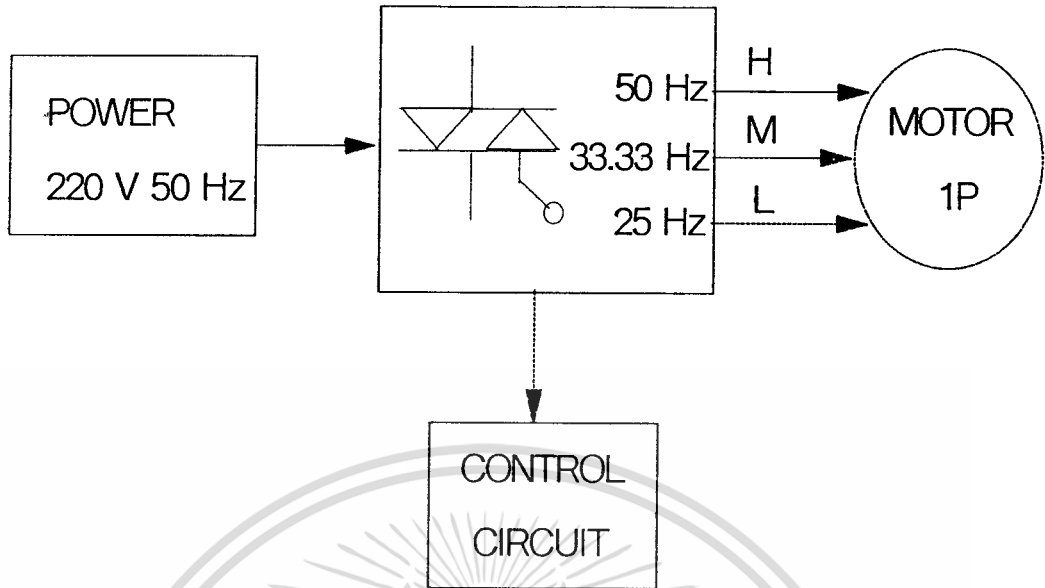
วิธีการควบคุมความถี่ที่เข้าไปยังมอเตอร์ เราจะใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ควบคุมซึ่งในวงจรจะมีอุปกรณ์ไทรสเตอร์ (THYRISTOR) และส่วนควบคุมไทรสเตอร์หรือส่วนสร้างสัญญาณกระตุ้นให้กับไทรสเตอร์นั่นเอง และไทรสเตอร์ที่ใช้ก็คือไทรแอกมีลักษณะการต่อแบบบริด 4 ตัว การทำงานของไทรแอกจะทำงานเป็นคู่ๆมีลักษณะการต่อตามรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 วงจรเปลี่ยนความถี่มอเตอร์

ลักษณะของการควบคุมไทรแอกทั้ง 4 ตัว นั้นจะมีอยู่ 3 แบบ ซึ่งก็คือเราจะปรับความเร็ว 3 ความเร็ว ความถี่ที่ได้ก็จะ เป็น 50 Hz , 33.33 Hz และ 25 Hz ความเร็วก็จะเป็น เร็ว กลาง ต่ำ ตามลำดับ และจะมีลักษณะการควบคุมอย่างง่ายดังรูปที่ 6.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 ลักษณะการควบคุมความเร็วมอเตอร์อย่างง่าย

การกระตุ้นการทำงานของไทรแอกในแต่ละความเร็วนั้นแตกต่างกัน และจะมีลักษณะการทำงานของไทรแอกดังนี้

#### 6.1.1 ความเร็วสูง

ที่ความเร็วนี้มอเตอร์จะได้รับความถี่ 50 Hz โดยการให้ไทรแอกตัวที่ 1 (T1) และตัวที่ 3 (T3) ทำงานทุก ๆ 180 องศา หรือทุกครึ่งคลื่น หรือให้ไทรแอกตัวที่ 2 (T2) และตัวที่ 4 (T4) ทำงานทุก ๆ 180 องศา ก็ได้ อย่างใดอย่างหนึ่ง

#### 6.1.2 ความเร็วกลาง

ที่ความเร็วนี้มอเตอร์จะได้รับความถี่ 33.33 Hz โดยการให้ไทรแอกตัวที่ 1 และตัวที่ 3 ทำงานพร้อมกันในคลื่นแรก และไทรแอกตัวที่ 2 และตัวที่ 4 ทำงานหลังจากไทรแอกตัวที่ 1 และตัวที่ 3 ครึ่งคลื่น (180 องศา) สลับอย่างนี้ไปเรื่อย ๆ

#### 6.1.3 ความเร็วต่ำ

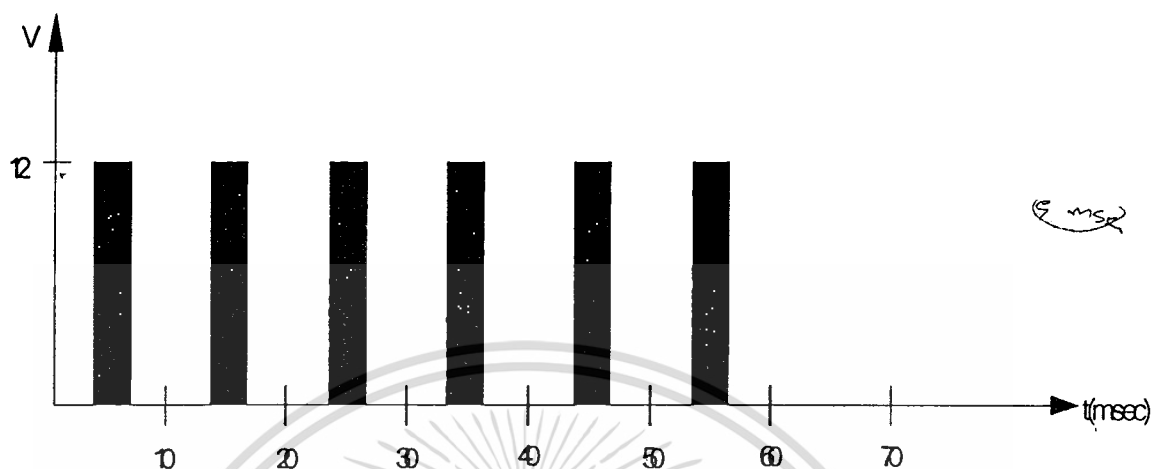
ที่ความเร็วนี้มอเตอร์จะได้รับความถี่ 25 Hz โดยการให้ไทรแอกตัวที่ 1 และตัวที่ 3 ทำงานพร้อมกันในคลื่นแรก และไทรแอกตัวที่ 2 และตัวที่ 4 ทำงานถัดมาและสลับไปเรื่อย ๆ

### 6.2 วงจรควบคุมไทรแอก

สำหรับวงจรควบคุมที่จะต้องสร้างมาควบคุมไทรแอกในแต่ละความเร็ว จะสร้างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมออกมาเพื่อให้เห็นการควบคุมไทรแอกอย่างชัดเจนจะมีลักษณะการกระตุ้นไทรแอกในแต่ละความเร็วดังนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6.2.1 ความเร็วสูง (50 Hz)

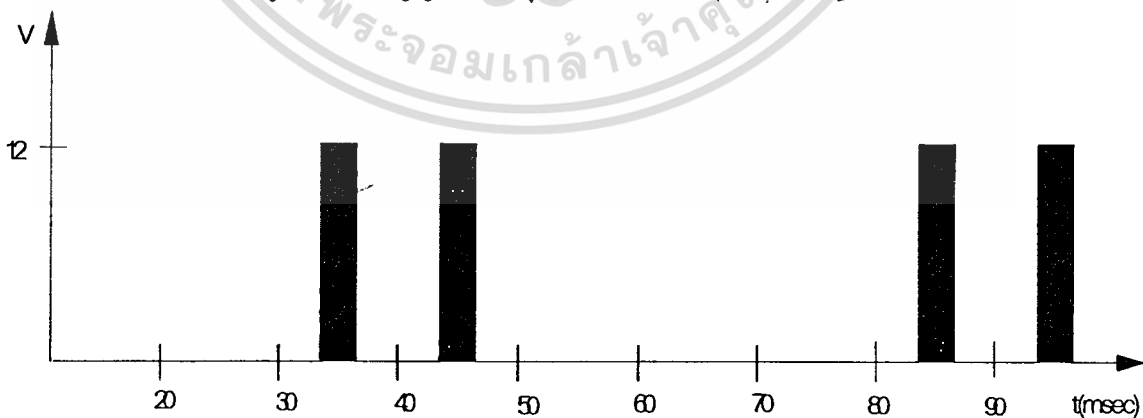


รูปที่ 6.3 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์ที่ 1 และตัวที่ 3

## 6.2.2 ความเร็วกลาง (33.33 Hz)



รูปที่ 6.4 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์ที่ 1 และตัวที่ 3



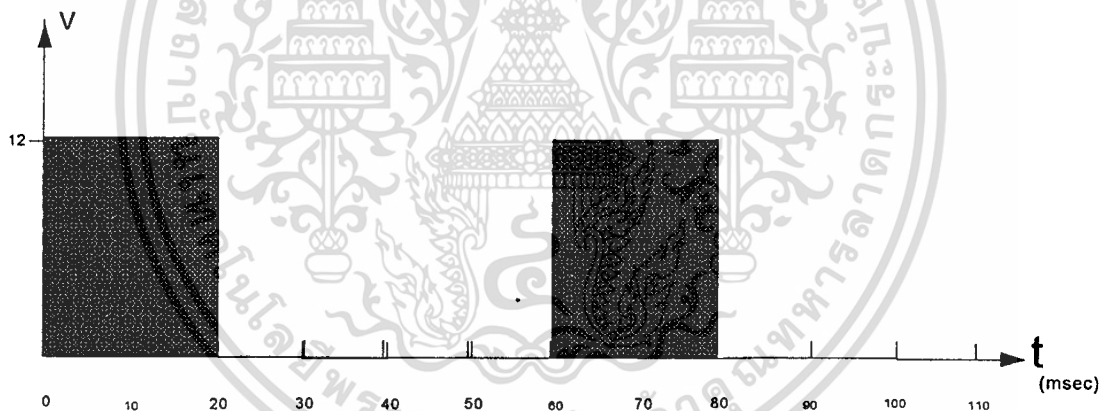
รูปที่ 6.5 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์ที่ 2 และตัวที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

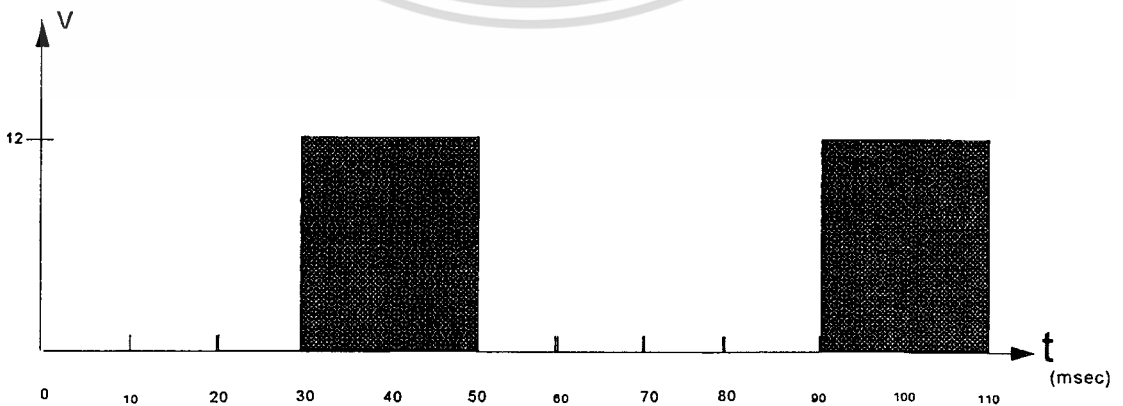


### 6.2.5 วงจรสร้างสัญญาณที่ความเร็วกลาง

ที่ความเร็วกลางนี้จะเห็นลักษณะสัญญาณแทรกกระตุ้นของไดรแอกแต่ละคู่เป็นดังรูปที่ 6.4 และรูปที่ 6.5 ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นธรรมดาทำไม่ได้ในที่นี้คือใช้ ไอซี TCA 785 เพราะสัญญาณการกระตุ้นที่ออกมาจากไอซีตัวนี้จะมีการกระตุ้นของสัญญาณทุก ๆ 10 Msec แต่เมื่อเราต้องการใช้สัญญาณการกระตุ้นดังรูปที่ 6.4 และรูปที่ 6.5 จะต้องแยกการกระตุ้นออกเป็น 2 ชุด โดยแต่ละชุดไอซี TCA 785 เป็นตัวสร้างสัญญาณการกระตุ้นหลักทุก ๆ 10 Msec และวงจรการต่อดังรูปที่ 6.8 จากรูปที่ 6.8 เราจะเห็นสวิทช์ (S) อยู่ตัวหนึ่งจากการที่ผู้จัดทำการทดลองพบว่าถ้าสวิทช์ปิด จะทำให้ไม่มีสัญญาณการกระตุ้นออกมาทางขาที่ 15 และขาที่ 14 ในทางตรงกันข้ามถ้าสวิทช์นี้เปิดก็จะมีสัญญาณการกระตุ้นออกมา ทำให้ผู้จัดทำพบว่า ขาที่สวิทช์ต่ออยู่นี้คือขาที่ 6 ถ้าได้รับแรงดันเท่ากับแหล่งจ่าย (สถานะ High) จะทำให้ไอซีสร้างสัญญาณได้และในขณะเดียวกันถ้าที่ขา 6 นี้ ไม่ได้รับแรงดัน (สถานะ Low) ไอซีก็จะไม่สร้างสัญญาณการกระตุ้นออกมา ดังนั้นถ้าเรามีสัญญาณที่มีลักษณะตามรูปที่ 6.9 และ 6.10 มาควบคุมขา 6 เราก็จะได้สัญญาณออกมาตามรูปที่ 6.4 และรูปที่ 6.5

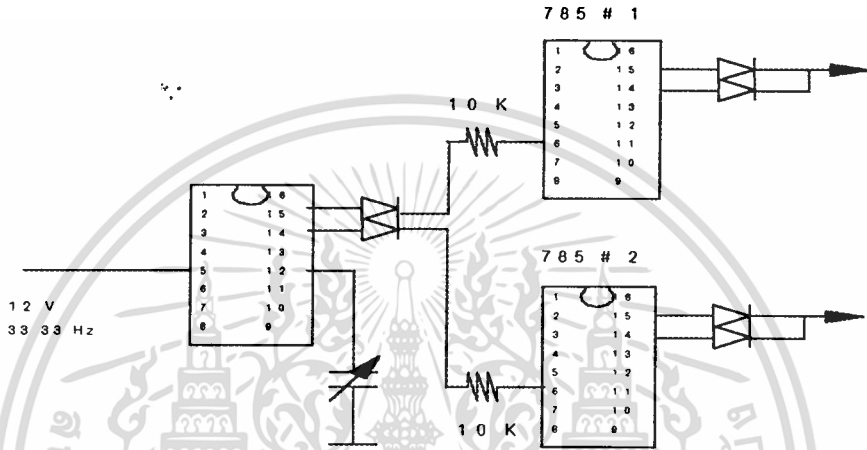


รูปที่ 6.9 สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซี TCA 785 ตัวที่ 1



รูปที่ 6.10 สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซี TCA 785 ตัวที่ 2

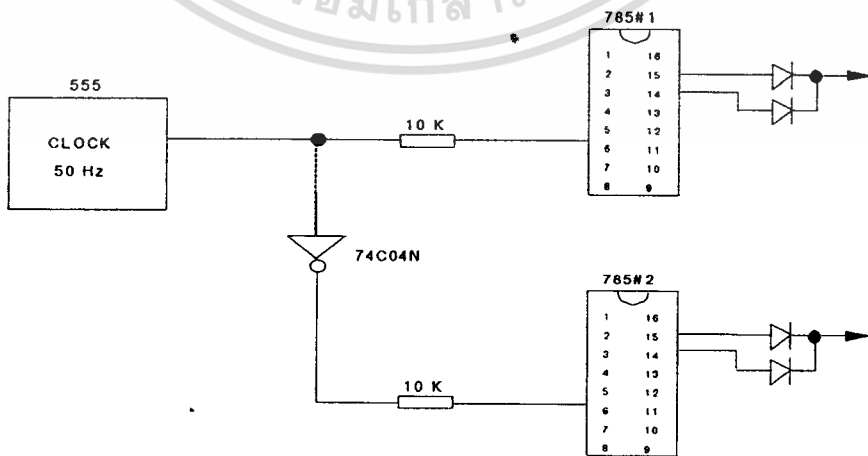
สัญญาณรูปที่ 6.9 และ 6.10 นั้น เราได้มาจากไอซี TCA 785 อีกตัวหนึ่งซึ่งสัญญาณตามรูปที่ 6.9 ได้มาจากขา 15 และสัญญาณตามรูปที่ 6.10 ได้มาจากขา 14 ของ TCA 785 ตามลำดับ โดยไอซีตัวนี้จะมีการทำงานไม่เหมือนตัวเดิมตัวที่กล่าวมาแล้ว แตกต่างกันคือที่ 5 นั้น ไอซีตัวเก่าจะมีสัญญาณขา 18 V, 50 Hz แต่ตัวที่กล่าวนี้จะสร้างสัญญาณขา 12 V, 33.33 Hz แทน และค่าคาปาซิเตอร์ที่ขา 12 จะมีการปรับค่าคาปาซิเตอร์ให้ได้ความกว้างสัญญาณ 20 Msec ลักษณะวงจรโดยรวมของความเร็วนี้เป็นดังรูป 6.11



รูปที่ 6.11 วงจรการสร้างสัญญาณ ตามรูปที่ 6.4และ6.5

6.2.6 วงจรสร้างสัญญาณที่ความเร็วต่ำ

ที่ความเร็วนี้จะมีหลักการสร้างคล้ายกับที่ความเร็วกลางนั้นคือ จะมีไอซี TCA 785 2 ตัว สร้างสัญญาณหลักออกมา และจะมีสัญญาณควบคุมเป็นสัญญาณนาฬิกา (Clock) ซึ่งมีความถี่การกระตุ้นของไอซีแต่ละตัวเป็น 50 Hz สัญญาณที่ได้จาก TCA 785 แต่ละตัวจะเป็นดังรูป 6.6 และ 6.7

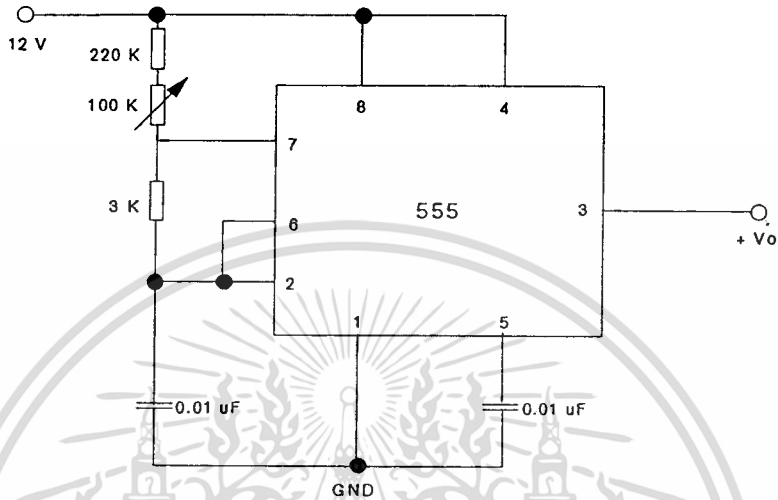


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 6.12 วงจรการสร้างสัญญาณ ตามรูปที่ 6.6 และ 6.7 ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

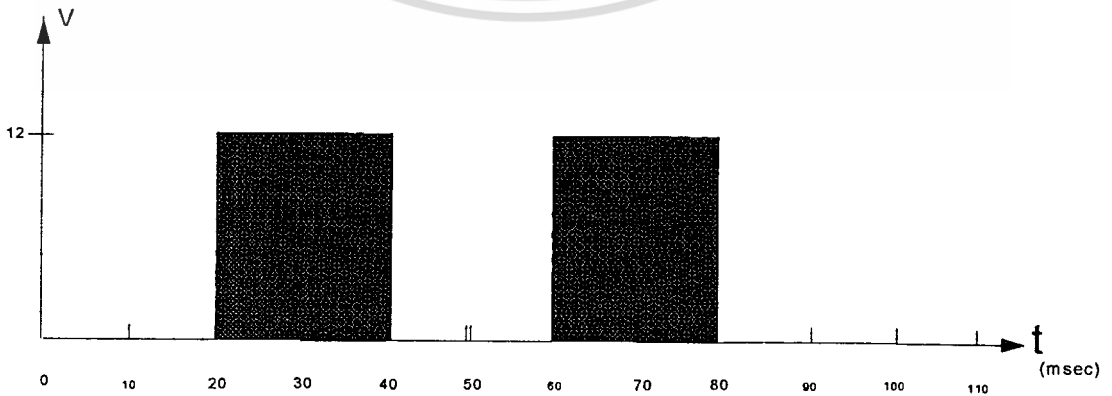
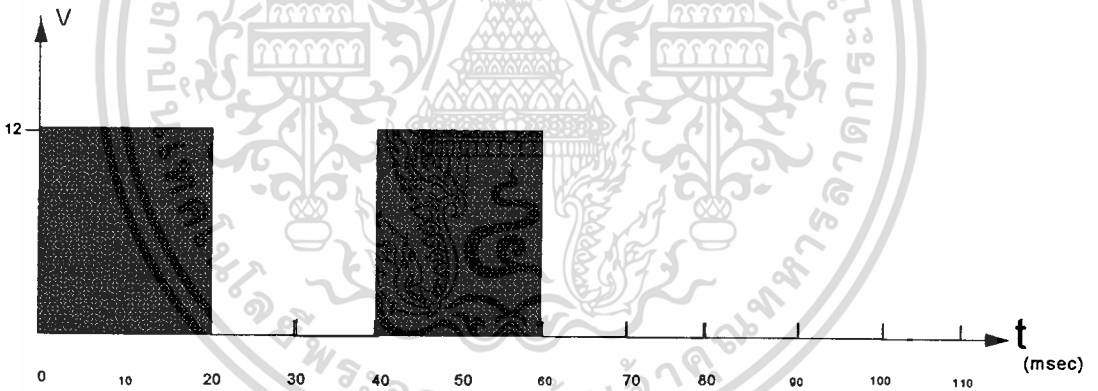
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.7 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

วงจรมีเราจะใช้ไอซี 555 เป็นตัวสร้าง ซึ่งจะมีเวลาเปิดเท่ากับเวลาปิด หรือ  $t_{on} = t_{off}$  นั่นเอง วงจรการต่อก็เป็นดังรูป 6.13



รูปที่ 6.13 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 6.14 สัญญาณควมคุม 785 ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ตามลำดับ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ข้อมูลนี้และต้องขออนุญาตก่อนนำข้อมูลนี้ไปใช้

จากรูปที่ 6.14  $t_{on} = 0.69 (R_A + R_B) C$

$$t_{off} = 0.69 (R_B) C$$

เมื่อ  $R_A \ll R_B$  ทำให้

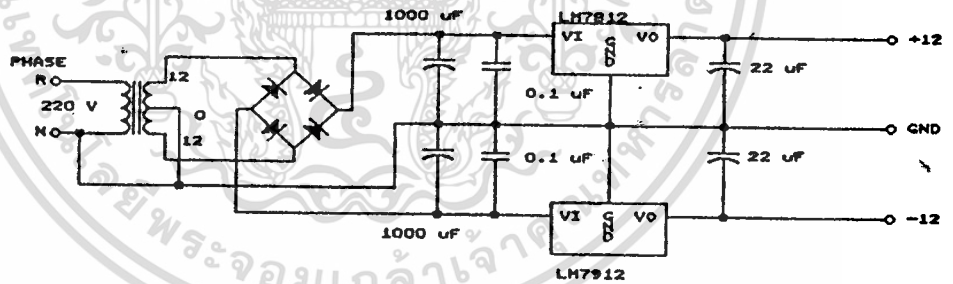
$$t_{on} = 0.69 (R_B) C = t_{off}$$

ถ้า  $t_{on} = 20 \text{ msec}$

$$C = 0.01 \mu F$$

$$\therefore R_B \approx \frac{20 \times 10^{-3}}{0.69 \times 0.01 \times 10^{-6}} \approx 2,898 \text{ K}\Omega$$

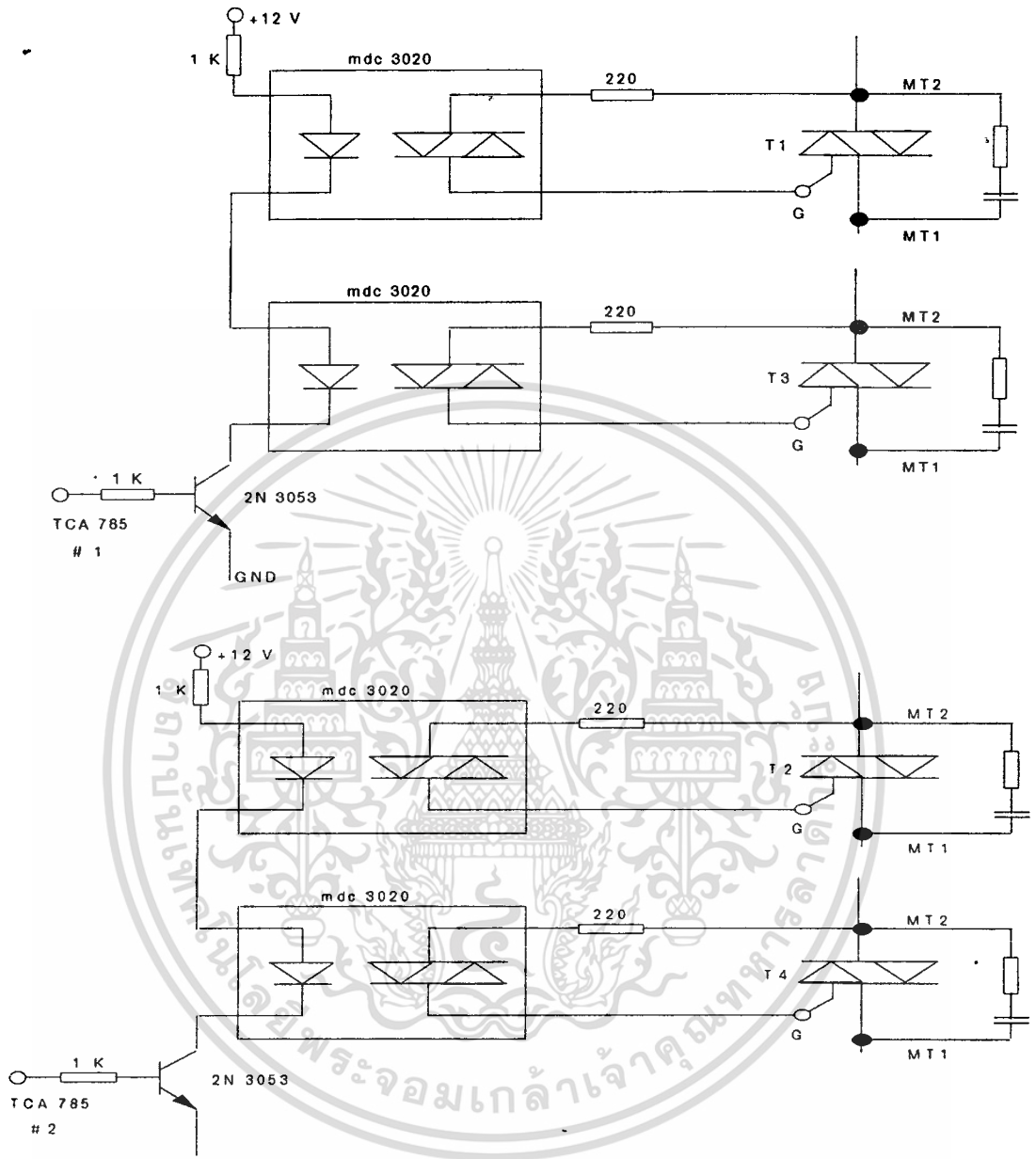
### 6.3 วงจรจ่ายไฟตรง



รูปที่ 6.15 วงจรจ่ายไฟตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 วงจรการแยกระบบกราวด์ และสแน็ปเปอร์



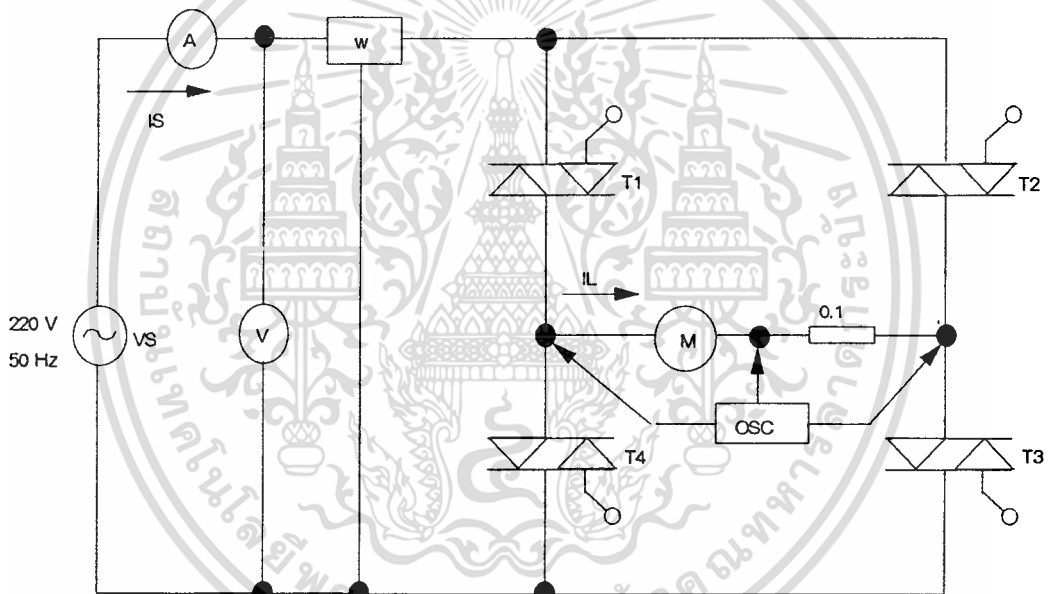
รูปที่ 6.16 วงจรแยกระบบกราวด์ และสแน็ปเปอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

## การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองเราจะนำวงจรควบคุมทั้ง 3 ชนิด มาสั่งให้ไครแอกทำงาน ซึ่งวงจรทั้ง 3 นี้ จะมีหลักการการทำงานที่แตกต่างกัน และในการทดลองนี้เราจะใช้ อินดักชันมอเตอร์ 1 เฟส แบบ คาปาซิเตอร์ช่วยหมุนและช่วยเริ่มหมุน (Capacitor Run Capacitor Start) ซึ่งเป็นมอเตอร์ พัดลมธรรมดา กินไฟน้อย และในผลการทดลองนี้เราจะทำการวัดลักษณะรูปคลื่นของแรงดันและ กระแสที่ตกคร่อมมอเตอร์ทั้ง 3 ความเร็ว รวมทั้งการวัดค่าต่าง ๆ เช่น กระแส , แรงดัน , กำลังไฟ ฟ้าที่มอเตอร์ใช้และความเร็วในแต่ละลักษณะของการควบคุมสำหรับการต่อวงจรเป็นดังรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 แสดงการต่อวงจรทดลองหาค่าต่าง ๆ

## วิธีทดลอง

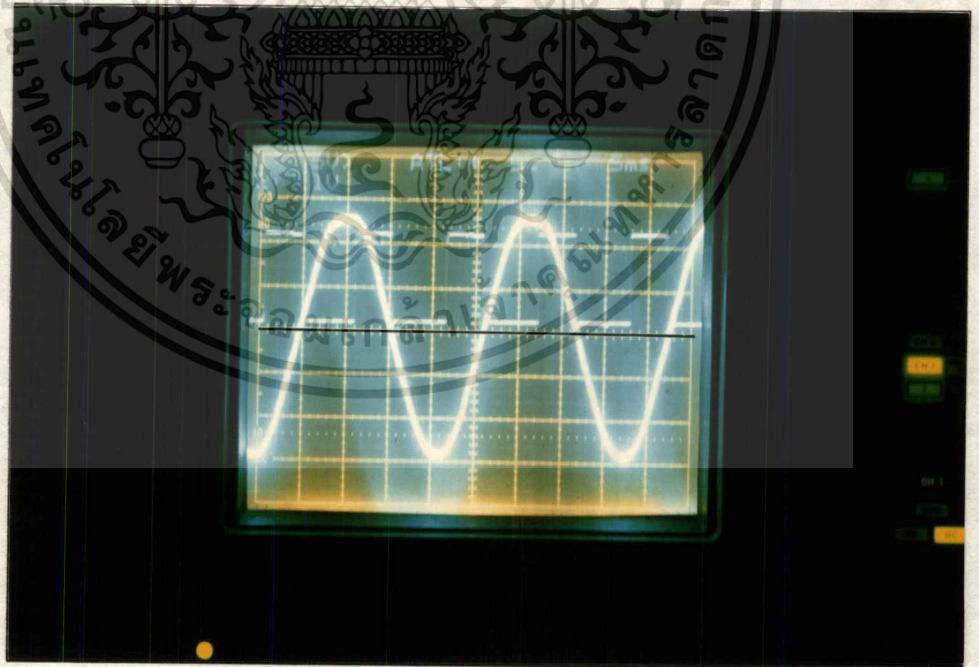
เมื่อต่อวงจรทดลองตามรูปที่ 7.1 การทดลองในแต่ละความเร็วนั้นเราจะปรับแรงดัน ให้ตกคร่อมมอเตอร์เท่า ๆ กันทั้ง 3 ความเร็ว แล้ววัดค่าต่าง ๆ ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว และสำหรับการเปลี่ยนความเร็วจากความเร็วหนึ่งไปอีกความเร็วหนึ่งนั้นเราจะต้องลดแรงดันที่จ่ายให้กับวงจร ลงเป็นศูนย์ก่อน แล้วจึงเปลี่ยนความเร็วได้เหตุผลเพราะว่าการเปลี่ยนความเร็วหนึ่งไปอีกความเร็ว หนึ่งนั้น จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อเวลา (dv) สูงมาก ซึ่งถ้าค่ามันสูงกว่าค่าพิคกของ ไครแอก เราก็จะไม่สามารถควบคุมไครแอกนั้นได้ หรืออาจทำให้ไครแอกนั้นพังก็เป็นได้ และเกิด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลัดวงจรเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อลดระดับแรงดันมาเป็นศูนย์จึงค่อยปรับสวิตช์เลือกความเร็ว (Selector Switch) แล้วจึงค่อย ๆ เพิ่มแรงดันขึ้นไปเรื่อยจนถึงพิกัด นั่นคือ 220 V.

### ผลการทดลอง

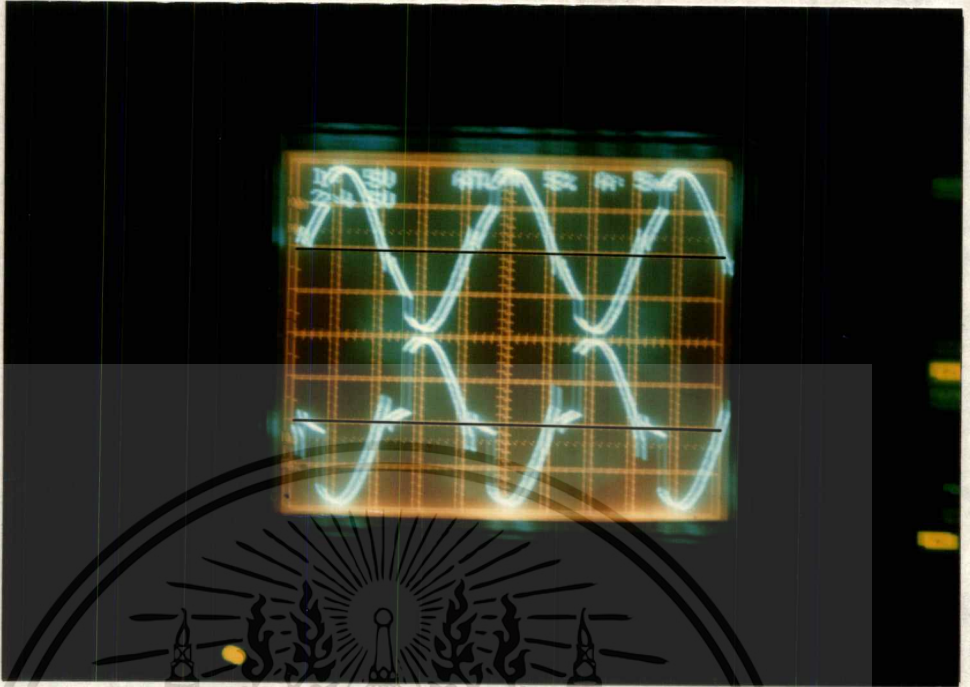
#### 1. ที่ความเร็วสูง (ความถี่ 50 Hz)

$V_s$ (V)	$I_s$ (mA)	$V_L$ (V)	W	Speed (rpm)
100	50	75	2.5	1300
150	150	130	3	1400
220	230	210	5	1420



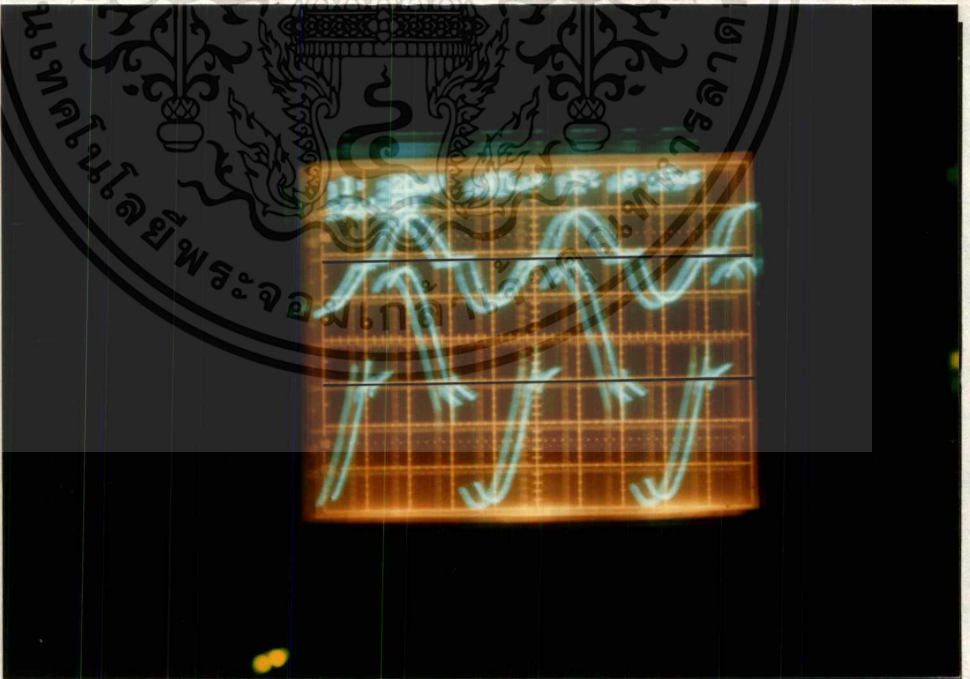
ch 1 = 5 v, ch 2 = 50 v, t = 5 msec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในทางเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 7.2 ลักษณะสัญญาณกระตุ้นไดรแอก  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 50 v, ch 2 = 50 v, t = 5 msec

รูปที่ 7.3 ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอเตอร์กับตกคร่อมไทรแอก

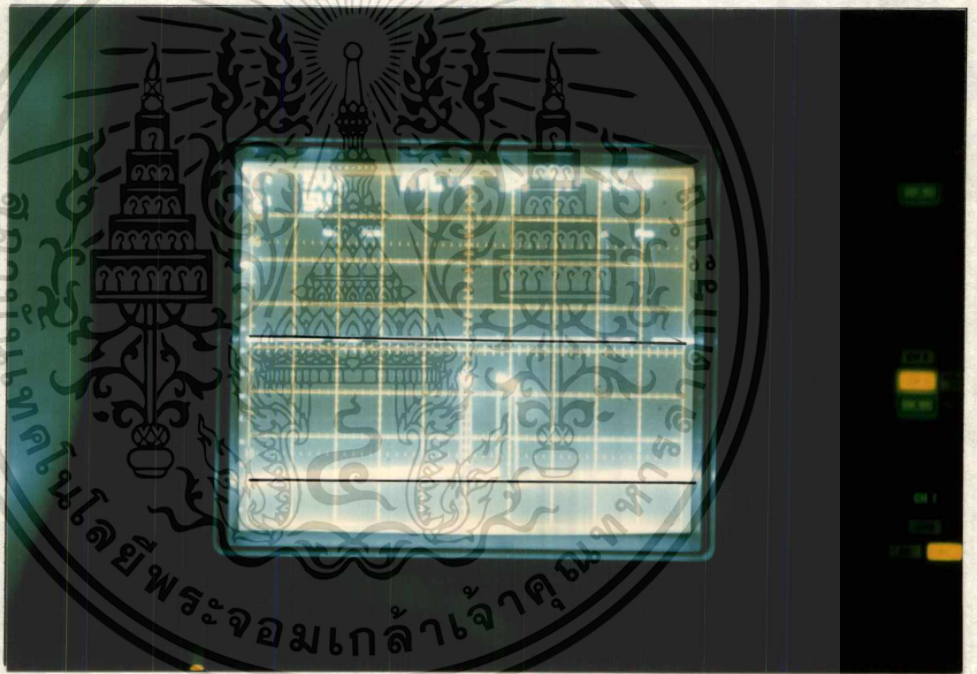


ch 1 = 20 mv, ch 2 = 50 v, t = 5 msec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 7.4 ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านมอเตอร์  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. ที่ความเร็วกลาง (ความถี่ = 33.33 Hz)

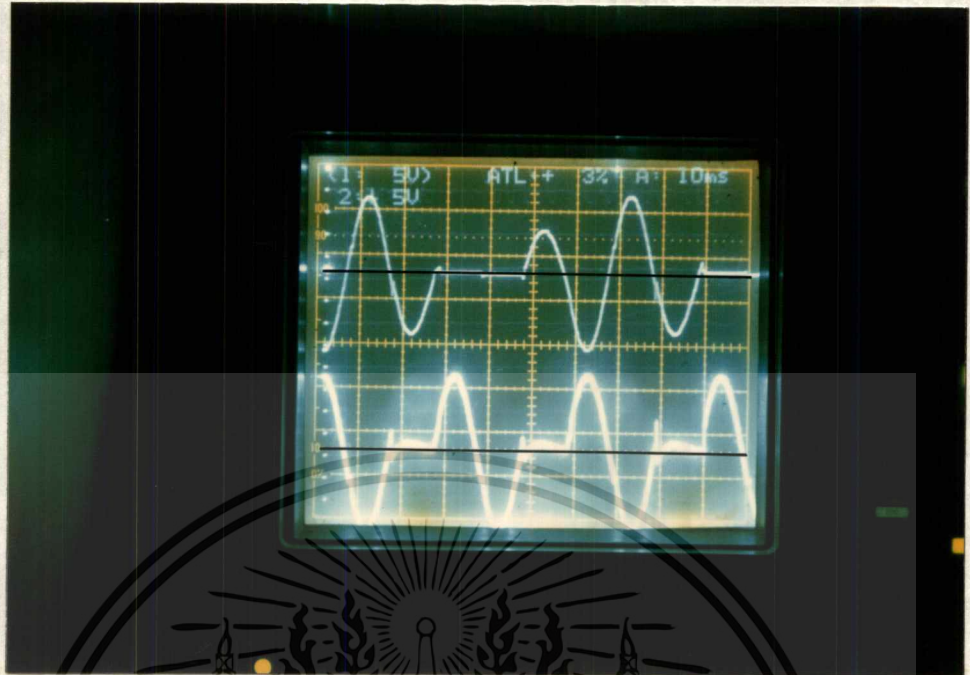
Vs (V)	Is (mA)	VL (V)	W	Speed (rpm)
100	10	70	1	850
150	160	100	2.5	922
220	240	200	3	1100



ch 1 = 5 v, ch 2 = 5 v, t = 10 msec

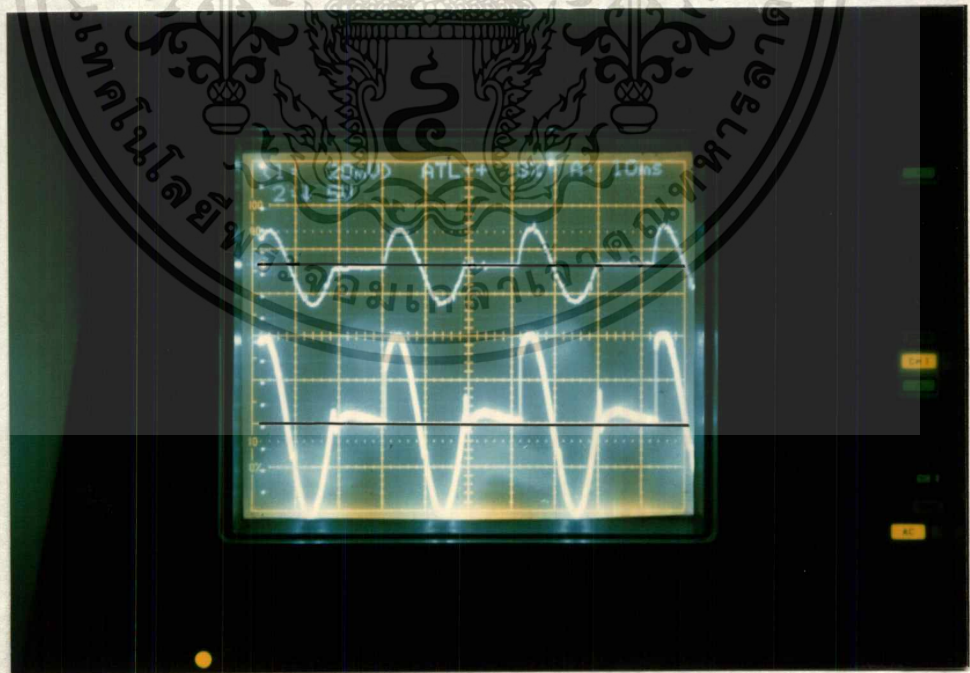
รูปที่ 7.5 ลักษณะสัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์วี่ที่ 1 , 3 และ 2 , 4 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 50 v, ch 2 = 50 v, t = 10 msec

รูปที่ 7.6 ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอเตอร์กับตกคร่อมไดรแอก

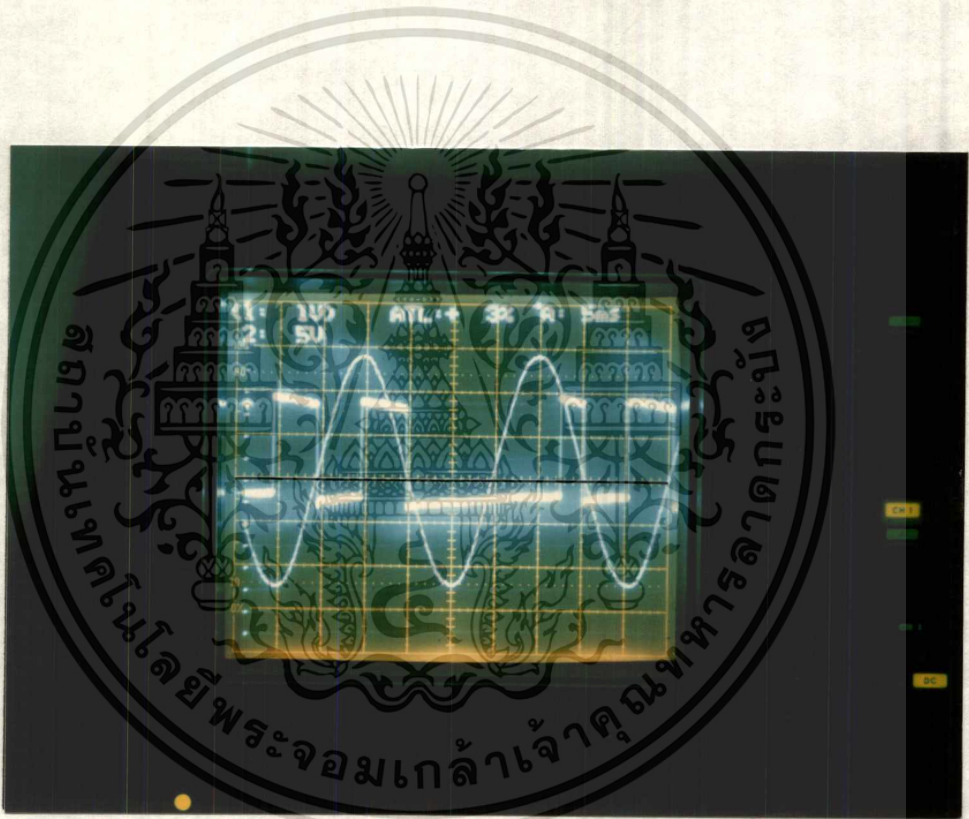


ch 1 = 20 mv, ch 2 = 50 v, t = 10 msec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานวิจัยของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี โดยสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการค้า  
 รูปที่ 7.7 ลักษณะสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านมอเตอร์  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3. ที่ความเร็วสูง (ความถี่ = 25 Hz)

Vs (V)	Is (mA)	VL (V)	W	Speed (rpm)
10	10	-	-	-



ch 1 = 1 v, ch 2 = 50 v, t = 5 ms

รูปที่ 7.8 ลักษณะสัญญาณกระตุ้นไทรแอกตัวที่ 1, 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 8

## วิจารณ์ และสรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลอง ควบคุมความเร็วมอเตอร์ทั้ง 3 ความเร็ว โดยควบคุมสวิตช์ไตรแอกทั้ง 4 ตัว จะเห็นว่าที่ความเร็วต่าง ๆ เราจะค่อย ๆ เพิ่มค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟทั้งหมด 3 ค่า นั่นคือ 100 , 150 และ 220 แล้วนำมาเปรียบเทียบค่าต่าง ๆ โดยเฉพาะความเร็ว เราจะเห็นว่าความเร็วในแต่ละความถี่จะเปลี่ยนไปจริงตามความถี่ ซึ่งเป็นไปตามสูตรที่ว่า

$$N_r = (1-S) 120 f \quad \text{หรือ} \quad N_r \text{ df}$$
 เมื่อ  $N_r$  เป็นความเร็วของมอเตอร์ และ  $f$  เป็นความถี่ ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ และเพื่อเป็นความชัดเจนในการวิจารณ์ผลการทดลอง จะขอแยกการวิจารณ์ตามความเร็วที่ปรับดังนี้

ที่ความเร็วสูงเราได้ความถี่เป็น 50 Hz ซึ่งเท่ากับความถี่ของแหล่งจ่ายแต่แรงดันไม่ได้เท่ากับแหล่งจ่ายด้วย นั่นคือสมมุติแหล่งจ่ายมีแรงดัน 220 V. แต่ที่มอเตอร์ก็มีแรงดันตกคร่อมน้อยกว่าคือ 210 V. เท่านั้น เหตุเพราะว่า เรามีการควบคุมเวลาการทำงานของไตรแอกซึ่งมันทำหน้าที่เป็นสวิตช์ให้กับวงจรนั่นเอง ส่วนความเร็วนั้นก็จะเป็นความเร็วสูงสุด และกระแสก็เป็นกระแสที่พิกัดของมอเตอร์ด้วย สำหรับลักษณะของรูปคลื่นที่เห็นในรูป 7.2 จนถึง รูปที่ 7.4 เป็นรูปลักษณะสัญญาณต่าง ๆ ภายในวงจรนั่นคือ รูปที่ 7.2 จะเห็นว่ามีกระแสขึ้นทุก 10 msec หรือทุก ๆ 180 องศา เราจะกระตุ่นไตรแอกเพียงคู่เดียวนั่นคือ ไตรแอกตัวที่ 2 และ 3 สำหรับรูปที่ 7.3 และ 7.4 จะเห็นมีสไปค์เกิดขึ้นในช่วงการเริ่มทำงานและเริ่มหยุดทำงานของไตรแอก มันเกิดเพราะว่าการใช้ค่า R และ C ไม่เหมาะสมกับโหลดมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

ที่ความเร็วกลาง เราจะได้ความถี่ 33.33 Hz. ได้มาจากการสลับกันทำงานของไตรแอกแต่ละคู่และจากการทดลองเราก็จะพบว่า ที่แรงดันระหว่างความเร็วสูงและความเร็วกลางที่เท่ากันแต่ความเร็วของมอเตอร์จะไม่เท่ากัน นั่นคือที่ความเร็วกลางจะลดลงต่ำกว่าแน่นอน

ส่วนที่ความเร็วต่ำนั้น จากการทดลอง จะเห็นว่าเราจะเพิ่มแรงดันเพียงค่าเดียว นั่นคือ 10 v และมอเตอร์ก็จะไม่สามารถหมุนได้แต่ถ้าเพิ่มแรงดันขึ้นไปมากกว่า 10 v แล้วจะเกิดการลัดวงจรขึ้นได้ เนื่องมาจากที่ความเร็วต่ำนี้ ลักษณะการกระตุ่นจะชิดกันมาก นั่นหมายความว่า ในช่วง 1 คลื่นแรกไตรแอกตัวที่ 1 กับ 3 ทำงาน พอหลังจากนี้ก็กระตุ่นให้ไตรแอกตัวที่ 2 กับ 4 ทำงานทันที และเนื่องจากโหลดของวงจรเป็นมอเตอร์ซึ่งก็คือตัวเหนี่ยวนำตัวหนึ่ง ในช่วงคลื่นแรกที่ไตรแอกตัวที่ 1 กับ 3 ทำงานนั้น พอเริ่มช่วงที่ 2 ไตรแอกตัวที่ 2 กับ 4 ก็จะเริ่มทำงานแต่เนื่องจากโหลดเหนี่ยวนำทำให้ไตรแอกตัวที่ 1 กับ 2 ยังไม่หยุดทำงานเลย ทำให้ช่วงระยะเวลาที่ไตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอกจะทำงานทั้งหมด ทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นได้ เราอาจจะแก้ไขโดยกำหนดเวลาการทำงานของ ไตรแอกตัวที่ 2 กับ 4 ไปอีกโดยต้องให้แน่ใจว่าไตรแอกตัวที่ 1 กับ 3 หยุดทำงานแล้ว

จากการทำโครงการนี้จะเห็นว่า หัวใจหลักของการปรับความเร็วอยู่ที่การควบคุม สัญญาณกระตุ้นไตรแอก และแนวความคิดของการควบคุมนี้จะสามารถปรับความถี่ที่ค่าอื่น ๆ ได้ อีกมากกว่านี้ แต่จะไม่เกิน 50 Hz และแหล่งจ่าย

สำหรับประโยชน์นอกจากจะนำไปใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแล้วยังสามารถนำวงจรควบคุมไปควบคุมอุปกรณ์ไทรสเตอร์ชนิดอื่นๆได้อีก เช่น เอส ซีอาร์ , มอสเฟต , ทรานซิสเตอร์และยังสามารถนำไปควบคุมโหลดอื่น ๆ ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ ถ้าพิจารณาจากโครงการที่ทำนี้ก็ไม่แตกต่างกับไซโครคอนเวอร์เตอร์ (Cycloconverter) หนึ่งเฟสตัวหนึ่ง

สำหรับแนวทางการพัฒนาและการปรับปรุงโครงการชิ้นนี้ก็คือ ฮาโมนิก ซึ่งฮาโมนิกที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากเนื่องจากสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมโหลดไม่เป็นรูปไซน์ที่สมบูรณ์ วิธีแก้ก็คือต้องพยายามเฉลี่ยรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมโหลดให้เท่า ๆ กัน และคล้ายรูปไซน์มากที่สุด



## ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Triacs

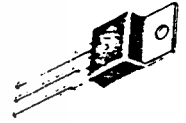
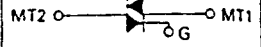
## Silicon Bidirectional Thyristors

**MAC210  
Series  
MAC210A  
Series**

... designed primarily for full-wave ac control applications, such as light dimmers, motor controls, heating controls and power supplies; or wherever full-wave silicon gate controlled solid-state devices are needed. Triac type thyristors switch from a blocking to a conducting state for either polarity of applied anode voltage with positive or negative gate triggering.

- Blocking Voltage to 800 Volts
- All Diffused and Glass Passivated Junctions for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Gate Triggering Guaranteed in Three Modes (MAC210 Series) or Four Modes (MAC210A Series)

**TRIACs  
10 AMPERES RMS  
200 thru 800 VOLTS**



**CASE 221A-04  
(TO-220AB)  
STYLE 4**

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Repetitive Peak Off-State Voltage, Note 1 ( $T_J = -40$ to $-125^\circ\text{C}$ ) 1/2 Sine Wave 50 to 60 Hz, Gate Open MAC210-4, MAC210A4 MAC210-6, MAC210A6 MAC210-8, MAC210A8 MAC210-10, MAC210A10	$V_{DRM}$	200 400 600 800	Volts
On-State Current RMS ( $T_C = -70^\circ\text{C}$ ) Full Cycle Sine Wave 50 to 60 Hz	$I_{T(RMS)}$	10	Amps
Peak Non-Repetitive Surge Current (One Full Cycle, 60 Hz, $T_C = -70^\circ\text{C}$ ) Preceded and followed by Rated Current	$I_{TSM}$	100	Amps
Circuit Fusing Considerations ( $t = 8.3$ ms)	$I^2t$	40	$\text{A}^2\text{s}$
Peak Gate Power ( $T_C = -70^\circ\text{C}$ , Pulse Width = 10 $\mu\text{s}$ )	$P_{GM}$	20	Watts
Average Gate Power ( $T_C = -70^\circ\text{C}$ , $t = 8.3$ ms)	$P_{G(AV)}$	0.35	Watt
Peak Gate Current ( $T_C = -70^\circ\text{C}$ , Pulse Width = 10 $\mu\text{s}$ )	$I_{GM}$	2	Amps
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to -125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to -125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Ratings apply for open gate conditions. Thyristor devices shall not be tested with a constant current source for blocking capability such that the voltage applied exceeds the rated blocking voltage.

MOTOROLA THYRISTOR DEVICE DATA

3-150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAC210 Series • MAC210A Series

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2.2	$^{\circ}C/W$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^{\circ}C$  unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Forward or Reverse Blocking Current (Rated $V_{DRM}$ or $V_{RRM}$ , gate open) $T_J = 25^{\circ}C$ $T_J = +125^{\circ}C$	$I_{DRM}, I_{RRM}$	—	—	10 2	$\mu A$ mA
Peak On-State Voltage (Either Direction) ( $I_{TM} = 14 A$ Peak; Pulse Width = 1 to 2 ms, Duty Cycle $\leq 2\%$ )	$V_{TM}$	—	1.2	1.65	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100$ Ohms) MT2(+), G(+) MT2(+), G(-) MT2(-), G(-) MT2(-), G(+) "A" SUFFIX ONLY	$I_{GT}$	—	12 12 20 35	50 50 50 75	mA
Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100$ Ohms) MT2(+), G(+) MT2(+), G(-) MT2(-), G(-) MT2(-), G(+) "A" SUFFIX ONLY (Main Terminal Voltage = Rated $V_{DRM}$ , $R_L = 10 k$ ohms, $T_J = +125^{\circ}C$ ) MT2(+), G(-); MT2(-), G(-); MT2(+), G(-) MT2(-), G(+) "A" SUFFIX ONLY	$V_{GT}$	—	0.9 0.9 1.1 1.4	2 2 2 2.5	volts
Holding Current (Either Direction) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, Gate Open, Initiating Current = 500 mA, $T_C = +25^{\circ}C$ )	$I_H$	—	6	50	mA
Turn-On Time (Rated $V_{DRM}$ , $I_{TM} = 14 A$ ) ( $I_{GT} = 120$ mA, Rise Time = 0.1 $\mu s$ , Pulse Width = 2 $\mu s$ )	$t_{gt}$	—	1.5	—	$\mu s$
Critical Rate of Rise of Commutation Voltage (Rated $V_{DRM}$ , $I_{TM} = 14 A$ , Commutating $di/dt = 4.3 A/ms$ , Gate Unenergized, $T_C = 70^{\circ}C$ )	$dv/dt(c)$	—	5	—	$V \mu s$
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage ( $V_D = V_{DRM}$ , Exponential Voltage Rise, Gate Open, $T_C = -70^{\circ}C$ )	$dv/dt$	—	100	—	$V \mu s$

MAC210 Series • MAC210A Series

FIGURE 1 — CURRENT DERATING

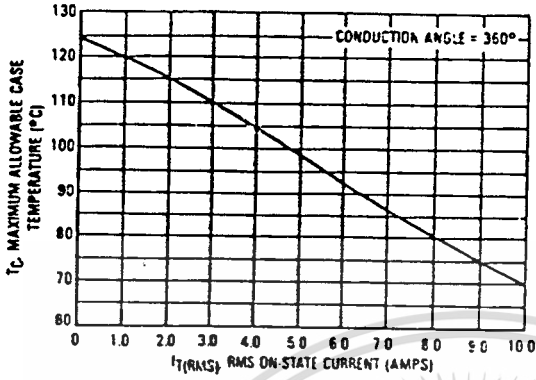


FIGURE 2 — POWER DISSIPATION

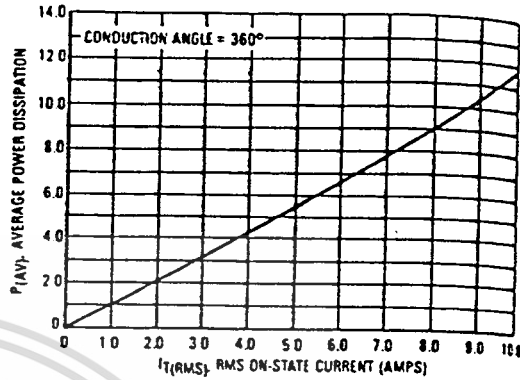


FIGURE 3 — MAXIMUM ON-STATE CHARACTERISTICS

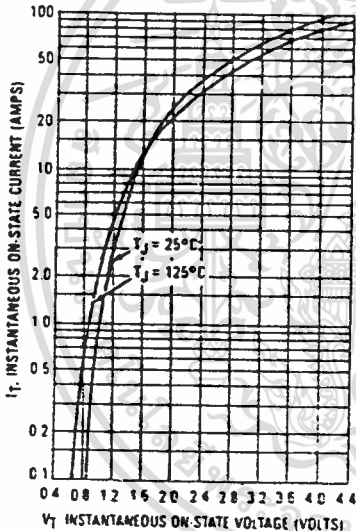


FIGURE 4 — MAXIMUM NON-REPETITIVE SURGE CURRENT

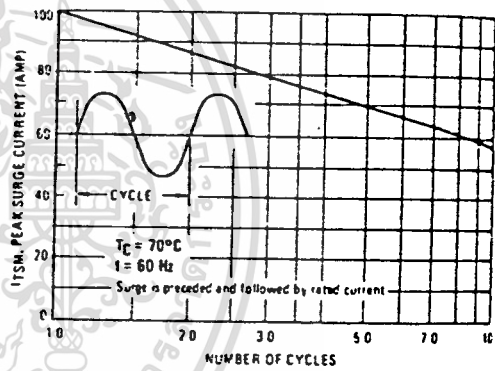
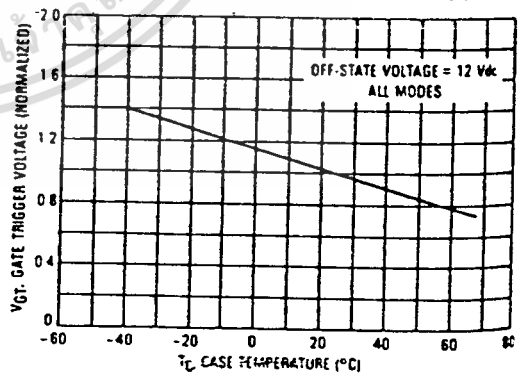


FIGURE 5 — TYPICAL GATE TRIGGER VOLTAGE



MAC210 Series • MAC210A Series

FIGURE 6 — TYPICAL GATE TRIGGER CURRENT

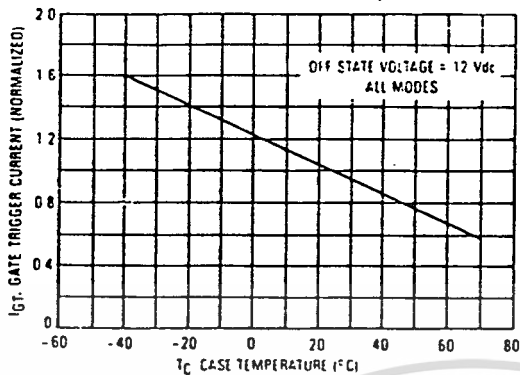


FIGURE 7 — TYPICAL HOLDING CURRENT

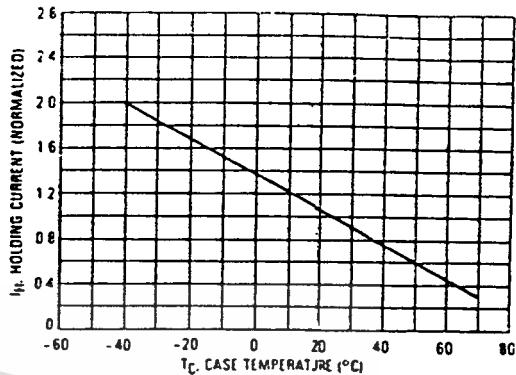


FIGURE 8 — THERMAL RESPONSE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

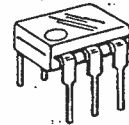
These devices consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to a silicon bilateral switch.

They are designed for applications requiring isolated triac triggering.

- UL Recognized File Number E54915
- Output Driver Designed for 240 Vac Line
- $V_{ISO}$  Isolation Voltage of 7500 V Peak
- Similar to MOC3010 and MOC3011
- Standard 6-PIN Plastic DIP
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

**MOC3020**  
**MOC3021**  
**MOC3022**  
**MOC3023**

**6-PIN DIP  
 OPTOISOLATORS  
 TRIAC DRIVER OUTPUT**



CASE 730A-02  
 PLASTIC

### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

#### INFRARED EMITTING DIODE

Reverse Voltage	$V_R$	3	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Triac Driver Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	100	mW
		1.33	mW/°C

#### OUTPUT DRIVER

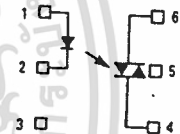
Off-State Output Terminal Voltage	$V_{DRM}$	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	$I_{TSM}$	1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	300	mW
		4	mW/°C

#### TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	$V_{ISO}$	7500	Vac
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	330	mW
		4.4	mW/°C
Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C

(1) Isolation surge voltage,  $V_{ISO}$ , is an internal device dielectric breakdown rating.

### COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE  
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

# MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	0.05	100	$\mu\text{A}$
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.15	1.5	Volts
<b>OUTPUT DETECTOR (<math>I_F = 0</math> unless otherwise noted)</b>					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated $V_{DRM}$ , Note 1)	$I_{DRM}$	—	10	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction ( $I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$ )	$V_{TM}$	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Figure 7, Note 2)	$dv/dt$	—	10	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
<b>COUPLED</b>					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V, Note 3)	$I_{FT}$	—	15	30	mA
	MOC3020	—	8	15	
	MOC3021	—	—	10	
	MOC3022	—	—	5	
	MOC3023	—	—	—	
Holding Current, Either Direction	$I_H$	—	100	—	$\mu\text{A}$

- Notes: 1. Test voltage must be applied within  $dv/dt$  rating.  
 2. This is static  $dv/dt$ . See Figure 7 for test circuit. Commutating  $dv/dt$  is a function of the load-driving thyristor(s) only.  
 3. All devices are guaranteed to trigger at an  $I_F$  value less than or equal to max  $I_{FT}$ . Therefore, recommended operating  $I_F$  lies between max  $I_{FT}$  (30 mA for MOC3020, 15 mA for MOC3021, 10 mA for MOC3022, 5 mA for MOC3023) and absolute max  $I_F$  (60 mA).

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$

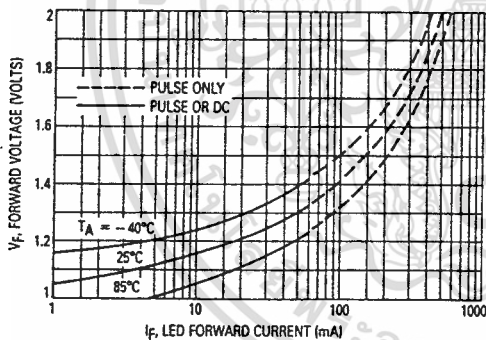


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

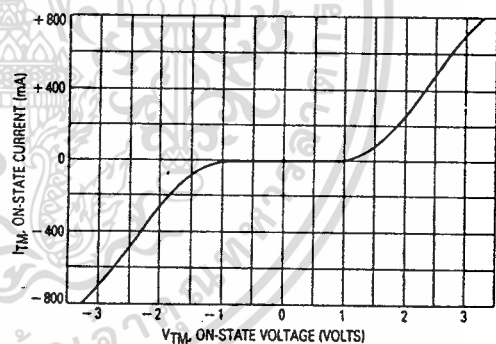


Figure 2. On-State Characteristics

# MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

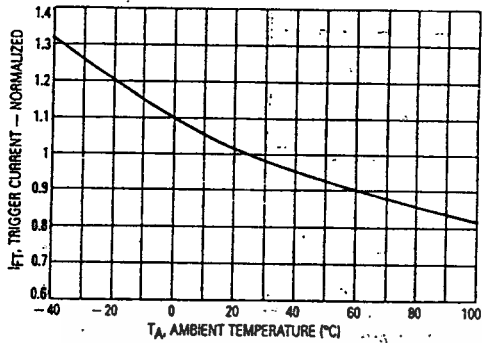


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

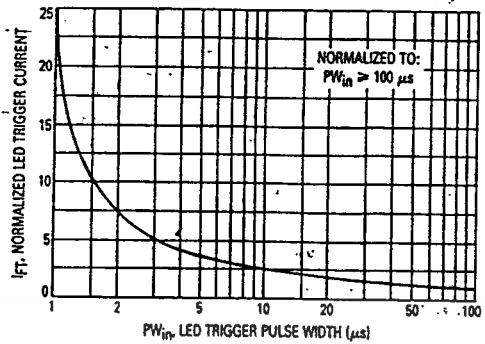


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

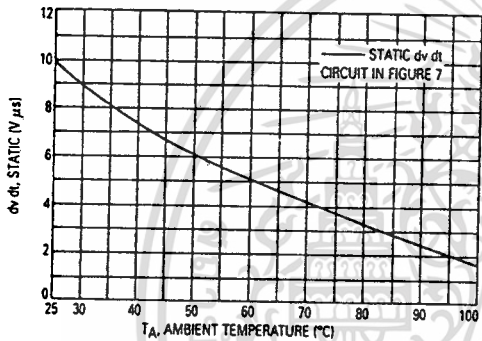


Figure 5. dv/dt versus Temperature

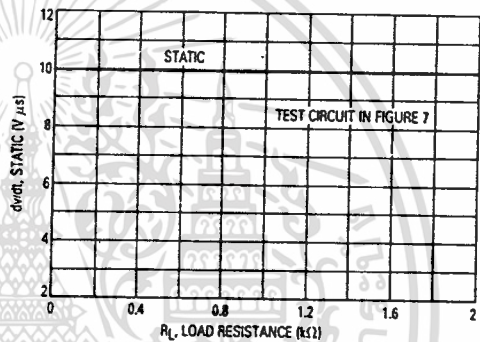
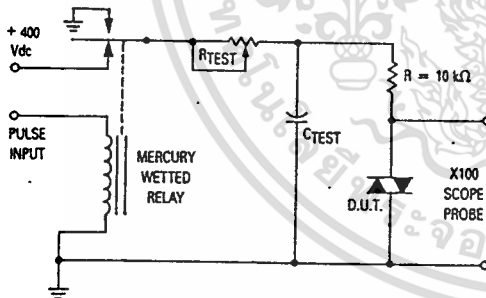


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable R<sub>TEST</sub> allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. τ<sub>RC</sub> is measured at this point and recorded.

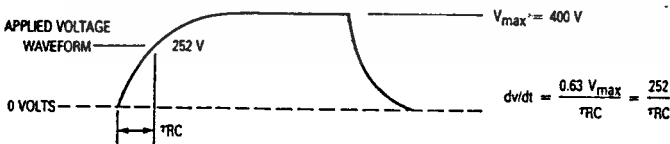
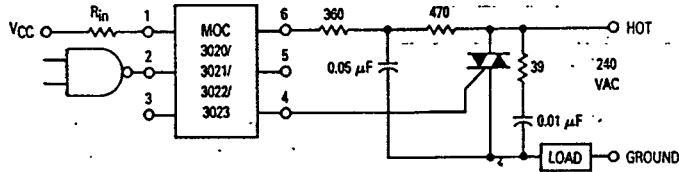


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

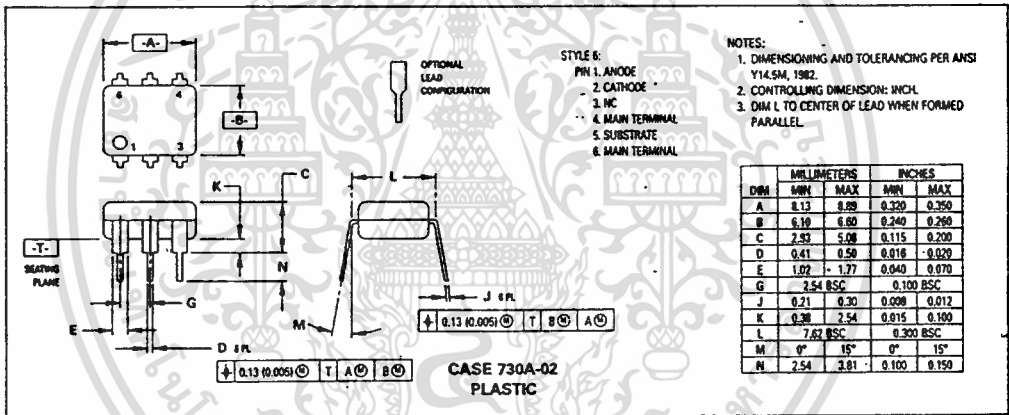


\*This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only. Additional information on the use of optically coupled triac drivers is available in Application Note AN-780A.

In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or ground side. The 39 ohm resistor and 0.01  $\mu$ F capacitor are for snubbing of the triac, and the 470 ohm resistor and 0.05  $\mu$ F capacitor are for snubbing the coupler. These components may or may not be necessary depending upon the particular triac and load used.

Figure 8. Typical Application Circuit

## OUTLINE DIMENSIONS



6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Triacs

## Silicon Bidirectional Thyristors

**MAC210FP  
Series  
MAC210AFP  
Series**

... designed primarily for full-wave ac control applications, such as light dimmers, motor controls, heating controls and power supplies; or wherever full-wave silicon gate controlled solid-state devices are needed. Triac type thyristors switch from a blocking to a conducting state for either polarity of applied anode voltage with positive or negative gate triggering.

**ISOLATED TRIACS  
THYRISTORS  
10 AMPERES RMS  
200 thru 800 VOLTS**

- Blocking Voltage to 800 Volts
- All Diffused and Glass Passivated Junctions for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermocwatt Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Gate Triggering Guaranteed in Three Modes (MAC210FP Series) or Four Modes (MAC210AFP Series)



CASE 221C-02  
STYLE 3

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Repetitive Peak Off-State Voltage, Note 1 ( $T_J = -40$ to $+125^\circ\text{C}$ ) 1/2 Sine Wave 50 to 60 Hz, Gate Open MAC210-4FP, MAC210A4FP MAC210-6FP, MAC210A6FP MAC210-8FP, MAC210A8FP MAC210-10FP, MAC210A10FP	$V_{DRM}$	200 400 600 800	Volts
On-State RMS Current ( $T_C = +70^\circ\text{C}$ ) Full Cycle Sine Wave 50 to 60 Hz, Note 2	$I_T(\text{RMS})$	10	Amps
Peak Nonrepetitive Surge Current (One Full Cycle, 60 Hz, $T_C = +70^\circ\text{C}$ ) preceded and followed by rated current	$I_{TSM}$	100	Amps
Circuit Fusing ( $t = 8.3$ ms)	$I^2t$	40	$\text{A}^2\text{s}$
Peak Gate Power ( $T_C = +70^\circ\text{C}$ , Pulse Width = $10 \mu\text{s}$ )	$P_{GM}$	20	Watts
Average Gate Power ( $T_C = +70^\circ\text{C}$ , $t = 8.3$ ms)	$P_{G(AV)}$	0.35	Watt
Peak Gate Current ( $T_C = +70^\circ\text{C}$ , Pulse Width = $10 \mu\text{s}$ )	$I_{GM}$	2	Amps
RMS Isolation Voltage ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , Relative Humidity $\leq 20\%$ )	$V_{(ISO)}$	1500	Volts
Operating Junction Temperature	$T_J$	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +125	$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2.2	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Case to Sink	$R_{\theta CS}$	2.2 (typ)	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	60	$^\circ\text{C/W}$

Notes: 1. Ratings apply for open gate conditions. Thyristor devices shall not be tested with a constant current source for blocking capability such that the voltage applied exceeds the rated blocking voltage.  
2. The case temperature reference point for all  $T_C$  measurements is a point on the center lead of the package as close as possible to the plastic body.

MOTOROLA THYRISTOR DEVICE DATA

3-154

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAC210FP Series • MAC210AFP Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Blocking Current (Either Direction) Rated $V_{DRM}$ , Gate Open $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = +125^\circ\text{C}$	$I_{DRM}$	— —	— —	10 2	$\mu\text{A}$ $\text{mA}$
Peak On-State Voltage (Either Direction) $I_{TM} = 14 \text{ A Peak}$ ; Pulse Width = 1 to 2 ms, Duty Cycle $\leq 2\%$	$V_{TM}$	—	1.2	1.65	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) Main Terminal Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100 \text{ Ohms}$ Minimum Gate Pulse Width = 2 $\mu\text{s}$ MT2(+), G(+) MT2(+), G(-) MT2(-), G(-) MT2(-), G(+) "A" SUFFIX ONLY	$I_{GT}$	— — — —	12 12 20 35	50 50 50 75	$\text{mA}$
Gate Trigger Voltage (Continuous dc) Main Terminal Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100 \text{ Ohms}$ Minimum Gate Pulse Width = 2 $\mu\text{s}$ MT2(+), G(+) MT2(+), G(-) MT2(-), G(-) MT2(-), G(+) "A" SUFFIX ONLY Main Terminal Voltage = Rated $V_{DRM}$ , $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $T_J = +125^\circ\text{C}$ MT2(+), G(+); MT2(+), G(-); MT2(-), G(-) MT2(-), G(+) "A" SUFFIX ONLY	$V_{GT}$	— — — — 0.2 0.2	0.9 0.9 1.1 1.4	2 2 2 2.5	Volts
Holding Current (Either Direction) Main Terminal Voltage = 12 Vdc, Gate Open, Initiating Current = 500 mA, $T_C = +25^\circ\text{C}$	$I_H$	—	6	50	$\text{mA}$
Turn-On Time Rated $V_{DRM}$ , $I_{TM} = 14 \text{ A}$ , $I_{GT} = 120 \text{ mA}$ , Rise Time = 0.1 $\mu\text{s}$ , Pulse Width = 2 $\mu\text{s}$	$t_{gt}$	—	1.5	—	$\mu\text{s}$
Critical Rate of Rise of Commutation Voltage Rated $V_{DRM}$ , $I_{TM} = 14 \text{ A}$ , Commutating $di/dt = 4.3 \text{ A/ms}$ , Gate Unenergized, $T_C = +70^\circ\text{C}$	$dv/dt(c)$	—	5	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage ( $V_D = V_{DRM}$ , Exponential Voltage Rise, Gate Open, $T_C = +70^\circ\text{C}$ )	$dv/dt$	—	100	—	$\text{V}/\mu\text{s}$

MOTOROLA THYRISTOR DEVICE DATA

3-155

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

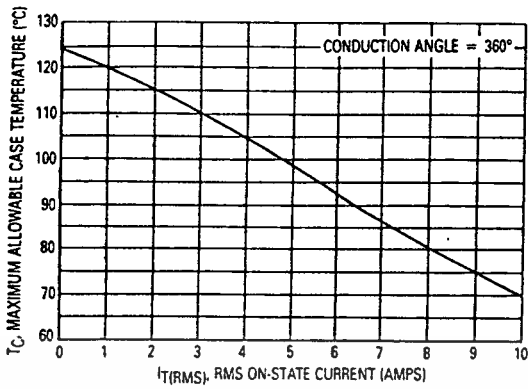


Figure 1. Current Derating

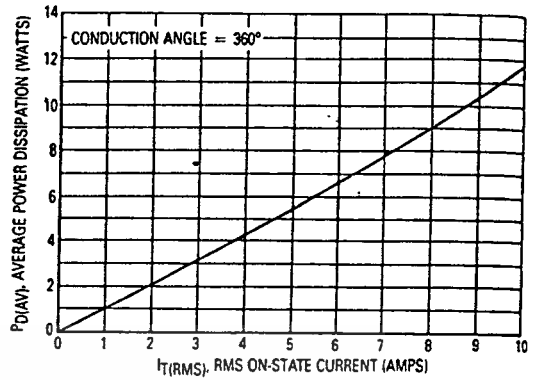


Figure 2. Power Dissipation

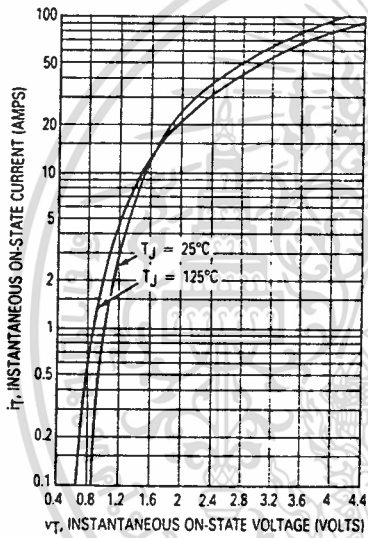


Figure 3. Maximum On-State Characteristics

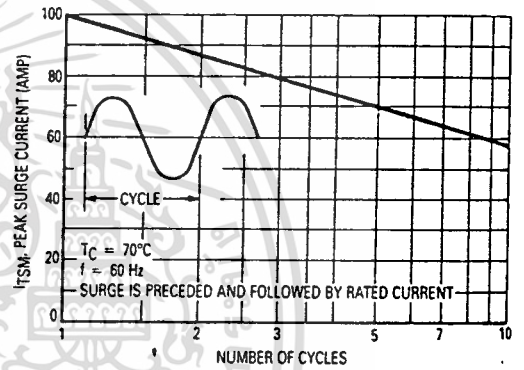


Figure 4. Maximum Nonrepetitive Surge Current

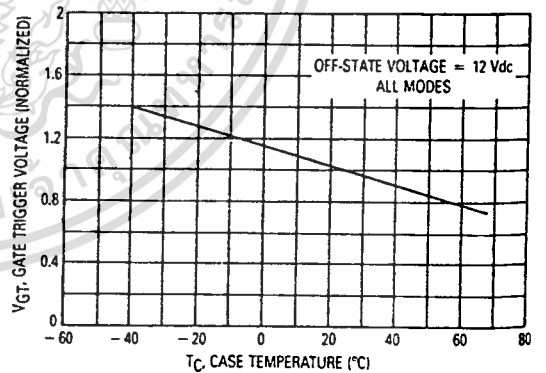


Figure 5. Typical Gate Trigger Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAC210FP Series • MAC210AFP Series

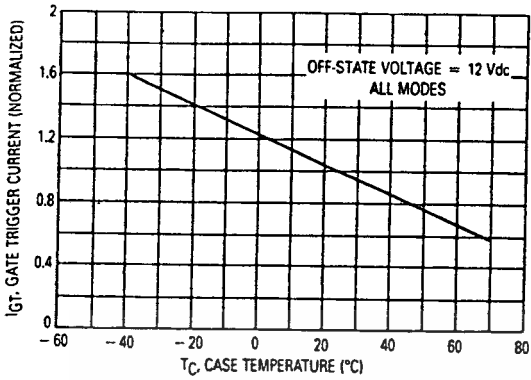


Figure 6. Typical Gate Trigger Current

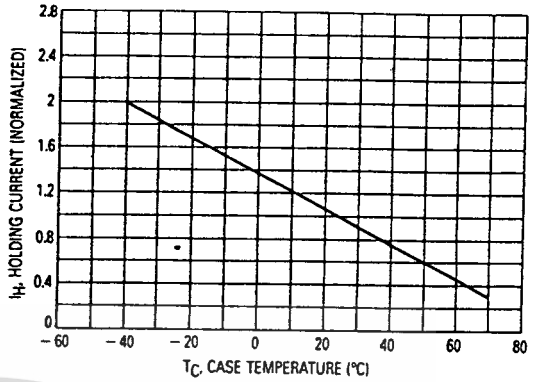


Figure 7. Typical Holding Current

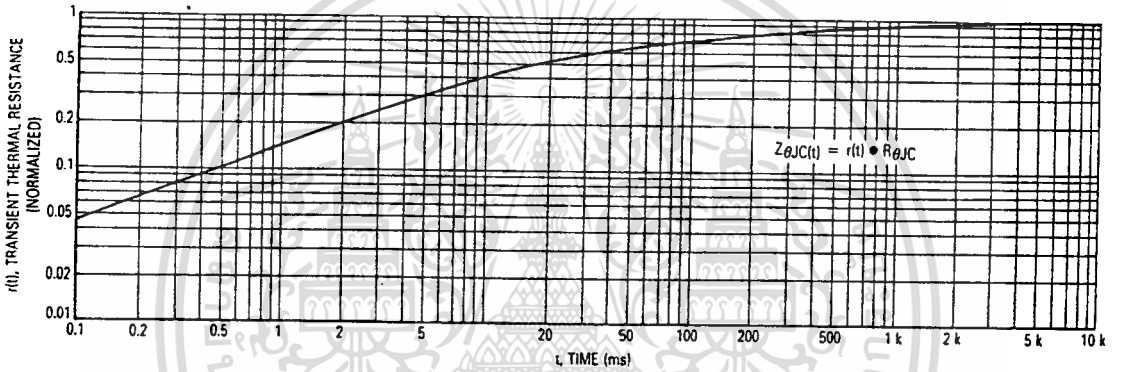




Figure 8. Thermal Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

These devices consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to a silicon bilateral switch.

They are designed for applications requiring isolated triac triggering.

- UL Recognized File Number E54915 
- Output Driver Designed for 240 Vac Line
- V<sub>ISO</sub> Isolation Voltage of 7500 V Peak
- Similar to MOC3010 and MOC3011
- Standard 6-PIN Plastic DIP
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc. 
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

**MAXIMUM RATINGS** (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

**INFRARED EMITTING DIODE**

Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	3	Volts
Forward Current — Continuous	I <sub>F</sub>	60	mA
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Negligible Power in Triac Driver Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	100 1.33	mW mW/°C

**OUTPUT DRIVER**

Off-State Output Terminal Voltage	V <sub>DRM</sub>	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	I <sub>TSM</sub>	1	A
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	300 4	mW mW/°C

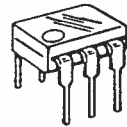
**TOTAL DEVICE**

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	V <sub>ISO</sub>	7500	Vac
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	330 4.4	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T <sub>J</sub>	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C

(1) Isolation surge voltage, V<sub>ISO</sub>, is an internal device dielectric breakdown rating.

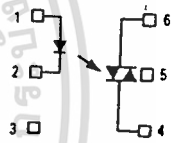
**MOC3020**  
**MOC3021**  
**MOC3022**  
**MOC3023**

**6-PIN DIP**  
**OPTOISOLATORS**  
**TRIAC DRIVER OUTPUT**



CASE 730A-02  
 PLASTIC

**COUPLER SCHEMATIC**



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE  
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	0.05	100	$\mu\text{A}$
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.15	1.5	Volts
<b>OUTPUT DETECTOR (<math>I_F = 0</math> unless otherwise noted)</b>					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated $V_{DRM}$ , Note 1)	$I_{DRM}$	—	10	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction ( $I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$ )	$V_{TM}$	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Figure 7, Note 2)	$dv/dt$	—	10	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
<b>COUPLED</b>					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V, Note 3)	$I_{FT}$	—	15	30	mA
MOC3020	—	8	15		
MOC3021	—	—	10		
MOC3022	—	—	5		
Holding Current, Either Direction	$I_H$	—	100	—	$\mu\text{A}$

- Notes: 1. Test voltage must be applied within  $dv/dt$  rating.  
 2. This is static  $dv/dt$ . See Figure 7 for test circuit. Commutating  $dv/dt$  is a function of the load-driving thyristor(s) only.  
 3. All devices are guaranteed to trigger at an  $I_F$  value less than or equal to max  $I_{FT}$ . Therefore, recommended operating  $I_F$  lies between max  $I_{FT}$  (30 mA for MOC3020, 15 mA for MOC3021, 10 mA for MOC3022, 5 mA for MOC3023) and absolute max  $I_F$  (60 mA).

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$

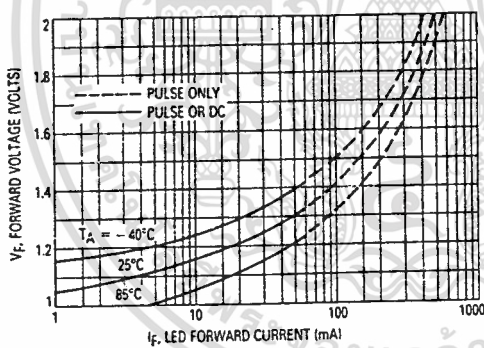


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

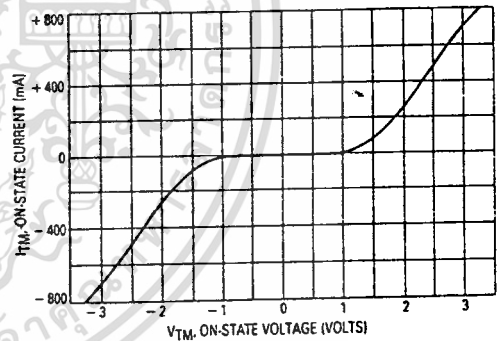


Figure 2. On-State Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

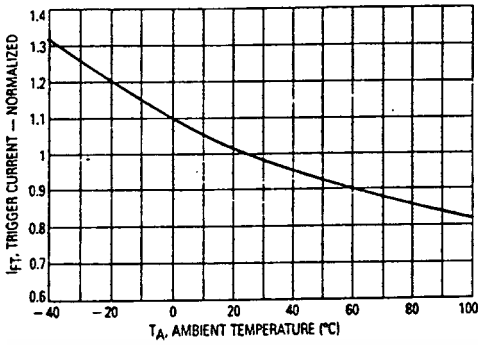


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

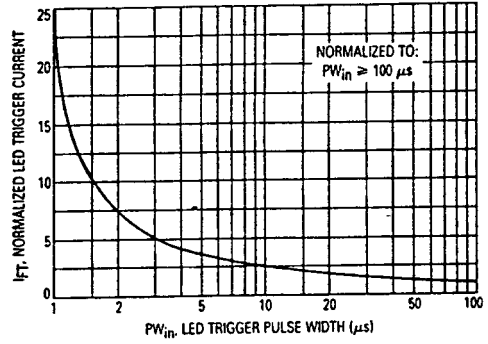


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

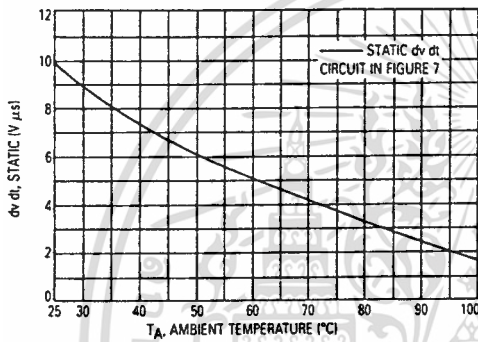


Figure 5. dv/dt versus Temperature

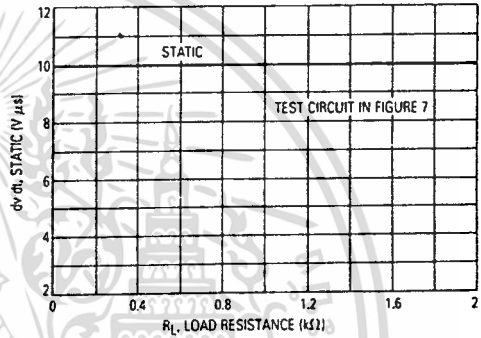
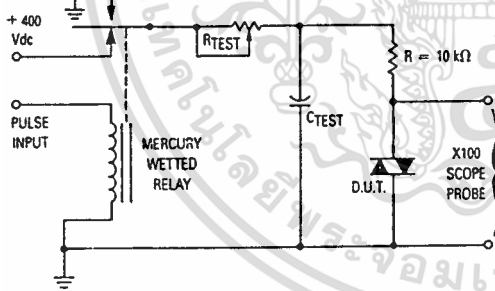


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



- 1 The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
- 2 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
- 3 The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable R<sub>TEST</sub> allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. τ<sub>RC</sub> is measured at this point and recorded.

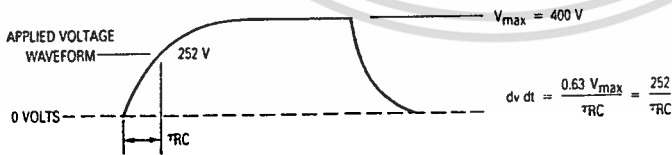
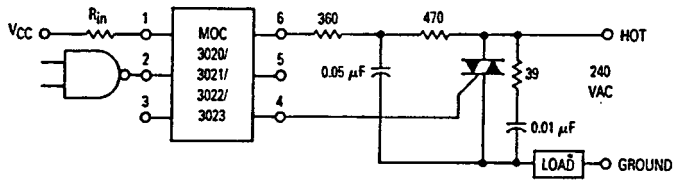


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023



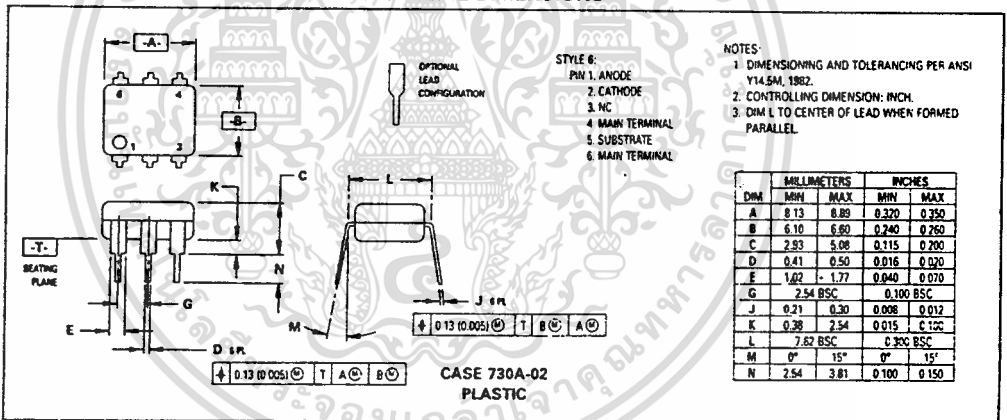
\*This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only.  
Additional information on the use of optically coupled triac drivers is available in Application Note AN-780A.

In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or ground side.

The 39 ohm resistor and 0.01  $\mu\text{F}$  capacitor are for snubbing of the triac, and the 470 ohm resistor and 0.05  $\mu\text{F}$  capacitor are for snubbing the coupler. These components may or may not be necessary depending upon the particular triac and load used.

Figure 8. Typical Application Circuit

## OUTLINE DIMENSIONS



6



**MM54C00/MM74C00 Quad 2-Input NAND Gate**  
**MM54C02/MM74C02 Quad 2-Input NOR Gate**  
**MM54C04/MM74C04 Hex Inverter**  
**MM54C10/MM74C10 Triple 3-Input NAND Gate**  
**MM54C20/MM74C20 Dual 4-Input NAND Gate**

**general description**

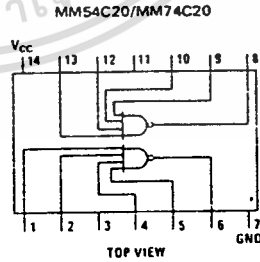
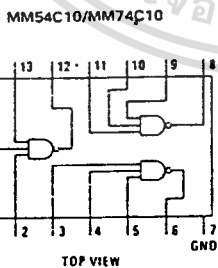
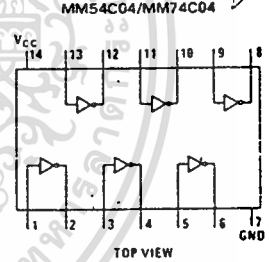
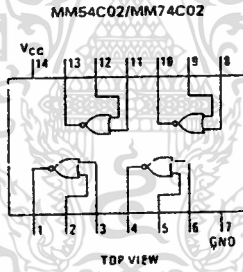
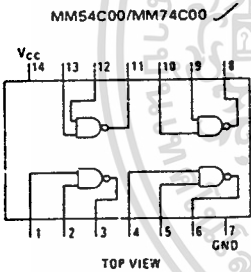
These logic gates employ complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption, high noise immunity and symmetric controlled rise and fall times. With features such as this the 54C/74C logic family is close to ideal for use in digital systems. Function and pin out compatibility with series 54/74 devices minimizes design time for those designers already familiar with the standard 54/74 logic family.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to  $V_{CC}$  and GND.

**features**

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Guaranteed noise margin 1.0V
- High noise immunity 0.45  $V_{CC}$  typ.
- Low power consumption 10 nW/package typ.
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L

**connection diagrams**



MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

### ac electrical characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $C_L = 50\text{ pF}$ , unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04					
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" ( $t_{pL}$ )	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		50 30	90 60	ns
Input-Capacitance ( $C_{IN}$ )	(Note 2)		6.0		pF
Power Dissipation Capacitance ( $C_{PD}$ )	(Note 3) Per Gate or Inverter		12		pF
MM54C10/MM74C10					
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" ( $t_{pL}$ )	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		60 35	100 70	ns
Input Capacitance ( $C_{IN}$ )	(Note 2)		7.0		pF
Power Dissipation Capacitance ( $C_{PD}$ )	(Note 3) Per Gate		18		pF
MM54C20/MM74C20					
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" ( $t_{pL}$ )	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		70 40	115 80	ns
Input Capacitance ( $C_{IN}$ )	(Note 2)		9		pF
Power Dissipation Capacitance ( $C_{PD}$ )	(Note 3) Per Gate		30		pF

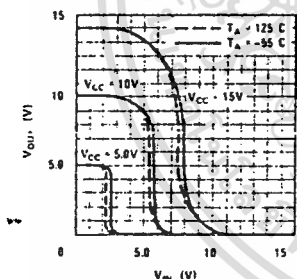
Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

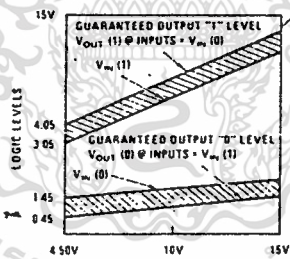
Note 3:  $C_{PD}$  determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note - AN-90

### typical performance characteristics

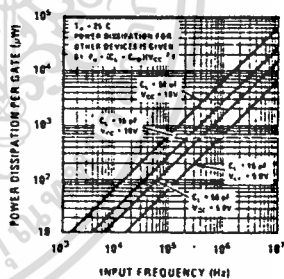
Gate Transfer Characteristics



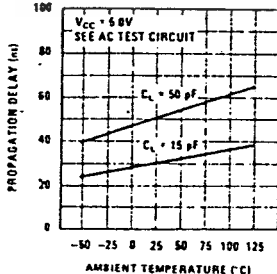
Guaranteed Noise Margin Over Temperature vs  $V_{CC}$



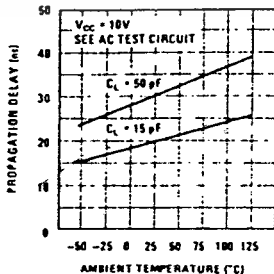
Power Dissipation vs Frequency  
MM54C00/MM74C00,  
MM54C02/MM74C02,  
MM54C04/MM74C04



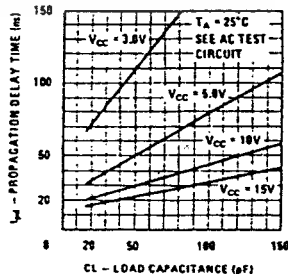
Propagation Delay vs Ambient Temperature  
MM54C00/MM74C00,  
MM54C02/MM74C02,  
MM54C04/MM74C04



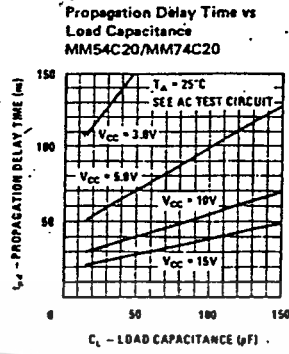
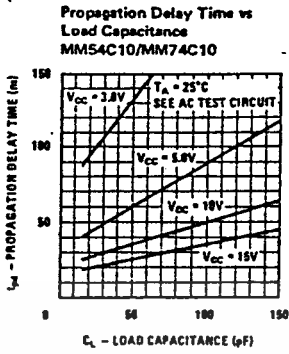
Propagation Delay vs Ambient Temperature  
MM54C00/MM74C00,  
MM54C02/MM74C02,  
MM54C04/MM74C04



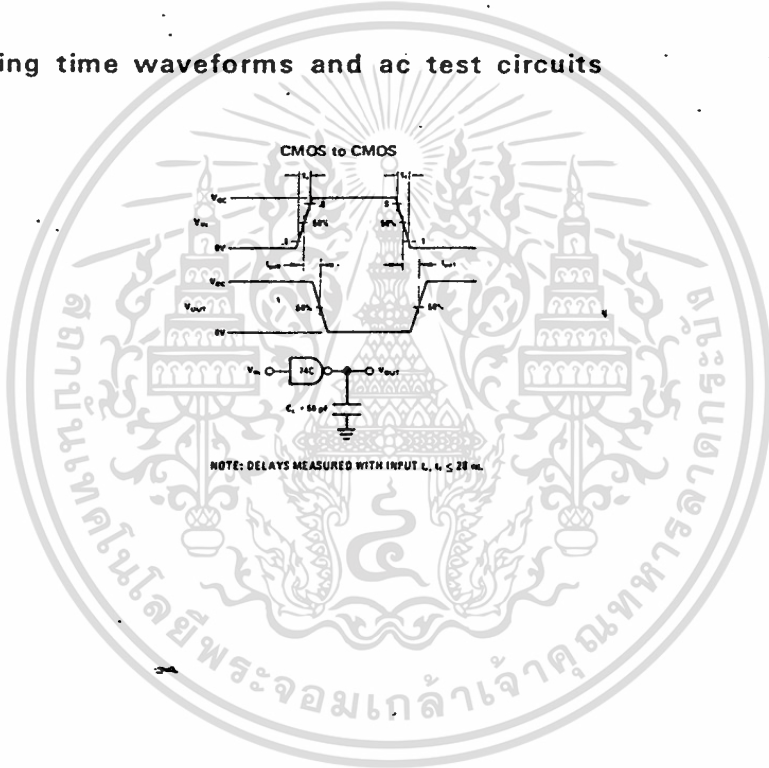
Propagation Delay Time vs Load Capacitance  
MM54C00/MM74C00,  
MM54C02/MM74C02,  
MM54C04/MM74C04



typical performance characteristics (con't)



switching time waveforms and ac test circuits



Phase Control

Phase control, intended, to control thyristors, triacs and transistors. The trigger pulses can be shifted within the phase angle of 0 and 180° etc.

The output current is 50 mA. The selection TCA 780 D is available for applications up to 100 mA. Typical application includes converter circuits, ac controller and anti-dustor.

- Reliable recognition of zero passage
- Large application field
- May be used at zero point switch
- LSI compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)

Type	Ordering code	Package outlines
TCA 780	OE7000-A10E7	DIP 16
TCA 780 D	OE7000-A10E7-E10	

Maximum ratings		
Supply voltage	$V_S$	18 V
Max. output current pin 14, 15	$I_O$	55 mA
Inhibit voltage	$V_6$	$V_S$
Control voltage	$V_{11}$	$V_S - 2$ V
Pulse control voltage	$V_{13}$	$V_S$
Synchronization input current	$I_5$	200 $\mu$ A
Max. output voltage at pin 14, 15	$V_O$	$V_S$
Junction temperature	$T_J$	150 °C
Storage temperature range	$T_A$	-20 to 125 °C
Thermal resistance, system - ambient air	$R_{th,amb}$	120 K/W
Range of operation		
Supply voltage	$V_S$	5 to 18 V
Operating frequency	$f$	10 to 500 Hz
Ambient temperature	$T_{amb}$	0 to 70 °C

Characteristics

$V_S = 15\text{ V}$ ,  $T_{amb} = 0\text{ to }70^\circ\text{C}$

Open loop supply current consumption

Synchronization pin 5

Input current

Offset voltage

Control input pin 11

Control voltage range

Input resistance

Firing point

Ramp generator

Max. load current

Load current

Ramp voltage

Max. ramp voltage

Saturation voltage at the capacitor

Ramp resistance

Ramp capacitance

Sawtooth return time ( $C_{10} = 47\text{ nF}$ )

Inhibit pin 6

Outputs inhibited

Outputs enabled

Signal transition time

Input current with  $V_L = 10\text{ V}$

Input current with  $V_L = 1.7\text{ V}$

Fulse control ( $180^\circ = c$ ) pin 13

Short pulse at Q

Long pulse at Q

Input current when  $V_{13} = 10\text{ V}$

Input current when  $V_{13} = 1.7\text{ V}$

Outputs pin 2, 3, 4, 7

Reverse current when  $V_C = V_S = 15\text{ V}$

Saturation voltage when  $I_O = 1.35\text{ mA}$

Outputs pin 14, 15

H-Output voltage

when  $-I_O = 50\text{ mA}$  (TCA 780)  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

when  $-I_O = 125\text{ mA}$  (TCA 780)  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

L-Output voltage when  $I_O = 1.35\text{ mA}$

Pulse width (short pulse) without  $C_{12}$

Pulse width (short pulse) with  $C_{12}$

	min	typ	max	
$I_S$		5	10	mA
$I_5$	1.5		200	$\mu\text{A}$
$\Delta V_S$		30	75	mV
$V_{11}$	-0.5		$V_S - 2$	V
$R_i$		15		k $\Omega$
$t_{fr}$		$\frac{V_{11} \cdot R_g \cdot C_{10}}{V_{ref} \cdot K} \cdot 3)$		
$I_{10}$	100		20	$\mu\text{A}$
$I_{10}$		$\frac{V_{ref} \cdot K}{R_g} \cdot 3)$		
$V_{10}$		$\frac{V_{11} \cdot K \cdot t}{R_g \cdot C_{10}} \cdot 3)$		
$V_{10}$			$V_S - 2$	V
$V_{10}$			200	mV
$R_S$	39		200	k $\Omega$
$C_{10}$			0.1 <sup>5)</sup>	$\mu\text{F}$
$t_r$		25		$\mu\text{s}$
$V_{E1}$			2	V
$V_{E4}$	3.5			V
$t_r$	1		5	$\mu\text{s}$
$I_{6H}$			10	$\mu\text{A}$
$I_{6L}$			-10	$\mu\text{A}$
$V_{13H}$	3.5			V
$V_{13L}$			2	V
$I_{13H}$			10	$\mu\text{A}$
$I_{13L}$			-10	$\mu\text{A}$
$I_{C10}$			10	$\mu\text{A}$
$V_{sat}$			2	V
$V_{14-15H}$	$V_S - 2.5$			V
$V_{14-15L}$			2	V
$t_p$		30		$\mu\text{s}$
$t_p$	400		600	$\mu\text{s/nF}$

3)  $K = 1.25$

5) Return times are to be taken into account

← TCA 780:D

**Characteristics**

$V_S = 15\text{ V}$ ,  $T_{amb} = 0\text{ to }70^\circ\text{C}$

Internal voltage regulator

Reference voltage

Tolerance

Current carrying capacity

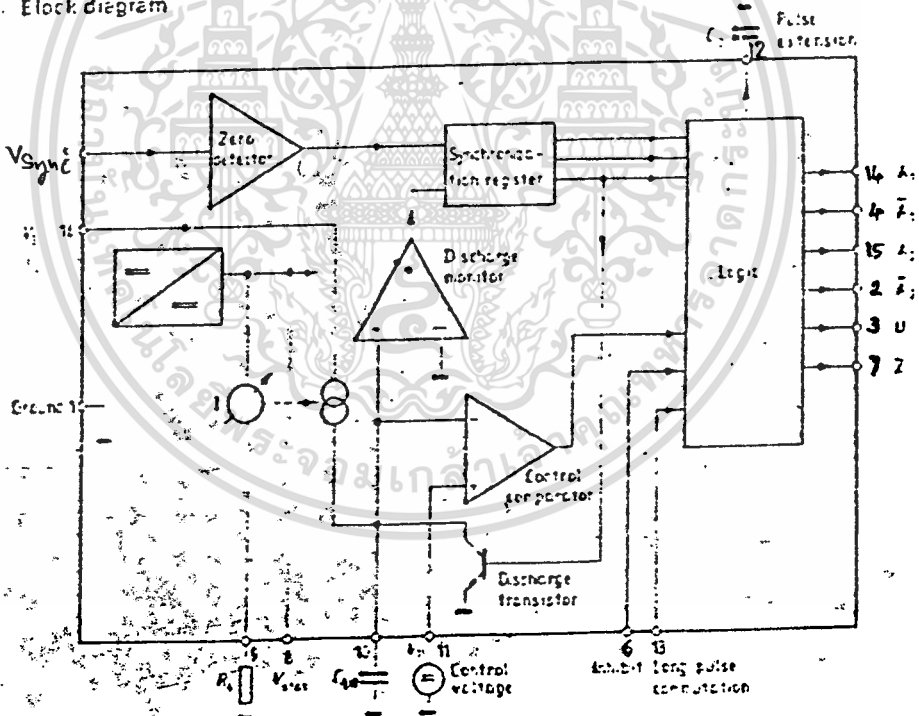
(without guarantee for  $V_{ref}$ )

Switching of 10 ICs in parallel feasible

TC of reference voltage

	min	typ	max	unit
$V_{ref}$	2.8	3.1	3.4	V
		$\pm 10$		%
$I_{ref}$			2	mA
	$2 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-4}$		$\frac{1}{K}$

**Block diagram**





**Function description**

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the mains voltage (voltage  $V_1$ ). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor  $C_{10}$  of which is charged by a constant current (determined by  $R_6$ ). If the ramp voltage  $V_{10}$  exceeds the control voltage  $V_{11}$  (switching point  $\varphi$ ) a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage  $V_{11}$ , the switching point  $\varphi$  can be shifted within a phase angle of  $0^\circ$  to  $180^\circ$  el.

A positive pulse of approx. 30  $\mu$ sec duration appears for every half-wave at the outputs  $A_1$  and  $A_2$ . The pulse duration can be prolonged up to  $180^\circ$  via a capacitor  $C_{17}$ . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration of  $\varphi$  to  $180^\circ$  will result.

Outputs  $\bar{A}_1$  and  $\bar{A}_2$  supply the inverse signals of  $A_1$  and  $A_2$ .

A signal of  $\varphi + 180^\circ$  which can be used for controlling an external logic that is available at pin 3.

A signal which corresponds to the NOR list of  $A_1$  and  $A_2$  is available at output Z (pin 7).

The inhibit input can be used to block outputs  $A_1$ ,  $A_2$  and  $\bar{A}_1$ ,  $\bar{A}_2$ .

If we like to use natural commutation, converter circuits are fed with ac voltage. A trade-off is the "line commutated converter", i.e. without special commutation arrangement. Circuits with higher pulse mode, for instance three- and six-pulse, are only possible in connection with three phase line network. The advantage with respect to two-pulse circuits at the ac current line are in particular the higher frequency, a smaller amplitude of the harmonics at the dc and ac current side as well as a smaller power pollution. This is why preferably three- or six-pulse circuits are used for the transformation of powers higher than 10 kW provided a three-phase mains is present. A disadvantage is the need of electrical valves (Si thyristors and/or silicon diodes) and control elements.

In the following we describe application examples for converter circuits, like half-controlled and fully controlled ac current bridge, half controlled three-phase current bridge, rectifier circuits including single star and double-star circuits.

The circuit selection is mainly influenced by the kind of load. If the converter works in a circuit including a high inductance, one gets a harmonic-poor dc current also with a circuit having a low pulse number. In case, however, where load has a low inductance, the current has to be smoothed by an additional choke or a similar effect has to be achieved by increasing the pulse number of the converter.

It is further of importance whether it concerns an inverter operation because only fully controlled circuits are able to work as well in the rectifier as in the inverter mode.

## 5.1 Semiconductor components for converters

Nowadays only silicon semiconductors are used as valves, silicon diodes as uncontrolled valves, and silicon thyristors as controlled valves.

Semiconductor valves are offered from Siemens in different power units. The sales program reaches at rectifier diodes from maximum on-state currents of 100 A to 1500 A and for thyristors from 100 A to 1400 A. The peak reverse voltages reach values of 50 V to 4000 V with rectifier diodes, and 100 V to 3500 V with thyristors. With this offer and a good selection of heatsinks and cooling systems (natural cooling, forced air cooling, water or oil cooling) we can build up converters which will cover just about continuously a large power range so that the converter performance can exactly meet the customer requirements. For higher powers, valves are used in series or parallel, valves of different converters, depending on whether higher voltages or higher currents are required.

For cost reasons the circuit which will need the smallest number of valves to meet the customer requirements (power, ripple, etc.) will be chosen. As the valve cost is an important part of the total price of a converter, the trend in industry is to get highest possible powers with series or parallel connection of valves. A large valve often is cheaper than several small ones, especially when the extra circuitry relating to control (strong trigger pulses) and current sharing is considered.

As diodes are essentially cheaper than thyristors, a less expensive converter

can be realized by using half controlled circuits in which only half of the valves has to be thyristors and the other half may be diodes. The properties of half-controlled circuits differ largely from those of fully controlled circuits (all valves include thyristors). Their application thus depends on certain conditions.

A converter circuit is the more favorable the better the valves can be used as concerns reverse voltage and on-state current.

## 5.2 Rectifier with half-controlled bridge circuit

These converters transform ac current into dc current by means of an electrical valve releasing the current only in one direction. A simple example for such a device is a rectifier set for half-controlled bridge circuits.

The half-controlled ac current bridge serves to switch and control dc loads, e.g. couplings, magnetic valves or motors.

The half-controlled bridge circuit can also be considered as two Mp circuits connected in series where one is controlled, the other one uncontrolled. There is a sequential control within the converter circuit.

The half-controlled bridge is used in order to reduce the number of thyristors by a half and to spare remarkably the line impedance. Half-controlled circuits, as mentioned, are equipped by thyristors and diodes, respectively.

We distinguish between balanced and unbalanced single phase bridge circuits. The balanced half-controlled

bridge circuit has only one controlled bridge side. The half-controlled unbalanced bridge, in contrast, has only one controlled bridge branch for each of the two bridge sides.

The unbalanced bridge circuit has the advantage that at inductive load, the load current after cut-off by the thyristors, can continue to flow via the two uncontrolled rectifiers until the energy stored in the conductor is used. There is no need of a free-wheel diode connected in parallel to the inductor.

The half-controlled bridge is mainly used because of economic reasons and to meet the regulations of the relevant power plants for powers below 5 kW and for the operation in one energy direction. The customer requirement, as concerns the harmonic content of the dc voltage, however, is not allowed to be too high.

Fig. 7a, shows the circuit diagram of a half-controlled balanced rectifier bridge including two thyristors at the positive side. During the line halfwave the current flows via thyristor Th1, dc load resistor  $R_L$  and diode D1, during the other halfwave via Th2,  $R_L$  and D2. As illustrated in Fig. 7a we thus get cut 100 sine halfwaves per second.

In Fig. 7b is illustrated the block circuit of a half-controlled balanced single phase bridge including the two thyristors and the two diodes connected in parallel to the load resistance.

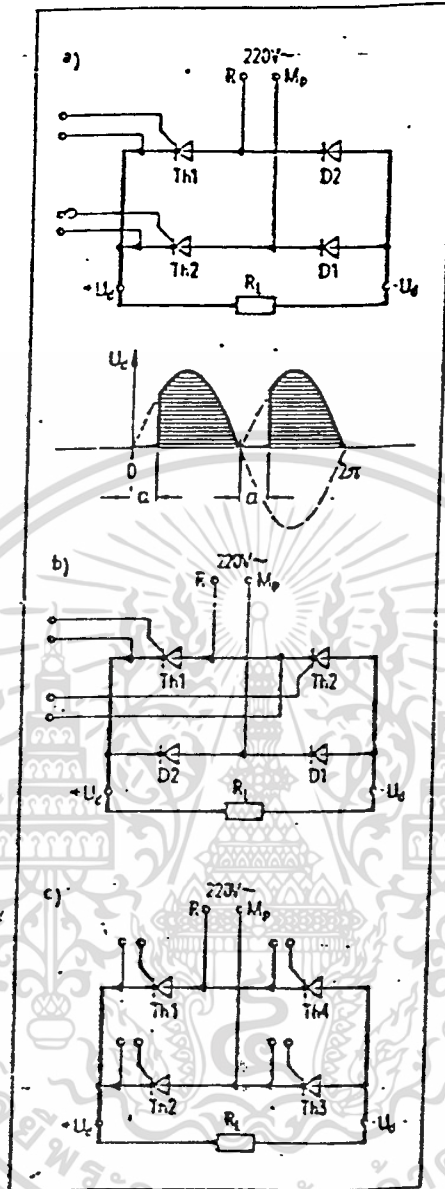


Fig. 7 Block diagram of a bridge circuit

a) Half-controlled balanced rectifier bridge with thyristors at the positive side (common cathode)

Voltage response and phase angle of a controllable bridge circuit with 2 thyristors and 2 diodes at resistive load

b) Half-controlled unbalanced bridge circuit

c) Fully controlled single phase bridge circuit with four thyristors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

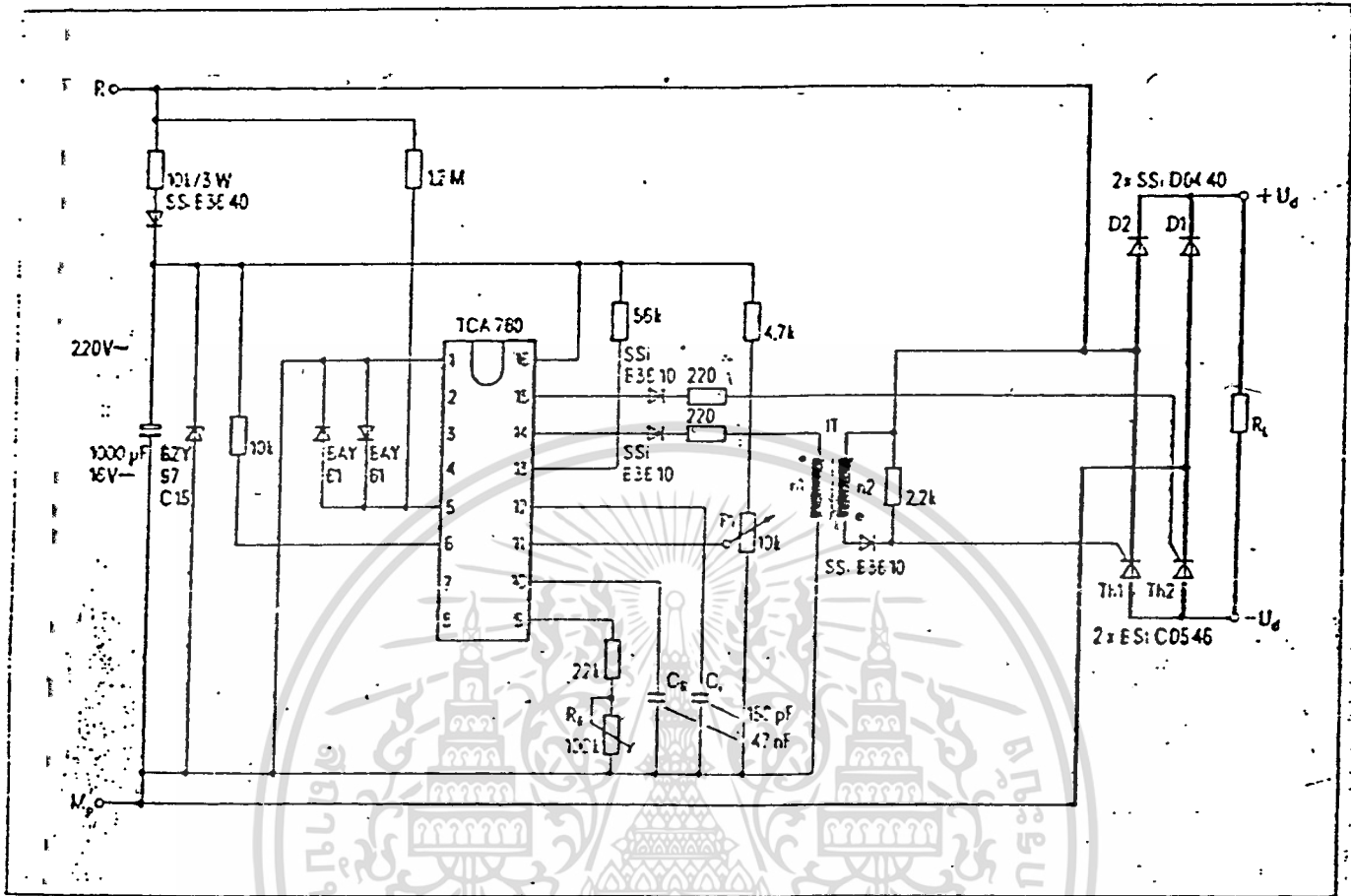


Fig. 8 Half-controlled single phase bridge circuit for small thyristors with one trigger pulse transformer. Using thyristors BS105 and diodes SS104 dc current loads up to 1.6 kW can be switched.

Output voltage  $U_{dAV} = 198\text{ V}$

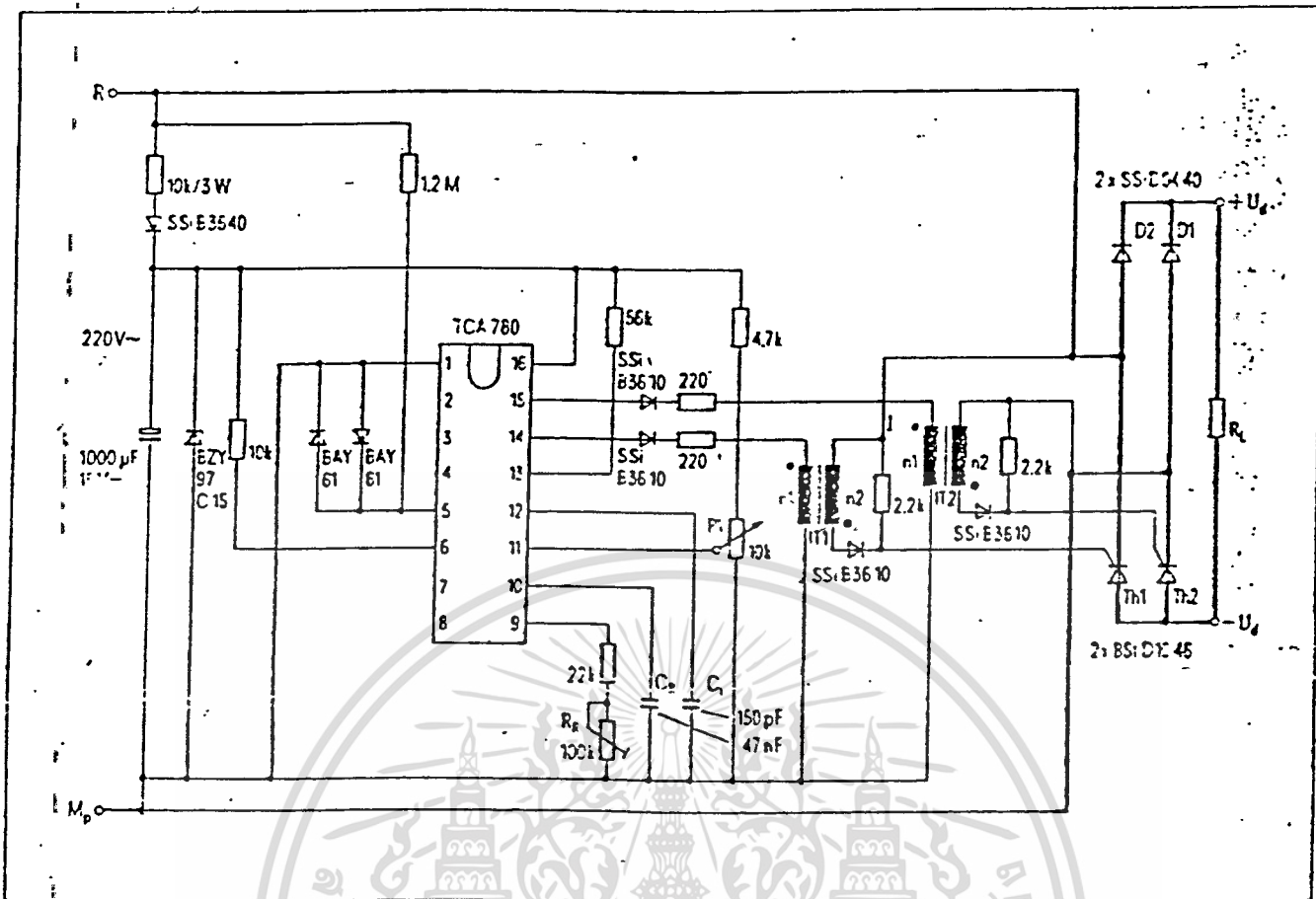
$R_L = 25\ \Omega$ ,  $I_{dAV} = 8\text{ A}$ ,  $P_d = 1.6\text{ kW}$

Trigger pulse transformer IT: ZKB 405/005-05-PF of VAC

Fig. 8 shows how two small thyristors can be triggered in a half-controlled single phase bridge with one IC TCA780. The trigger pulses can be varied continuously in the 0 and 180° phase angle by means of potentiometer P1.

During the positive line halfwave the thyristor Th2 gate is directly triggered with a 100 µs trigger pulse from TCA780 pin 15. The line halfwave current flows via the rectifier diode T2, the load resistor and thyristor Th2. During the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



negative line halfwave the trigger pulse from pin 14 is fed to the gate of thyristor Th1 via the trigger transformer. The load current flows now via D1, load resistor and Th1.

Fig. 9 shows another half-controlled ac current bridge. The thyristors Th1 and Th2 are directly triggered by the IC outputs 14 and 15 via a transformer with a transfer ratio  $n = 2:1$  and a voltage-time integral of  $200 \mu\text{Vs}$ .

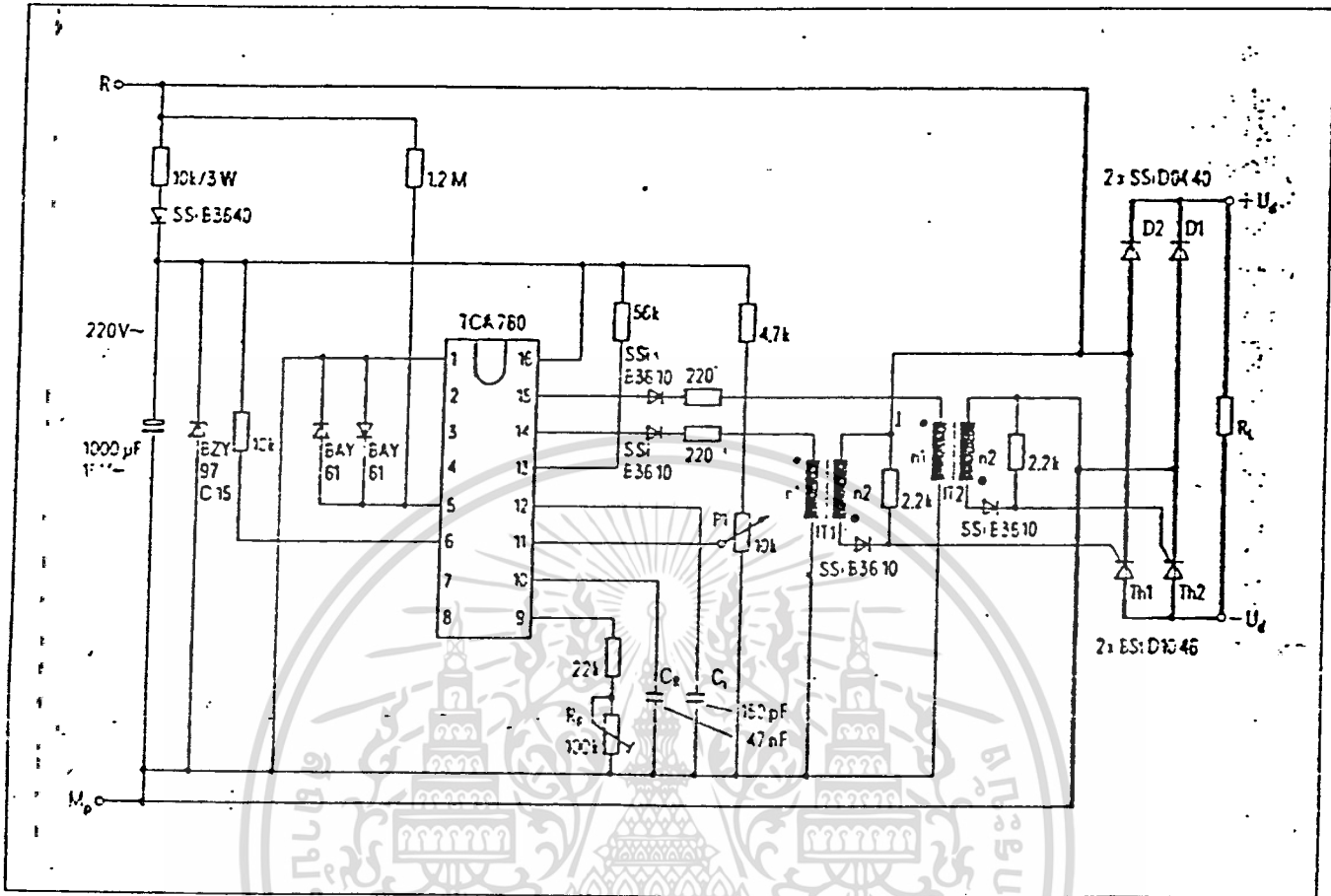
Fig. 9 Half-controlled ac current bridge circuit for small thyristors with two trigger pulse transformers. Using thyristors BS-D10 and diodes SS-D04 dc current loads up to 2.8 kW can be switched.

Output voltage  $U_{\text{out}} = 198 \text{ V}$

$R_{L, \text{nom}} = 14 \Omega, I_{L, \text{av}} = 14 \text{ A}, P_e = 2.8 \text{ kW}$

Trigger pulse transformer IT1, IT2: 2KB 409/006-05-PF by VAC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



negative line halfwave the trigger pulse from pin 14 is fed to the gate of thyristor Th1 via the trigger transformer. The load current flows now via D1, load resistor and Th1.

Fig. 9 shows another half-controlled ac current bridge. The thyristors Th1 and Th2 are directly triggered by the IC outputs 14 and 15 via a transformer with a transfer ratio  $\bar{u} = 2:1$  and a voltage-time integral of  $200 \mu\text{Vs}$ .

Fig. 9 Half-controlled ac current bridge circuit for small thyristors with two trigger pulse transformers. Using thyristors BS: D10 and diodes SS: D04 dc current loads up to 2.8 kW can be switched.

Output voltage  $U_{\text{out}} = 195 \text{ V}$

$R_{L \text{ max}} = 14 \Omega$ ,  $I_{\text{c av}} = 14 \text{ A}$ ,  $P_o = 2.8 \text{ kW}$

Trigger pulse transformer IT1, IT2: ZKB 409/005-05-FF by VAC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

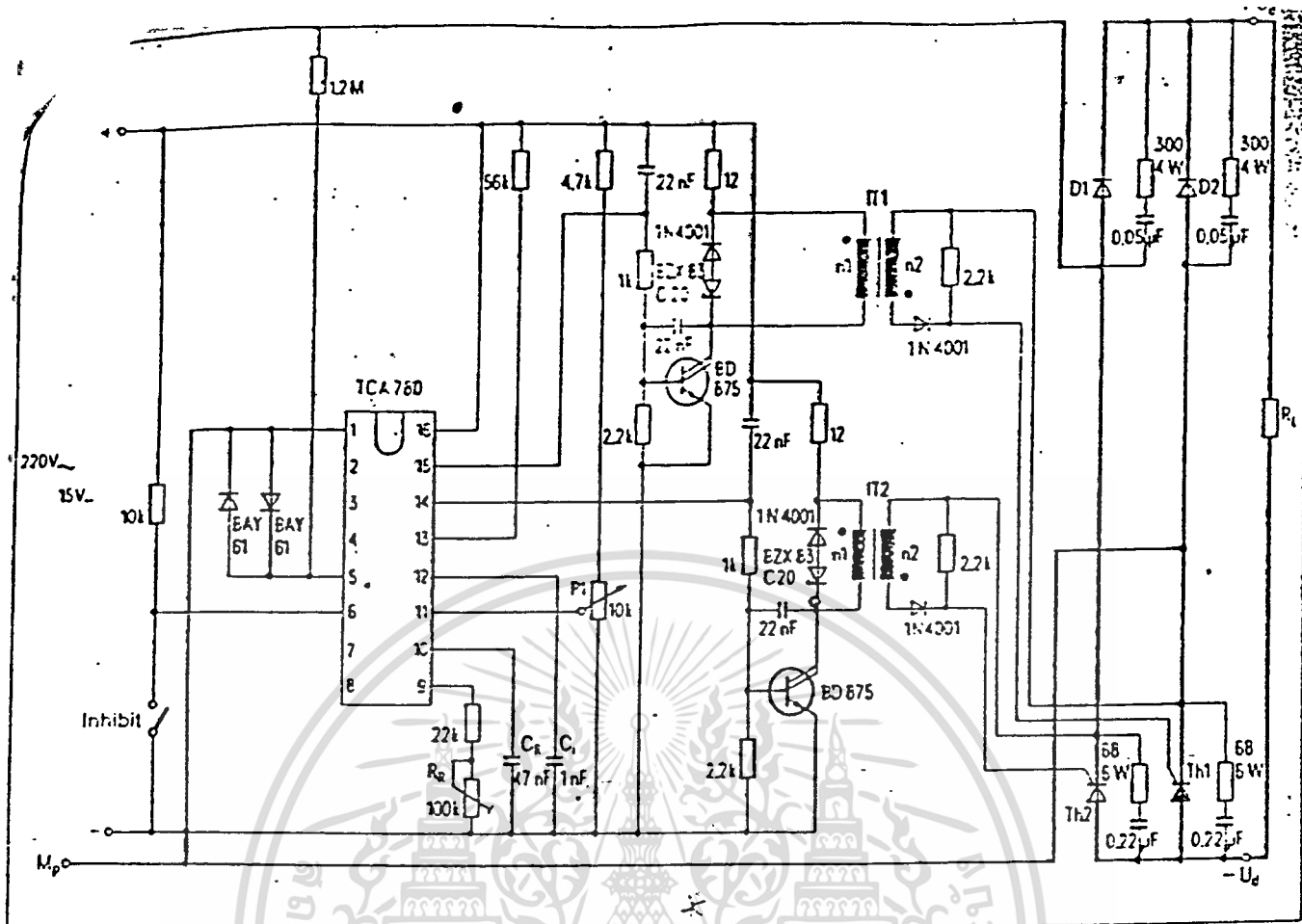


Fig. 10 Half-controlled single phase bridge circuit with transistorized trigger pulse amplifier and transformer.  
 If thyristors BS1 F25 are mounted on heat sink FK 10 and the diodes SSi E20 on heat sink FK 11/12, loads up to 5.4 kW can be switched.  
 Output voltage  $U_{ocav} = 198\text{ V}$   
 $R_{L\ min} = 7.5\ \Omega$ ,  $I_{GAV} = 27\text{ A}$ ,  $P_G = 5.4\text{ W}$   
 Thyristor Th1, Th2: BS1 F2553  
 Diode D1, D2: SSi E2040  
 Trigger pulse transformer IT1, IT2: ZkB 418/079-02-PF by VAC

Fig. 10 shows a half-controlled single phase bridge circuit with transistorized amplifier stages and transformer inserted between regulation circuit and thyristor load circuit. With thyristors BS1 F25 and the power diodes SSi E20 a dc load can be controlled up to 5.4 kW.

The TCA 780 delivers output pulses of 11 mA in a 20 ms sequence via pin 15 and from pin 14 11 mA pulses shifted by 180°. The primary windings of the transformers IT1 and IT2 get each a control current of 1 A via the trigger pulse amplifier stages with the transistors BD 675. The two thyristors get a gate current of 1 A during 550  $\mu\text{s}$  and a gate cathode voltage of 2 V from the transformers' secondary windings (transfer ratio  $\bar{u} = 1:1$ ).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 'ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้'

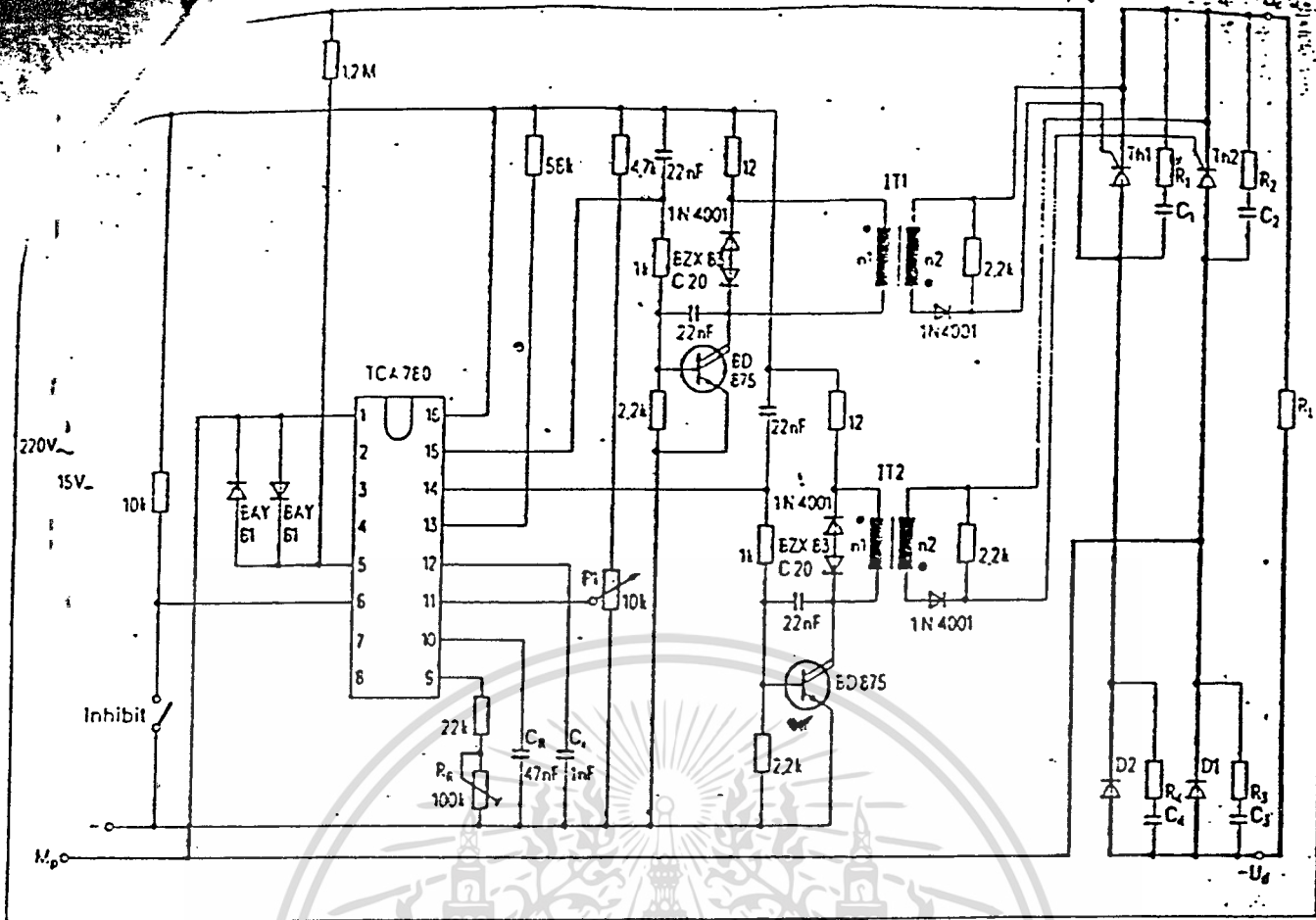
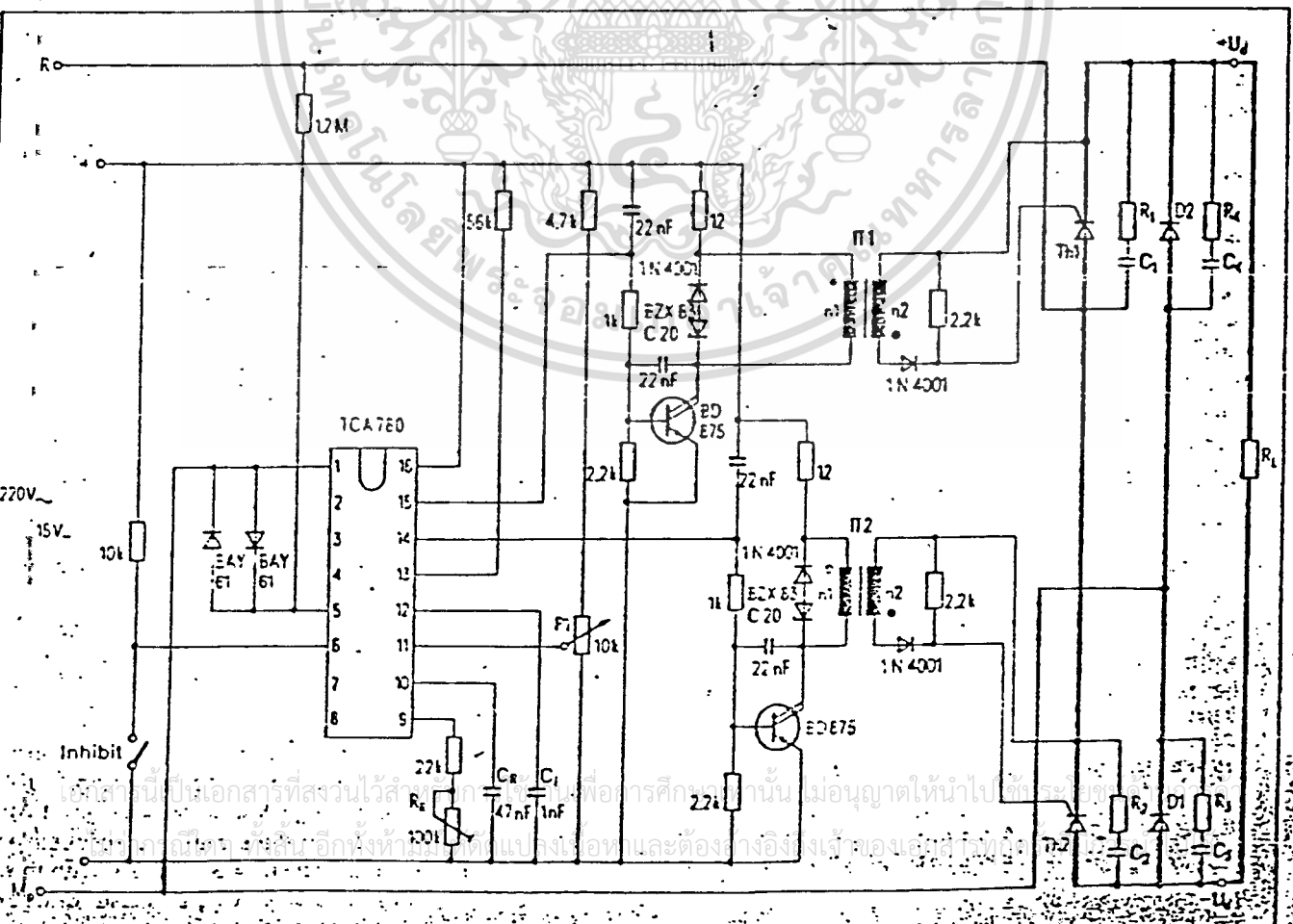
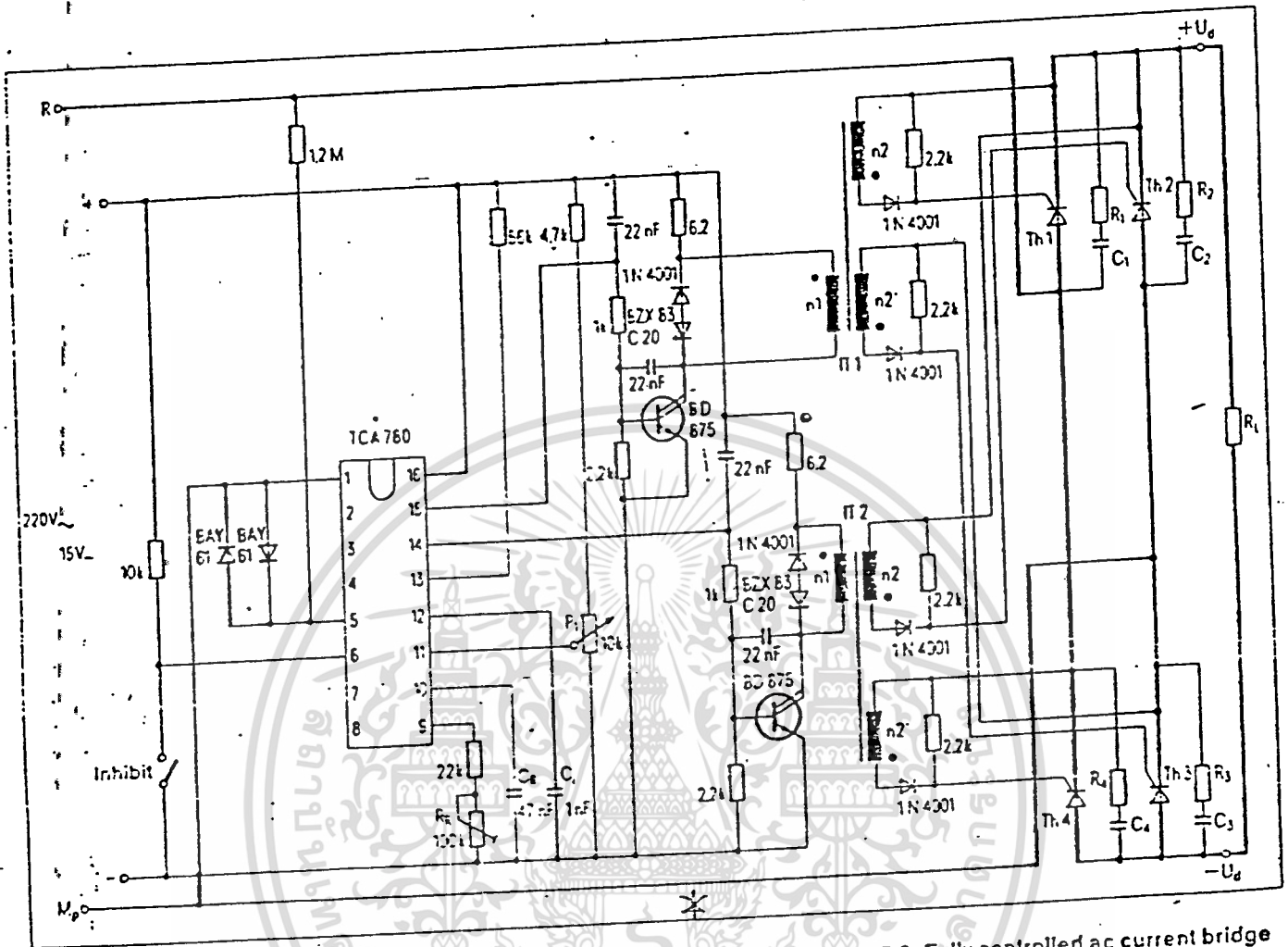


Fig.10 a) Half-controlled balanced single phase bridge circuit

Fig.10 b) Half-controlled unbalanced single phase bridge circuit





**Fig. 11** Fully controlled ac current bridge (B) with darlington transistor trigger pulse amplifier and transformer. If the four thyristors BS1 F255 are mounted each on a heat sink HK 10, a dc current load of 9 kW can be switched.  
 Output voltage  $U_{DCAV} = 196\text{ V}$   
 $R_{Lmin} = 4.5\ \Omega$ ,  $I_{LAV} = 46\text{ A}$ ,  $P_o = 9\text{ kW}$   
 Th1, Th2, Th3, Th4: BS1 F2553  
 $R_1, R_2, R_3, R_4$ :  $66\ \Omega/6\text{ W}$   
 $C_1, C_2, C_3, C_4$ :  $0.22\ \mu\text{F}/250\text{ V ac}$   
 Trigger pulse transformer IT1, IT2: ZKB 41E/050-02-PF by VAC

### 5.3 Fully controlled ac current bridge

Fig. 11 shows the use of a control set including IC TCA 780 in a line commutated converter as an example for a fully controlled bridge rectifier.

The control sets have to provide a sure function of the rectifier by feeding sufficiently large control pulses ( $I_G = 1\text{ A}$ ) to the thyristors with the respective control angle ( $\alpha = 0^\circ \dots 180^\circ$ ). With the fully controlled single phase bridge circuit, four line synchronous control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 'ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำโครงการขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ไว้เป็นอย่างสูง ที่สองท่านนี้ได้คอยให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษา มาโดยตลอด ขอขอบคุณ อาจารย์ศุภกิจ จูตะวิริยะ ที่ให้คำปรึกษาในบางเรื่อง ขอขอบคุณภาค วิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ใช้เครื่องมือในการทดลองต่าง ๆ จนโครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. Alexander Lo Julian, Richard S. Wallace and Pradeep K. Sood, "Multi-Speed Control of Single-Phase Induction Motor for Blower Application" IEEE Trans. on Power Electronic, vol.10,no.1,PP. 72-77,Jan 1995.
2. Albert Paul Malvino and Donald P. Leach, "Digital Principles and Application" Mc Graw-Hill, Singapore, 1986.
3. สัมพันธ์ หาญขเล, "เครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับ", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2533.
4. "MOTOROLA THYRISTOR DEVICE DATA", motorola Inc., U.S.A, 1989.
5. "MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA", U.S.A. 1989.
6. สุวัฒน์ คั่น, "สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย", โรงพิมพ์สหขายปลีกและการพิมพ์, บ. เอน-ทลไทย จำกัด, กทม, 2521.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำโครงการขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ  
อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ไว้เป็นอย่างสูง ที่สองท่านนี้ได้คอยให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษา  
มาโดยตลอด ขอขอบคุณ อาจารย์ศุภกิจ จูตะวิริยะ ที่ให้คำปรึกษาในบางเรื่อง ขอขอบคุณภาค  
วิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ใช้เครื่องมือในการทดลองต่าง ๆ จนโครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. Alexander Lo Julian, Richard S. Wallace and Pradeep K. Sood, "Muti-Speed Control of Single-Phase Induction Motor for Blower Application" IEEE Trans. on Power Electronic, vol.10,no.1,PP. 72-77,Jan 1995.
2. Albert Paul Malvino and Donald P. Leach, "Digital Principles and Application" Mc Graw-Hill, Singapore, 1986.
3. สัมพันธ์ หาญชล, "เครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับ", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2533.
4. "MOTOROLA THYRISTOR DEVICE DATA", motorola Inc., U.S.A, 1989.
5. "MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA", U.S.A. 1989.
6. สุวัฒน์ คั่น, "สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย", โรงพิมพ์สหอาชีพและกราฟิก, บ. เอน-ทไทย จำกัด, กทม, 2521.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้