



2539

การควบคุมความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์หนึ่งเฟส แบบหลายความเร็ว

MULTI-SPEED CONTROL OF SINGLE PHASE INDUCTION MOTORS

โดย

นาย ญัฐวงศ์ วิทยาภิรมณ์	36014138
นาย รัตนโชติ เชี่ยวชาญชำนาญกิจ	36014350
นาย วัชรพงศ์ ราชพงศ์	36014395
นาย วัชรระ แก้วนุช	36014396

วัน เดือน ปี.....	30 กย 2539
เลขทะเบียน.....	668227
เลขเรียกหนังสือ.....	139249 ๓๐5๕ ก

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วริยะ พิเชฐจำเริญ

อ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ผู้จัดทำ

นาย ณัฐวงศ์ วิทยานิพนธ์

นาย รัตนโชติ เชี่ยวชาญชำนาญกิจ

นาย วัชรพงศ์ ราชพงศ์

นาย วัชร แก้วนุช

รศ.ดร. วีริยะ พิเศษฐจำเริญ

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. วีริยะ พิเศษฐจำเริญ)

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็วอินดักชันมอเตอร์หนึ่งเฟส แบบหลายความเร็ว

นาย ฌ์รวงศ์ วิทยากิมณานันท์

นาย รัตนโชติ เชื้อขวชาญชำนาญกิจ

นาย วัชรพงศ์ ราชพงศ์

นาย วัชรระ แก้วนุช

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

วงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างง่ายที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส แบบคาปาซิเตอร์ ช่วยเริ่มหมุนและหมุน ซึ่งอาจเป็นมอเตอร์ที่ใช้ประโยชน์ในการปั๊มหรือเปิดพัดลม ก็ได้ เมื่อมอเตอร์ได้รับความถี่ 50 Hz 33.33 Hz และ 25 Hz โดยใช้ไตรแอก 4 ตัว ต่อดังกล่าวในลักษณะ บริดจ์ (bridge) การควบคุมนี้ จะดีกว่าการควบคุมจากการเปลี่ยนแท็ป (Tap) ของขดลวดหรือการ เปลี่ยนขั้วของมอเตอร์นั่นเอง

MULTI-SPEED CONTROL OF SINGLE PHASE INDUCTION MOTORS

Nattawong Wittayapiman

Rattanachot Cheawchanchamnankij

Watcharapong Ratchapong

Watchara Kaewnuch

Viriya Pichetjumroen Advisor

Anuwat Jangwanichlert Advisor

ABSTRACT

A simple electronic 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, 33.3 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.

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

ABSTRACT

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	3
2.1 คำนำ	3
2.2 หลักการทำงาน	3
2.3 Slip	4
2.4 ความเร็วที่แท้จริงของสนามแม่เหล็กหมุนของตัวหมุนในอวกาศ	5
2.5 ความถี่ที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุน	6
2.6 แรงเคลื่อนไฟที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุน	6
2.7 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน	7
2.8 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ	9
2.9 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะที่เริ่มแรกและในขณะที่วิ่งหรือทำงานตามปกติ	11
บทที่ 3 ไตรแอก	14
3.1 พื้นฐานของไตรแอก	14
3.2 คุณสมบัติไตรแอก	14
บทที่ 4 วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น	17
4.1 ไอซี TCA785	17
4.2 ออฟได้อิโวลเตอร์	18
4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณซายน์	21
บทที่ 5 วงจรสับเบอร์	22
5.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	22
5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	24

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 6 การสร้างและการต่อวงจรใช้งาน	26
6.1 สวิตช์ไครแอค	26
6.2 วงจรควบคุมไครแอค	27
6.3 วงจรจ่ายไฟ	34
6.4 วงจรการแยกระบบกราวด์ และสแน็บเบอร์	35
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง	36
วิธีการทดลอง	36
ผลการทดลองที่ความถี่ 50 Hz	37
ผลการทดลองที่ความถี่ 33.33 Hz	41
ผลการทดลองที่ความถี่ 25 Hz	44
บทที่ 8 วิจัยและสรุปผลการทดลอง	48
บทที่ 9 ข้อเสนอแนะ	54
อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น	54
9.1 วิธีการแก้ปัญหาระมอมนิค	54
9.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์โมนิกส์	55
9.3 หลักการกำจัดและการลดปริมาณฮาร์โมนิกส์	59
9.3.1 คำจำกัดความเบื้องต้นของวงจรกรอง (Filter)	59
9.3.2 ปัจจัยที่มีผลกระทบในการปรับตัวกรอง	60
9.3.3 การเกิดรีโซแนนซ์ขนานระหว่างคาปาซิเตอร์กับหม้อแปลง	61
9.3.4 ชนิดของฟิลเตอร์	62
9.3.5 พิจารณาการไหลของกระแสฮาร์โมนิกส์	64
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 กระแสเหนี่ยวนำที่โรเตอร์และแรงบิด	4
รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอเตอร์	7
รูปที่ 2.3 วงจรมอเตอร์	8
รูปที่ 2.4 เวกเตอร์ของวงจรมอเตอร์	8
รูปที่ 2.5 เส้นกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว	8
รูปที่ 2.6 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ	9
รูปที่ 2.6 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะที่เริ่มแรกและในขณะที่วิ่ง	9
รูปที่ 2.7 เวกเตอร์ของวงจรมอเตอร์	9
รูปที่ 2.8 เส้นกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว	10
รูปที่ 2.9 แสดงผลของค่าความจุของคาปาซิเตอร์ที่มีต่อแรงบิดเริ่มหมุนของมอเตอร์	
แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ท ขนาดพิกัด 3/4 hp., 110 V, 60 Hz, 4 pole	11
รูปที่ 2.10 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะที่เริ่มแรกและในขณะที่วิ่ง	11
รูปที่ 2.11 เวกเตอร์วงจรมอเตอร์	12
รูปที่ 2.12 เส้นกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว	12
รูปที่ 3.1 โครงสร้างไดรฟ์และสัญลักษณ์	15
รูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซี TCA785	17
รูปที่ 4.2 วงจรขยายและแยกแยะของสัญญาณกระตุ้น	18
รูปที่ 4.3 โครงสร้างของออฟได้อิซเลเตอร์	18
รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของออฟได้อิซเลเตอร์	19
รูปที่ 4.5 วงจรกระตุ้นไดรฟ์อย่างง่าย	19
รูปที่ 4.6 การใช้ออฟได้อิซเลเตอร์เหนี่ยวนำ	20
รูปที่ 4.7 ผลของ dv/dt กับอุณหภูมิ	20
รูปที่ 4.7 ผลของ dv/dt กับอุณหภูมิ (ต่อ)	21
รูปที่ 4.8 วงจรกำเนิดสัญญาณชาน	21
รูปที่ 5.1 ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม	

ไดรฟ์กระแสเริ่มหยุดนำกระแส

22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 5.2 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม	23
รูปที่ 5.3 แสดงการต่อสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะ	
ตกคร่อมไดรแอคขณะเริ่มหยุดนำกระแส	24
รูปที่ 6.1 วงจรเปลี่ยนความถี่มอเตอร์	26
รูปที่ 6.2 ลักษณะการควบคุมความเร็วมอเตอร์อย่างง่าย	26
รูปที่ 6.3 สัญญาณกระตุ้นไดรแอคตัวที่ 1 และตัวที่ 3	27
รูปที่ 6.4 สัญญาณกระตุ้นไดรแอคตัวที่ 1 และตัวที่ 3	28
รูปที่ 6.5 สัญญาณกระตุ้นไดรแอคตัวที่ 2 และตัวที่ 4	28
รูปที่ 6.6 สัญญาณกระตุ้นไดรแอคตัวที่ 1 และตัวที่ 3	28
รูปที่ 6.7 สัญญาณกระตุ้นไดรแอคตัวที่ 2 และตัวที่ 4	28
รูปที่ 6.8 วงจรสร้างสัญญาณที่ความเร็วสูง	29
รูปที่ 6.9 สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซีTCA785 ตัวที่ 1	30
รูปที่ 6.10 สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซีTCA785 ตัวที่ 2	30
รูปที่ 6.11 IC555 ที่ต่อแบบอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์	30
รูปที่ 6.12 สัญญาณที่ออกมาจากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์	31
รูปที่ 6.13 สัญญาณที่ผ่านไอซี CD4069 ซึ่งเหมือนรูป 6.9	31
รูปที่ 6.14 IC555 ที่ต่อแบบโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์	32
รูปที่ 6.15 สัญญาณจากรูป 6.9 ที่ผ่านการหน่วง 10 ms	32
รูปที่ 6.16 สัญญาณจากรูป 6.9 ที่ผ่านการหน่วง 20 ms ซึ่งเหมือนรูป 6.10	32
รูปที่ 6.17 วงจรสร้างสัญญาณตามรูปที่ 6.6 และ 6.7	33
รูปที่ 6.18 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม	33
รูปที่ 6.19 สัญญาณควบคุม 785 ตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ	34
รูปที่ 6.20 วงจรจ่ายไฟตรง	34
รูปที่ 6.21 วงจรแยกระบบกราวด์ และสับเบอร์	35
รูปที่ 7.1 แสดงการต่อวงจรทดลองหาค่าต่างๆ	36
รูปที่ 7.2 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785	37

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 7.3 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785 เทียบกับคลื่นรูป sine	38
รูปที่ 7.4 รูปแรงดันตกคร่อมไดรแอค	38
รูปที่ 7.5 รูปแรงดันตกคร่อมโหลด	39
รูปที่ 7.6 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไดรแอคตัวที่ 1	39
รูปที่ 7.7 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไดรแอคตัวที่ 2	40
รูปที่ 7.8 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785	41
รูปที่ 7.9 รูปแรงดันตกคร่อมไดรแอค	42
รูปที่ 7.10 รูปแรงดันตกคร่อมโหลด	42
รูปที่ 7.11 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไดรแอคตัวที่ 1	43
รูปที่ 7.12 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไดรแอคตัวที่ 2	43
รูปที่ 7.13 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785	44
รูปที่ 7.14 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785 เทียบกับคลื่นรูป sine	45
รูปที่ 7.15 รูปแรงดันตกคร่อมไดรแอค	45
รูปที่ 7.16 รูปแรงดันตกคร่อมโหลด	46
รูปที่ 7.17 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไดรแอคตัวที่ 1	46
รูปที่ 7.18 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไดรแอคตัวที่ 2	47
รูปที่ 8.1 รูปสัญญาณอินพุท	49
รูปที่ 8.2 รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลดที่ความถี่ 50 Hz	49
รูปที่ 8.3 รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลดที่ความถี่ 33.33 Hz	50
รูปที่ 8.4 รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลดที่ความถี่ 25 Hz	50
รูปที่ 8.5 วงจรสับเบรเกอร์ของไดรแอคและสับเบรเกอร์ของออปโตไอโซเลเตอร์	51
รูปที่ 8.6 รูปสัญญาณกระแสที่ความถี่ 50 Hz	52
รูปที่ 8.7 รูปสัญญาณกระแสที่ความถี่ 33.33 Hz	52
รูปที่ 8.8 รูปสัญญาณกระแสที่ความถี่ 25 Hz	53
รูปที่ 9.1 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแบบรูปไซน์	55
รูปที่ 9.2 รูปคลื่นของแรงดันสี่เหลี่ยม	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 9.3 รูปคลื่นแบบขดแบน	57
รูปที่ 9.4 รูปคลื่นแบบขดแหลม	57
รูปที่ 9.5 (a) วงจรฟิลเตอร์ ชิงเกิลจูน	59
(b) วงจรฟิลเตอร์ ชิงเกิลจูน กับค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่	59
รูปที่ 9.6 (a) รูปวงจรผ่านความถี่สูง	60
(b) กราฟระหว่างอิมพีแดนซ์กับความถี่	60
รูปที่ 9.7 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน	61
รูปที่ 9.8 วงจรกรองฮาร์มอนิกส์	63
รูปที่ 9.9 วงจรกรองฮาร์มอนิกส์แบบป้องกันระบบ	68
รูปที่ 9.10 วงจรกรองฮาร์มอนิกส์แบบป้องกันคาปาซิเตอร์	69

บทที่ 1 บทนำ

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส แบบ คาปาซิเตอร์ช่วยเริ่มหมุนและหมุน โดยทั่วไปมีอยู่หลายวิธีอาจจะโดยการเปลี่ยนขั้ว (Pole), สลิป (Slip) หรือ ความถี่ (Frequency) ก็ได้ แต่ในปริยฐานิพนธ์เล่มนี้ได้ใช้หลักการเปลี่ยนความถี่ที่เข้ามอเตอร์ และมอเตอร์ที่ใช้จะเป็นมอเตอร์พัดลมธรรมดา ซึ่งปกติมอเตอร์ตัวนี้จะมีการเปลี่ยนความเร็วอยู่แล้วโดยเปลี่ยนแท็ปหรือเปลี่ยนขั้วนั่นเอง แต่เราจะนำมอเตอร์ตัวนี้มาเปลี่ยนความถี่ดู ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์นั้น จะแปรผันตามความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์ แต่จะแปรผกผันกับขั้วแม่เหล็ก ดังสมการ

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

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 ในปริยฐานิพนธ์นี้เราจะใช้ ไตรแอก (Triac) เป็นสวิตช์ให้กับวงจรและมีวงจรอิเล็กทรอนิกส์เป็นตัวควบคุมหรือกระตุ้น (Trigger) ความถี่จะเปลี่ยนได้โดยการควบคุมการเปิด, ปิด ของไตรแอก ซึ่งในแต่ละความถี่สภาวะการเปิด, ปิด ไตรแอกจะแตกต่างกัน สำหรับปริยฐานิพนธ์เล่มนี้จะเสนอการปรับความถี่เพียง 3 ความถี่ ซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนของการต่อวงจรใช้งานในบทที่ 6 การเปลี่ยนความถี่ในลักษณะนี้จะมีผลให้เกิด ฮาร์โมนิก (Harmonic) สูง ในส่วนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่นำสัญญาณมากระตุ้นไตรแอกนั้น ในแต่ละความถี่จะมีวงจรที่แตกต่างกันทั้ง 3 ความถี่ ซึ่งจะทำให้วงจรควบคุมมีขนาดใหญ่ ยิ่งถ้ามีการปรับความถี่มากยิ่งขึ้นวงจรควบคุมก็จะเพิ่มขึ้นเป็นเงาตามตัว และในปริยฐานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอส่วนควบคุมที่มีขนาดกระทัดรัดแต่สามารถควบคุมได้ทั้ง 3 ความถี่ ซึ่งจะกล่าวไว้ในส่วนของการต่อวงจรใช้งานบทที่ 6 ภายในปริยฐานิพนธ์เล่มนี้จะประกอบไปด้วยเนื้อหาต่าง ๆ ที่สำคัญและเกี่ยวข้องกับโครงงาน เริ่มจากบทที่ 2 จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีของมอเตอร์ที่นำมาใช้

ปรับความเร็วรวมทั้งมอเตอร์ชนิดอื่นที่สามารถนำมาปรับความเร็วได้ด้วยและในบทที่ 3, 4 จะกล่าวถึงวิธีการวัดค่าต่าง ๆ ของมอเตอร์และในบทที่ 5 จะเป็นการนำมอเตอร์ที่ปรับความเร็วได้มาใช้งานจริงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่นำมาสร้างวงจรเปลี่ยนความถี่ ซึ่งประกอบไปด้วยไตรแอกและส่วนควบคุมไตรแอก ส่วนบทที่ 5 จะเป็นส่วนของการป้องกันตัวไตรแอกโดยวงจรสับเบอร์ด์ประกอบด้วยตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) แล้ววิธีการคำนวณค่าที่เหมาะสมด้วย สำหรับบทที่ 6 จะเป็นวิธีการสร้างวงจรใช้งานจริงและการคำนวณ



บทที่ 2 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

(Single-Phase Induction Motors)

2.1 คำนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single-phase induction motors) เป็นมอเตอร์ที่มีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้มันหมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟสจะแตกต่างกันก็ตรงที่ตัวอยู่กับที่มีการพันขดลวดเป็นแบบเฟสเดียวและได้รับไฟจากไฟเฟสเดียวกัน ดังนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสลับกันไปมาขึ้นที่ตัวอยู่กับที่ซึ่งไม่ใช่สนามแม่เหล็กที่ความเร็ว synchronous เหมือนอย่างกับพวกที่มีการพันแบบสองเฟสหรือสามเฟส จากเหตุผลนี้จึงทำให้เส้นแรงที่สลับไปมานี้ไม่สามารถที่จะทำให้เกิดแรงบิดหมุนขึ้นได้ในขณะที่ตัวหมุนยังหยุดอยู่ นี่ก็คือสาเหตุว่าทำไมมอเตอร์เฟสเดียวจึงไม่มีแรงบิดเริ่มแรกในตัวของมันเอง

อย่างไรก็ดีถ้าหากว่าตัวหมุนถูกทำให้หมุนไปด้วยมือหรือวิธีใดวิธีหนึ่งในทิศทางใดทิศทางหนึ่งแล้ว ย่อมทำให้เกิดแรงบิดและอัตราเร่งเกิดขึ้นกับมอเตอร์นั้นจนกระทั่งมีความเร็วเต็มที่

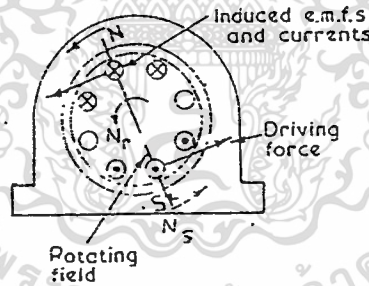
ตัวหมุน (rotor) ของมอเตอร์แบบนี้ส่วนใหญ่เป็นแบบทรงกระบอก (Squirrel cage) ส่วนทางตัวอยู่กับที่นั้นก็มีการพันขดลวดตัวนำผิวด้านแตกต่างกันไปบ้างแล้วแต่ชนิดของมอเตอร์ การที่กล่าวว่ามีมอเตอร์เฟสเดียวมีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้มันได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟสนั้นหมายความว่ามอเตอร์แบบนี้มีทั้งตัวอยู่กับที่และตัวหมุน โดยที่ตัวอยู่กับที่นั้นจะมีการพันขดลวดเพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในช่วงขณะเริ่มแรกหรือมีอยู่ตลอดไปก็ได้ โดยอาศัยอุปกรณ์ช่วยอื่น ๆ เช่น ขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) หรือตัวประจุ (capacitor) ต่อร่วมกับขดทำให้หมุน หรืออาจทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเลื่อนหรือเคลื่อนที่ไปรอบหรือเกิดสนามแม่เหล็กโดยอาศัยคุณสมบัติของตัวหมุนและตัวอยู่กับที่ร่วมกันได้ ส่วนตัวหมุนนั้นก็อาจเป็นแบบทรงกระบอกหรืออาจไม่เป็นก็ได้แต่ก็ต้องเป็นตัวที่จะทำให้เกิดมีการเหนี่ยวนำเกิดขึ้นในตัวมันเพื่อทำให้เกิดแรงบิดขึ้นได้เมื่อมีสนามแม่เหล็กหมุนหรือเลื่อนได้หมุนผ่านตัวมัน ซึ่งจะกล่าวแยกเป็นเรื่อง ๆ ไปตามชนิดมอเตอร์แบบต่าง ๆ

2.2 หลักการทำงาน (Principle of Operation)

มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำนี้ ไม่มีวงจรไฟฟ้าต่อเชื่อมกันระหว่างตัวอยู่กับที่กับตัวหมุน กระแสที่เกิดขึ้นในตัวหมุนที่ไหลอยู่ภายในแท่งตัวนำที่ฝังอยู่รอบ ๆ ตัวหมุนนั้น เกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนที่มาจากตัวอยู่กับที่ ซึ่งได้รับกำลังไฟสลับมาจากภายนอกขนาดของแรงเคลื่อนก็ขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนตัวนำของตัวหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรากฏการณ์ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นนี้ มีหลักการคล้ายคลึงกับหม้อแปลงที่มีส่วนที่สองที่สามารถเคลื่อนที่ได้ แต่สำหรับมอเตอร์แบบเฟสเดียว ซึ่งมีการพันอยู่บนตัวอยู่กับที่นั้น ไม่อาจทำให้ส่วนที่สองหรือตัวหมุนเคลื่อนที่ได้ ทั้งนี้เพราะแรงบิดที่เกิดขึ้นบนตัวหมุนนั้น มีทิศทางตรงกันข้ามในแต่ละครั้งรอบ (cycle) ของแต่ละครึ่งของไฟที่ใส่เข้าไปในหนึ่ง cycle แต่ถ้าหากว่ามีการพันขดลวดบนตัวอยู่กับที่ตั้งแต่ 2 ชุดขึ้นไปแล้ว ก็จะทำให้มอเตอร์หมุนได้ เช่น ถ้ามีการพันขดลวด 2 ชุดก็เป็นมอเตอร์ 2 เฟส ถ้า 3 ชุดก็เป็นแบบมอเตอร์ 3 เฟส เป็นต้น อย่างไรก็ตาม มอเตอร์เฟสเดียวนั้น มีวิธีการทำให้หมุนได้หลายวิธี ซึ่งจะกล่าวในเรื่องของมอเตอร์เฟสเดียวต่อไปในตอนหลัง สนามแม่เหล็กถาวรที่เกิดขึ้นบนตัวอยู่กับที่นี้ จะหมุนคล้ายกับการหมุนของแม่เหล็กถาวรด้วยความเร็วเท่ากับ synchronous ซึ่งทำให้เกิดการตัดของสนามแม่เหล็กหรือมีการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กขึ้นบนตัวนำที่อยู่บนตัวหมุน ซึ่งมีหลักการเดียวกับหม้อแปลงนั่นเอง จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ตัวนำในตัวหมุนแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ จะทำให้เกิดกระแสไหลในตัวนำขึ้น ซึ่งทำให้เกิดแรงบิด (torque) ขึ้นที่ตัวหมุนในทิศทางที่หมุนไปทางเดียวกับการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุนทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้านั้นหาได้โดยใช้กฎมือขวาของเฟลมมิง ส่วนทิศทางการเคลื่อนที่ ก็หาได้จากกฎมือซ้ายของเฟลมมิง เช่นเดียวกับการหาทิศทางของมอเตอร์ไฟตรงดังรูปที่ 2.1



รูป 2.1 กระแสเหนี่ยวนำที่โรเตอร์และแรงบิด

จากรูป เห็นได้ว่าทิศทางการเคลื่อนที่ของหมุนนั้น ไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน ดังนั้นแรงบิดจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อความเร็วของตัวหมุน มีค่าน้อยกว่าความเร็วที่ synchronous

2.3 ไสล (Slip)

ไสลก็คือ อัตราส่วนของความเร็ว ที่เกิดจากความแตกต่างของความเร็วที่ตัวหมุน กับความเร็วที่ synchronous ของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นในเครื่องกลไฟฟ้านั้น ๆ ดังสมการ 2.3-1 ซึ่งคิดเป็น%

$$\text{ไสล (Slip=S)} = \frac{(N_s - N_r)}{N_s} \times 100 \quad (2.3-1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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
 $N_r = N_s(1-S)$ (2.3-2)

จาก (2.3-2) ได้ว่า

เมื่อ $S=1$ นั่นคือ $N_r=0$

หรือ $S=0$ นั่นคือ $N_r=N_s$

ปกติแล้วมอเตอร์จะมีโหลด S ประมาณ 1 ถึง 5 % เมื่อได้รับภาระ (load) โดยมีภาระเต็มทีประมาณ 5% แต่เมื่อภาระที่ได้รับน้อยลงไปก็จะทำให้โหลด S ลดลงไปด้วยนั่นคือความเร็วที่ไหลไปจาก synchronous มีค่าดังสมการ (2.3-3)

$$N_{rs} = N_s - N_r = S N_s \quad (2.3-3)$$

เมื่อ N_{rs} = ความเร็วไหลที่เกิดขึ้นบนตัวหมุน (รอบ/วินาที)
 = ความเร็วบนตัวหมุนเมื่อเทียบความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (รอบ/นาที)

2.4 ความเร็วที่แท้จริงของสนามแม่เหล็กหมุนของตัวหมุนในอวกาศ (The Actual Speed of the Rotor Field Space)

เมื่อทำการเทียบกับตัวอยู่กับที่ที่มีค่า N_{rs}

N_{rf} = ความเร็วตัวหมุน + ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุนเมื่อเปรียบเทียบกับตัวมันเอง

$$= N_s + N_{rs} = N_s + S N_s$$

$$= N_s + S \cdot 2f/P = N_s + N_s - N_r = N_s$$

หรือ

$$N_{rf} = N_s(1 - S) + S N_s$$

$$= N_s$$

= ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดจากตัวอยู่กับที่

2.5 ความถี่ที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุน (Rotor Frequency)

เมื่อต่อไฟจากภายนอกเข้าไปยังตัวอยู่กับที่แล้ว ก็ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหลักที่มี p ขั้วเคลื่อนที่ด้วยความเร็วไปรอบภายในมอเตอร์ด้วยความเร็ว synchronous คือ

$N_s = 2f/p$ รอบ/วินาที สนามแม่เหล็กนี้ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นจำนวนหนึ่งที่มีความถี่เป็น f_r ขึ้นบนตัวหมุน ฉะนั้นในขณะเริ่มแรกที่ตัวหมุนยังอยู่กับที่ ก็เกิดขั้วแม่เหล็กขึ้น P ขั้วเช่นเดียวกับบนตัวอยู่กับที่ด้วย นั่นคือ ตัวหมุนมีความถี่ของไฟเกิดขึ้นในขณะอยู่กับที่ $+ PN_s/2 + f_r + f$ ด้วย แต่เมื่อตัวหมุนวิ่งด้วยความเร็ว N_r ย่อมทำให้ความเร็วของตัวหมุนแตกต่างไปจากความเร็วที่ synchronous อยู่ $N_s - N_r$ นั่นคือ ตัวหมุนมีความถี่เป็น f_r ดังสมการ (2.5-1)

$$f_r = P(N_s - N_r)/2$$

$$f_r = PN_s/2$$

$$= PSN_r/2 \quad \text{ดังนั้น } N_s = SN_r \text{ รอบ/วินาที}$$

$$= Sf$$

เมื่อ f = ความถี่ที่ได้รับจากไฟที่จ่ายให้กับมอเตอร์ (cycle/sec)

f_r = ความถี่ที่เกิดขึ้นในตัวหมุน (cycle/sec)

2.6 แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุน

เมื่อมอเตอร์ยังไม่หมุนนั้น จะเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าในตัวหมุนเกิดขึ้นเช่นเดียวกัน การเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ทางด้านที่สองของหม้อแปลง ดังสมการ

คือ

$$E_{ph} = 2.22 N_{ph} \phi_m f K_s K_c = E_2$$

$$E_2 = \text{แรงเคลื่อนไฟฟ้าของตัวหมุนเมื่อยังอยู่กับที่ (โวลต์)}$$

เมื่อ

$$N_{ph} = N \cdot P \cdot g = \text{จำนวนตัวนำที่ต่ออนุกรมกันเป็นหนึ่งในเฟส}$$

$$N = \text{จำนวนรอบที่ต่ออนุกรมกันเป็นหนึ่งในช่อง}$$

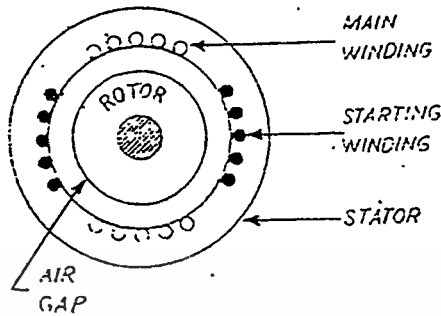
$$P = \text{จำนวนขั้วแม่เหล็กทั้งหมด}$$

$$g = \text{จำนวนช่อง/ขั้ว/เฟส}$$

แรงเคลื่อนไฟฟ้าขณะที่ตัวหมุนยังไม่หมุนนั้นมีค่า $= E_2$ นั่นคือ โกล $S = 1$

แต่เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุน นั่นคือ Slip น้อยกว่า 1 แล้ว เพราะฉะนั้น แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตัวหมุนก็จะเปลี่ยนจากเดิมไปเป็น SE_2 นั่นเอง

2.7 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน (Split-Phase Motor) โครงสร้างของมอเตอร์ประกอบด้วย

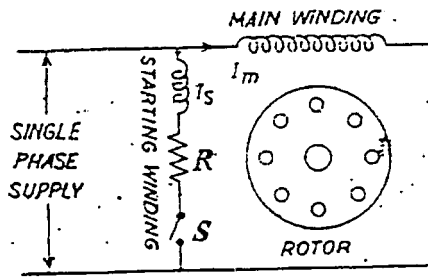


รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอเตอร์

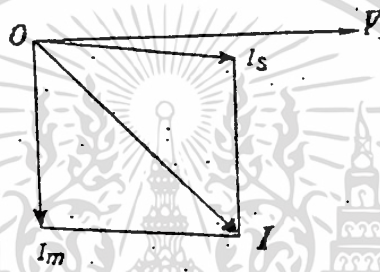
1. ตัวอยู่กับที่ (Stator) มีขดลวดอยู่ 2 ชุด ชุดหนึ่งมีไว้สำหรับใช้งานตามปกติเรียกว่าชุดสำหรับวิ่ง (running winding หรือ main winding) ชุดขดลวดชุดนี้มีความต้านทานต่ำแต่ reactance สูงกว่าชุดสำหรับทำให้มอเตอร์เริ่มหมุน โดยที่มีขนาดเส้นลวดใหญ่กว่าชุดหมุน ชุดสำหรับวิ่งหรือใช้งานนี้เป็นชุดหลักที่มีไฟผ่านอยู่ตลอดเวลา ไม่ว่าจะเป็นขณะเริ่มหมุนที่แรกหรือว่าขณะที่ทำงานปกติ ชุดที่สองเป็นชุดสำหรับเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ขดลวดชุดนี้พันไว้ที่ตัวอยู่กับที่เช่นเดียวกัน แต่ว่าให้ลงในช่อง (slot) เป็นมุมห่างไปจากความต้านทานของขดลวดตัวนำสูงแต่ reactance ต่ำและเส้นลวดมีขนาดเล็กชุดขดลวดชุดนี้ต่ออนุกรมกับสวิตช์หนีศูนย์กลาง (centrifugal switch) แล้วจึงนำไปต่อขนานกับชุดสำหรับวิ่งถ้าไม่ใช้สวิตช์หนีศูนย์กลางก็อาจใช้ relay เป็นตัวตัดชุดเริ่มทำให้หมุนหรือชุดช่วยทำให้หมุน (Starting winding or auxiliary winding) ก็ได้ ดังเช่นที่ใช้กับมอเตอร์อัดน้ำยา (compressor) ของตู้เย็นหรือเครื่องปรับอากาศก็ได้ โดยปกติแล้วมอเตอร์ที่ใช้อัดน้ำยาของตู้เย็นหรือเครื่องปรับอากาศที่ใช้กับไฟฟสด้านนั้นจะใช้ตัวประจูด้อยด้วย ซึ่งจะได้กล่าวถึงอีกบทหนึ่ง

2. ตัวหมุน (rotor) เป็นแบบทรงกระบอกธรรมดาซึ่งอาจจะมี 2 กรงซ้อนกันหรือกรงเดียวก็ได้แล้วแต่จุดประสงค์ของการใช้งาน ตัวนำที่ฝังอยู่ในตัวหมุนเป็นรูปทรงกระบอกนี้อาจจะฝังเฉียง ๆ (skew) ก็ได้ ที่แกนของตัวหมุนมีสวิตช์หนีศูนย์กลางติดอยู่ด้วยทั้งนี้เพื่อตัดชุดเริ่ม ให้มันออกไปหลังจากที่มอเตอร์มีความเร็วประมาณ 75 % ของ synchronous

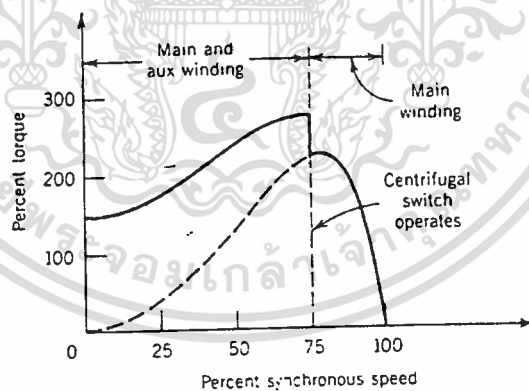
รูปตัดและวงจรของมอเตอร์ชนิดนี้ดูได้จากรูป 2.2 และ 2.3 จากรูป 2.3 จะพบว่ามีความต้านทานที่มีค่าสูงอีก 1 ตัวต่ออนุกรมเข้ากับขดลวดทำให้หมุน (starting winding) ความต้านทานนี้อาจไม่จำเป็นต้องใช้ก็ได้ ถ้าหากว่าความต้านทานของชุดเริ่มทำให้หมุนมีค่าสูงพอ



รูป 2.3 วงจรมอเตอร์



รูป 2.4 เวกเตอร์ของวงจร



รูป 2.5 เส้นกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว

จากคุณสมบัติของขดลวดทั้งสองที่กล่าวมาแล้ว จึงทำให้กระแส I_s และ I_m มีมุมแตกต่างกันเกือบ 90 องศา ดังรูป 2.4 แรแส I_s มาทีหลัง (lag) แรงเคลื่อนไฟฟ้า V ไปเป็นมุมเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะว่าค่าความต้านทานสูงกว่าค่า reactance มาก ฉะนั้น จึงทำให้กระแส I_s เกือบทับกับ (inphase) V แต่ว่ากระแส I_m อันเนื่องมาจากขดหลัก (Main winding) นั้น มีความต้านทานต่ำแต่ reactance สูง ดังนั้นจึงทำให้ I_m มาทีหลัง V เกือบ 90 องศา เมื่อเป็นเช่นนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้น เพื่อใช้ในการเริ่มหมุนของมอเตอร์ ส่วนสวิทช์หนีสุนัขกลาง S นี้ จะทำหน้าที่ตัดไฟ

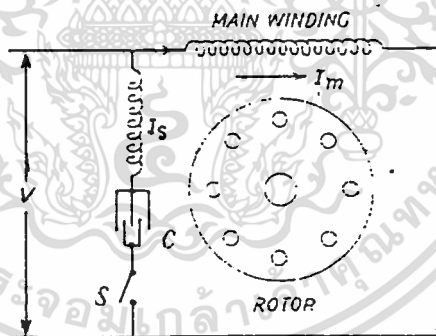
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของขดเริ่มหมุน (starting winding) ออกไป หลังจากที่มีมอเตอร์วิ่งได้เกือบใกล้ความเร็วพิกัด หรือประมาณที่ 75 % ของความเร็วที่ synchronous

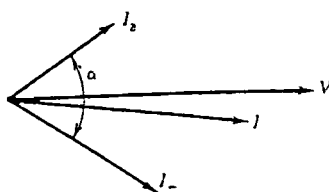
มอเตอร์แบบนี้มีแรงบิดเริ่มแรกประมาณ 1 ถึง 2 เท่าของแรงบิดที่พิกัด โดยใช้กระแสเริ่มแรกตั้งแต่ 5 ถึง 7 จึงทำให้เหมาะสมในการใช้งานกับเครื่องกลึงชนิดเล็ก ตัวแยกโดยอาศัยแรงหนีศูนย์กลาง (centrifugal separators) และตัวเป่า (blowers) เหล่านี้เป็นต้น

2.8 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ (Capacitor Start Induction-Run Motor)

มอเตอร์แบบนี้ก็มีโครงสร้างคล้ายกับแบบ 2.7 ต่างกันที่ว่ามีมอเตอร์แบบนี้ทำให้กระแส I_s และ I_m มีเฟสแยกกันโดยใช้ตัวประจุหรือตัวควบแน่น (capacitor or condenser) ต่ออนุกรมเข้ากับขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ดังรูป 2.6 ตัวประจุไฟฟ้าที่ใช้เป็นชนิดสารละลาย (electrolytic) ดังนั้นจึงต้องต่อขั้วบวกและลบให้ถูกต้องด้วย ตัวประจุนี้จะโดนตัดออกไปโดยสวิตช์หนีศูนย์กลางหลังจากที่มันมีความเร็วประมาณ 75 % ของความเร็วที่ synchronous ตัวประจุนี้ติดอยู่ที่เปลือกหรือแยกออกต่างหากจากตัวมอเตอร์ก็ได้

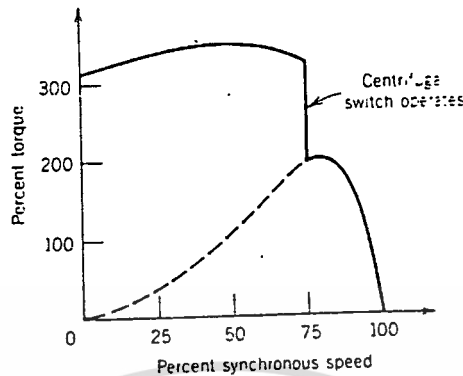


รูป 2.6 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ



รูป 2.7 เวกเตอร์ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

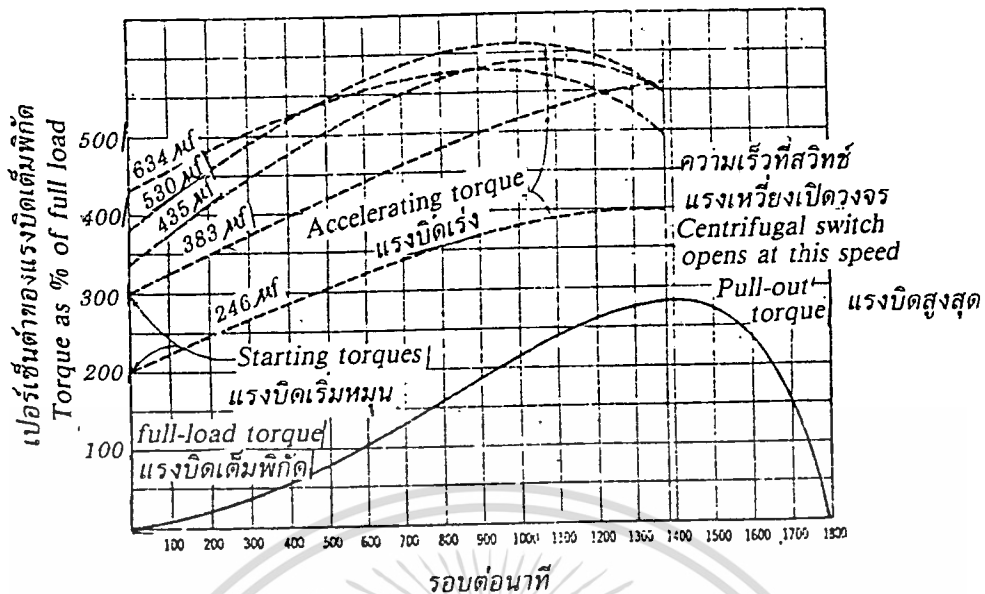


รูป 2.8 เส้นกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว

กระแส I_m นี้มาที่หลัง V เป็นมุมใหญ่มุมหนึ่ง ในขณะเดียวกัน I_s มาก่อน V เป็นมุมหนึ่งเช่นกัน ดังนั้นจึงทำให้ได้กระแสลัพธ์ I ซึ่งเกือบจะทับกับ V ดังนั้นจึงทำให้แรงบิดเริ่มแรกสูง ซึ่งทำให้เหมาะสมที่จะนำไปขับเคลื่อนอัด (compressor) บีม เครื่องผสมเหนียว (doughmixers) และอื่น ๆ

คาปาซิเตอร์ที่ใช้ช่วยสตาร์ทมอเตอร์ เป็นคาปาซิเตอร์ชนิดอิเล็กโทรไลต์ (Dry-type electrolytic capacitor) ผลิตขึ้นโดยม้วนแผ่นอะลูมิเนียมบางๆ 2 แผ่นตรงกลางระหว่างแผ่นมีวัสดุฉนวน เช่น ผ้าก๊อสน้ำมันอิเล็กโทรไลต์ ไข่อิมตัว อิเล็กโทรไลต์จะทำให้เกิดไขขึ้นตรงกลางระหว่างแผ่นอะลูมิเนียม หรือกล่องพลาสติก และมีขั้วไฟฟ้าต่อไว้พร้อมกับรูระบายแก๊ส

ขนาดมอเตอร์ (แรงม้า)	ความจุของคาปาซิเตอร์ ที่ใช้ในการสตาร์ท (μF)	แรงดัน (โวลต์)
1/8	72/88	115
1/6	88/108	115
1/4	108/130	115
	124/149	115
1/3	161/193	115
1/2	216/259	115
3/4	378/440	115
1	378/440	115

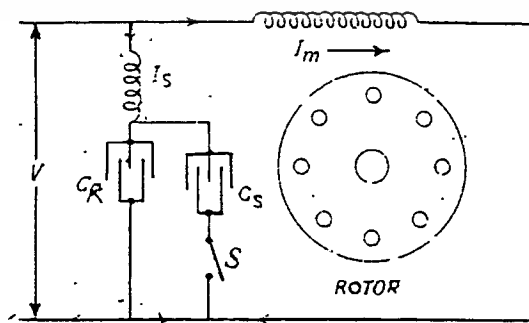


รูป 2.9 แสดงผลของค่าความจุของคาปาซิเตอร์ที่มีต่อแรงบิดเริ่มหมุนของมอเตอร์
แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ท ขนาดพิกัด 3/4 hp., 110 V, 60 Hz, 4 pole

2.9 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุนเริ่มแรกและในขณะวิ่งหรือทำงานตามปกติ

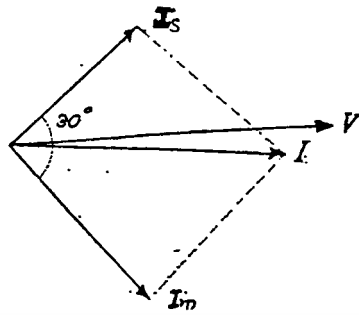
(Capacitor-Start Capacitor-Run Motor)

มอเตอร์แบบนี้มีตัวประจุไฟ 2 ตัว คือ C_s และ C_r รูป 2.10 ตัว C_s ซึ่งใช้เป็นตัวทำให้มอเตอร์เริ่มหมุนนี้ มีความจุเกือบ 3 เท่าของ C_r ซึ่งใช้สำหรับวิ่งและเป็นตัวประจุแบบชนิดกระดาษ (paper) ตัว C_s นี้จะโดนตัดออกไปโดยอัตโนมัติ หลังจากที่มอเตอร์หมุนได้ใกล้ถึงความเร็วที่พิกัด ในการตัด C_s นั้นนอกจากใช้สวิตช์หนีศูนย์กลางเป็นตัวตัดแล้ว ก็อาจใช้ current coil relay เป็นตัวตัดก็ได้ ส่วนใหญ่ในปัจจุบันนิยมใช้ ใช้ current coil relay เป็นตัวตัด โดยการใช้ C_r ที่เหมาะสมจึงทำให้กระแส I_s และ I_m แตกต่างกันเกือบ 90 องศา (2.7) ซึ่งทำให้เหมือนกับว่ามอเตอร์นั้นได้รับไฟจากไฟ 2 เฟส

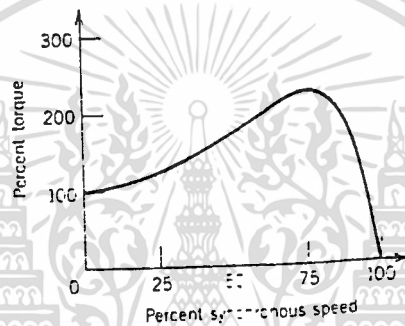


รูป 2.10 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุนเริ่มแรกและในขณะวิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.11 เวกเตอร์วงจรมอเตอร์



รูป 2.12 เส้นกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว

ข้อดีของการต่อตัวขนาดเล็กไว้ในวงจรของมอเตอร์ก็คือ

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

คาปาซิเตอร์ที่ใช้ช่วยในการหมุนมอเตอร์ เป็นคาปาซิเตอร์ชนิดบรรจุน้ำมัน(oil-filled capacitor) ฉนวนคั่นกลางระหว่างแผ่นอะลูมิเนียมทำด้วยกระดาษแผ่นบางๆ อาบด้วยน้ำมันฉนวน แล้วม้วนเป็นรูปทรงกระบอก หรือพับเป็นรูปสี่เหลี่ยม แล้วบรรจุลงในกล่องอะลูมิเนียมหรือกล่องพลาสติก คาปาซิเตอร์แบบนี้มีค่าความจุต่ำ แต่สามารถต่อใช้งานได้เป็นระยะเวลานานๆ (continuous duty) วงจรของมอเตอร์แบบนี้ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.10

คาปาซิเตอร์ที่ใช้ช่วยสตาร์ทมอเตอร์ เป็นคาปาซิเตอร์ชนิดอิเล็กโทรไลติก(Dry-type electrolytic capacitor) ผลิตขึ้นโดยม้วนแผ่นอะลูมิเนียมบางๆ 2 แผ่นตรงกลางระหว่างแผ่นมีวัสดุฉนวน เช่น ผ้าก๊อซหุบบิเล็กทรอไลต์ ไว้น้ำมันตัว อิเล็กโทรไลต์จะทำให้เกิดไขมันตรงกลางระหว่างแผ่นอะลูมิเนียม หรือกล่องพลาสติก และมีขั้วไฟฟ้าต่อไว้พร้อมกับรูระบายแก๊ส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติค่าคาปาซิเตอร์ที่ช่วยในการหมุนมอเตอร์ จะมีค่าน้อยกว่าค่าคาปาซิเตอร์ที่ช่วยสตาร์ทมอเตอร์ เป็น 10 เท่า

ขนาดมอเตอร์ (แรงม้า)	ความจุของคาปาซิเตอร์ ที่ใช้ในการสตาร์ท (μF)	ความจุของคาปาซิเตอร์ที่ ช่วยในการหมุนมอเตอร์ (μF)	แรงดัน (โวลต์)
1/8	72/88	7/9	115
1/6	88/108	9/11	115
1/4	108/130	11/13	115
	124/149	12/15	115
1/3	161/193	16/20	115
1/2	216/259	22/26	115
3/4	378/440	38/44	115
1	378/440	38/44	115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 ไตรแอก

3.1 พื้นฐานของไตรแอก

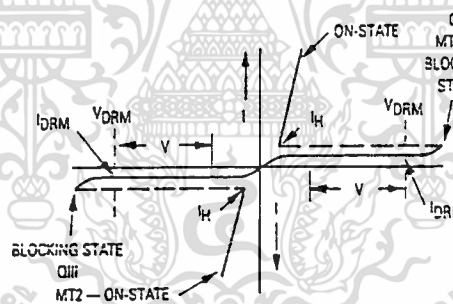
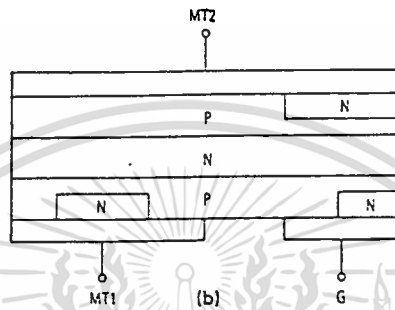
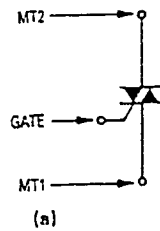
ไตรแอกเป็นสารกึ่งตัวนำมีจุดต่อ 3 จุด ทางด้านไฟกระแสสลับเป็นสวิทช์ซึ่งใช้ในการทริกด้านพลังงานต่ำ สัญญาณที่ใช้จะกระทำที่ตัวเกตซึ่งไม่เหมือนกับการใช้ซิลิคอนควบคุมการแปลงหรือ SCR ไตรแอกจะนำกระแสทุกทิศทางเมื่อมีการใช้งาน ไตรแอกมีความแตกต่าง SCR ทั้งทางบวกและลบ สัญญาณเกตจะทำการทริกไตรแอกควรคำนึงถึงการประหัยและการใช้ประโยชน์ได้มากที่สุด วิธีการควบคุมกำลังทางด้านไฟกระแสสลับต้องถูกต้อง ไตรแอกมีข้อดีที่แตกต่างมากกว่าสวิทช์เครื่องกลธรรมดา เมื่อไตรแอกมีช่วงบวกเข้ามาอยู่ในสถานะทำงาน (ON) และถ้ากระแสมีค่าเป็นศูนย์หรือลบจะอยู่ในสถานะที่หยุดทำงาน (OFF) ตามคุณสมบัติของไตรแอกจะไม่ได้รับความเสียหายจากกรณีที่หน้าสัมผัสไม่ยอมดึงกลับหรือเกิดอาการอาร์คขึ้นในสวิทช์ทางกล สวิทช์ไตรแอกเริ่มทำงานจะมีความเร็วมากกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับรีเลย์ธรรมดาและการควบคุมจะมีความถูกต้องมาก

ไตรแอกสามารถที่จะทำการทริกโดยใช้ไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) ไฟฟ้ากระแสตรงและเรกติไฟร์ทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับหรือใช้พัลส์ เพราะว่าทางด้านพลังงานต่ำต้องการทริกไตรแอกวงจรสามารถใช้ตัวใดตัวหนึ่งก็ได้ ขึ้นอยู่กับราคาและการใช้งานแต่ที่สำคัญต้องมีในท้องตลาด เช่น ทรานซิสเตอร์, ยูนิจังก์ชันทรานซิสเตอร์

3.2 คุณสมบัติไตรแอก

รูปที่ 3.1a เป็นการแสดงสัญลักษณ์ของไตรแอกซึ่งประกอบด้วยด้าน 2 ด้านเรียกว่า อาโนดและแคโทด ถ้าใช้ด้านเดียวจะไม่มีมีความหมายสำหรับอุปกรณ์ จุดต่อมีการออกแบบอย่างง่ายโดยมี MT 1, MT 2 และ G ซึ่งกำหนดให้ MT 1, MT 2 เป็นจุดที่กระแสผ่าน ส่วนจุด G คือ เกตเป็นจุดที่ใช้สำหรับทริกไตรแอกเพื่อหลีกเลี่ยงความสับสนในการปฏิบัติงาน จึงกำหนดให้เป็นมาตรฐานที่กระแสและแรงดัน โดยใช้ MT 1 เป็นจุดเปรียบเทียบ

รูปที่ 3.1b แสดงโครงสร้างพื้นฐานของไตรแอก ในรูปสัญลักษณ์ที่ใช้สำหรับไตรแอกประกอบด้วยด้าน 2 ตัวคือ SCRs กับ เกตร่วม ไตรแอกจะมีชั้น โดยรอยต่อระหว่าง MT 1 กับ MT 2 เป็นสวิทช์ P-N-P-N (SCR) และในแนวนานจะเป็น N-P-N-P (เป็นส่วนประกอบของ SCR) ในบางครั้งโครงสร้างของไตรแอกจะมีความสามารถในการทริกสัญญาณเกตทั้งลบและบวก รอยต่อระหว่าง MT1 และ G จะประกอบไปด้วย ไดโอดจำนวน 2 ตัว



รูปที่ 3.1 โครงสร้างไทรแอกและสัญลักษณ์

IDRM

คือ กระแสรั่วไหลผ่านไทรแอกเมื่อได้รับแรงดันฟอร์เวิร์ด

VDRM

คือ แรงดันทรานเซียนถ้าไม่เกินกำหนดทางด้านฟอร์เวิร์ดและรีเวิร์ดจะไม่ทำให้ไทรแอก นำกระแสโดยไม่มีสัญญาณทริก

IH

คือ กระแสยึด (Holding current)

สัญญาณเกตบวกหรือลบให้ฟอร์เวิร์ดไบอัส กับไดโอดตัวใดตัวหนึ่ง สาเหตุจะมีลักษณะคล้ายการทำงานของทรานซิสเตอร์แล้วจะเกิดการเบรคควานซ์ขึ้นที่จังก์ชันบล็อกโดยไม่คำนึงถึงขั้วของ MT 1

คุณสมบัติแรงดัน-กระแสของไทรแอกซึ่งแสดงในรูปสถานะแต่ก่อน MT 1 จะเปรียบเป็นจุด ควอทเร้นท์ที่ 1 (Q-1) ที่รอยต่อ MT 2 เป็นบวก และ MT 1 จะเป็นบวกไปด้วย และในควอเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทแรนท์ที่ 3 ก็จะเป็นเช่นเดียวกัน เมื่อไครแอคเริ่มทำงานสามารถที่จะทำการทริกสัญญาณเกิดทั้งทางบวกและทางลบ มีแบบที่มีความเป็นไปได้ที่จะเกิดขึ้น 4 แบบ คือ

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

ควอทแรนท์ที่ 2 ; MT 2 (+) , G (-) แรงดันเป็นบวกและกระแสเกิดเป็นลบ

ควอทแรนท์ที่ 3 ; MT 2 (-) , G (+) แรงดันเป็นลบและกระแสเกิดเป็นบวก

ควอทแรนท์ที่ 4 ; MT 2 (-) , G (-) แรงดันเป็นลบและกระแสเกิดเป็นลบ

ไครแอคจะมีความไวมากที่สุดเมื่ออยู่ในควอทแรนท์ที่ 1 และ 3 ค่อนข้างน้อยในควอทแรนท์ที่ 2 และน้อยมาก ๆ ในควอทแรนท์ที่ 4 ดังนั้นจึงไม่แนะนำให้ใช้ควอทแรนท์ที่ 4 โดยปราศจากสถานการณ์ที่ถูกสั่งมาเป็นพิเศษ

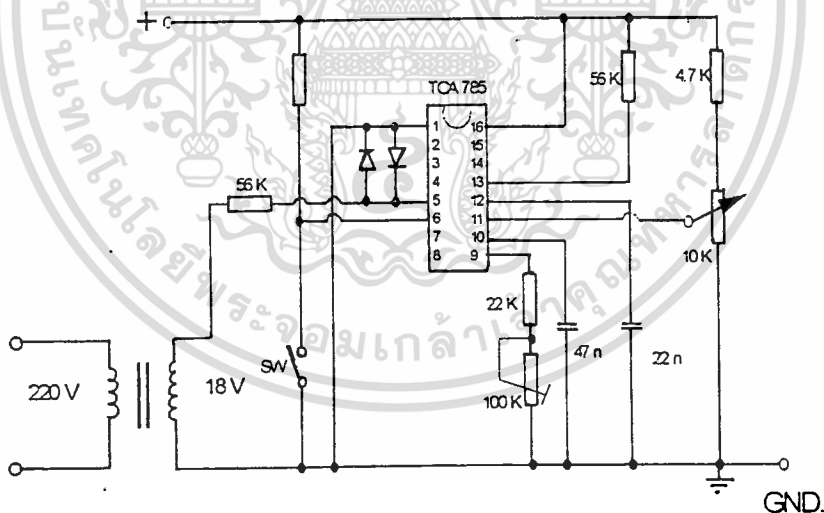
ข้อเท็จจริงที่สำคัญที่ควรจำคือ เมื่อไครแอคสามารถนำกระแสทั้ง 2 ทาง และอยู่ในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ ซึ่งกระแสคลื่นจะเคลื่อนที่ผ่านศูนย์เพื่อครอบคลุมหมดและกลับไปอยู่ในสถานะที่หยุด ด้วยเหตุผลนี้การปฏิบัติการที่น่าเชื่อถือได้ของไครแอคคือ จำกัดอยู่ที่ 60 Hz และต่ำกว่านี้

สำหรับการโหลด การย้ายช่วงระหว่างกระแสลับและแรงดัน หมายถึงเวลาที่กระแสตกอยู่ภายใต้ กระแสโวลต์จิง (IH) และไครแอคหยุดนำกระแส แต่ยังคงอยู่ที่แรงดันเดิม ซึ่งจะต้องปรากฏข้ามไครแอค ถ้าแรงดันเกิดขึ้นเร็วมาก ไครแอคจะเชื่อว่าการนำและการควบคุมสูญเสียไปเพื่อยังควบคุมการไหลของตัวนำ อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดัน (dv/dt) จะต้องถูกจำกัดโดยวงจรอนุกรม RC ที่ไหลผ่านไครแอค คาปาซิเตอร์จะจำกัด (dv/dt) ที่ไหลผ่านไครแอค ตัวต้านทานเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อจำกัดความแปรเปลี่ยนของกระแสจากคาปาซิเตอร์ เมื่อไครแอคใหม่ และเพื่อให้ความชื้นของวงแหวนของตัวต้านทานด้วยการโหลดตัวนำ

บทที่ 4 วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น

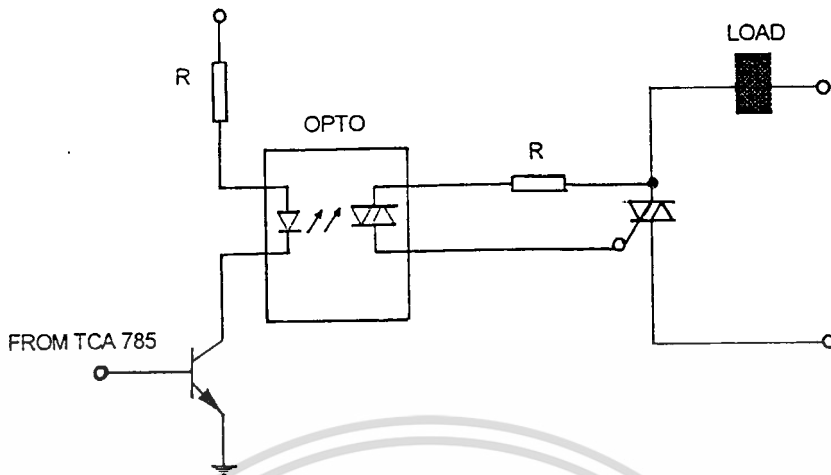
4.1 ไอซี TCA 785

ไอซีเบอร์นี้มีหน้าที่กำเนิดสัญญาณพัลส์ที่จะไปกระตุ้นไทรสเตอร์ ซึ่งวงจรการกำเนิดสัญญาณเป็นดังรูป 4.1 มีการทำงานดังนี้คือ สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งได้จากการแปลงลงหม้อแปลง 220 V/18V จะถูกป้อนเข้าที่ขา (5) ของไอซี และไอซีจะนำสัญญาณนี้มาสร้างสัญญาณแรมพ์ (Ramp signal) ซึ่งสัญญาณนี้จะแสดงออกมาที่ขา (10) ต่อมาสัญญาณนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับ ศักดาไฟฟ้ากระแสตรงจากขา (11) ซึ่งศักดาไฟฟ้านี้จะถูกเรียกว่า ศักดาไฟฟ้าควบคุมและจุดที่ศักดาไฟฟ้าควบคุมและสัญญาณแรมพ์ตัดกันจะทำให้เกิดสัญญาณกระตุ้นออกมาที่ขา (15) และ (14) โดยที่ขา (15) นั้นสัญญาณกระตุ้นจะมีเฟสเดียวกับศักดาไฟฟ้าสลับที่ขา (5) และขาที่ (14) จะมีเฟสเลื่อนไปข้างหลัง 180 องศา ดังนั้น ถ้าศักดาไฟฟ้าควบคุมเปลี่ยนแปลง และความสูงของสัญญาณแรมพ์เป็น 10 โวลท์ ดังนั้น เมื่อศักดาไฟฟ้าควบคุมมีพิสัย 0 ถึง 10 โวลท์ พัลส์มุมกระตุ้นก็จะเป็น 0-180 องศาด้วย



รูป 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซี TCA785

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

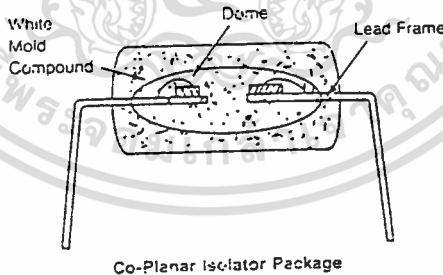


รูป 4.2 วงจรขยายและแยกระบบกราวด์ของสัญญาณกระตุ้น

4.2 ออฟไดโอดไอโซเลเตอร์

4.2.1 บทนำ

MOC 3011 จะเคลื่อนผ่านไดรแอคโดยไม่ผ่านศูนย์ ซึ่งประกอบด้วยธาตุแกเลียมอินฟราเรด LED จะถูกกระตุ้นให้มองเห็นด้วยตัวค้นพบซิลิคอน ซึ่งถูกออกแบบมาเป็นพิเศษเพื่อควบคุมการขับเคลื่อนของไดรแอคบนกระแสไฟฟ้าสลับขนาด 115 V ตัวค้นพบเป็นเครื่องมือที่ซับซ้อน ซึ่งมีหน้าที่การทำงานคล้ายกับไดรแอคตัวเล็ก คือการผลิตสัญญาณที่จำเป็นเพื่อขับเคลื่อนของไดรแอคที่ใหญ่กว่า MOC 3011 จะแสดงการกระตุ้นสัญญาณกำลังที่ต่ำเพื่อขับไปยังโหลดกำลังที่สูงด้วยส่วนประกอบเล็ก ๆ จำนวนมากและในขณะเดียวกับผลที่ได้ในทางปฏิบัติจะมีการแยกกันของวงจรจากสายไฟ



รูป 4.3 โครงสร้างของออฟไดโอดไอโซเลเตอร์

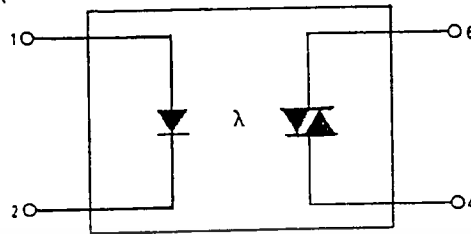
4.2.2 รายละเอียดเบื้องต้นทางไฟฟ้า

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

ตัวค้นพบจะหยุดนำไฟกระแสตรงได้อย่างน้อย 250 V ไม่ว่าจะในทิศทางใดเมื่ออยู่ในสภาวะหยุดทำงานในกรณีที่อยู่ในสภาวะที่ทำงานอยู่ตัวค้นพบจะมีกระแสไหลผ่าน 100 mA ไม่ว่า



จะในทิศทางใดแรงดันเท่ากับ 3 V เมื่อหยุดอุปกรณ์ จะมีเหตุการณ์หนึ่งที่ต้องเกิดขึ้นในขณะที่มีการทำงานอยู่ คือ ตัวค้นพบจะยังควบคุมกระแสไฟภายใต้กระแสไหลดิ่ง (100 μ A)



รูป 4.4 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของออฟได้อโซเลเตอร์

4.2.3 ข้อกำหนดในการจับไดรแอก

รูป 4.5 เป็นการแสดงวงจรจับไดรแอกใช้ MOC 3011 อัตราส่วนกระแสลูกคลื่นสูงสุดของ MOC 3011 จะกระทำที่ปริมาณต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวต้านทาน (R1) ดังสมการ

$$R1_{(min)} = V_{in(PK)} / 1.2 \text{ A} \quad (4.1)$$

การทำให้ 115 V_{ac} เป็นแรงดันทั่วไป

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

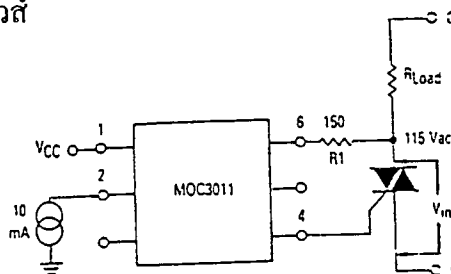
$$R1_{(min)} = V_{in(PK)} / 1.2 \text{ A} = 150 \text{ ohms} \quad (4.2)$$

ในพลัสติกควรใช้ตัวต้านทาน 150 หรือ 180 โอห์ม ถ้าไดรแอกมี I_{GT} = 100 mA และ V_{GT} = 2 V ก็จะเกิดแรงดันข้างในมีความจำเป็นในการทริกไดรแอกโดยให้

$$V_{inT} = R1 \times I_{GT} + V_{GT} + V_{TM} = 20 \text{ V} \quad (4.3)$$

4.2.4 โหลดตัวต้านทาน

เมื่อใช้โหลดความต้านทานเป็นตัวจับวงจรตามรูปที่ 4.5 ใช้หลอดอินแคนเดสเซนต์ และความร้อนตัวต้านทานสองชนิดเป็นส่วนสำคัญของโหลดตัวต้านทานสำหรับที่ 155 V_{ac} หลังจากกำจัดการต้องให้ไดรแอกมีการไหลเข้าโหลดพอสมควร หลอดอินแคนเดสเซนต์ บางเวลาสามารถทำให้กระแสสูงสุดมีค่าเท่ากันในขณะที่ แฟลชโอเวอร์ซึ่งสามารถให้ค่าสูงสุดอย่างมาก และไดรแอกควรมีการป้องกันโดยใช้ฟิวส์



รูป 4.5 วงจรกระตุ้นไดรแอกอย่างง่าย

4.2.5 ไลน์ทรานส์เซียน-dv/dt คงที่

แรงดันบางครั้งมีการรบกวนในสายทางด้านไฟสลับ จะมากกว่าอัตรา dv/dt ของ MOC 3011 ในกรณีนี้มันอาจเป็นไปได้เมื่อ MOC 3011 และไดรแอคมีความสัมพันธ์คือการทริกในสภาวะทำงาน ตามปกติแล้วจะไม่เกิดปัญหา

4.2.6 อินดักทิฟโหลด-คอมมิวเตติง dv/dt

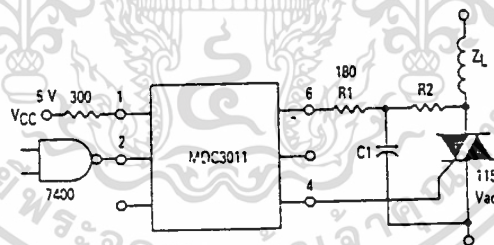
โหลดอินดักทิฟ (มอเตอร์, โซลินอยส์, แม็กเนท เป็นต้น) ปัญหาที่เกิดขึ้นทั้งคู่สำหรับไดรแอคแต่ละสำหรับ MOC 3011 แรงดันและกระแสไม่อินเฟส เมื่อไดรแอคหยุดทำงานที่กระแสเป็นศูนย์ มันอาจจะเป็นการยากในการหยุดนำกระแส เมื่อกระแสที่ใช้มีค่าเป็นศูนย์และแรงดันที่แปลงมีค่ามาก

4.2.7 วงจรสับเบอร์

เป็นการใช้แก้ปัญหาโดยใช้วงจรสับเบอร์เป็นตัวลดอัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันในบางกรณีเราต้องใช้สับเบอร์ 2 วงจร คือ

1. สำหรับไดรแอค
2. สำหรับ MOC 3011

สับเบอร์สำหรับไดรแอคต้องคำนึงถึงไดรแอคและโหลดที่ใช้เป็นตัวป้องกันไดรแอค การออกแบบสับเบอร์ควรรู้แฟคเตอร์กำลังของโหลดไดรแอคทิฟ

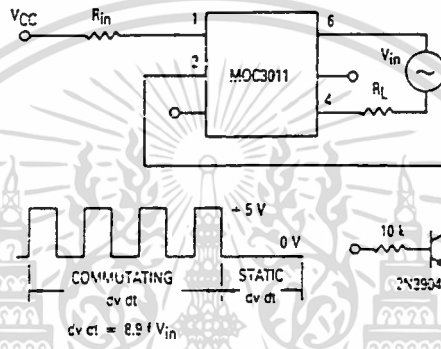
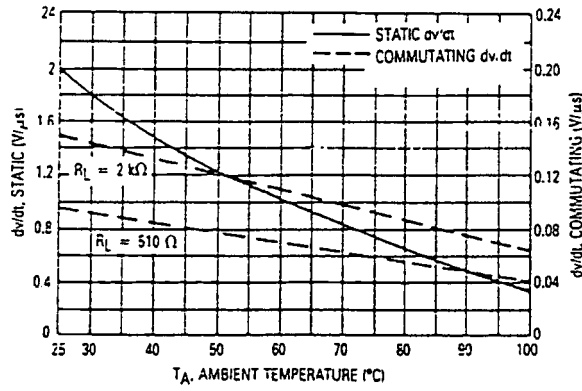


รูปที่ 4.6 การใช้ออฟไดคัทกับโหลดเหนี่ยวนำ

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

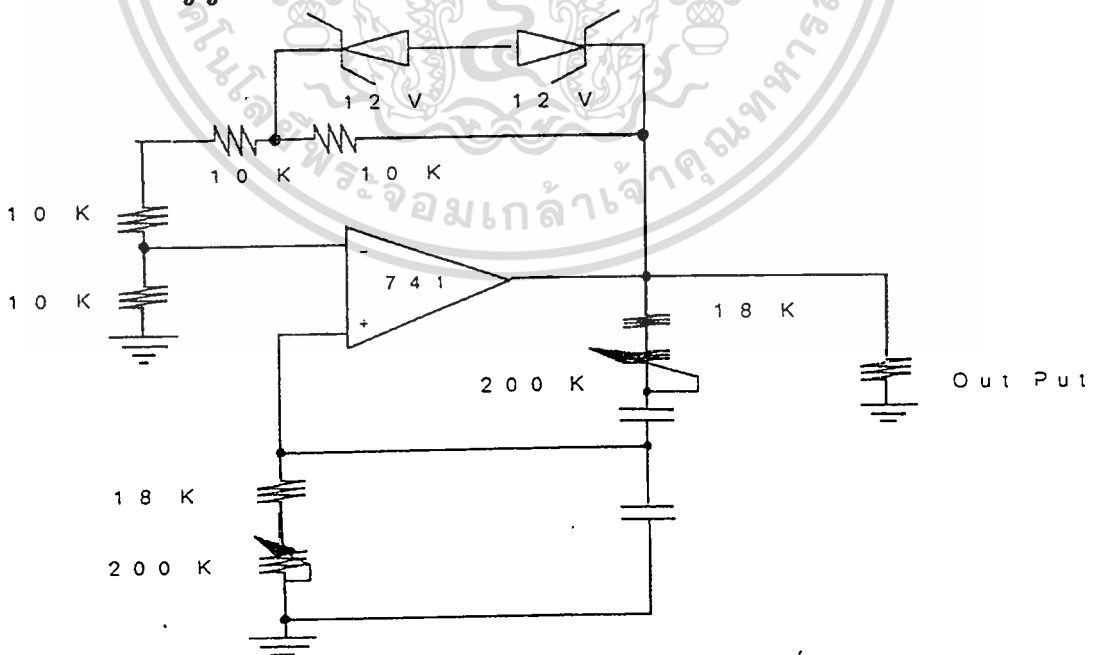
TRIAC		
I_{GT}	R2	C
15 mA	2400	0.1
30 mA	1200	0.2
50 mA	800	0.3

รูปที่ 4.7 ผลของ dv/dt กับอุณหภูมิ



รูปที่ 4.7 ผลของ dv/dt กับอุณหภูมิ (ต่อ)

4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชานน์



รูป 4.8 วงจรกำเนิดสัญญาณชานน์

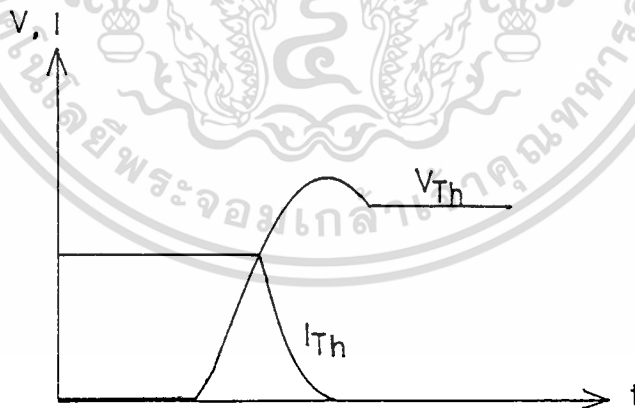
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 วงจร snubber

วงจร snubber (Snubber Network) เป็นส่วนหนึ่งที่เพิ่มเติมเข้ามาในอินเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับไทรแอกในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD snubber ดังนั้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นมากที่จะต้องออกแบบวงจร snubber ให้มีค่าเหมาะสมกับงานที่ใช้ ตัวอย่างของวงจร snubber ที่ใช้ในการทดลองจะใช้เพียง snubber ช่วงหยุดนำกระแสก็เพียงพอแล้ว

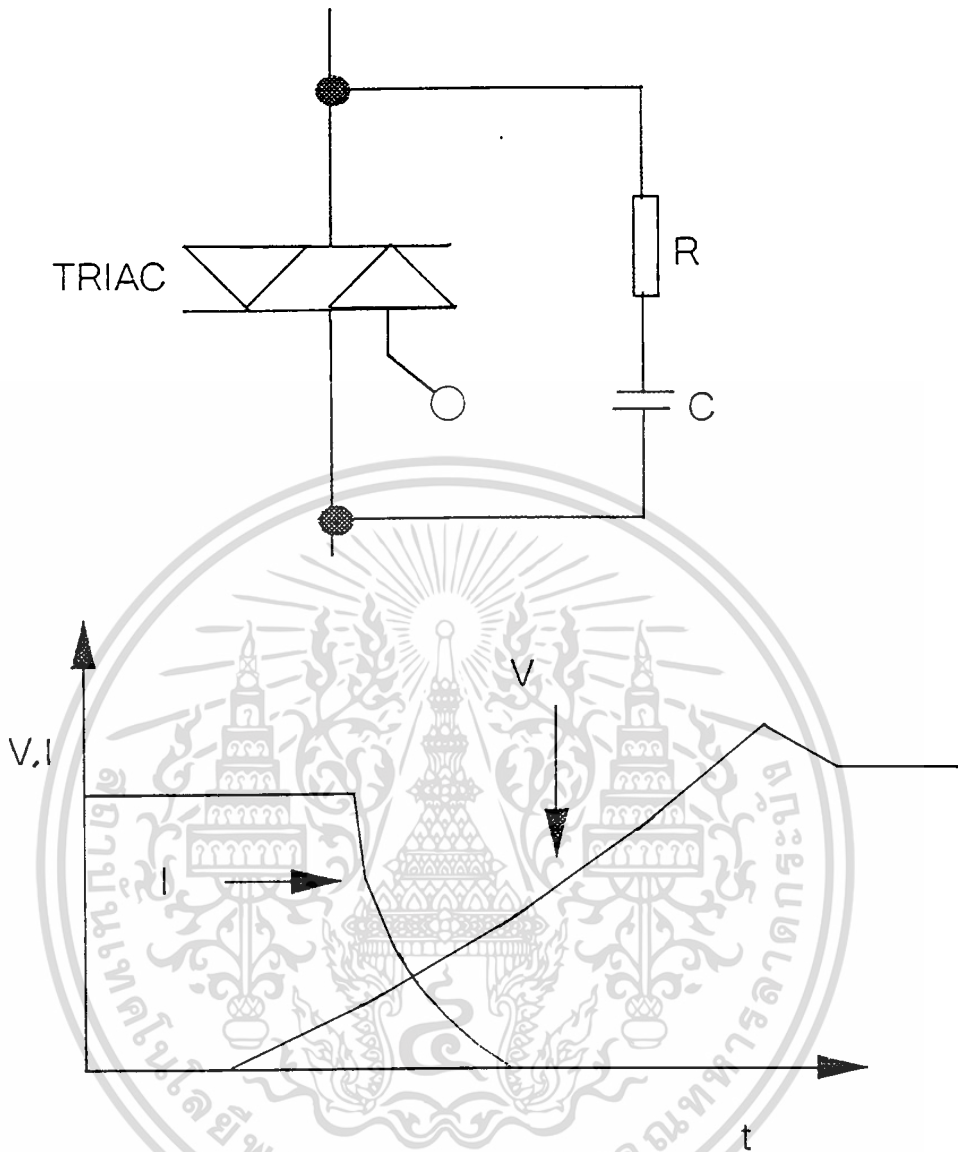
5.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว กำลังสูญเสียที่เกิดในไทรแอกจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่ไทรแอกจะหยุดนำกระแส นั้นกระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูป 5.1) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง



รูป 5.1 ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมไทรแอกขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับไทรแอกเพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อม MT1 และ MT2 ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวไทรแอกลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจร snubber อาจทำได้ดังในรูป 5.2



รูป 5.2 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้ คือ เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขา MT 1 จะเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C และตัวต้านทาน R ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุด้วย แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ จะทำให้แรงดันที่ขา MT 1 ของไทรแอกเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ตัวเก็บประจุมีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขา MT 1 จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านไทรแอกลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวไทรแอกได้

ขณะที่ไทรแอกเริ่มนำกระแสอีกครั้ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทานทิ้งไปแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = (I_{p(pk)} * t_{OFF}) / 2V_{in}$$

$$R = t_{ON(min)} / (2 * 3C)$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มเหนี่ยวนำกระแสของไทรแอก

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์

t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของไทรแอก

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของไทรแอก

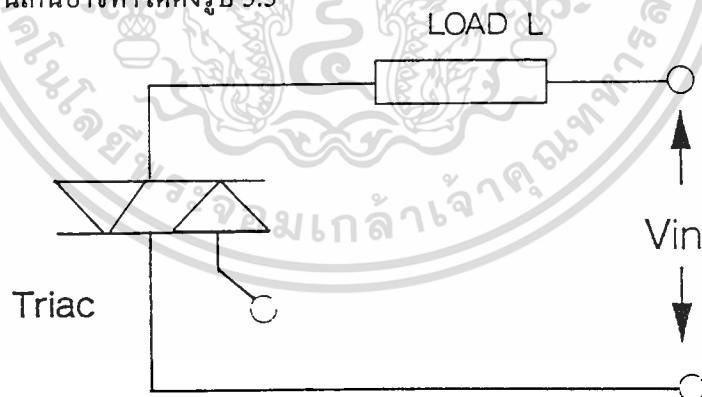
การคายประจุของตัวเก็บประจุ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวความต้านทานสูง ตัวต้านทานจะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียในตัวความต้านทานอาจหาได้จาก

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

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของไทรแอก

5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของไทรแอกขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัด ปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมไทรแอกขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทำได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของไทรแอก การต่อวงจร RCD สับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูป 5.3



รูป 5.3 แสดงการต่อสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมไทรแอกขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่ไทรแอกเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านตัวต้านทาน R จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของตัวต้านทานจะทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม

ตัวเก็บประจุ และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัวเก็บประจุจะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน แรงดันตกคร่อมที่ตอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำเผ่งอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวแบบประจุแทน นั่นคือ

$$C V_c^2 / 2 = L_i I_{p(pk)}^2$$

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

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

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำเผ่งที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟรมารี่ (leakage inductance)

$I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

dv/dt คือ อัตราท่นแรงดันตกคร่อมสูงสุดของไดรแอค

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อไดรแอคเริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของความต้านทาน R อาจหาได้จาก

$$R = (t_{OFF} (min))^2 * 3C$$

กำลังสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

$$PD = (L_i I_{p(pk)}^2) / 2$$

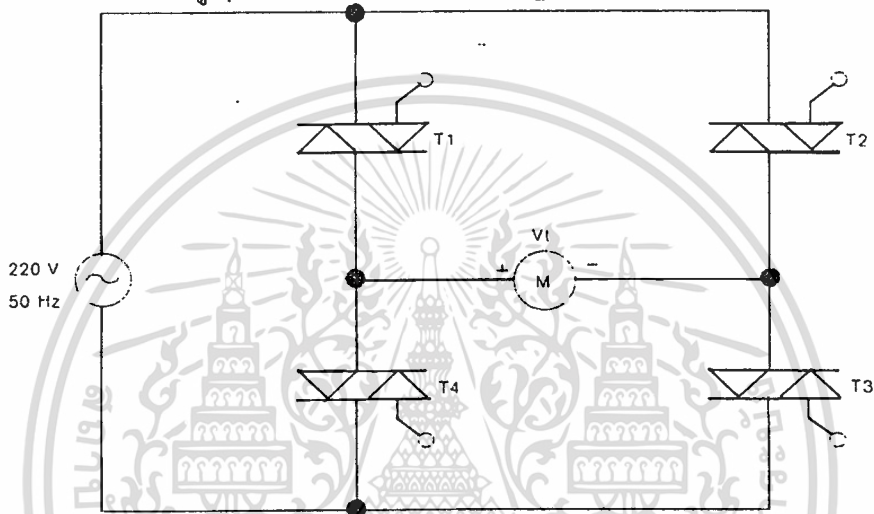
เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของไดรแอค

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของไดรแอค

บทที่ 6 การสร้างและการต่อวงจรใช้งาน

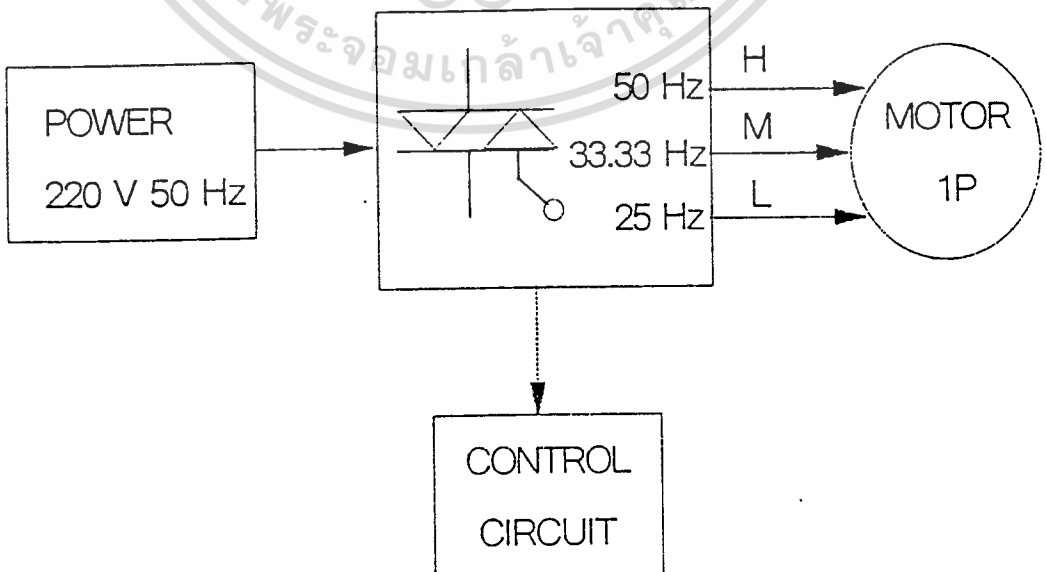
6.1 สวิตช์ไตรแอก

วิธีการควบคุมความถี่ที่เข้าไปยังมอเตอร์ เราจะใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ควบคุมซึ่งในวงจรจะมีอุปกรณ์ไทรสเตอร์ (THYRISTOR) และส่วนควบคุมไทรสเตอร์หรือส่วนสร้างสัญญาณกระตุ้นให้กับไทรสเตอร์นั่นเอง และไทรสเตอร์ที่ใช้ก็คือไตรแอกมีลักษณะการต่อแบบบริด 4 ตัว การทำงานของไตรแอกจะทำงานเป็นคู่ ๆ มีลักษณะการเชื่อมต่อตามรูป 6.1



รูป 6.1 วงจรเปลี่ยนความถี่มอเตอร์

ลักษณะของการควบคุมไตรแอกทั้ง 4 ตัว นั้นจะมีอยู่ 3 แบบ ซึ่งก็คือเราจะปรับความเร็ว 3 ความเร็ว ความถี่ที่ได้ก็จะเป็น 50 Hz, 33.33 Hz และ 25 Hz ความเร็วก็จะเป็น เร็ว กลาง ต่ำ ตามลำดับ และจะมีลักษณะการควบคุมอย่างง่ายดังรูป 6.2



รูป 6.2 ลักษณะการควบคุมความเร็วมอเตอร์อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกระตุ้นการทำงานของไตรแอกในแต่ละความเร็วนั้นแตกต่างกัน และจะมีลักษณะการทำงานของไตรแอกดังนี้

6.1.1 ความเร็วสูง

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

6.1.2 ความเร็วปานกลาง

ที่ความเร็วนี้มอเตอร์จะได้รับความถี่ 33.33 Hz โดยการให้ไตรแอกตัวที่ 1 (T1) และตัวที่ 3 (T3) ทำงานพร้อมกันในคลื่นแรก และไตรแอกตัวที่ 2 (T2) และตัวที่ 4 (T4) ทำงานหลังจากไตรแอกตัวที่ 1 (T1) และตัวที่ 3 (T3) ครึ่งคลื่น (180 องศา) อย่างนี้สลับกันไปเรื่อย ๆ

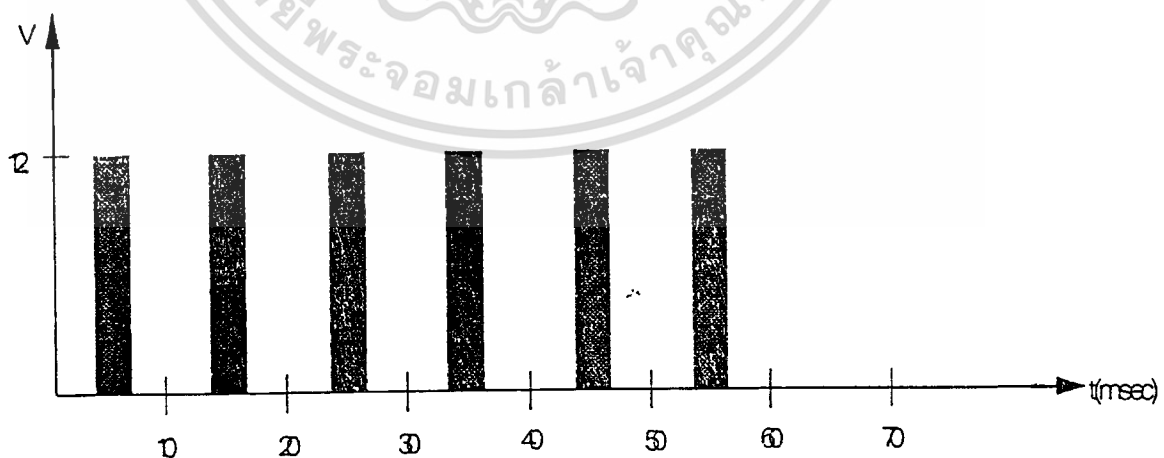
6.1.3 ความเร็วต่ำ

ที่ความเร็วนี้มอเตอร์จะได้รับความถี่ 25 Hz โดยการให้ไตรแอกตัวที่ 1 (T1) และตัวที่ 3 (T3) ทำงานพร้อมกันในคลื่นแรก และไตรแอกตัวที่ 2 (T2) และตัวที่ 4 (T4) ทำงานถัดมาและสลับกันไปเรื่อย ๆ

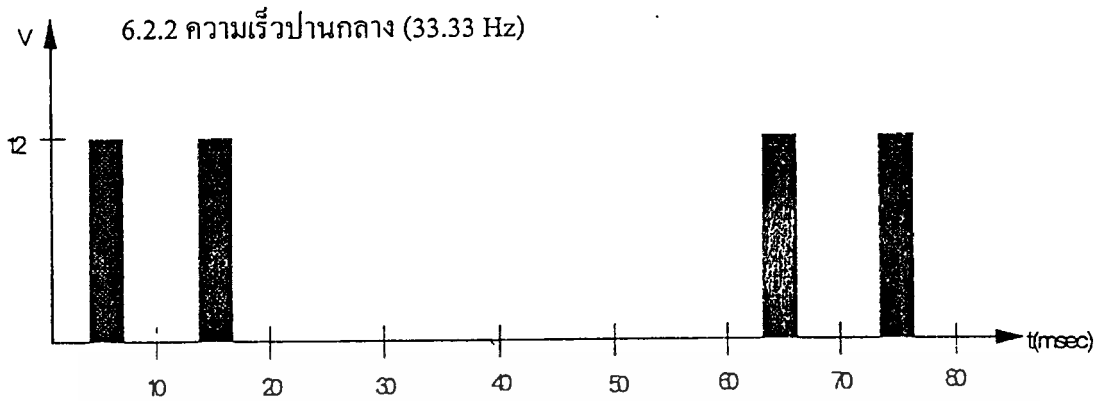
6.2 วงจรควบคุมไตรแอก

สำหรับวงจรควบคุมที่จะต้องสร้างมาจากไตรแอกอย่างชัดเจนจะมีลักษณะการกระตุ้นไตรแอกในแต่ละความเร็วดังนี้***

6.2.1 ความเร็วสูง (50 Hz)



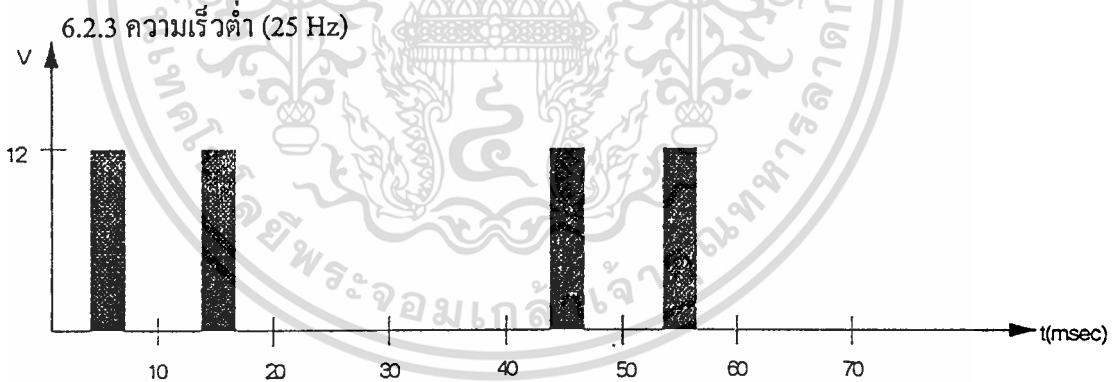
รูป 6.3 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกตัวที่ 1 และตัวที่ 3



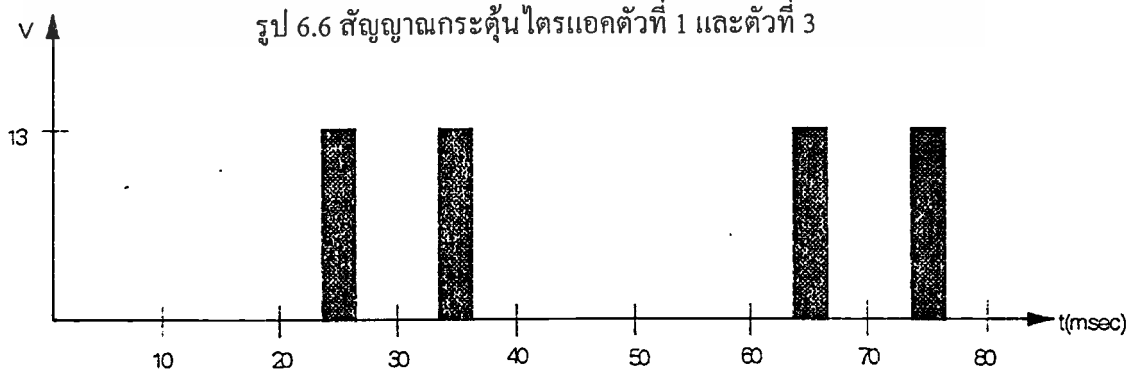
รูป 6.4 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์ที่ 1 และตัวที่ 3



รูป 6.5 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์ที่ 2 และตัวที่ 4



รูป 6.6 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์ที่ 1 และตัวที่ 3

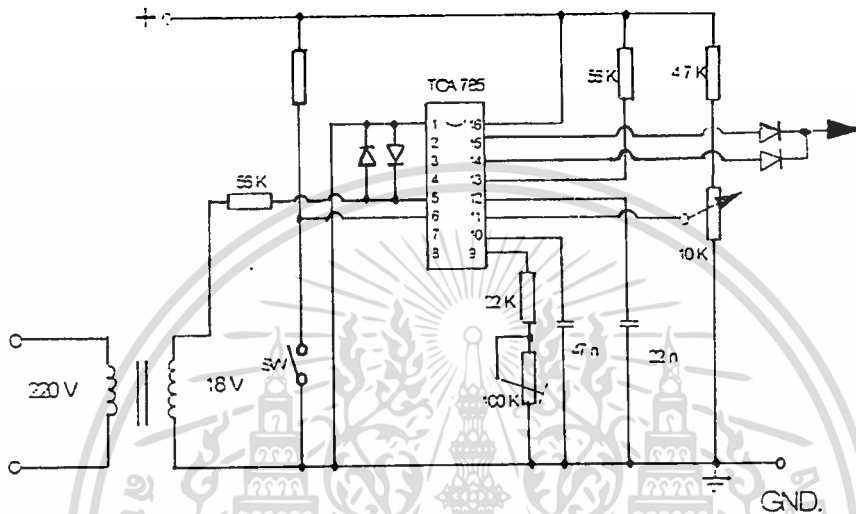


รูป 6.7 สัญญาณกระตุ้นไตรแอกต์ที่ 2 และตัวที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.4 วงจรสร้างสัญญาณที่มีความเร็วสูง

เราจะใช้ ไอซี TCA 785 สร้างสัญญาณเพียงตัวเดียว และนำไปกระตุ้นไตรแอกตัวที่ 1 กับตัวที่ 3 หรือ ตัวที่ 2 กับตัวที่ 4 คู่ใดคู่หนึ่งก็ได้เพียงคู่เดียว จะมีผลทำให้ความถี่มีมอดูเลเตอร์เป็น 50 Hz และลักษณะวงจร ก็เป็นไปตามรูป 6.8



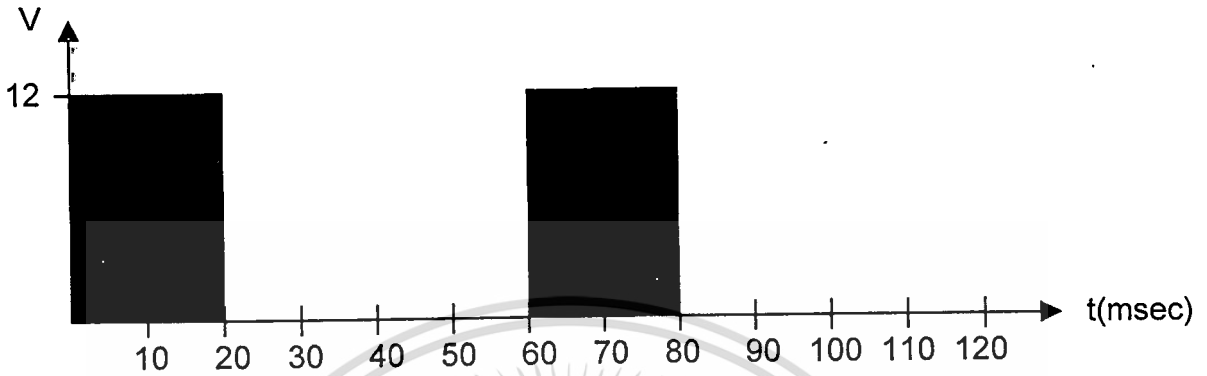
รูป 6.8 วงจรสร้างสัญญาณที่มีความเร็วสูง

6.2.5 วงจรสร้างสัญญาณที่ความเร็วปานกลาง

ที่ความเร็วปานกลางนี้จะเห็นลักษณะสัญญาณแทรกกระตุ่นของใครแอดแต่ละคู่เป็นดังรูป 6.4 และ 6.5 ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นธรรมดาทำไม่ได้ในที่นี้คือใช้ ไอซี TCA 785 เพราะสัญญาณการกระตุ้นที่ออกมาจากไอซีตัวนี้จะมีการกระตุ้นของสัญญาณทุก ๆ 10 msec แต่เมื่อเราต้องการใช้สัญญาณการกระตุ้นดังรูป 6.4 และ 6.5 จะต้องแยกการกระตุ้นออกเป็น 2 ชุด โดยแต่ละชุด ไอซี TCA 785 เป็นตัวสร้างสัญญาณการกระตุ้นหลักทุก ๆ 10 msec และวงจรการต่อดังรูปที่ 6.8 จากรูปที่ 6.8 เราจะเห็นสวิทช์ (S) อยู่ตัวหนึ่งจากการที่ผู้จัดทำการทดลองพบว่าถ้าสวิทช์ปิด จะทำให้ไม่มีสัญญาณกระตุ้นออกมาทางขาที่ 15 และขาที่ 14 ในทางตรงกันข้ามถ้าสวิทช์เปิดก็จะมีสัญญาณการกระตุ้นออกมา ทำให้ผู้จัดทำพบว่าที่ขาที่สวิทช์ต่ออยู่นี้คือขาที่ 6 ถ้าได้รับแรงดันเท่ากับแหล่งจ่าย (สถานะ High) จะทำให้ไอซีสร้างสัญญาณได้และในขณะเดียวกันถ้าที่ขา 6 นี้ ไม่ได้รับแรงดัน (สถานะ Low) ไอซีก็จะไม่สร้างสัญญาณการกระตุ้นออกมา ดังนั้นถ้าเรามีสัญญาณที่มีลักษณะตามรูป 6.9 และ 6.10 มาควบคุมขา 6 เราก็คจะได้สัญญาณออกมามารูปที่ 6.4 และ 6.5

สัญญาณในรูปที่ 6.9 และ 6.10 ที่เรานำไปป้อนไอซี TCA785 แต่ละตัวนั้น เราได้สัญญาณมาจากการนำเอาสัญญาณของวงจรอะอสเตเบิล-มัลติไวเบรเตอร์ โดยในที่นี้ได้ใช้ IC555 ในการสร้าง โดยเราจะให้ค่า $t_{on} = 40 \text{ ms}$ และ $t_{off} = 20 \text{ ms}$ โดยการกำหนดค่า t_{on} และ t_{off} จะกำหนดโดยการให้ค่า

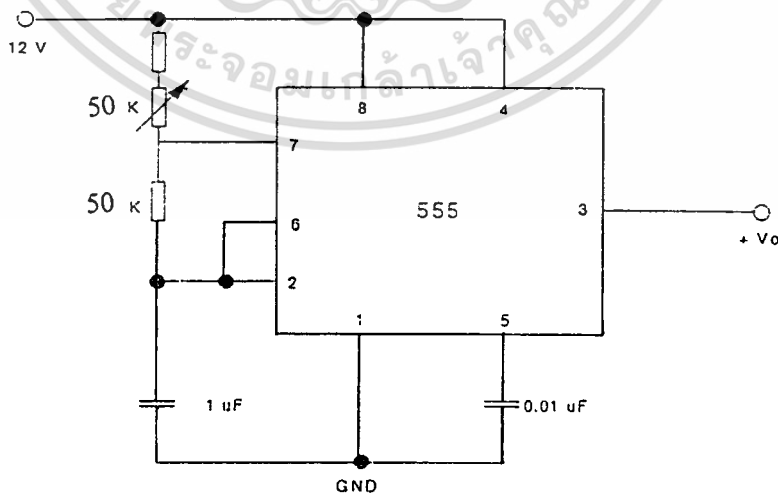
$R_1 = R_2 = 28.8 \text{ k}\Omega$ และค่า $C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ แต่ในวงจรที่ใช้จะใช้ค่า R_1 และ R_2 ที่ปรับค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง $50 \text{ k}\Omega$



รูปที่ 6.9 สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซี TCA785 ตัวที่ 1

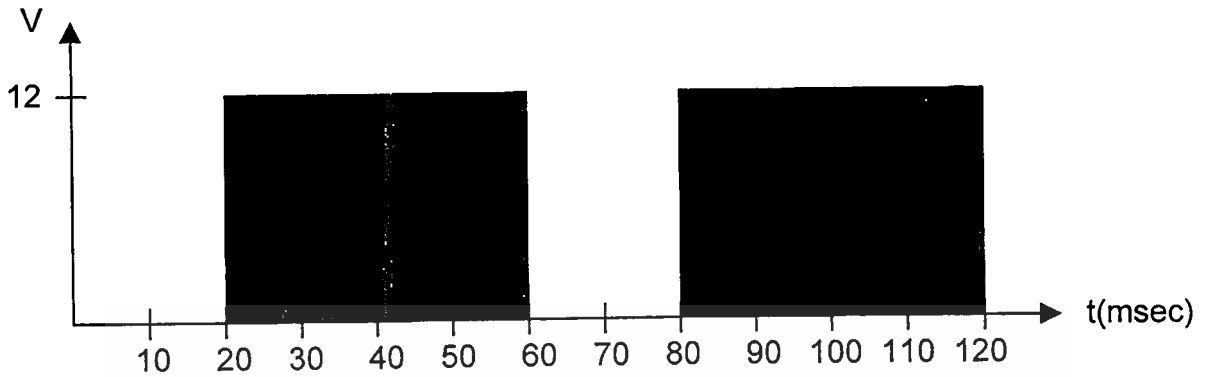


รูปที่ 6.10 สัญญาณควบคุมที่ขา 6 ของไอซี TCA785 ตัวที่ 2



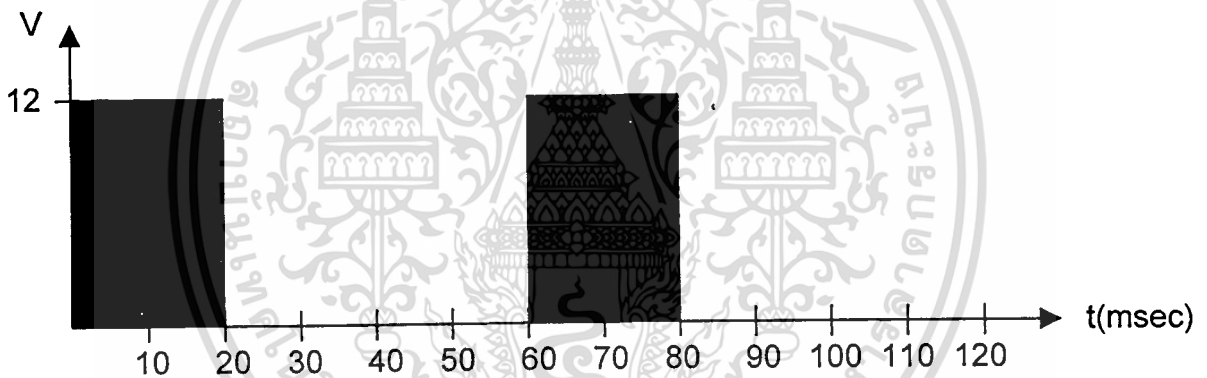
รูปที่ 6.11 IC555 ที่ต่อแบบอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



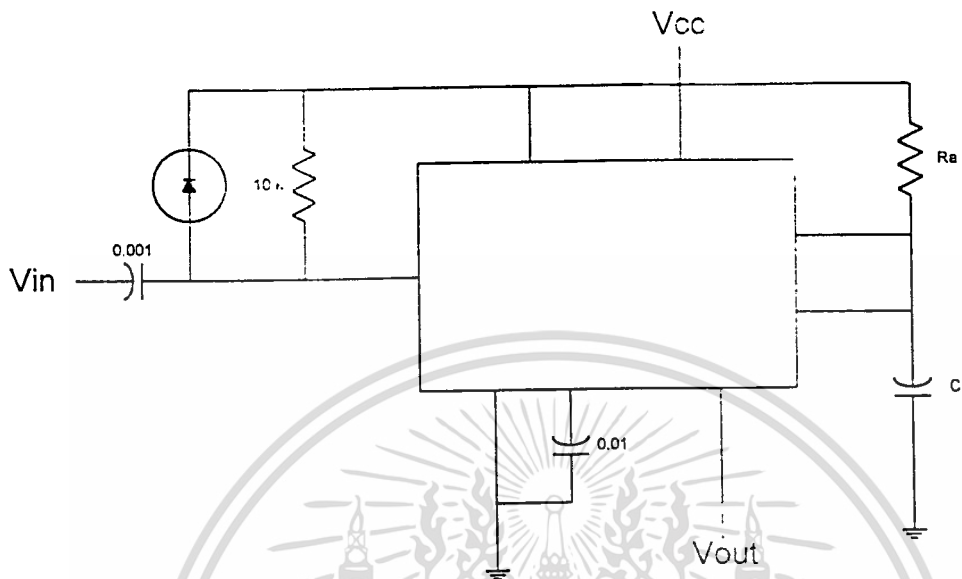
รูปที่ 6.12 สัญญาณที่ออกมาจากวงจรอะอสเตเบิลิตีไวด์เบรเตอร์

จากนั้นก็นำเอาสัญญาณ output ของ IC555 ไปป้อนวงจร Hex Inverter โดยใช้ไอซี CD4069 จะได้สัญญาณดังรูป 6.13

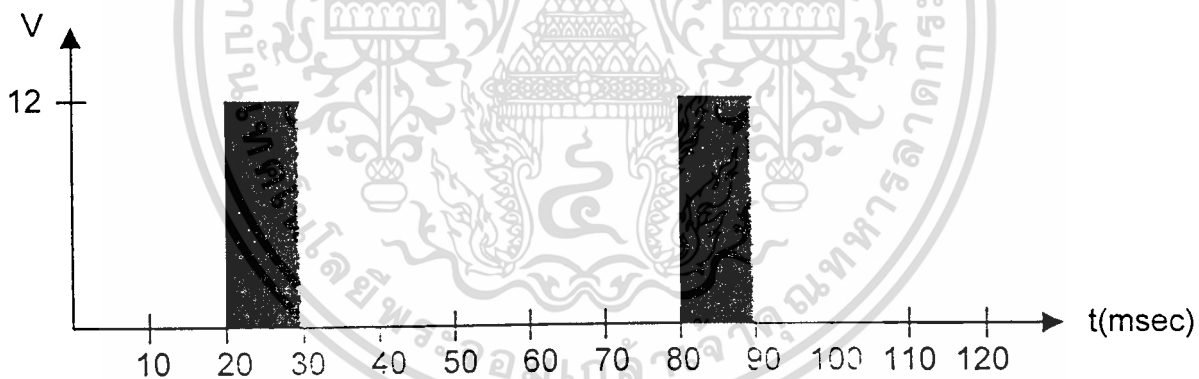


รูปที่ 6.13 สัญญาณที่ผ่านไอซี CD4069 ซึ่งเหมือนรูป 6.9

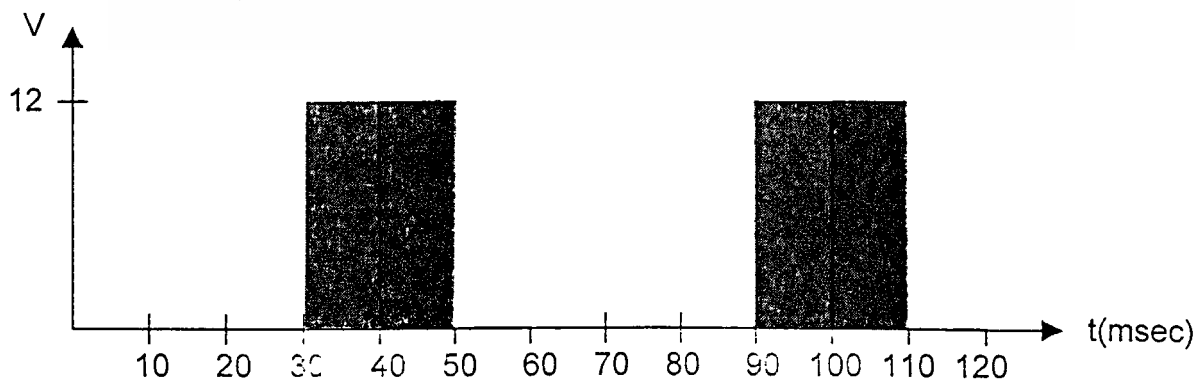
ส่วนการสร้างวงจร 6.10 นั้นเราได้จากการนำเอาสัญญาณจาก 6.9 มาผ่านวงจรโมโนสเตเบิลิตีไวด์เบรเตอร์ 2 ตัว โดยตอนแรกจะนำเอาสัญญาณตามรูป 6.9 มาผ่านวงจรโมโนสเตเบิลิตีไวด์เบรเตอร์ที่มีค่า $t = 10 \text{ ms}$ โดยโมโนสเตเบิลิตีไวด์เบรเตอร์จะได้จาก IC555 ที่ต่อแบบโมโนสเตเบิลิตีไวด์เบรเตอร์ โดยมีการกำหนดค่าให้ R_a เป็นค่า R ที่ปรับค่าได้ $0-250 \text{ k}\Omega$ โดยค่า $C = 1 \mu\text{F}$ แล้วจึงจะได้ค่า $t = 10 \text{ ms}$ จากนั้นก็นำ output จากวงจรโมโนสเตเบิลิตีไวด์เบรเตอร์ที่หน่วง 10 ms มาเป็นวงจรโมโนสเตเบิลิตีไวด์เบรเตอร์ที่มีการหน่วง 20 ms โดยมีการกำหนดค่า R ที่ปรับค่าได้เป็น $0-50 \text{ k}\Omega$ โดยค่า $C = 1 \mu\text{F}$



รูปที่ 6.14 555 ที่ต่อแบบโมโนสเตเบิลมัลติไวกเบรเตอร์



รูปที่ 6.15 สัญญาณจากรูป 6.9 ที่ผ่านการหน่วง 10 ms

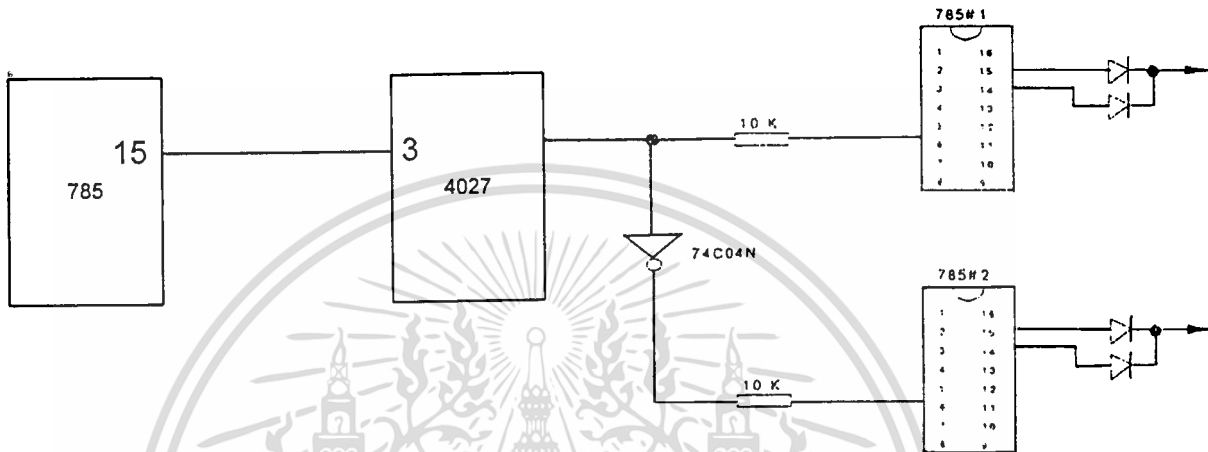


รูปที่ 6.16 สัญญาณจากรูป 6.9 ที่ผ่านการหน่วง 20 ms ซึ่งเหมือนรูป 6.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

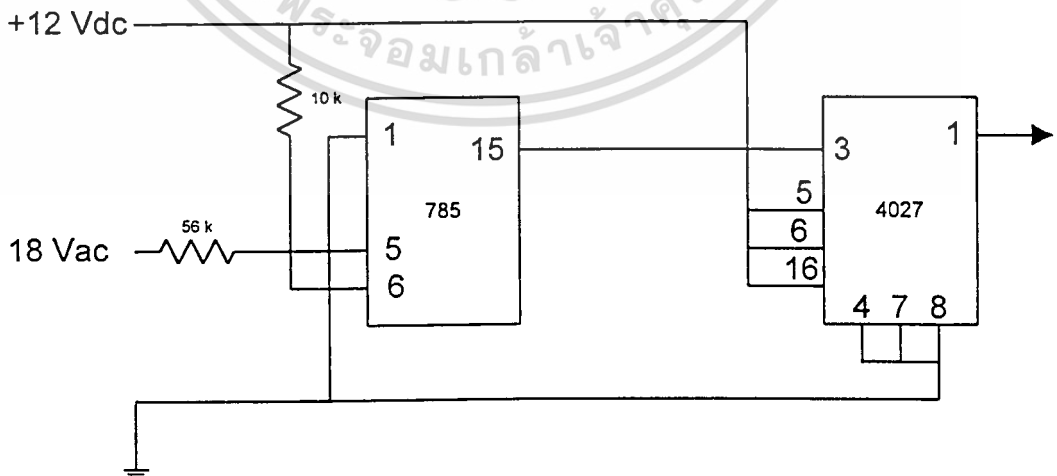
6.2.6 วงจรการสร้างสัญญาณที่ความเร็วต่ำ

ที่ความเร็วนี้จะมีหลักการสร้างคล้ายกับที่ความเร็วปานกลางคือ จะมีไอซี TCA 785 2 ตัว สร้างสัญญาณหลักออกมา และจะมีสัญญาณควบคุมเข้าขา 6 ของ TCA 785 แต่ละตัว เป็น 25 Hz สลับกัน โดยจะได้สัญญาณจาก TCA 785 แต่ละตัวจะเป็นดังรูป 6.6 และ 6.7



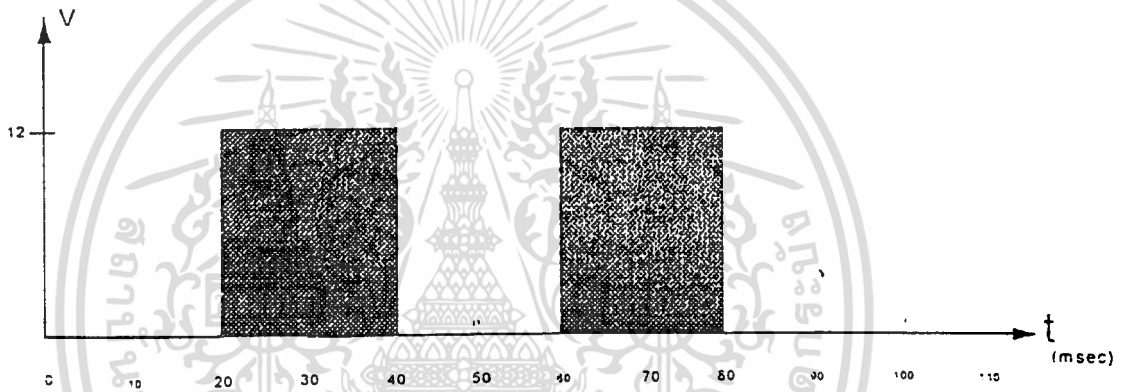
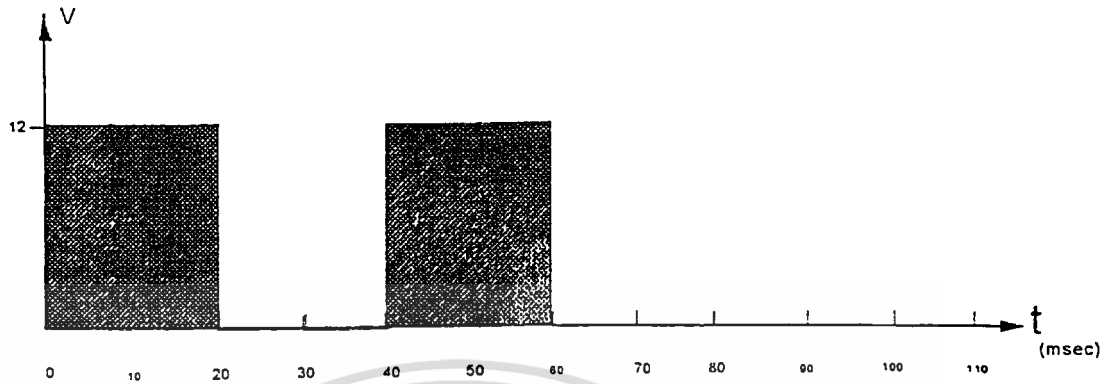
รูป 6.17 วงจรสร้างสัญญาณตามรูปที่ 6.6 และ 6.7

6.2.7 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม ณ ความถี่ 25 Hz



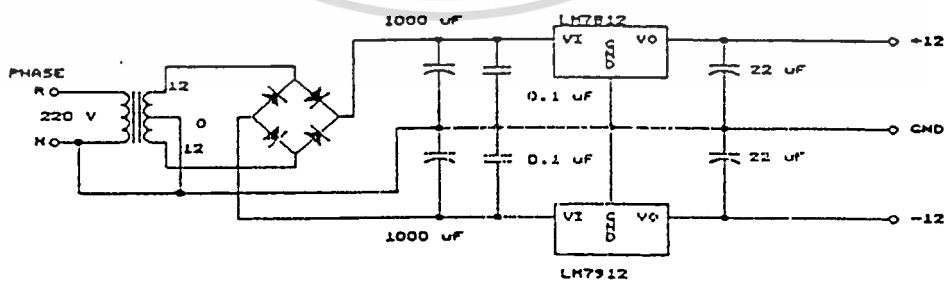
รูป 6.18 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 6.19 สัญญาณควบคุม 785 ตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

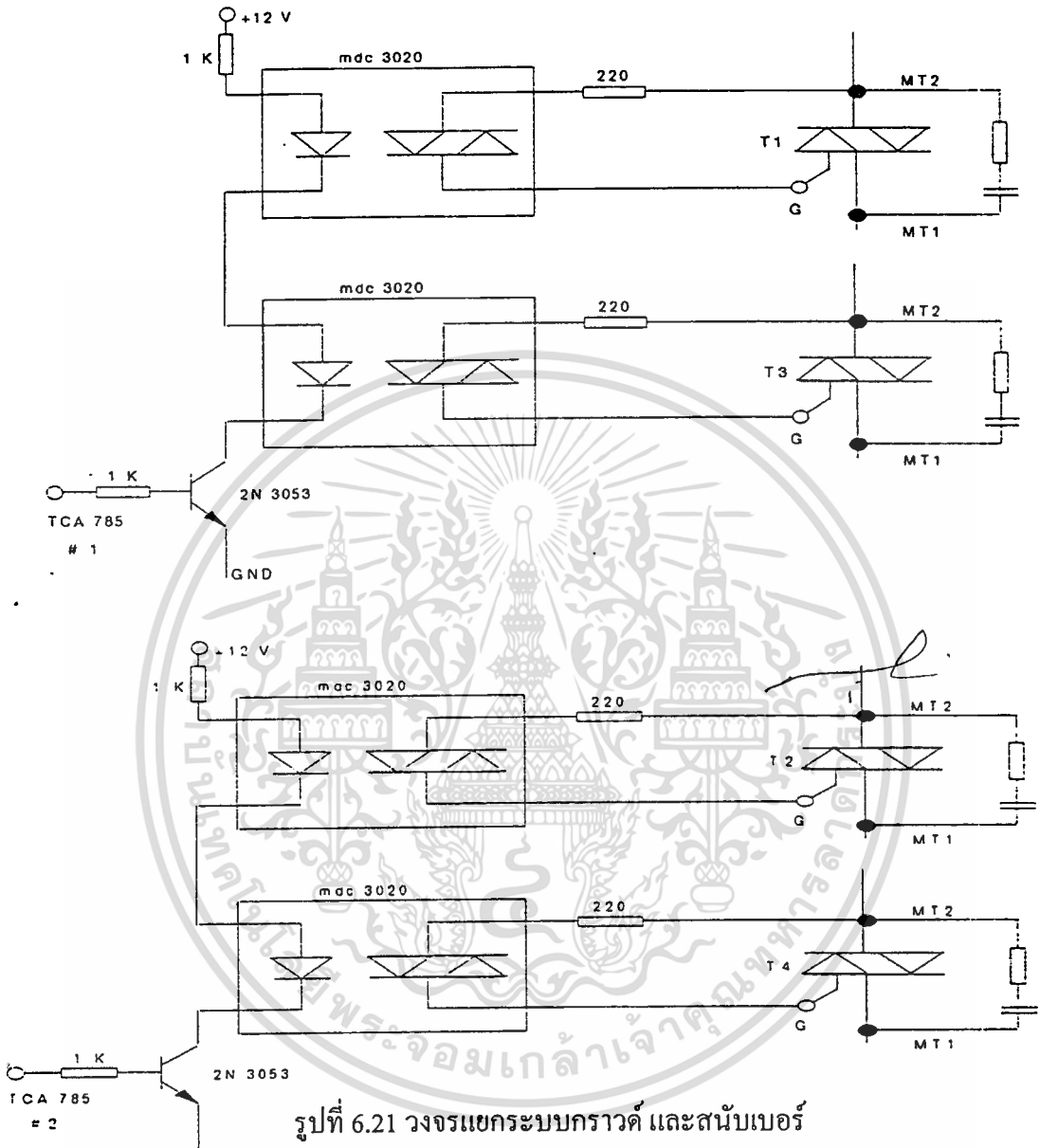
6.3 วงจรจ่ายไฟตรง



รูป 6.20 วงจรจ่ายไฟตรง

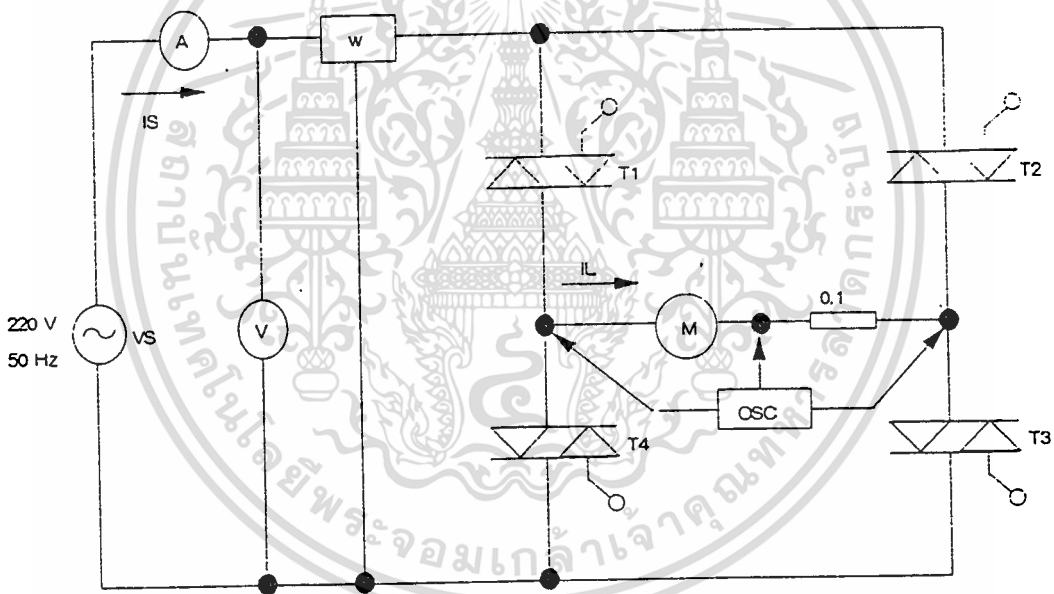
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 วงจรการแยกระบบกราวด์ และสแน็บเบอร์



บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองเราจะนำวงจรควบคุมทั้ง 3 ชนิด มาสั่งให้ไทรแอกทำงาน ซึ่งวงจรทั้ง 3 นี้ จะมีหลักการทำงานที่แตกต่างกัน และในการทดลองนี้เราจะใช้ อินดักชั่นมอเตอร์ 1 เฟส แบบคาปาซิเตอร์ช่วยหมุนและช่วยเริ่มหมุน(Capacitor Run Capacitor Start) ซึ่งเป็นมอเตอร์พัดลมธรรมดา กินไฟน้อย และในผลการทดลองนี้เราจะทำการวัดลักษณะรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมมอเตอร์ทั้ง 3 ความเร็ว ความถี่การวัดค่าต่างๆ เช่น กระแส , แรงดัน , กำลังไฟฟ้าที่มอเตอร์ใช้ และความเร็วในแต่ละลักษณะของการควบคุมสำหรับการต่อวงจรเป็นดังรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 แสดงการต่อวงจรทดลองหาค่าต่างๆ

วิธีการทดลอง

เมื่อต่อวงจรทดลองตามรูปที่ 7.1 การทดลองในแต่ละความเร็วนั้นเราจะปรับแรงดันให้ตกคร่อมมอเตอร์เท่าๆกันทั้ง 3 ความเร็ว แล้ววัดค่าต่างๆ ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว และสำหรับการเปลี่ยนความเร็วจากความเร็วหนึ่งไปอีกความเร็วหนึ่งนั้นเราจะต้องลดแรงดันที่จ่ายให้กับวงจรลงเป็นศูนย์ก่อน แล้วจึงเปลี่ยนความเร็วได้ เหตุเพราะว่าการเปลี่ยนความเร็วหนึ่งไปอีกความเร็วหนึ่งนั้น จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อเวลา(dv)สูงมาก ซึ่งถ้าค่ามันสูงกว่าค่าพิคคของไทรแอก เราก็จะ

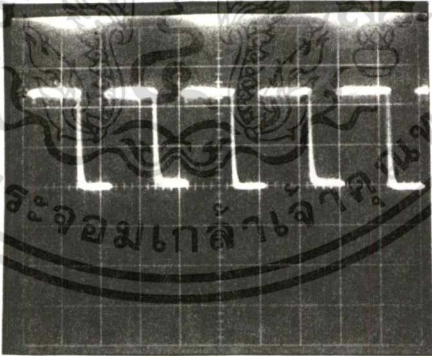
เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่สามารถควบคุมไตรแอกนั้นได้ หรืออาจทำให้ไตรแอกนั้นพังก็เป็นได้ และเกิดลัดวงจรเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อลดระดับแรงดันมาเป็นศูนย์จึงค่อยปรับสวิตช์เลือกความเร็ว(Selector Switch) แล้วจึงค่อยๆ เพิ่มแรงดันขึ้นไปเรื่อยๆ จนถึงพิกัด นั่นคือ 220 V

ผลการทดลอง

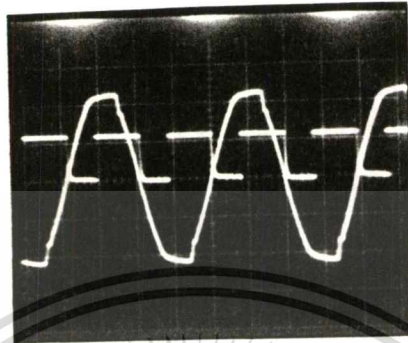
1. ที่ความเร็วสูง (ความถี่ 50 Hz)

Vs (V)	Is (mA)	P _{in} (W)	cos θ _{in}	V _L (V)	I _L (mA)	P _{out} (W)	cos θ _{out}	eff. (%)	Speed (rpm)	T (Nm)	ΔV (%)
220	350	69.3	0.9	215	333	64.45	0.9	93	2986	0.206	2.27
150	260	35.1	0.9	142	247	31.59	0.9	90	2750	0.109	5.33
110	187	18.51	0.9	102	176	16.16	0.9	87.3	2624	0.059	7.27



ch 1 = 5 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.2 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785



ch 1 = 10 V/div , ch 2 = 100 V/div , t = 10 msec

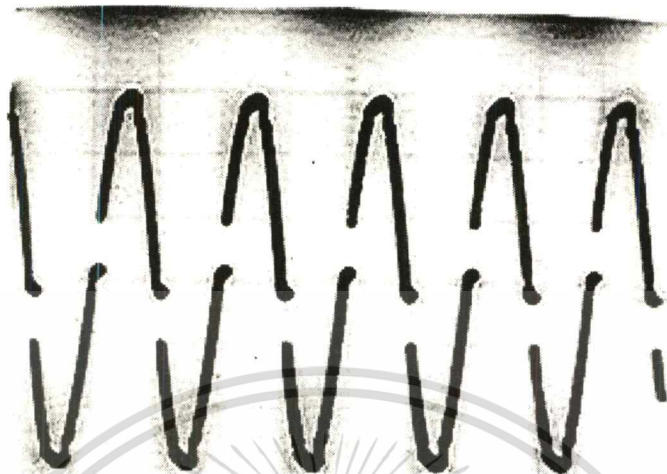
รูปที่ 7.3 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785 เทียบกับคลื่นรูป sine



ch 1 = 50 V/div , t = 10 msec

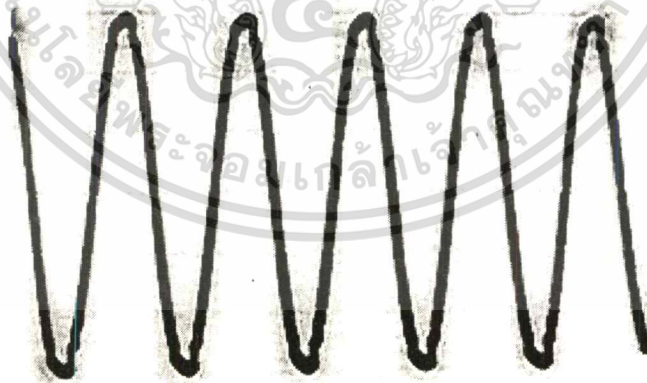
รูปที่ 7.4 รูปแรงดันตกคร่อมไดรแอค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

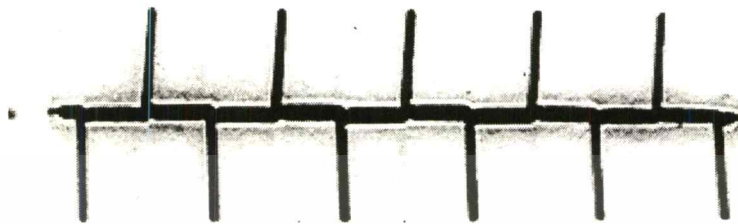
รูปที่ 7.5 รูปแรงดันตกคร่อมโหลด



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.6 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไดรแอกต์วที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



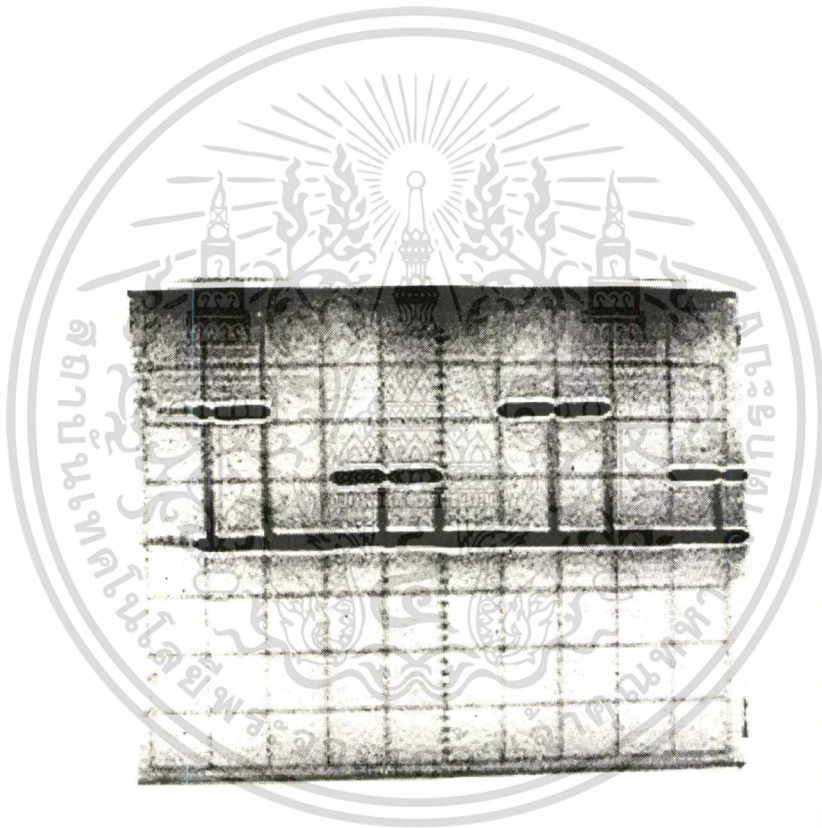
ch 1 = 50 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.7 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไตรแอกตัวที่ 2



2. ที่ความเร็วกลาง (ความถี่ 33.33 Hz)

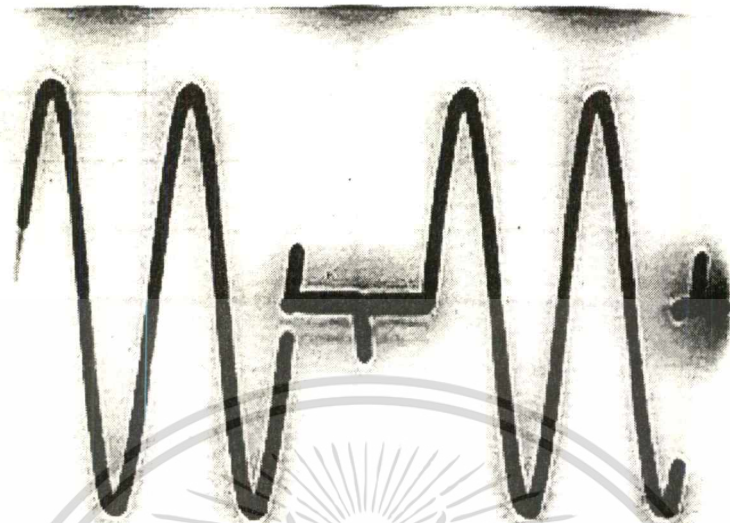
V_s (V)	I_s (mA)	P_{in} (W)	$\cos \theta_{in}$	V_L (V)	I_L (mA)	P_{out} (W)	$\cos \theta_{out}$	eff. (%)	Speed (rpm)	T (Nm)	ΔV (%)
220	360	71.28	0.9	200	357	64.26	0.9	90.2	2100	0.292	9.09
150	290	39.15	0.9	140	286	36.04	0.9	92.1	1850	0.186	6.67
110	195	19.31	0.9	100	193	17.38	0.9	90	1770	0.094	9.09



ch 1 = 5 V/div , ch 2 = 10 V/div , t = 10 msec

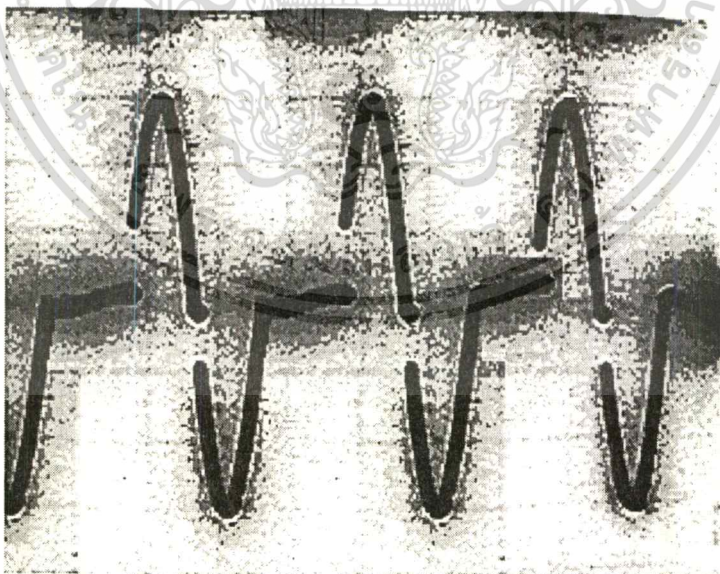
รูปที่ 7.8 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

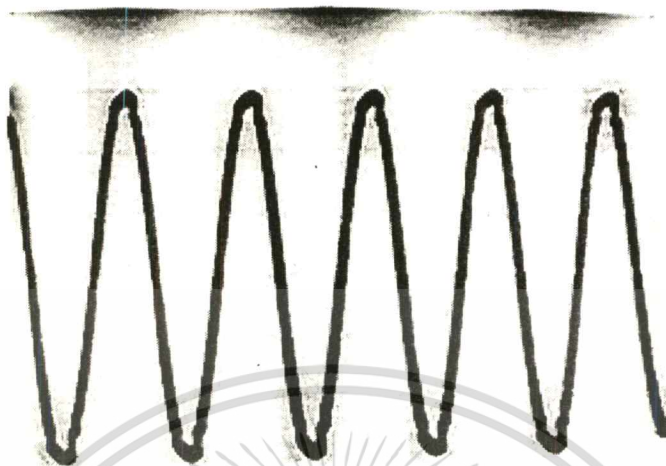
รูปที่ 7.9 รูปแรงดันตกกรอมไทรแอก



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

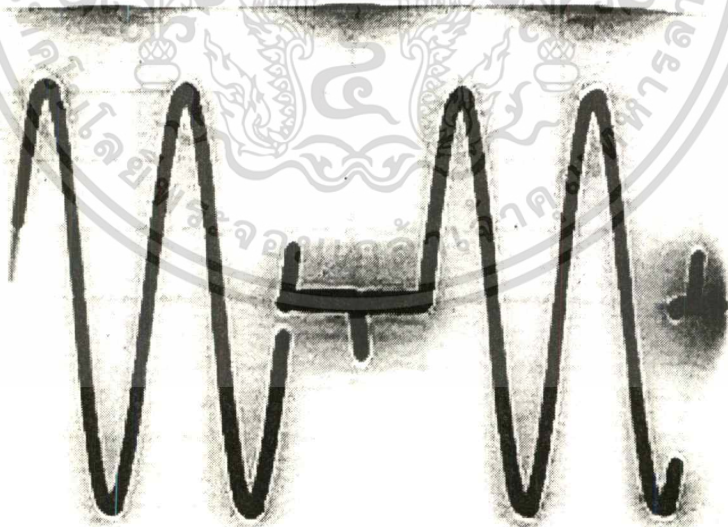
รูปที่ 7.10 รูปแรงดันตกกรอมโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.11 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไตรแอกตัวที่ 1



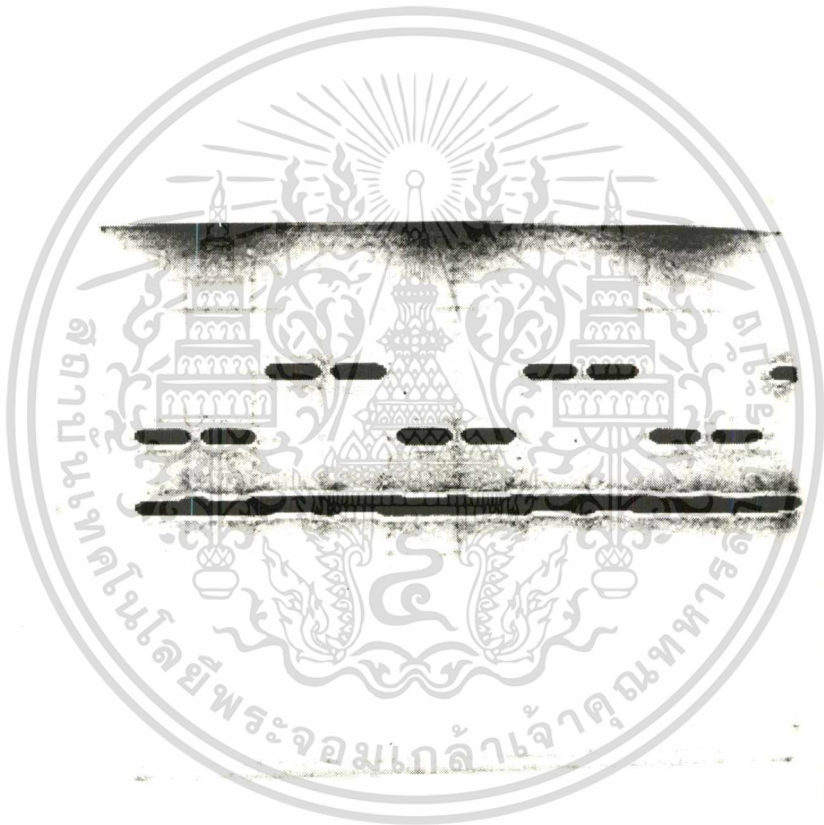
ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.12 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไตรแอกตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

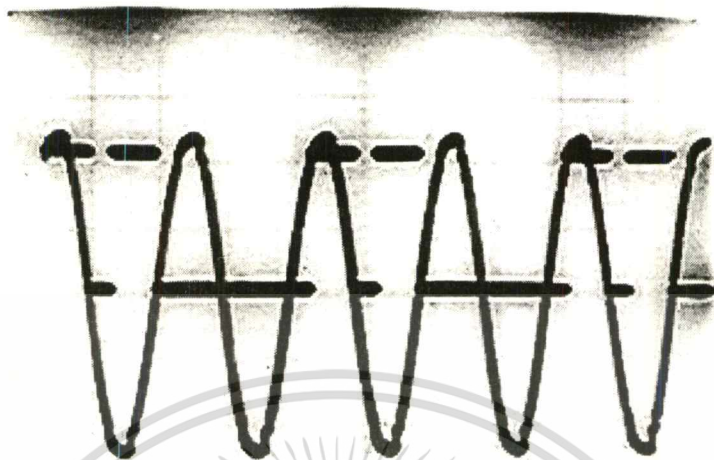
3. ที่ความเร็วต่ำ (ความถี่ 25 Hz)

V _s (V)	I _s (mA)	P _{in} (W)	cos θ _{in}	V _L (V)	I _L (mA)	P _{out} (W)	cos θ _{out}	eff. (%)	Speed (rpm)	T (Nm)	ΔV (%)
220	370	73.26	0.9	210	338	63.88	0.9	87.2	1600	0.381	4.54
150	310	28.35	0.9	142	200	25.56	0.9	90.2	1480	0.165	5.33



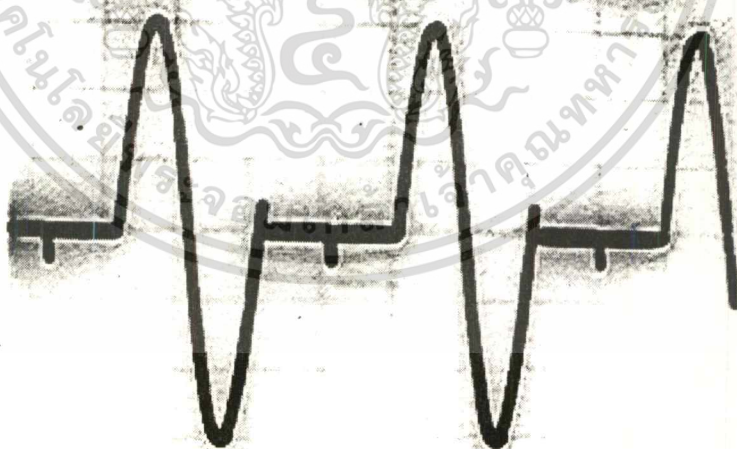
ch 1 = 5 V/div , ch 2 = 10 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.13 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785



ch 1 = 5 V/div , ch 2 = 100 V/div , t = 10 msec

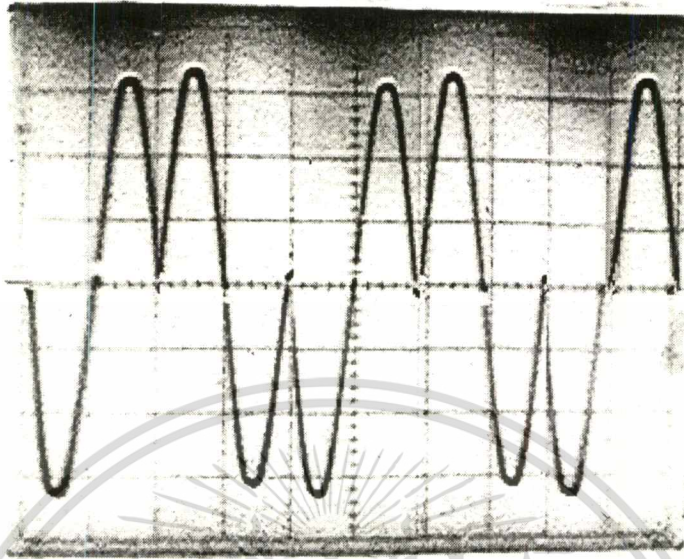
รูปที่ 7.14 รูปสัญญาณที่ออกจาก TCA785 เทียบกับคลื่นรูป sine



ch 1 = 50 V/div , t = 10 msec

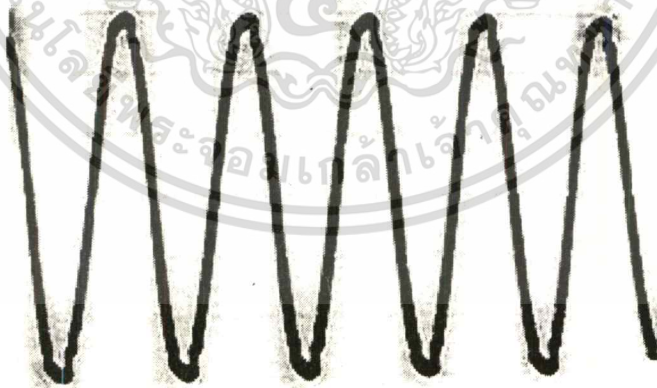
รูปที่ 7.15 รูปแรงดันตกคร่อมไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

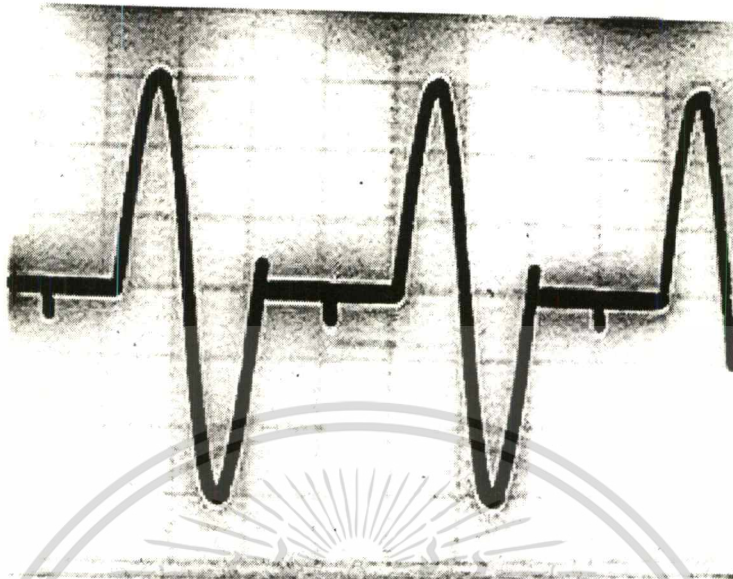
รูปที่ 7.16 รูปแรงดันตกคร่อมโหลด



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.17 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไทรแอดตัวที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 50 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 7.18 รูปแรงดันคร่อมขาเกตเทียบกับ N ของไตรแอดตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8 วิจัยและสรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลอง ควบคุมความเร็วมอเตอร์ทั้ง 3 ความเร็ว โดยควบคุมสวิตช์ไตรแอกทั้ง 4 ตัว จะเห็นว่าที่ความเร็วต่างๆ เราจะค่อยๆ เพิ่มค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟทั้งหมด 3 ค่า นั่นคือ 100 , 150 และ 220 แล้วนำมาเปรียบเทียบค่าต่างๆ โดยเฉพาะความเร็ว เราจะเห็นว่าความเร็วในแต่ละความถี่จะเปลี่ยนไปจริงตามความถี่ ซึ่งเป็นไปตามสูตรที่ว่า

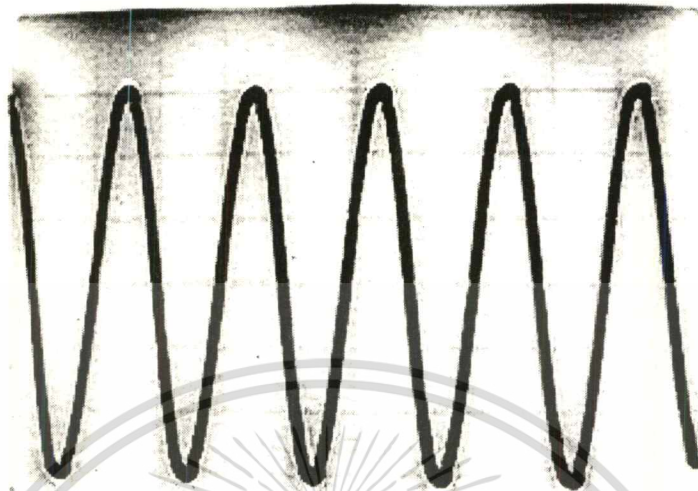
$Nr = (1 - S)120f/P$ หรือ $Nr \propto f$ เมื่อ Nr เป็นความเร็วของมอเตอร์ และ f เป็นความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ และเพื่อเป็นความชัดเจนในการวิจัยผลการทดลอง จะขอแยกการวิจัยตามความเร็วที่ปรับดังนี้

ที่ความเร็วสูงเราได้ความถี่เป็น 50 Hz ซึ่งเท่ากับความถี่ของแหล่งจ่ายแต่แรงดันไม่ได้เท่ากับแหล่งจ่ายด้วย นั่นคือสมมติแหล่งจ่ายมีแรงดัน 220 V แต่ที่มอเตอร์ก็มีแรงดันตกคร่อมน้อยกว่าคือ 210 V เท่านั้น เหตุเพราะว่า เรามีการควบคุมเวลาการทำงานของไตรแอกซึ่งมันทำหน้าที่เป็นสวิตช์ให้กับวงจรนั่นเอง ส่วนความเร็วนั้นก็จะเป็นความเร็วสูงสุด และกระแสก็เป็นกระแสที่พิกัดของมอเตอร์ด้วย สำหรับลักษณะของรูปคลื่นที่เห็นในรูป 7.2 จนถึงรูป 7.7 เป็นรูปลักษณะสัญญาณต่างๆ ภายในวงจรนั่นคือ รูปที่ 7.2 จะเป็นว่ามีการกระตุ้นทุก 10 msec หรือ ทุกๆ 180 องศา เราจะกระตุ้นไตรแอกเพียงคู่เดียวนั่นคือ ไตรแอกตัวที่ 1 และ 3

ที่ความเร็วกลาง เราจะได้ความถี่ 33.33 Hz ได้มาจากการสลับกันทำงานของไตรแอกแต่ละคู่และจากการทดลองเราก็จะพบว่า ที่แรงดันระหว่างความถี่สูงและความถี่กลางที่เท่ากันแต่ความเร็วของมอเตอร์จะไม่เท่ากัน นั่นคือที่ความเร็วกลางจะลดลงต่ำกว่าแน่นอน

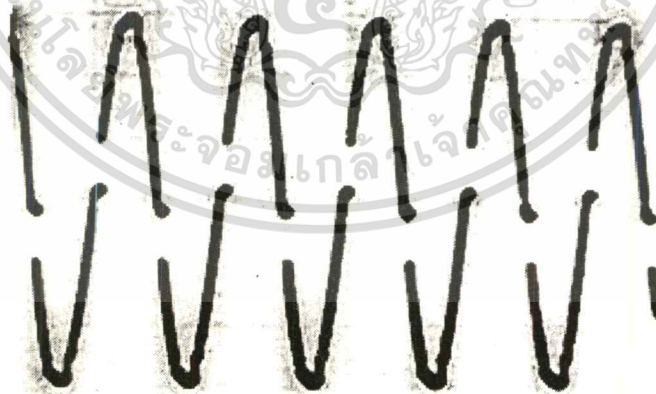
ส่วนที่ความถี่ต่ำนั้น จากการทดลองที่แรงดันเท่ากันเมื่อเปรียบเทียบกับที่ความถี่ 50 Hz กับความถี่ 33.33 Hz จะพบว่าความเร็วที่ความถี่ 25 Hz จะมีค่าน้อยสุดดังผลการทดลองที่แสดงมาการทำงานที่ความถี่ 25 Hz ก็มีการสลับกันทำงานระหว่างไตรแอกตัวที่ 1 กับ 3 และ 2 กับ 4 โดยจะเห็นว่าที่ 220 V ความเร็วของ 25 Hz จะมีค่าลดลงเกือบเท่าตัวของความถี่ 50 Hz ซึ่งตรงตามสมการ $Nr = (1 - S)120f/P$

กราฟการเปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อมโหลดทั้ง 3 ความถี่ แสดงดังต่อไปนี้



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

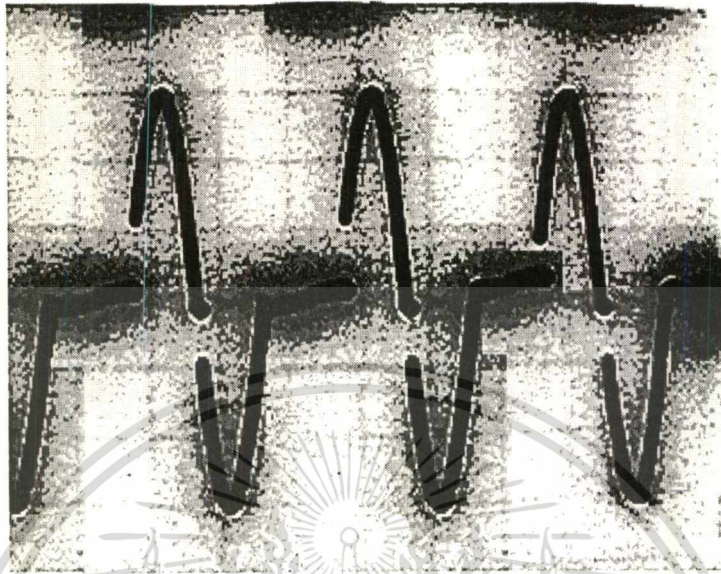
รูปที่ 8.1 รูปสัญญาณอินพุต



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

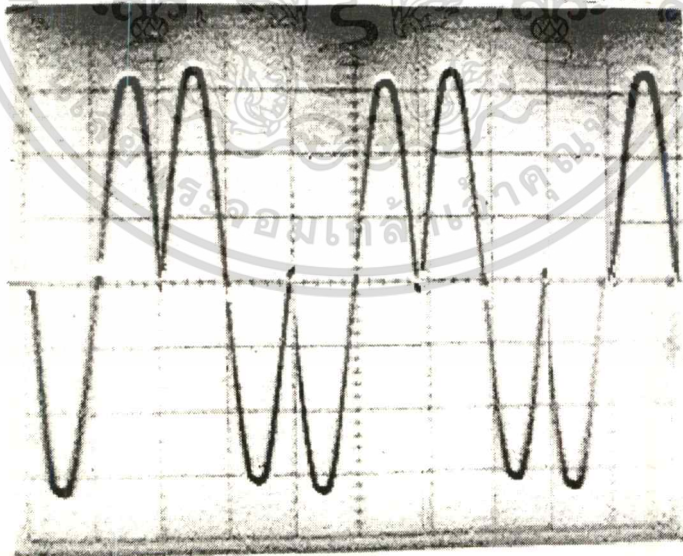
รูปที่ 8.2 รูปสัญญาณแรงดันคกร้อมโหลดที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 8.3 รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลดที่ความถี่ 33.33 Hz



ch 1 = 100 V/div , t = 10 msec

รูปที่ 8.4 รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลดที่ความถี่ 25 Hz

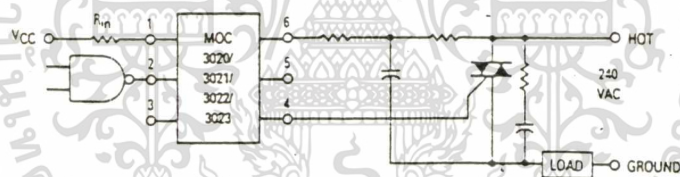
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทำโครงงานนี้จะเห็นว่า หัวใจหลักของการปรับความเร็วอยู่ที่การควบคุมสัญญาณ กระตุ้นไทรแอก และแนวความคิดของการควบคุมนี้จะสามารถปรับความถี่ที่ค่าอื่นๆ ได้อีกมากกว่านี้ แต่จะไม่เกิน 50 Hz และแหล่งจ่าย

สำหรับประโยชน์นอกจากจะนำไปใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแล้วยังสามารถนำวงจรควบคุมไปควบคุมอุปกรณ์ไทรสเตอร์ชนิดอื่นๆ ได้อีก เช่น เอสซีอาร์ , มอสเฟต , ทรานซิสเตอร์และยังสามารถนำไปควบคุมโหลดอื่นๆ ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ ถ้าพิจารณาจากโครงงานที่ทำนี้ก็ไม่แตกต่างกับไซโครคอนเวอร์เตอร์ (Cycloconverter) หนึ่งเฟส

ส่วนที่เราจะควบคุมอีกอย่างก็คือค่า V/f เราต้องให้มีความถี่ เพราะหากเราลด f เช่นที่ความถี่ 25 หรือ 33.33 Hz ถ้าค่า V ยังคงเดิม จะทำให้ค่า B มากขึ้นตามสมการ $V/f = 4.44NBA$ เพราะแกนเหล็กเกิดการอิ่มตัวก็อาจจะเกิดความเสียหายได้

และอีกอย่างที่เราควรตระหนักก็คือค่า R กับค่า C ที่เป็นสแน็บเบอร์ของไทรแอกและสแน็บเบอร์ของออปโตไอโซเลเตอร์ควรจะให้มีความถี่ที่เหมาะสม กระแสจะได้ไหลผ่านไทรแอกดังรูป

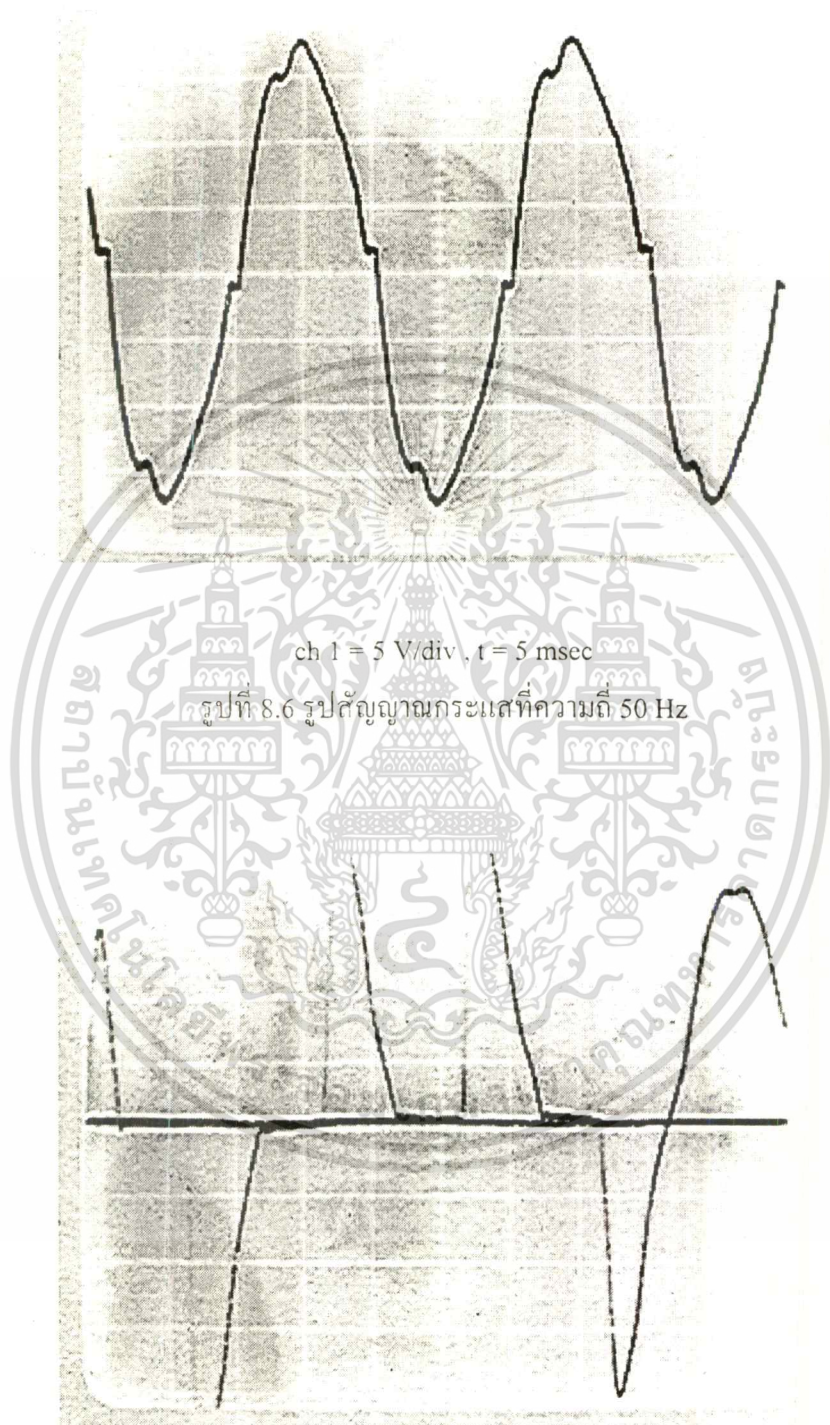


รูปที่ 8.5 วงจรสแน็บเบอร์ของไทรแอกและสแน็บเบอร์ของออปโตไอโซเลเตอร์

ถ้าค่า R -Snubber ของ optoisolator มีค่ามาก และ R ของไทรแอกมีค่าน้อย กระแสก็จะผ่านตัว R ของไทรแอกหมด โดยไม่ผ่านไทรแอก แต่ถ้าค่า R ของไทรแอกมีค่ามากและค่า R ของ optoisolator มีค่าน้อย กระแสก็จะไม่ผ่านไทรแอกเช่นกัน

และที่นี้เราควรสนใจอีกอย่างก็คืออุปกรณ์ป้องกันมอเตอร์ เราจำเป็นต้องมีเพราะเหตุว่าในช่วงสตาร์ทของมอเตอร์จะมีกระแสที่สูงมากเทียบกับกระแสปกติ ตัวป้องกันมอเตอร์ก็อาจจะเป็พวก เซอร์คิตเบรกเกอร์อิเล็กทรอนิกส์

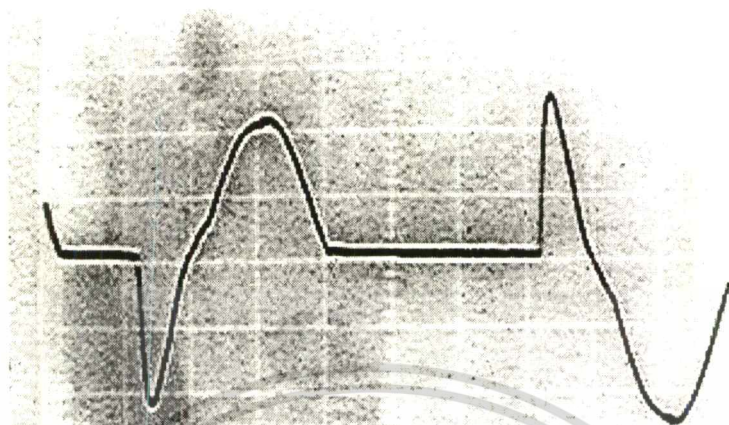
กราฟการเปรียบเทียบกระแสในช่วงสตาร์ทของมอเตอร์ทั้ง 3 ความถี่ แสดงดังต่อไปนี้



ch 1 = 20 V/div , t = 5 msec

รูปที่ 8.7 รูปสัญญาณกระแสที่ความถี่ 33.33 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ch 1 = 20 V/div , t = 5 msec

รูปที่ 8.8 รูปสัญญาณกระแสที่ความถี่ 25 Hz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9 ข้อเสนอแนะ

จากผลการทดลอง และจากการสังเกตจากกราฟแรงดันที่ตกคร่อมโหลด เราจะเห็นว่ามีการฮาร์โมนิกเกิดขึ้นมาก ทางผู้จัดทำจึงมีหลักการและแนวทางในการแก้ฮาร์โมนิก โดยการพยายามเปลี่ยนรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมโหลดให้เท่าๆกัน และคล้ายรูปไซน์มากที่สุด

เนื่องจากอุปกรณ์ไม่มีความเป็นเชิงเส้นของกระแสและแรงดัน เพราะความสัมพันธ์ระหว่างค่าช่วงขณะของกระแสและแรงดันไม่คงที่ โหลดที่มีความเป็นเชิงเส้นและมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสสูง การเปลี่ยนแปลงของการแอสอย่างฉับพลันเป็นผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกหรือสัญญาณที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่มูลฐานในระบบไฟฟ้า และความไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้กระแสไฟฟ้าเกิดการผิดเพี้ยนไป ดังนั้นโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจึงเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิก (Harmonic Source) ให้แก่ระบบ

อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นสามารถแบ่งได้สามประเภทดังนี้

1. อุปกรณ์ประเภทอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power electronic Device) เช่น เครื่องแปรผัน (Convertot) สามารถใช้งานได้มากมาย เช่น ตัวเรียงกระแส (Rectifier) คอนเวอร์เตอร์กำลังผลิต (Static Power Convertot) เครื่องควบคุมกำลังกระแสสลับใช้ไทรสเตอร์ (Thyristor A.C. power controlled) และ อินเวอร์เตอร์ (Invertor)

2. อุปกรณ์ประเภทแม่เหล็ก (Magnetizing device) อุปกรณ์จำพวกนี้ ได้แก่ หม้อแปลงมอเตอร์ เมื่อหม้อแปลงได้รับแรงดันมากเกินไปก็ทำให้เกิดกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetizing current) เพิ่มขึ้น ทำให้เกิดการอิ่มตัวของแกนเหล็ก

3. อุปกรณ์ประเภทอาร์ค (Arc Device) เช่น พกกเตาหลอม (Arc furnaces) จะกำเนิดฮาร์โมนิกจำนวนมากเพราะสาเหตุจากไม่เป็นเชิงเส้น

9.1 วิธีการแก้ปัญหาฮาร์โมนิก

กระแสฮาร์โมนิกที่ไหลผ่านในระบบไฟฟ้าสามารถควบคุมได้หลายวิธีมีดังต่อไปนี้

1. เปลี่ยนตำแหน่งที่ติดตั้งคาปาซิเตอร์ และ/หรือ เปลี่ยนขนาดคาปาซิเตอร์ การที่ระบบไฟฟ้ามีปัญหาฮาร์โมนิกนั้น ส่วนใหญ่เนื่องมาจากระดับฮาร์โมนิกรีโซแนนซ์ใกล้กับระดับฮาร์โมนิกที่แหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกผลิตออกมา เช่น 5, 7, 11, 13 เป็นต้น ถ้าเราเปลี่ยนตำแหน่งติดตั้งคาปาซิเตอร์ให้ไกลจากขั้วหม้อแปลงทางด้านแรงต่ำจะสามารถลดค่ากำลังไฟฟ้าลัดวงจรลงทำให้ค่าระดับฮาร์โมนิกรีโซแนนซ์ลดลง

การลดหรือเพิ่มขนาดของคาปาซิเตอร์ทำให้ค่าระดับฮาร์โมนิกรีโซแนนซ์เพิ่มหรือลดตาม แต่ต้องคำนึงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่เราปรับปรุงด้วย การแก้ฮาร์โมนิกด้วยวิธีนี้ใช้กับระบบที่มีอุปกรณ์ผลิตปริมาณฮาร์โมนิกออกมามาก

2.การทำเฟสมัลติพลิเคชัน(Phase Multiplication) ถ้าคอนเวอร์เตอร์มีจำนวนเฟสหรือจำนวนพัลส์มาก ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจะเป็นอันดับสูงและมีปริมาณน้อย ดังนั้นจึงควรใช้ คอนเวอร์เตอร์จำนวนพัลส์มากๆ หรือนำคอนเวอร์เตอร์แบบ 6 พัลส์จำนวนหลายๆชุดมาต่อกันโดยผ่าน หม้อแปลงที่มีมุมต่างกัน 15 องศา คือ เดลต้า-เดลต้า หรือ เดลต้า-สตาร์

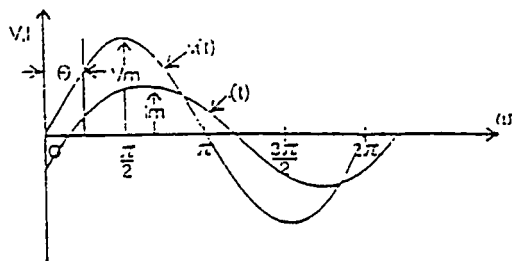
3. วงจรกรองฮาร์โมนิกหรือฟิลเตอร์(Filter) เมื่อเกิดปัญหาฮาร์โมนิกมากจนกระทั่งสองวิธีดังกล่าวข้างต้นใช้ไม่ได้ผลแสดงว่าเกิดรีโซแนนซ์ระหว่างระบบกับคาปาซิเตอร์ที่ระดับฮาร์โมนิกใกล้เคียงกับความถี่ฮาร์โมนิกที่แหล่งกำเนิดผลิตออกมา ทำให้เกิดภาวะโหลดเกิน(Over load)ทั้งกระแส และแรงดัน ที่ตัวคาปาซิเตอร์ วิธีแก้ปัญหาก็ได้ผลคือ การใช้ฟิลเตอร์ โดยการนำตัวเหนี่ยวนำ หรือ รีแอคเตอร์(Reactor) มาต่ออนุกรมกับคาปาซิเตอร์เพื่อปรับความถี่รีโซแนนซ์โดยฟิลเตอร์จะแบ่งเป็นสองชนิดคือ

3.1. วงจรกรองฮาร์โมนิกแบบป้องกันระบบ หรือ จูนฟิลเตอร์(Tuned filter) เพื่อไม่ให้กระแสฮาร์โมนิกไหลเข้าไปรบกวนระบบโดยปรับค่ารีแอคเตอร์ให้เกิดรีโซแนนซ์อนุกรมกับคาปาซิเตอร์ที่ตรงกับระดับฮาร์โมนิกที่มีในระบบ

3.2. วงจรกรองฮาร์โมนิกแบบป้องกันคาปาซิเตอร์ หรือดีจูนฟิลเตอร์(Detuned filter) จะปรับรีแอคเตอร์ให้เกิดรีโซแนนซ์แบบอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ที่ความถี่ที่ต่ำกว่าระดับฮาร์โมนิกต่ำสุดที่มีในระบบปกติ เช่น ฮาร์โมนิกที่ 5 โดยทั่วไปจะใช้ฟิลเตอร์ที่มีค่า อินดักแตนซ์ 4.5-7 เปอร์เซนต์ของค่ารีแอคแตนซ์ของคาปาซิเตอร์

9.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์โมนิกส์

ไฟฟ้ากระแสสลับที่เราใช้งานกันอยู่ทุกวันนี้ โดยทั่วไปจะมีรูปคลื่นแรงดันและกระแสเป็นรูปไซน์ (Sinusoidal wave) ดังแสดงในรูปที่ 9.1



รูปที่ 9.1 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแบบรูปไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นของแรงดันและกระแส ในรูปที่ 9.1 นี้สามารถเขียนเป็นสมการแสดงขนาดที่แปรเปลี่ยนตามเวลาได้ดังนี้

$$v(t) = V_m \sin(\omega t) \quad \dots(9.1)$$

หรือ

$$\begin{aligned} v(t) &= V_m \sin(2\pi f t) \\ i(t) &= I_m \sin(\omega t - \theta) \end{aligned} \quad \dots(9.2)$$

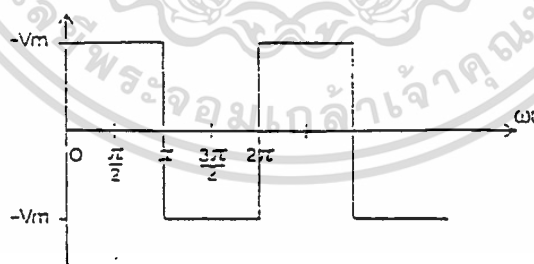
หรือ

$$i(t) = I_m \sin(2\pi f t - \theta)$$

เมื่อ

$v(t)$	=	ขนาดของแรงดันในเวลา t ใดๆ
V_m	=	ขนาดสูงสุดหรือค่ายอดของแรงดัน
$i(t)$	=	ขนาดของกระแส ณ เวลา t ใดๆ
I_m	=	ขนาดสูงสุด หรือ ค่ายอดของกระแส
f	=	ความถี่ของแรงดันและกระแส
θ	=	ขนาดของมุมที่กระแสตามหลังแรงดัน
t	=	เวลา

สำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ รูปคลื่นของแรงดันและกระแสไม่จำเป็นต้องเป็นรูปไซน์ อาจเป็นรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Square wave) ดังรูปที่ 9.2



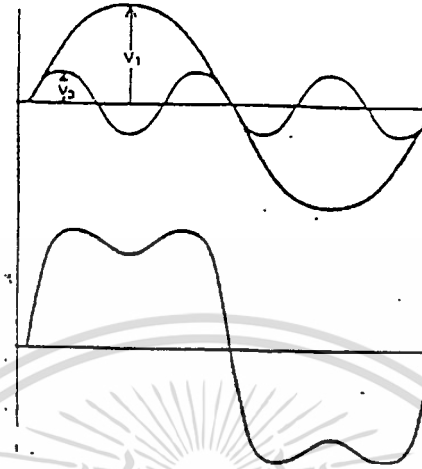
รูปที่ 9.2 รูปคลื่นของแรงดันสี่เหลี่ยม

สามารถเขียนสมการที่แปรเปลี่ยนตามเวลาได้ดังนี้

$$v(t) = \frac{4}{\pi} V_m \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \dots \right] \quad \dots (9.3)$$

จากรูปที่ 9.2 พบว่าแรงดันที่รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมจะประกอบด้วยรูปคลื่นแบบไซน์ที่มีขนาดและความถี่ต่างๆจำนวนมากมาย

รูปที่ 9.3 เป็นรูปคลื่นแบบขอดแบนเกิดจากรูปคลื่นแบบไซน์จำนวนสองชุดที่มีความถี่ต่างกันสามเท่ารวมกัน

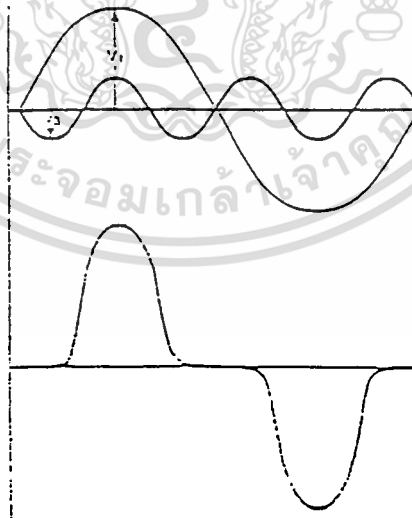


รูปที่ 9.3 รูปคลื่นแบบขอดแบน

จะได้สมการว่า

$$v(t) = V_1 \sin(\omega t) + V_3 \sin(3\omega t) \quad \dots(9.4)$$

รูปที่ 9.4 รูปคลื่นแบบขอดแหลมเกิดจากรูปคลื่นแบบไซน์จำนวนสองชุดที่มีความถี่ต่างกันสามเท่ามารวมกันแต่มีเฟสต่างกันดังรูป



รูปที่ 9.4 รูปคลื่นแบบขอดแหลม

จะได้สมการ

$$v(t) = V_1 \sin(\omega t) - V_3 \sin(3\omega t) \quad \dots(9.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปคลื่นต่างๆสรุปได้ว่าคลื่นแบบไซน์ แบบสามเหลี่ยม แบบยอดแบน แบบยอดแหลม ต่างเกิดจากรูปคลื่นแบบไซน์ที่มีขนาดและความถี่ต่างๆจำนวนมากมารวมกัน

รูปคลื่น $V_m \sin(\omega t)$ ในสมการที่ 9.1 หรือ $V_m \sin(\omega t)$ ในสมการที่ 9.3 หรือ $V_1 \sin(\omega t)$ ในสมการที่ 9.4 และ 9.5 เราเรียกเป็น รูปคลื่นความถี่หลักมูล (Fundamental wave) รูปคลื่นอื่นๆที่มีความถี่ต่างไปจากรูปคลื่นความถี่หลักมูลเป็นจำนวน n เท่า โดยที่ $n = 2, 3, 4, \dots$ เช่น $4/\pi V_m (1/3) \sin(3\omega t)$ ในสมการที่ 9.3 หรือ $V_3 \sin(3\omega t)$ ในสมการที่ 9.4 และ 9.5 ที่มีความถี่เป็นสามเท่าของความถี่หลักมูล เราเรียกเป็นรูปคลื่นฮาร์มอนิกส์โดยมีลำดับฮาร์มอนิกส์เป็น สาม

ดังนั้น ฮาร์มอนิกส์ คือ ขนาดของแรงดันหรือกระแสที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล (Fundamental frequency)

ฟังก์ชันต่างๆที่เกิดขึ้นและเป็นปัญหาในทางวิศวกรรมที่พบเห็นส่วนใหญ่ มักเป็นฟังก์ชันคาบ (Periodic function) ซึ่งฟังก์ชันเหล่านี้สามารถแทนให้อยู่ในเทอมของฟังก์ชันคาบของสัญญาณไซน์และโคไซน์ ซึ่งสัญญาณทั้งสองนี้ ในทางปฏิบัติจะมีความสำคัญมาก และในแต่ละเทอมของอนุกรม (Series) ของฟังก์ชันโคไซน์และไซน์ เกิดขึ้นเนื่องจากความคิดของนักฟิสิกส์ชาวฝรั่งเศสชื่อ Joseph Fourier ดังนั้นเราจึงเรียกฟังก์ชันดังกล่าวว่า อนุกรมฟูเรียร์ (Fourier series)

ดังนั้นรูปคลื่นของแรงดันหรือกระแสที่เป็นคาบที่มีความเพี้ยนสามารถแสดงโดยการใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ (Fourier theorem) ได้ โดยอาศัยอนุกรมฟูเรียร์ตรีโกณมิติ (Trigonometric Fourier Series) ดังสมการ

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad \dots(9.6)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \quad \dots(9.7)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad \dots(9.8)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin(n\omega t) dt \quad \dots(9.9)$$

เมื่อ

$$f(t) = \text{อนุกรมฟูเรียร์ของฟังก์ชัน } f(t)$$

$$a_0 = \text{ค่าเฉลี่ยของ } f(t)$$

$$a_n, b_n = \text{ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์}$$

$$T = \text{คาบเวลาของรูปคลื่น } f(t)$$

$$n = \text{เลขจำนวนเต็มบวกใดๆ (ลำดับของฮาร์มอนิกส์)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดได้เห็นไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9.3 หลักการกำจัดและการลดปริมาณฮาร์โมนิกส์

จุดประสงค์ เพื่อลดขนาดของโวลต์เตจหรือขนาดของกระแสที่ความถี่หนึ่ง หรือที่หลายๆ ความถี่ที่เราไม่ต้องการ

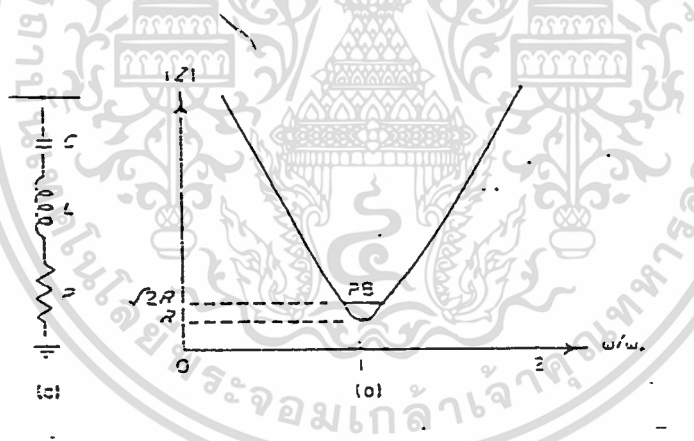
9.3.1 คำจำกัดความเบื้องต้นของวงจรกรอง (Filter)

ฟิลเตอร์เป็นวงจรกรองที่ทำงานโดยที่อาศัยการปรับความถี่เพื่อให้ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ

คุณภาพของตัวกรอง (Q) เป็นตัวที่ใช้บอกค่าความคม ความเที่ยงตรง ในการปรับตัวกรอง โดยที่เราจะสามารถอาศัยคุณภาพของตัวกรองเป็นเกณฑ์แบ่งชนิดของตัวกรองได้เป็น 2 แบบดังนี้

1. ชนิดที่มีค่าคุณภาพของตัวกรอง (Q) สูง

โดยปกติจะมีค่าคุณภาพอยู่ในช่วง 30-60 และใช้ในกรณีที่ปรับเพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่หนึ่งซึ่งมีความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band Pass Filter)



รูปที่ 9.5 (a) วงจรฟิลเตอร์ ซิงเกิลจูน (b) วงจรฟิลเตอร์ ซิงเกิลจูน กับค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่

$$Q = X_L/R = \omega/PB \quad \dots(9.10)$$

โดยที่

X_L เป็นค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำหรือค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ

R แทนค่ารีซิสแตนซ์

ω แทนค่าความถี่ที่เราปรับในหน่วยเรเดียนต่อวินาที

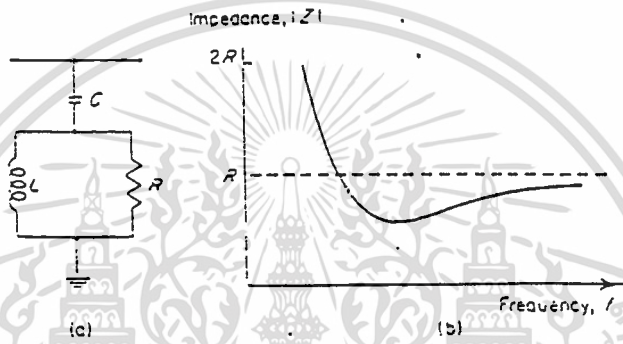
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ชนิดที่มีค่าคุณภาพของตัวกรอง (Q) ต่ำ

โดยปกติจะมีค่าคุณภาพอยู่ในช่วง 0.5-5.0 และใช้ในกรณีที่กำลังจัดฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่สูงๆ เช่น ฮาร์โมนิกส์ที่ 17 ขึ้นไป

วงจรกรองผ่านความถี่สูง (High Pass Filter)

$$Q = X_L/R \quad \text{.....(9.11)}$$



รูปที่ 9.6 (a) รูปวงจรผ่านความถี่สูง (b) กราฟระหว่างอิมพีแดนซ์กับความถี่

9.3.2 ปัจจัยที่มีผลกระทบในการปรับตัวกรอง

1. การเปลี่ยนแปลงของความถี่หลักมูล
2. การเปลี่ยนแปลงค่าการเก็บประจุ และ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองตามอายุการใช้งานและอุณหภูมิ
3. ความคาดเคลื่อนจากการผลิตและขนาดที่จำกัดของลำดับชั้นการจูนความถี่การจูนของดีจูน แสดงตามสมการ

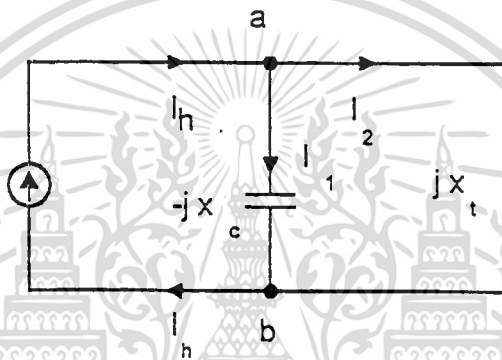
$$\delta = (\omega - \omega_n)/\omega \quad \text{....(9.12)}$$

นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงของ L และ C ไป 2 % เหมือนการเปลี่ยนความถี่ของระบบไป 1 % แสดงตามสมการเป็น

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad \text{....(9.13)}$$

9.3.3 การเกิดรีโซแนนซ์ขนานระหว่างคาปาซิเตอร์กับหม้อแปลง

ในทุกะบบไฟฟ้าจะต้องมีฮาร์โมนิกส์อยู่ด้วยเสมอ เพียงแต่ระบบส่วนใหญ่ จะมีขนาดเล็กมากจนถือได้ว่าในระบบนั้นไม่มีฮาร์โมนิกส์ และถึงแม้ในบางระบบจะพบว่ามีฮาร์โมนิกส์ค่อนข้างใหญ่อยู่ก็ตาม ฮาร์โมนิกส์ที่พบมักจะมีขนาดใหญ่ไม่พอที่จะส่งผลกระทบไปยังอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีใช้ในระบบนั้นๆ หากแต่ว่าผลกระทบของฮาร์โมนิกส์มีโอกาสดำเนินขึ้นได้ ภายหลังจากที่มีการติดตั้งคาปาซิเตอร์เข้าไปและเกิดรีโซแนนซ์ขนานขึ้นระหว่างคาปาซิเตอร์ กับหม้อแปลงซึ่งนับว่าเป็นโหลชนิคชดลวดขนาดใหญ่ที่สุดที่มีอยู่ในแต่ละระบบ

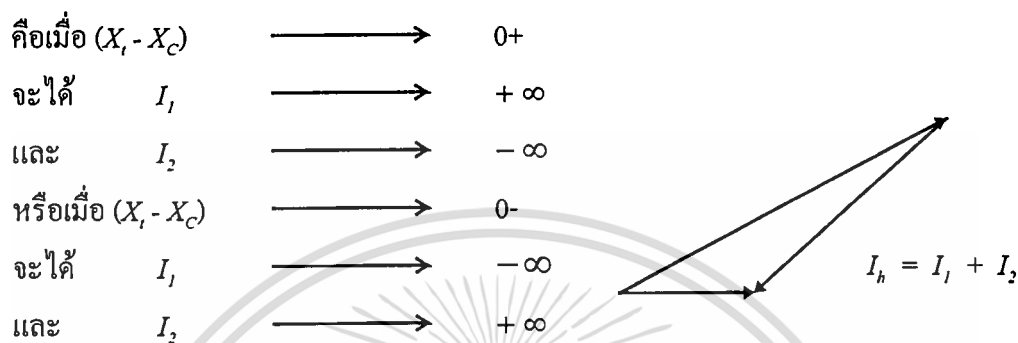


รูปที่ 9.7 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

ในการพิจารณาปัญหาฮาร์โมนิกส์ จะถือว่าอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวมาแล้วเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ที่ผลิตกระแสฮาร์โมนิกส์ค่า I_h ออกมาเมื่อนำคาปาซิเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $-jX_c$ และหม้อแปลงที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ jX_t มาต่อขนานเข้ากับแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์ดังกล่าว จะเกิดกระแสฮาร์โมนิกส์ I_1 และ I_2 แยกไหลโดย

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{jX_t}{jX_t - jX_c} \times I_h \\
 &= \frac{X_t}{X_t - X_c} \times I_h \\
 I_2 &= \frac{-jX_c}{jX_t - jX_c} \times I_h \\
 &= \frac{X_c}{X_t - X_c} \times I_h \\
 V_{ab} &= I_1 X_c = I_2 X_t
 \end{aligned}$$

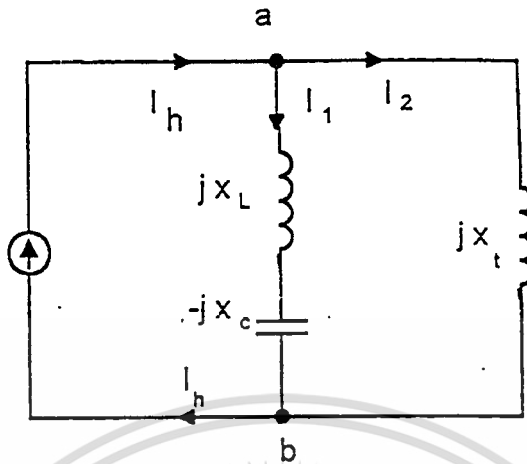
ในกรณีที่เกิดรีโซแนนซ์ขนานระหว่างคาปาซิเตอร์กับหม้อแปลง คือ $X_C = X_L$ จะพบว่า I_1 และ I_2 มีขนาดใหญ่กว่ามาก (เมื่อเทียบกับขนาดของ I_h) ทั้งๆที่ I_h มีขนาดเล็ก และแรงดันไฟฟ้าฮาร์โมนิกส์คร่อมคาปาซิเตอร์ ($X_L - X_C$) และหม้อแปลงก็จะมีขนาดใหญ่มากด้วย



ขนาดที่ใหญ่มากของกระแสฮาร์โมนิกส์และแรงดันฮาร์โมนิกส์ในวงจรไฟฟ้าที่เกิดรีโซแนนซ์ขนานเช่นนี้ จะส่งผลกระทบไปยังอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆที่มีใช้งานอยู่ในระบบทำให้เกิดการทำงานผิดปกติ หรือเกิดการเสียหายอย่างรุนแรง หรือมีอายุการใช้งานสั้นลง ดังนั้นจึงต้องระวังมิให้เกิดรีโซแนนซ์ขนานขึ้นที่ฮาร์โมนิกส์ที่ตรงพอดี หรือใกล้เคียงอย่างมากกับฮาร์โมนิกส์ที่มีอยู่ในระบบไฟฟ้านั้น เนื่องจาก X_L มีขนาดเกือบคงที่ (สาเหตุที่ไม่คงที่ ก็เพราะมีค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดไฟฟ้าเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย) ดังนั้นจึงมีหนทางหลีกเลี่ยงมิให้เกิดรีโซแนนซ์ขึ้นที่ฮาร์โมนิกส์ที่มีอยู่ในระบบได้ โดยเลือกใช้ค่าคาปาซิเตอร์ที่มีขนาด X_C ไม่เท่าและไม่ใกล้เคียงกับ X_L ที่ความถี่ของฮาร์โมนิกส์นั้น แต่ในทางปฏิบัติแล้ววิธีการนี้ใช้ไม่ค่อยได้ผล เพราะฮาร์โมนิกส์มีได้มีอยู่เพียงตัวเดียว อีกทั้งค่าของ X_C ก็ไม่คงที่

9.3.4 ชนิดของฟิลเตอร์

วงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบป้องกันระบบหรือจูนฟิลเตอร์ (Tune Filter) และ วงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบป้องกันคาปาซิเตอร์หรือดีจูนฟิลเตอร์ (Detune Filter) ทั้งวงจรของแบบจูนและดีจูนจะเป็นวงจรเดียวกัน แต่อาศัยหลักการในการปรับค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและของตัวเก็บประจุที่แตกต่างกัน ดังรูปที่ 9.8

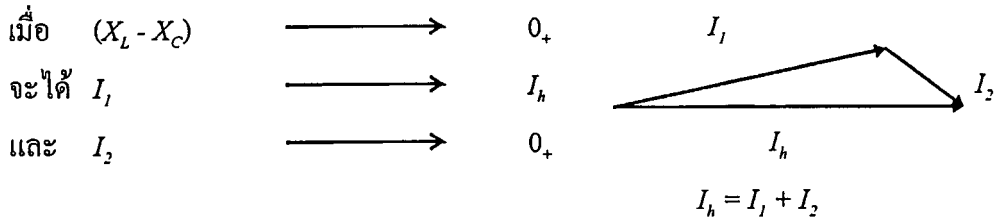


รูปที่ 9.8 วงจรกรองฮาร์มอนิกส์

จากวงจรจะได้ว่า

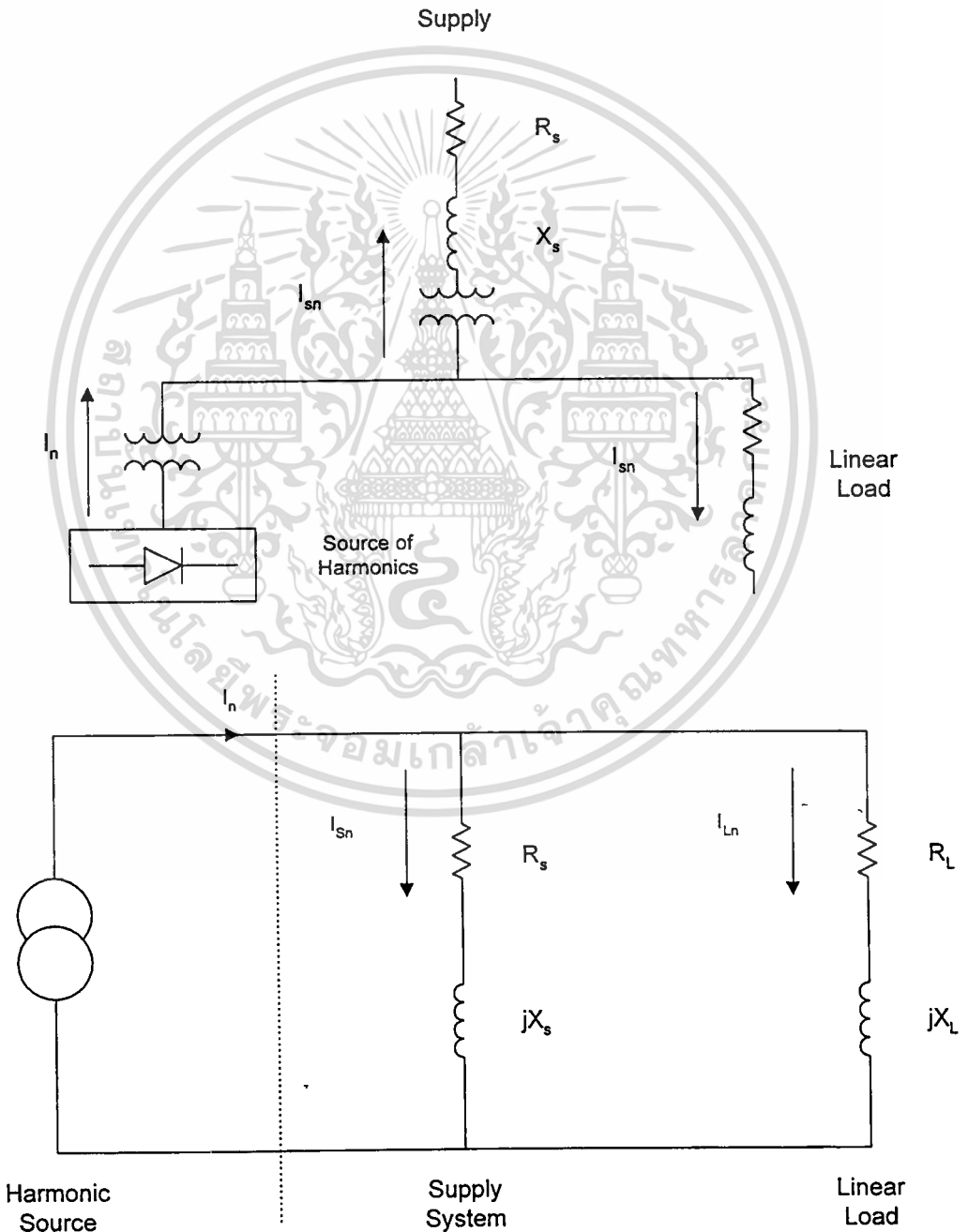
$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{jX_t}{jX_t + jX_L - jX_C} \times I_h \\
 &= \frac{X_t}{X_t - (X_L - X_C)} \times I_h \\
 I_1 &= \frac{jX_L - jX_C}{jX_t + jX_L - jX_C} \times I_h \\
 &= \frac{X_L - X_C}{X_t + (X_L - X_C)} \times I_h
 \end{aligned}$$

วงจรจูน ประกอบด้วยรีแอคเตอร์ต่ออนุกรมเข้ากับคาปาซิเตอร์ เช่นเดียวกับวงจรดีจูน แต่ การเลือกขนาดรีแอคเตอร์มีหลักการต่างกันคือ ในวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกส์ จะเลือกใช้รีแอคเตอร์ขนาดที่ทำให้เกิดรีโซแนนซ์อนุกรมกับคาปาซิเตอร์ที่ฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำกว่าฮาร์มอนิกส์ที่ต้องการกำจัดเล็กน้อย จะพบว่ากระแสฮาร์มอนิกส์เกือบทั้งหมดจะไหลผ่านชุดรีแอคเตอร์-คาปาซิเตอร์ และจะมีเพียงส่วนน้อยที่ไหลเข้าสู่หม้อแปลง กระแสฮาร์มอนิกส์จำนวนน้อยนี้จะเป็นตัวจำกัดผลกระทบต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆให้อยู่ในขอบเขตที่ไม่ให้เกิดปัญหา



9.3.5 พิจารณาการไหลของกระแสฮาร์มอนิกดังนี้

1. ระบบปกติ(Normal System)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการแยกไหลของกระแส

$$I_n = I_{sn} + I_{ln}$$

$$I_{sn} = \frac{(R_L + jX_L)}{(R_L + jX_L) + (R_S + jX_S)} \cdot I_n$$

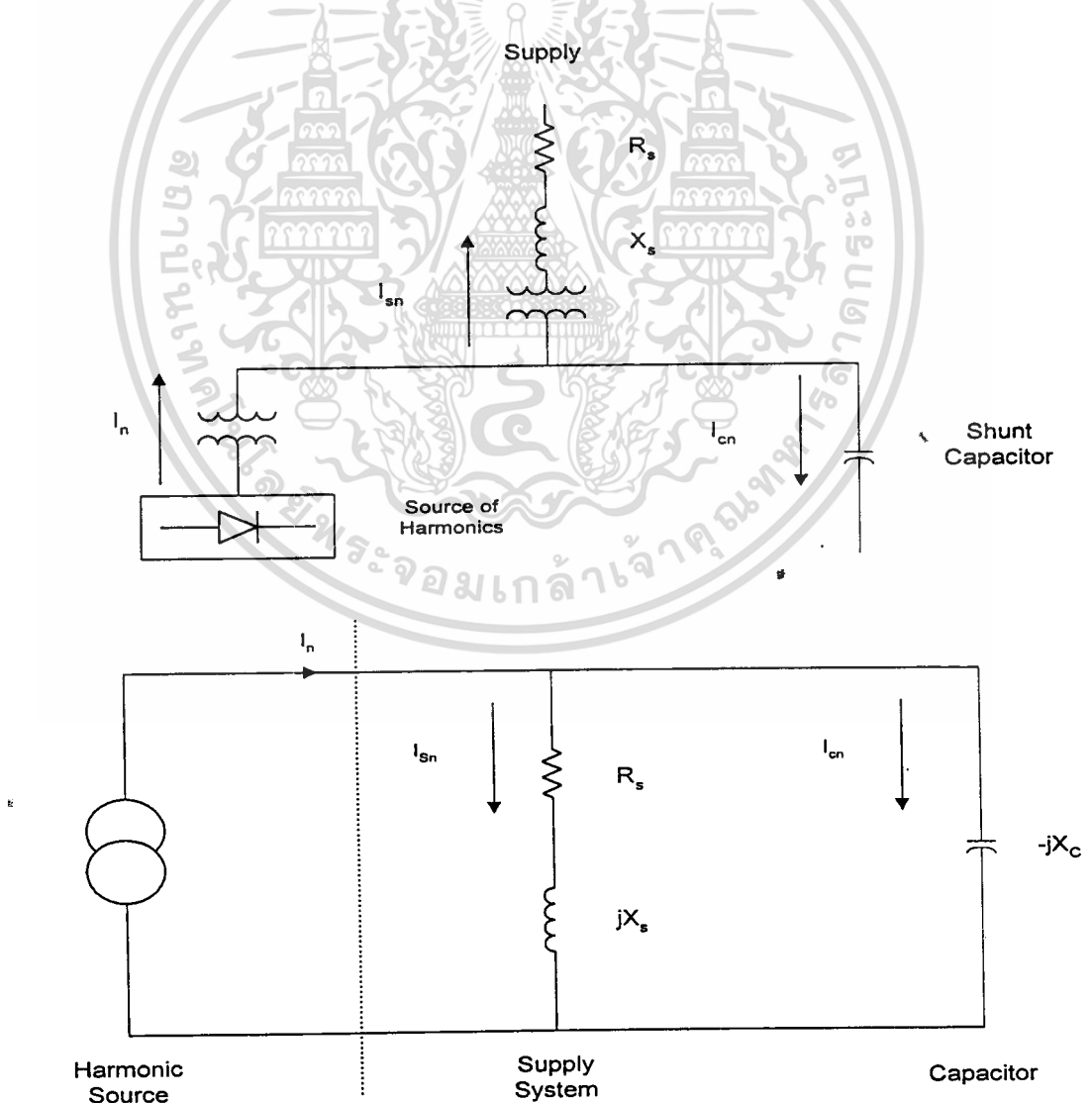
$$I_{ln} = \frac{(R_S + jX_S)}{(R_L + jX_L) + (R_S + jX_S)} \cdot I_n$$

$$(R_L + jX_L) > (R_S + jX_S)$$

$$\frac{(R_L + jX_L)}{(R_L + jX_L) + (R_S + jX_S)} > \frac{(R_S + jX_S)}{(R_L + jX_L) + (R_S + jX_S)}$$

$$I_{sn} > I_{ln}$$

2. ระบบที่มีการต่อคาปาซิเตอร์เพื่อแก้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ (With PF Correction Capacitor)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_i = \frac{(R_s + jX_s)(-jX_c)}{R_s + jX_s - jX_c}$$

เมื่อ

$$|X_s| = |X_c| \longrightarrow \text{เกิดการรีโซแนนซ์ขนาน}$$

$$f = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$$

จากหลักการแยกไหลของกระแส

$$I_n = I_{sn} + I_{cn}$$

$$I_{cn} = \frac{(R_s + jX_s)}{R_s + jX_s - jX_c} \cdot I_n$$

$$I_{sn} = \frac{jX_c}{R_s + jX_s - jX_c} \cdot I_n$$

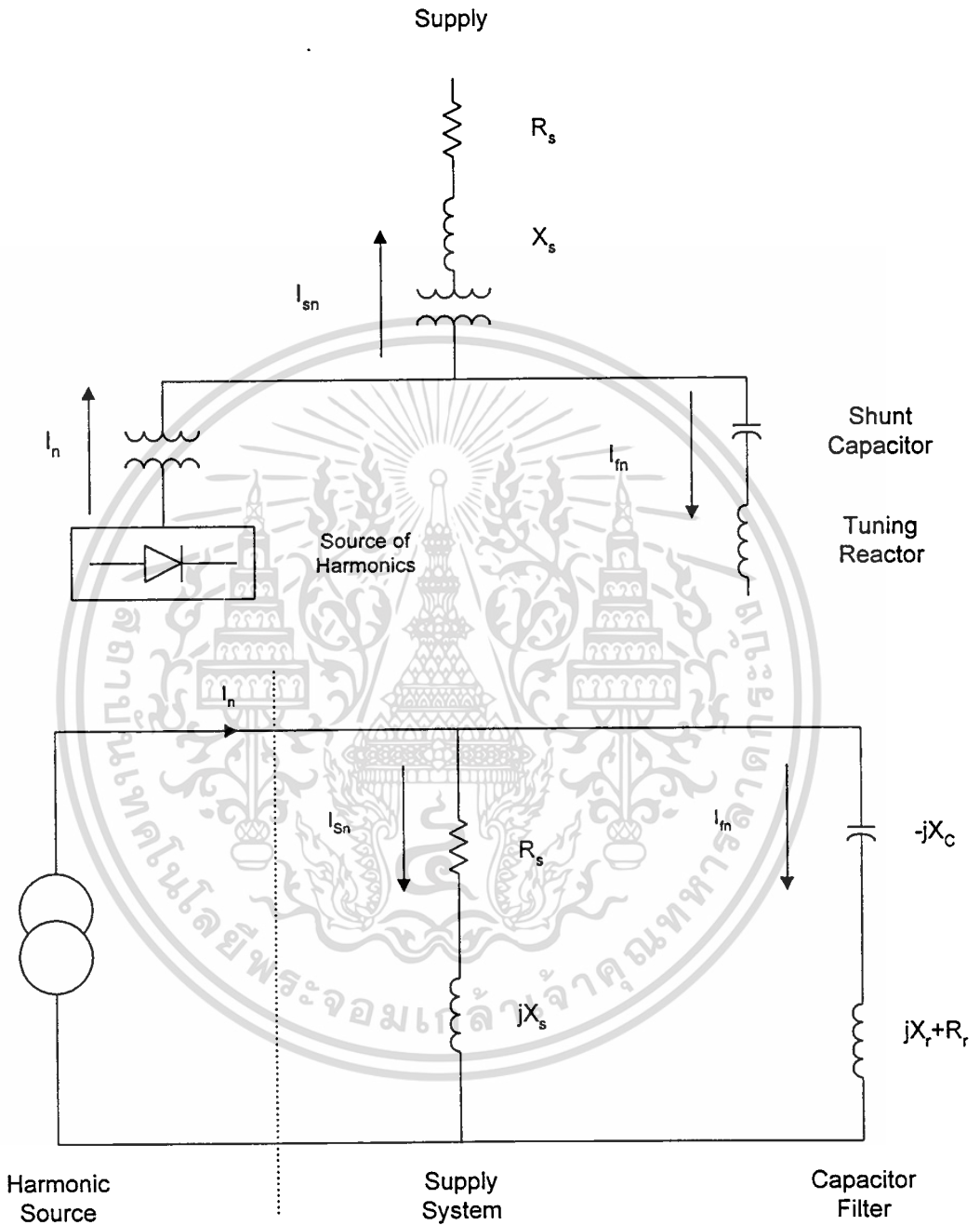
ที่จุดรีโซแนนซ์

$$I_{cn} = \frac{(R_s + jX_s)}{R_s} \cdot I_n \gg I_n$$

$$I_{sn} = \frac{-jX_c}{R_s} \cdot I_n = \frac{-jX_s}{R_s} \gg I_n$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าค่ากระแสที่ไหลในคาปาซิเตอร์และระบบมีค่ามากกว่ากระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นมาก ๆ ซึ่งอาจจะทำให้ระบบและคาปาซิเตอร์เสียหายได้จึงเปรียบเหมือนกับการขยายกระแสฮาร์โมนิกส์ (Harmonic current Amplification)

3. ระบบที่มีการต่อวงจรกรองฮาร์มอนิกส์(With Harmonic Filter)



$$I_n = I_{sn} + I_{fn}$$

$$I_{fn} = \frac{(R_s + jX_s)}{R_s + jX_s + R_r + jX_r - jX_c} \cdot I_n$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{sn} = \frac{R_r + jX_r - jX_C}{R_s + jX_s + R_r + jX_r - jX_C} \cdot I_n$$

วงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบจูน (Tuned filter) ที่

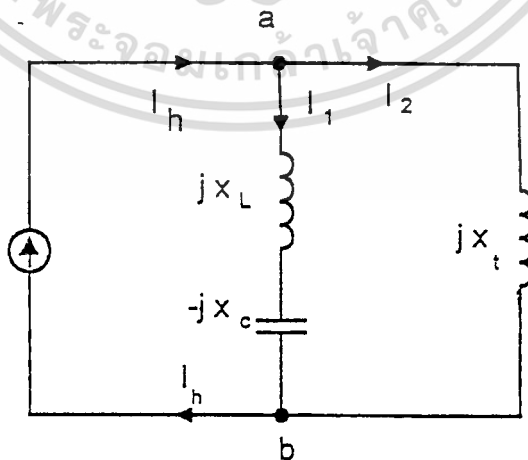
$$\begin{aligned} |X_r| &= |X_C| \\ I_{fn} &= \frac{Z_s}{Z_s + R_r} \cdot I_n \cong I_n \\ I_{sn} &= \frac{R_r}{Z_s + R_r} \cdot I_n \cong 0 \end{aligned}$$

จากสมการจะเห็นว่าเมื่อมีการต่อวงจรกรองฮาร์โมนิกส์เรียบร้อยแล้ว ค่ากระแสฮาร์โมนิกส์ที่ไหลลงฟیلเตอร์ จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น ดังนั้น กระแสฮาร์โมนิกส์ที่ไหลในระบบจึงมีค่าใกล้เคียงศูนย์

1. วงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบป้องกันระบบ

ส่วนประกอบของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 9.9 สามารถปรับความถี่ถึงความถี่ของฮาร์โมนิกส์ที่ 1 ได้ (ต่ำกว่าฮาร์โมนิกส์ลักษณะเฉพาะ characteristic harmonic) เพื่อต้องการให้กระแสฮาร์โมนิกส์ไหลเข้าฟیلเตอร์ทั้งหมดโดยปรับค่าตัวเหนี่ยวนำให้เกิดรีโซแนนซ์ขนานกับคาปาซิเตอร์ที่ตรงกับระดับฮาร์โมนิกส์ที่มีในระบบไฟฟ้า ค่าอิมพีแดนซ์ของฟیلเตอร์หาได้จากสมการ

$$Z_f = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad \dots(9.14)$$



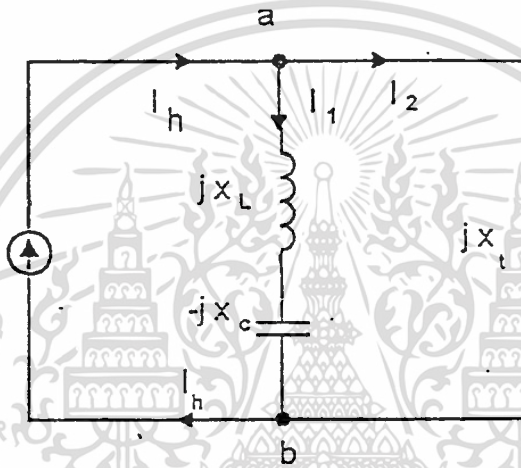
รูปที่ 9.9 วงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบป้องกันระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบป้องกันคาปาซิเตอร์

สมมติว่า $n_a, n_b, n_c, \dots$ เป็นอันดับของฮาร์โมนิกส์ที่มีอยู่ในระบบไฟฟ้าหนึ่งโดย $n_a < n_b < n_c \dots$ เช่น $n_a = 5, n_b = 7, n_c = 11$

วิธีหนึ่งที่ใช้ได้ผลแน่นอนในการป้องกันมิให้เกิดรีโซแนนซ์ขนานระหว่าง X_c ของคาปาซิเตอร์และ X_L ของหม้อแปลงขึ้นที่ฮาร์โมนิกส์ $n_a, n_b, n_c, \dots$ ก็คือการใช้รีแอคเตอร์ขนาดที่เหมาะสมต่ออนุกรมเข้ากับคาปาซิเตอร์แต่ละตัว



รูปที่ 9.10 วงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบป้องกันคาปาซิเตอร์

จากสูตร

$$\begin{aligned} X_{L-h} &= 2\pi f_h L = 2\pi h f_i L \\ &= h * 2\pi f_i L = h * X_L \end{aligned}$$

และจากสูตร

$$\begin{aligned} X_{C-h} &= 1/2\pi f_h C = 1/2\pi h f_i C \\ &= 1/h * 2\pi f_i C = (1/h) * X_C \end{aligned}$$

เมื่อพิจารณาการเกิดรีโซแนนซ์อนุกรมระหว่างรีแอคเตอร์กับคาปาซิเตอร์

$$\begin{aligned} X_{L-h} &= X_{C-h} \\ n_a X_L &= (1/n_a) * X_C \\ n_a &= \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \end{aligned} \quad \dots(9.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาเมื่อเกิดรีโซแนนซ์ขนานระหว่างหม้อแปลงกับคาปาซิเตอร์ - รีแอกเตอร์

$$\begin{aligned} X_{L-hp} &= X_{C-hp} - X_{R-hp} \\ X_{R-hp} + X_{T-hp} &= X_{C-hp} \\ h_p * (X_R + X_T) &= \frac{1}{h_p} * X_C \\ h_p &= \sqrt{\frac{X_C}{X_R + X_T}} \end{aligned}$$



ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Triacs
Silicon Bidirectional Thyristors

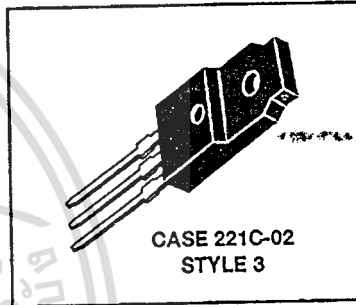
... designed primarily for full-wave ac control applications, such as light dimmers, motor controls, heating controls and power supplies; or wherever full-wave silicon gate controlled solid-state devices are needed. Triac type thyristors switch from a blocking to a conducting state for either polarity 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 (MAC212FP Series) or Four Modes (MAC212AFP Series)



MAC212FP
Series
MAC212AFP
Series

ISOLATED TRIACS
THYRISTORS
12 AMPERES RMS
200 thru 800 VOLTS



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

Rating	Symbol	Value	Unit
Repetitive Peak Off-State Voltage ⁽¹⁾ ($T_J = -40$ to $+125^{\circ}\text{C}$, 1/2 Sine Wave 50 to 60 Hz, Gate Open)	V_{DRM}	200 400 600 800	Volts
On-State RMS Current ($T_C = +85^{\circ}\text{C}$) Full Cycle Sine Wave 50 to 60 Hz ⁽²⁾	$I_T(\text{RMS})$	12	Amps
Peak Nonrepetitive Surge Current (One Full Cycle, 60 Hz, $T_C = +85^{\circ}\text{C}$) preceded and followed by rated current	I_{TSM}	100	Amps
Circuit Fusing ($t = 8.3$ ms)	I^2t	40	A^2s
Peak Gate Power ($T_C = +85^{\circ}\text{C}$, Pulse Width = 10 μs)	P_{GM}	20	Watts
Average Gate Power ($T_C = +85^{\circ}\text{C}$, $t = 8.3$ ms)	$P_{G(AV)}$	0.35	Watt
Peak Gate Current ($T_C = +85^{\circ}\text{C}$, Pulse Width = 10 μs)	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 $+150$	$^{\circ}\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2.1	$^{\circ}\text{C/W}$
Thermal Resistance, Case to Sink	$R_{\theta CS}$	2.2 (typ)	$^{\circ}\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	60	$^{\circ}\text{C/W}$

1. V_{DRM} for all types can be applied on a continuous basis. Blocking voltage shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.
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.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารชุดนี้ที่มีกรณีไปใช้

MAC212FP Series MAC212AFP Series

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Blocking Current (Either Direction) ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}$, Gate Open) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = +125^\circ\text{C}$	I_{DRM}	— —	— —	10 2	μA mA
Peak On-State Voltage (Either Direction) ($I_{TM} = 17 \text{ A Peak}$; Pulse Width = 1 to 2 ms, Duty Cycle $\leq 2\%$)	V_{TM}	—	1.3	1.75	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100 \text{ Ohms}$, Minimum Gate Pulse Width = 2 μs) 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, $R_L = 100 \text{ Ohms}$, Minimum Gate Pulse Width = 2 μs) 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)	I_H	—	6	50	mA
Turn-On Time ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}$, $I_{TM} = 17 \text{ A}$, $I_{GT} = 120 \text{ mA}$, Rise Time = 0.1 μs , Pulse Width = 2 μs)	t_{gt}	—	1.5	—	μs
Critical Rate of Rise of Commutation Voltage ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}$, $I_{TM} = 17 \text{ A}$, Commutating $di/dt = 6.1 \text{ A/ms}$, Gate Unenergized, $T_C = +85^\circ\text{C}$)	$dv/dt(c)$	—	5	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}$, Exponential Voltage Rise, Gate Open, $T_C = +85^\circ\text{C}$)	dv/dt	—	100	—	$\text{V}/\mu\text{s}$

TYPICAL CHARACTERISTICS

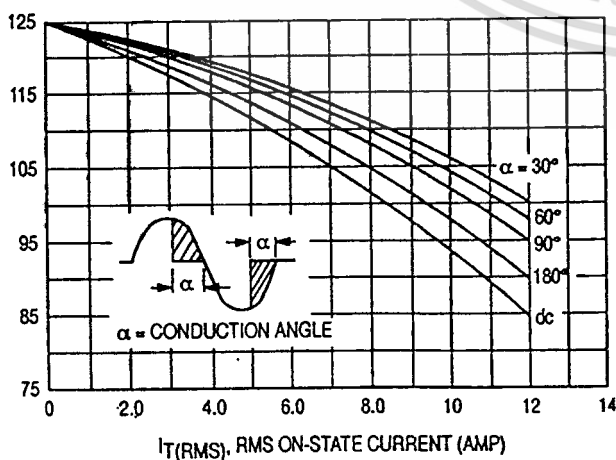


Figure 1. Current Derating

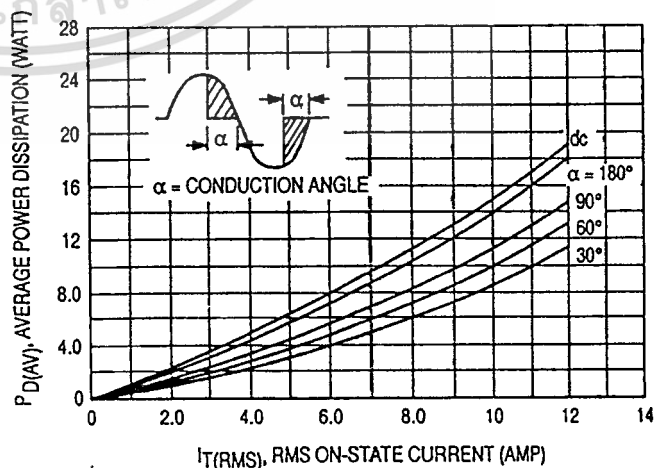


Figure 2. Power Dissipation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

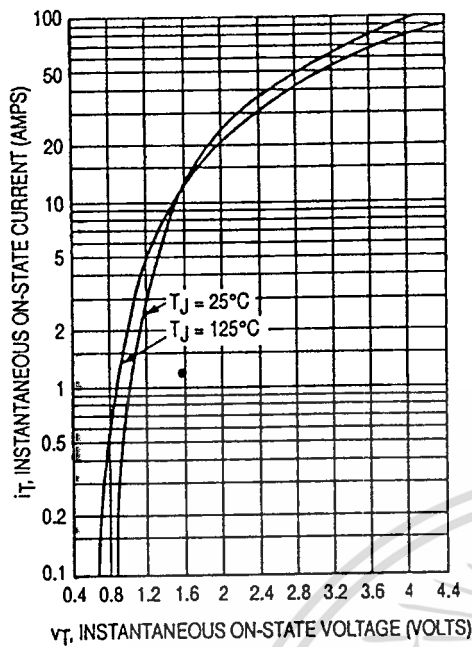


Figure 3. Maximum On-State Characteristics

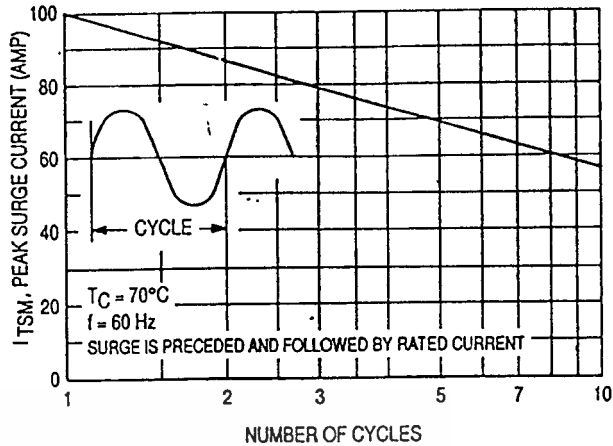


Figure 4. Maximum Nonrepetitive Surge Current

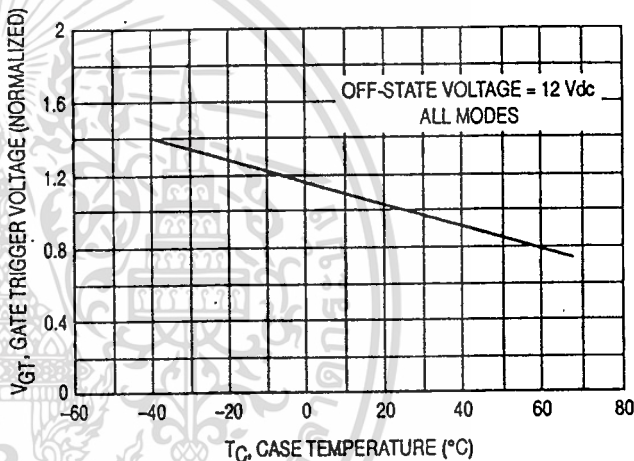


Figure 5. Typical Gate Trigger Voltage

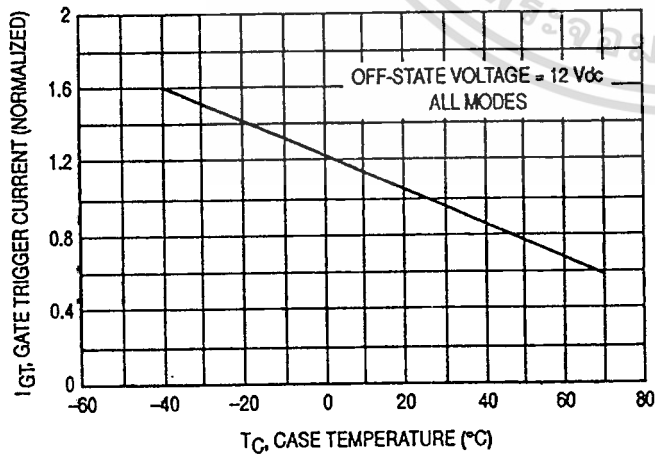


Figure 6. Typical Gate Trigger Current

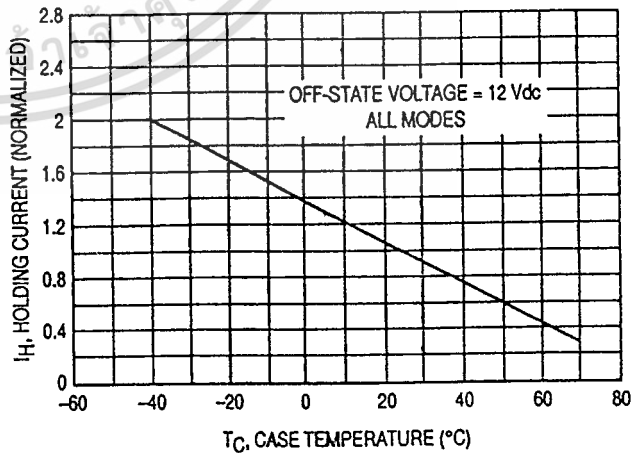


Figure 7. Typical Holding Current

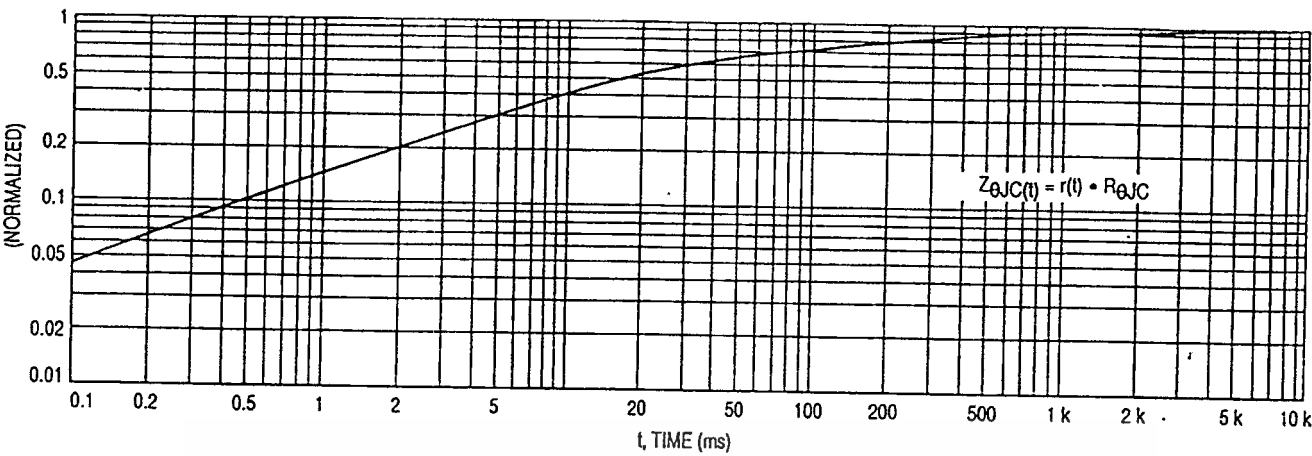


Figure 8. Thermal Response



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.

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°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°C Negligible Power in Triac Driver Derate above 25°C	P _D	100 1.33	mW mW/°C

OUTPUT DRIVER

Off-State Output Terminal Voltage	V _{ORM}	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	I _{TSM}	1	A
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	300 4	mW mW/°C

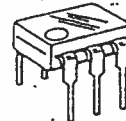
TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	V _{ISO}	7500	Vac
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	330 4.4	mW 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.

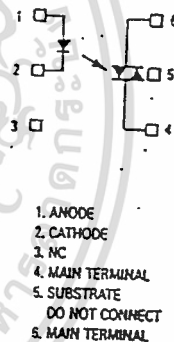
MOC3020
MOC3021
MOC3022
MOC3023

6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRIAC DRIVER OUTPUT



CASE 730A-02
 PLASTIC

COUPLER SCHEMATIC



MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$)	I_R	—	0.05	100	μA
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	—	1.15	1.5	Volts
OUTPUT DETECTOR ($I_F = 0$ unless otherwise noted)					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated V_{ORM} , Note 1)	I_{ORM}	—	10	100	μA
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	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
COUPLED					
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	—	μA

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 (50 mA).

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

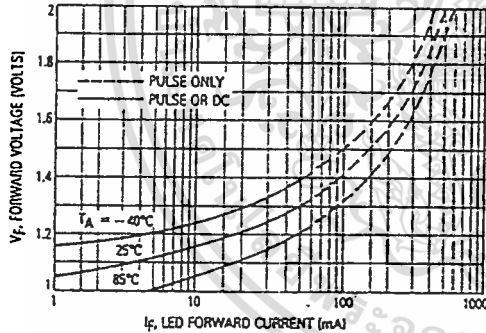


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

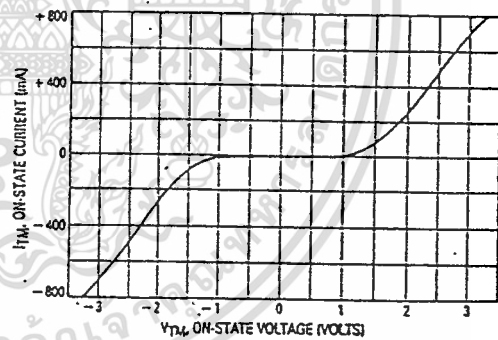


Figure 2. On-State Characteristics

MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

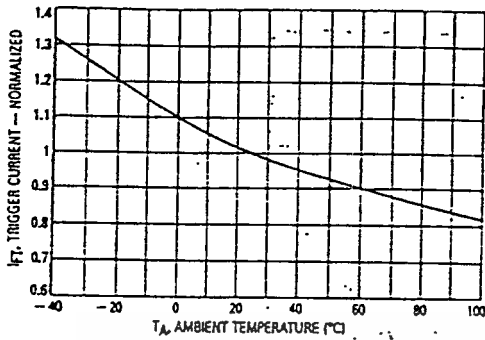


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

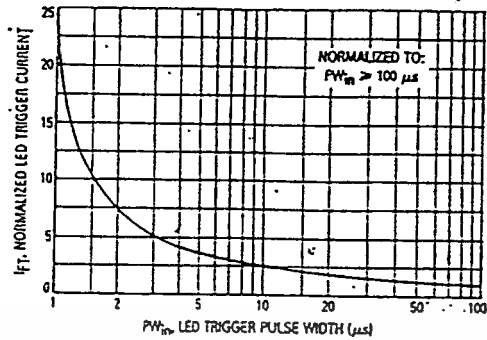


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

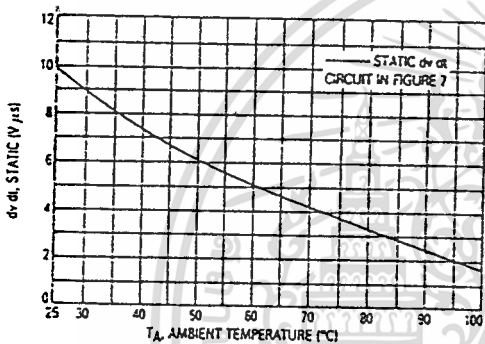


Figure 5. dv/dt versus Temperature

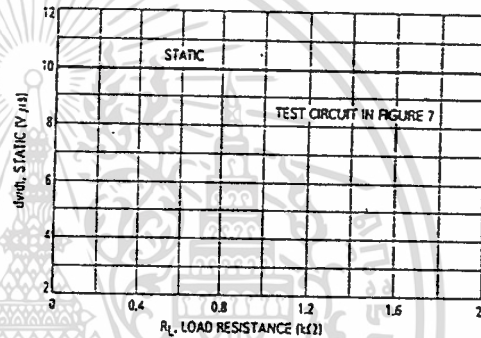
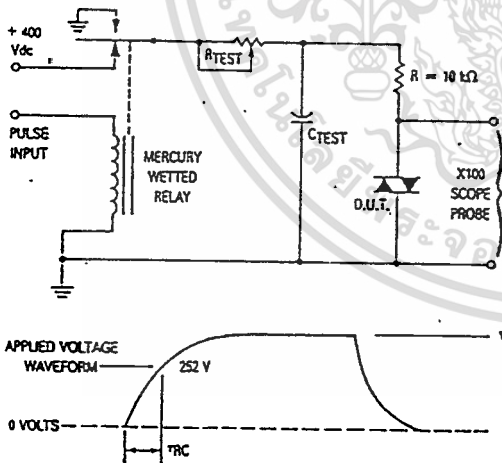


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



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_{TEST} 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_{RC} is measured at this point and recorded.

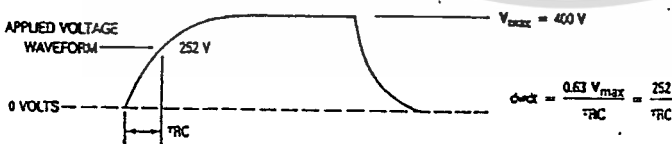
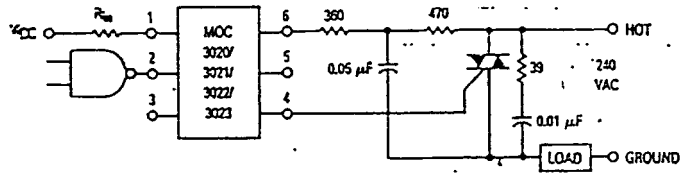


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023



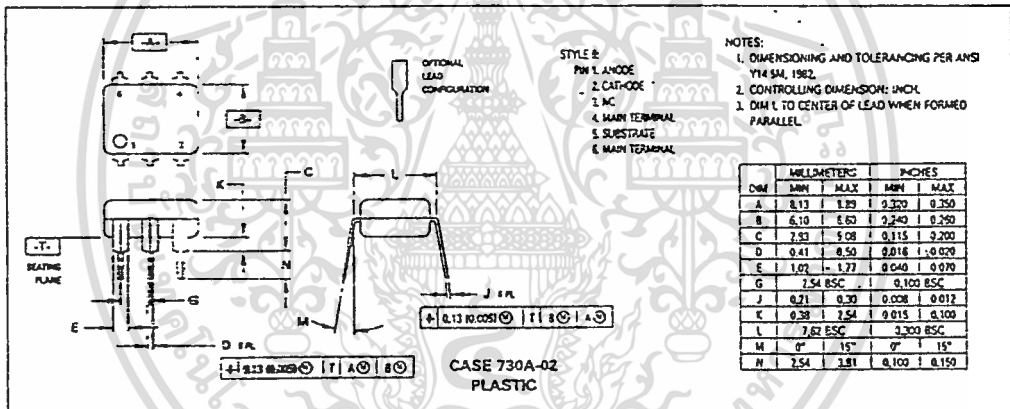
*This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only.
Additional information on the use of optically coupled triac drivers is available in Application Note AN-750A.

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 uF capacitor are for snubbing of the triac, and the 470 ohm resistor and 0.05 uF 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





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

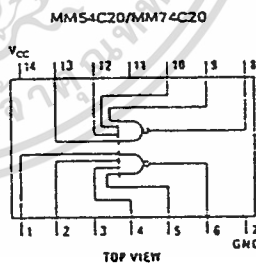
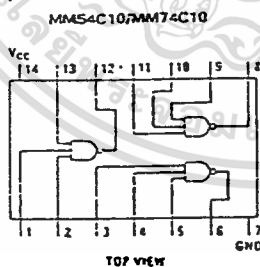
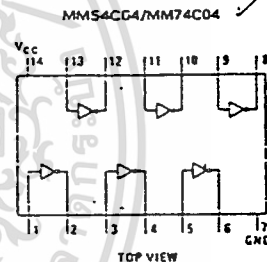
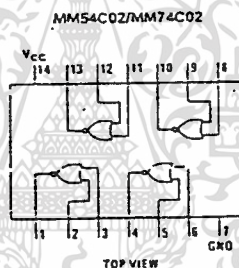
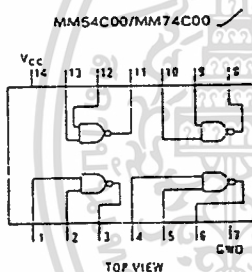
These logic gates employ complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption, high noise immunity and symmetric controlled rise and fall times. With features such as this the 54C/74C logic family is close to ideal for use in digital systems. Function and pin out 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 fan out of 2 driving 74L TTL compatibility

connection diagrams



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_{pd})	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		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_{pd})	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		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_{pd})	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		70 40	115 80	ns
Input Capacitance (C_{in})	(Note 2)		9		pF
Power Dissipation Capacitance (C_{PD})	(Note 3) Per Gate		30		pF

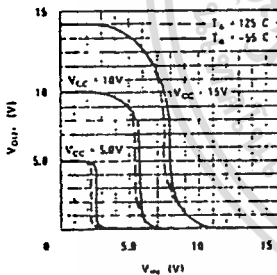
Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual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

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

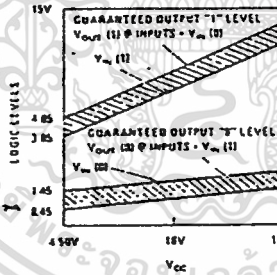
Note 3: C_{PD} determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note - AN-90

typical performance characteristics

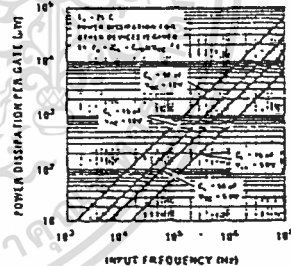
Gate Transfer Characteristics



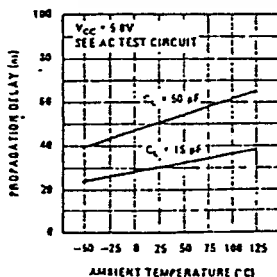
Guaranteed Noise Margin Over Temperature vs V_{CC}



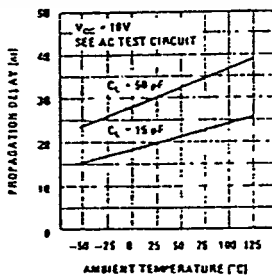
Power Dissipation vs Frequency
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



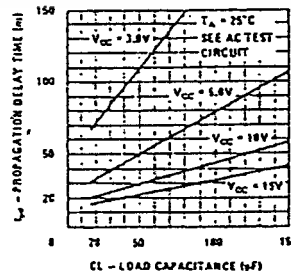
Propagation Delay vs Ambient Temperature
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



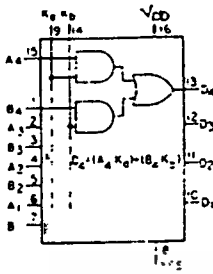
Propagation Delay vs Ambient Temperature
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



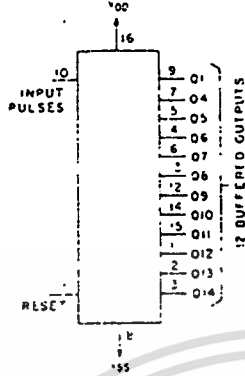
Propagation Delay Time vs Load Capacitance
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



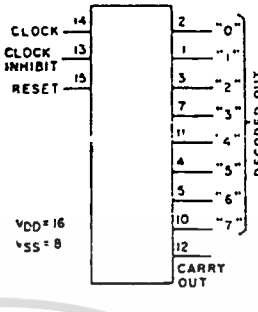
CD4019
Quad AND/OR Select Gate



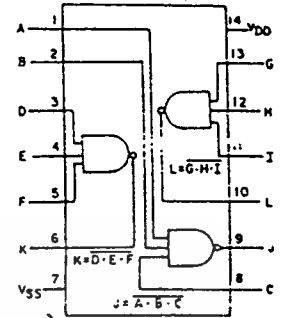
CD4020
14 Stage Binary Ripple Counter



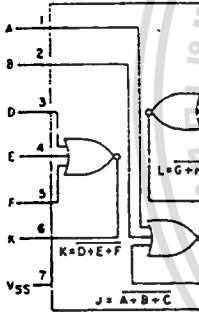
CD4022
Divide-by-8 Counter/Divider with
8 Decoded Decimal Outputs



CD4023
Triple 3-Input NAND Gate



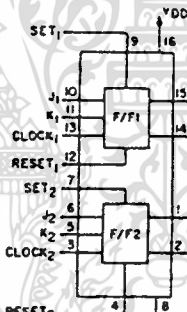
CD4025
Triple 3-Input NOR Gate



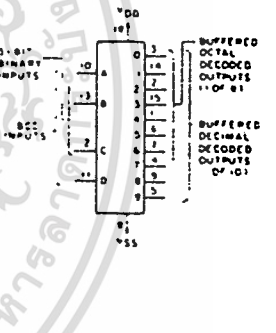
CD4026
Decade Counter/Divider with 7-
Segment Display Outputs and
Display Enable



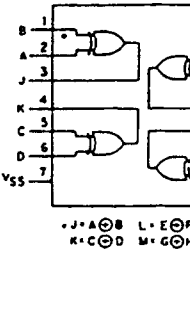
CD4027
Dual J-K Master-Slave
Flip-Flop with Set-Reset
Capability



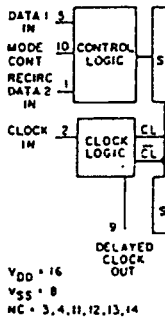
CD4028
BCD-to-Decimal Decoder



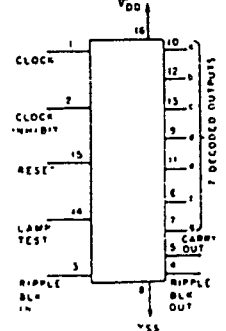
CD4030
Quad Exclusive-OR Gate



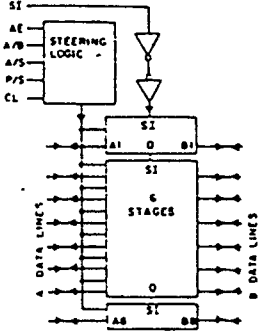
CD4031
64-Stage Static Shift
Register



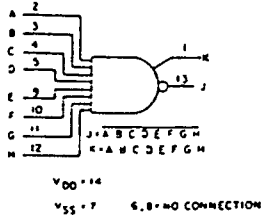
CD4033
Decade Counter/Divider
with 7-Segment Display
Outputs and Ripple Blanking



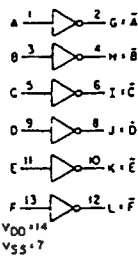
CD4034
8-Stage Static Bidirectional
Parallel/Serial Input/Output
Bus Register



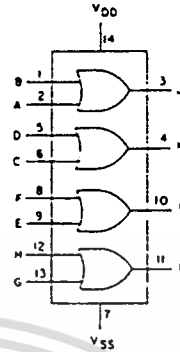
CD4068
8-Input NAND/AND Gate



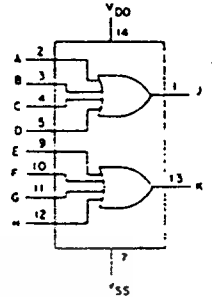
CD4069
Hex Inverter



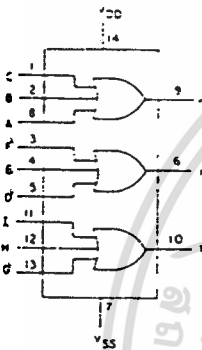
CD4071
Quad 2-Input OR Gate



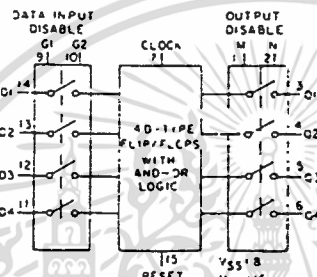
CD4072
Dual 4-Input OR Gate



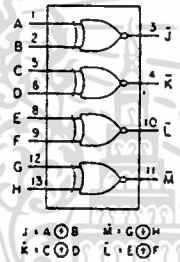
CD4075
Triple 3-Input OR Gate



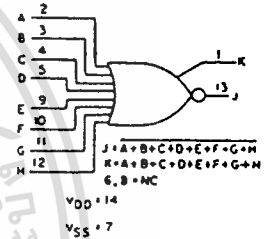
CD4076
4-Bit D-Type Register



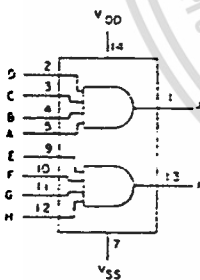
CD4077
Quad Exclusive-NOR Gate



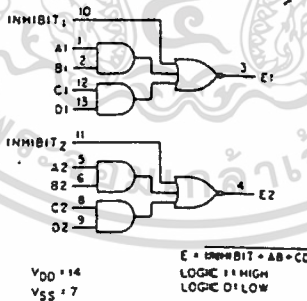
CD4078
8-Input NOR/OR Gate



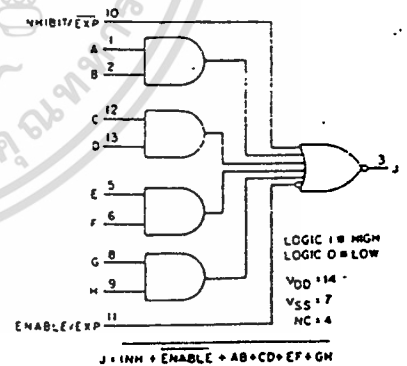
CD4082
Dual 4-Input AND Gate



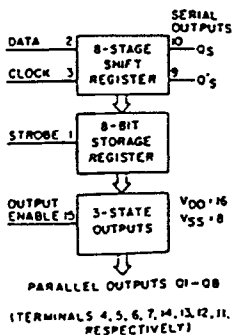
CD4085
Dual 2-Wide, 2-Input AND-OR-INVERT (AOI) Gate



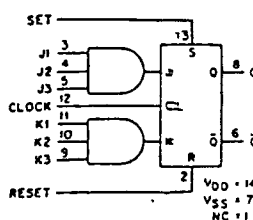
CD4086
Expandable 4-Wide, 2-Input AND-OR-INVERT (AOI) Gate



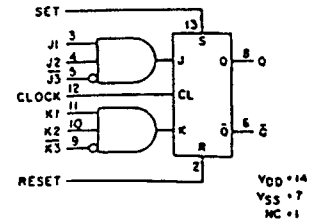
CD4094
8-Stage Shift-and-Store Bus Register



CD4095
Gated J-K Master-Slave Flip-Flop, Non-Inverting Inputs



CD4096
Gated J-K Master-Slave Flip-Flop, Inverting and Non-Inverting Inputs



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 el.
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-ductor.

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

Type	Ordering code	Package outlines
TCA 780	GE7000-A10E7	DIP 16
TCA 780 D	GE7000-A10E7-E10	

Maximum ratings		
Supply voltage	V_s	16 V
Max. output current pin 14, 15	I_O	55 mA
Inhibit voltage	V_i	V_s
Control voltage	V_{11}	$V_s - 2$ V
Pulse control voltage	V_{13}	V_s
Synchronization input current	I_s	200 μ A
Max. output voltage at pin 14, 15	V_O	V_s
Junction temperature	T_j	150 °C
Storage temperature range	T_s	-25 to 125 °C
Thermal resistance, system - ambient air	$R_{th,sa}$	120 °C/W
Range of operation		
Supply voltage	V_s	8 to 16 V
Operating frequency	f	10 to 500 Hz
Ambient temperature	T_{amb}	0 to 70 °C

Characteristics

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

	min.	typ	max	
Open loop supply current consumption	I_S	5	10	mA
Synchronization pin 5	I_5	1.5	200	μA
Input current	ΔV_5	30	75	mV
Offset voltage	V_{11}	-0.5	$V_S - 2$	V
Control input pin 11	R_i	15		k Ω
Control voltage range		$\frac{V_{11} \cdot R_S \cdot C_{10}}{V_{ref} \cdot K} \cdot 3)$		
Input resistance	I_{10}	100	20	μA
Firing point	I_{10}	$\frac{V_{ref} \cdot K}{R_S} \cdot 3)$		
Ramp generator	V_{10}	$\frac{V_{ref} \cdot K + 1}{R_S \cdot C_{10}} \cdot 3)$		
Max. load current	V_{10}		$V_S - 2$	V
Load current	V_{10}		200	mV
Ramp voltage	V_{10}		200	k Ω
Max. ramp voltage	R_S	30	200	k Ω
Saturation voltage at the capacitor	C_{10}		0.1 ⁵⁾	μF
Ramp resistance	t_r	25		μs
Ramp capacitance	V_{6L}		2	V
Sawtooth return time ($C_{10} = 47\text{ nF}$)	V_{6H}	3.5	5	V
Inhibit pin 6	t_r	1	10	μs
Outputs inhibited	I_{6H}		-10	μA
Outputs enabled	I_{6L}		-10	μA
Signal transition time	V_{13H}	3.5		V
Input current with $V_6 = 10\text{ V}$	V_{13L}		2	V
Input current with $V_6 = 1.7\text{ V}$	I_{13H}		10	μA
Fulse control (180° = 0) pin 13	I_{13L}		-10	μA
Short pulse at Q	V_{13H}		10	μA
Long pulse at Q	V_{13L}		2	V
Input current when $V_{13} = 10\text{ V}$	I_{13H}		10	μA
Input current when $V_{13} = 1.7\text{ V}$	I_{13L}		-10	μA
Outputs pin 2, 3, 4, 7	I_{CE0}		10	μA
Reverse current when $V_C = V_E = 15\text{ V}$	V_{sat}		2	V
Saturation voltage when $I_Q = 1.35\text{ mA}$	V_{14H}	$V_S - 2.5$		V
Outputs pin 14, 15	V_{14L}		2	V
H-Output voltage	I_Q		30	μs
when $-I_Q = 50\text{ mA}$ (TCA 780) $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	I_D		600	$\mu\text{s/nF}$
when $-I_Q = 125\text{ mA}$ (TCA 780) $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	I_D		600	$\mu\text{s/nF}$
L-Output voltage when $I_Q = 1.35\text{ mA}$				
Pulse width (short pulse) without C_{12}				
Pulse width (short pulse) with C_{12}				

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

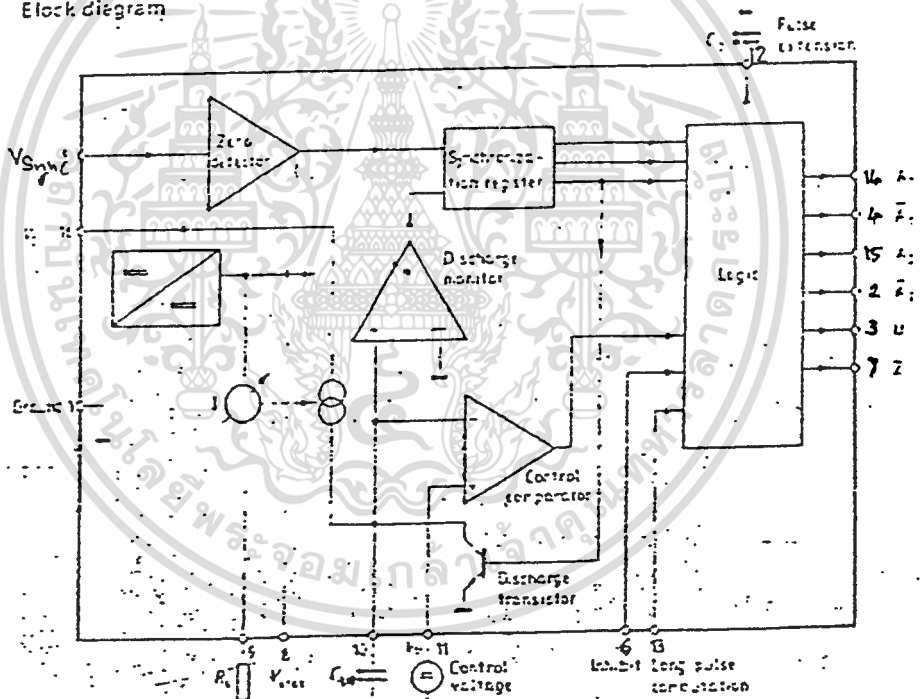
Current carrying capacity

(without guarantee for V_{ref})

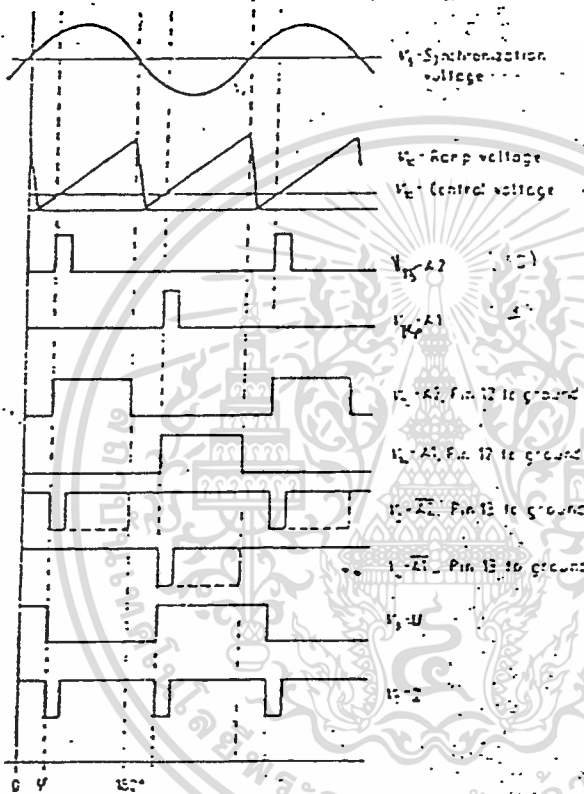
Switching of 10 ICs in parallel feasible
TC of reference voltage

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

Block diagram



Pulse diagram



Functional 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_0). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (switching point φ) a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11} , the switching point φ can be shifted within a phase angle of 0° to 180° el.

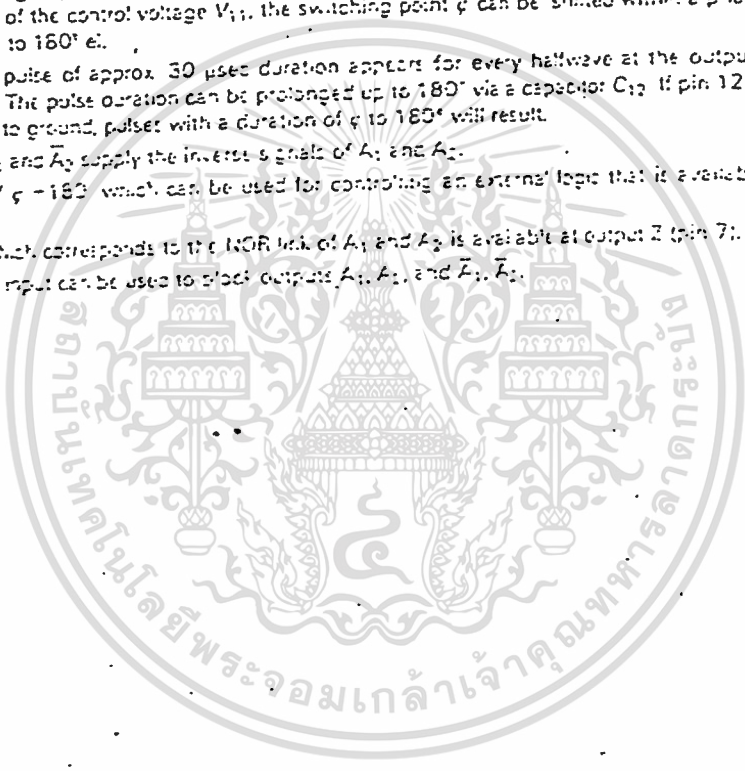
A positive pulse of approx. 30 μs duration appears for every halfwave at the outputs A_1 and A_2 . The pulse duration can be prolonged up to 180° via a capacitor C_{12} . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration of φ to 180° will result.

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 link 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 pulsation. 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 application because only fully controlled circuits are able to work as well in the rectifier as in the inverter mode.

5.1 Example of components for converter

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 spectrum reaches at rectifier diodes from maximum on-state currents of 10 A to 1500 A and for thyristors from 10 A to 1400 A. The peak reverse voltages reach values of 50 V to 400 V for rectifier diodes, and 100 V to 350 V for thyristors. With this offer and a large selection of heat sinks and cooling systems (natural cooling, forced air cooling, water or oil cooling) we can build up converters which will cover practically continuously a large power range so that the converter performance exactly meet the customer's demands. For higher powers, we connect valves in series or parallel, valves of different converters, depending on which voltages or higher currents are required.

For cost reasons the circuit which will need the smallest number of valves to meet the customer's 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 additional circuitry relating to control and current division is considered.

As diodes are generally cheaper than thyristors, a diode bridge is an 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 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 half-wave the current flows via thyristor Th1, dc load resistor R_L and diode D1, during the other halfwave via Th2, R_L and D2. Illustrated in Fig. 7a we thus get cut 0 sine halfwaves per second.

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

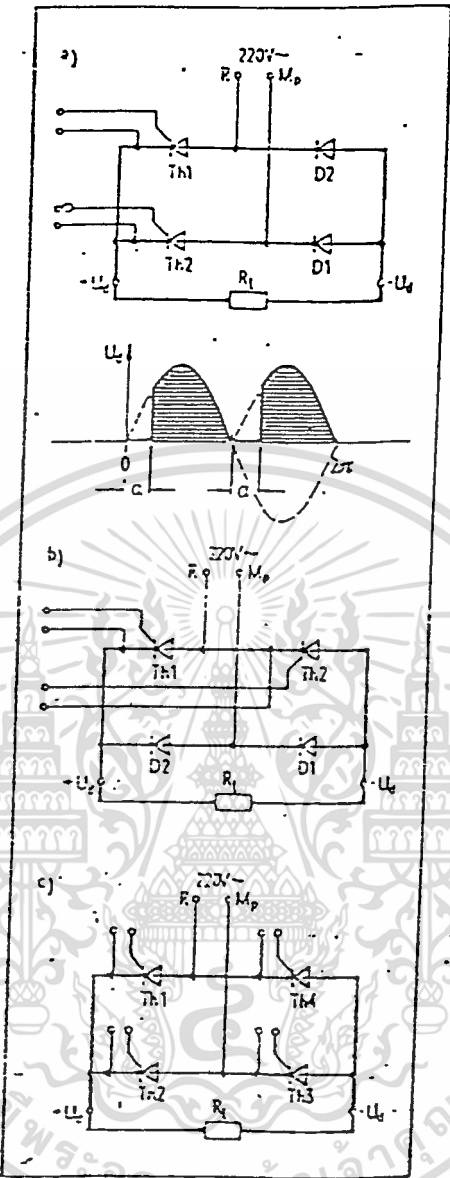


Fig. 7 Block diagram of a bridge circuit
a) Half-controlled balanced rectifier bridge with thyristors at the positive side (common cathode)
Voltage response and phase angle of a controllable bridge circuit with 2 thyristors and 2 diodes at resistive load
b) Half-controlled unbalanced bridge circuit
c) Fully controlled single phase bridge circuit with four thyristors

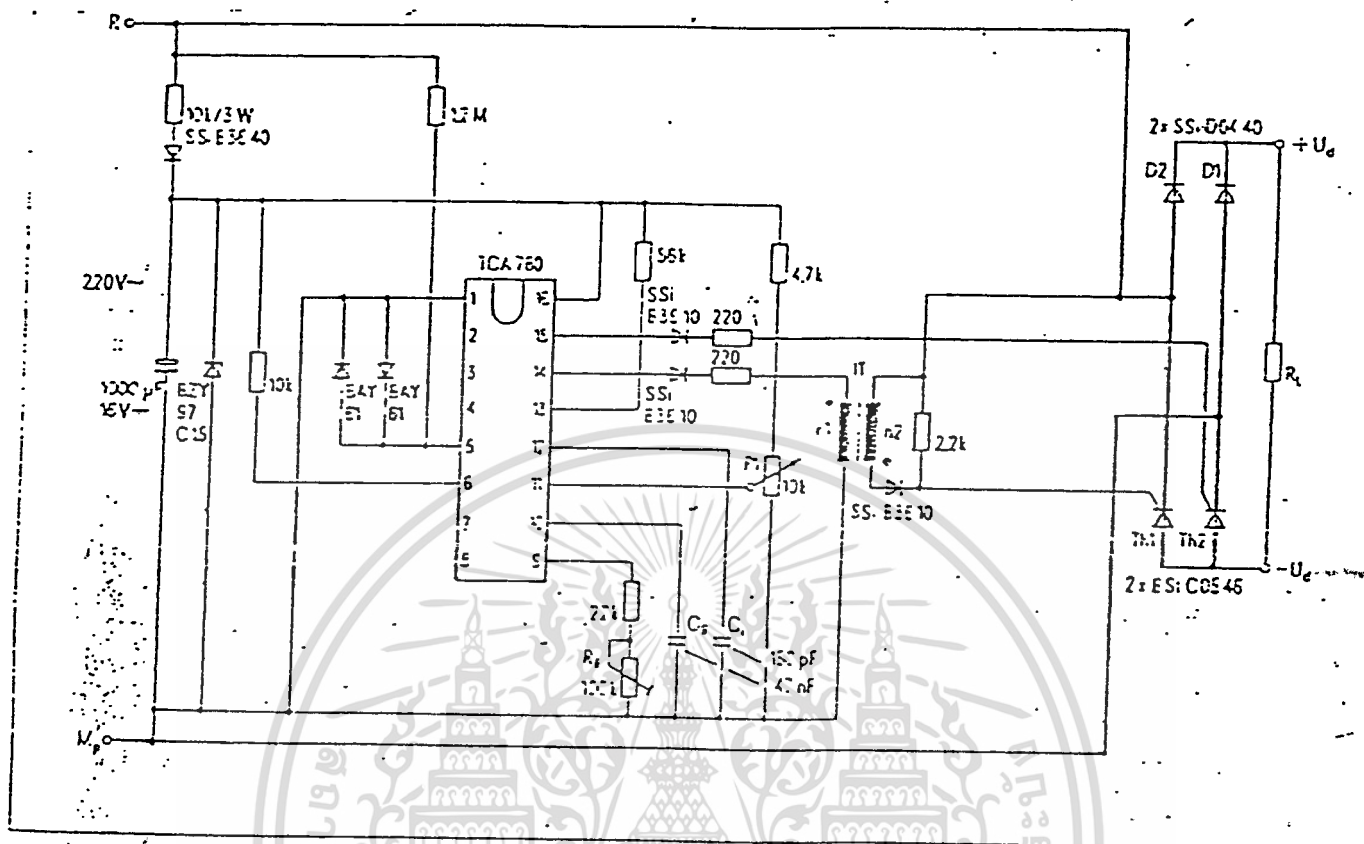


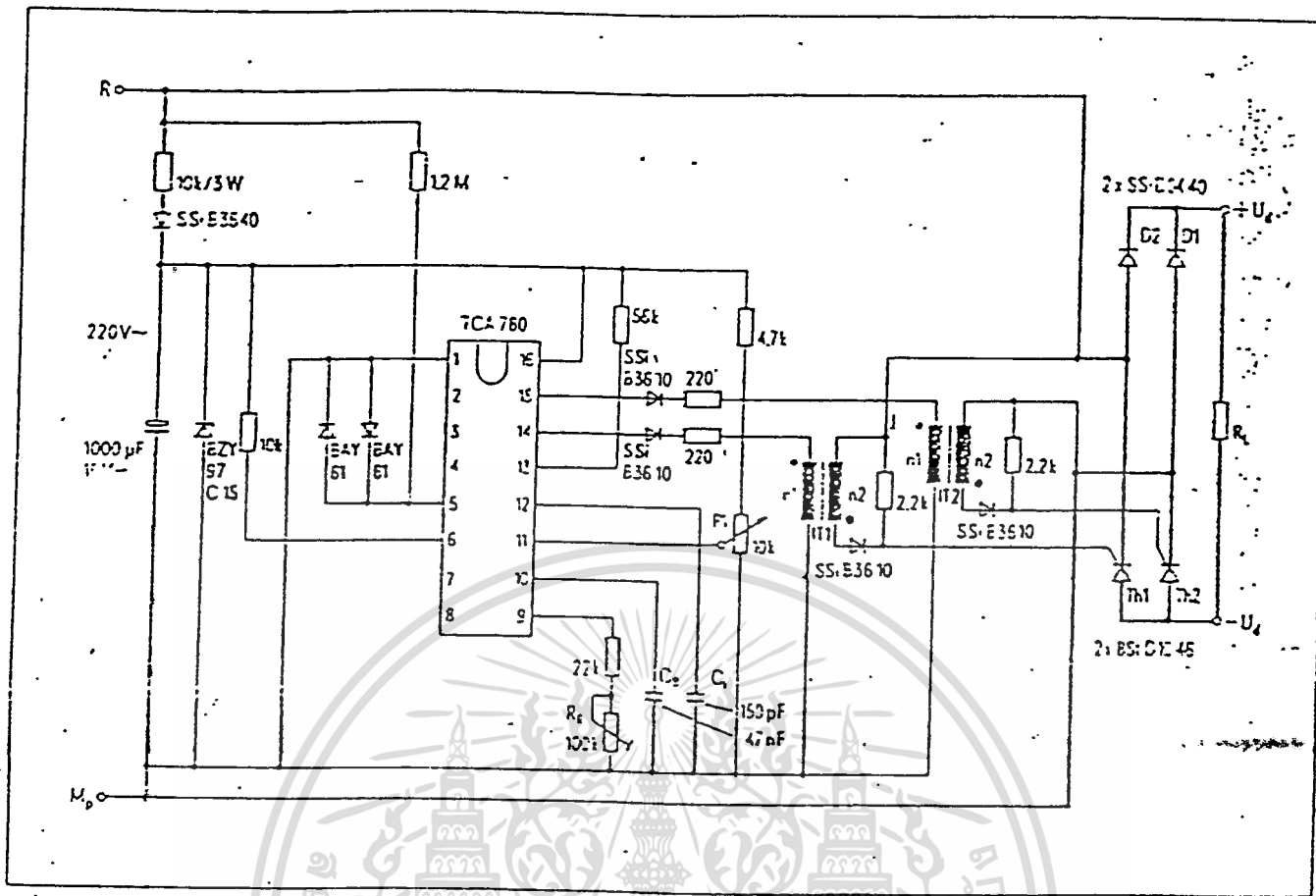
Fig. 8 Half-controlled single phase bridge circuit for small thyristors with one trigger pulse transformer. Using thyristors ES1 C05 and diodes SS1 D04 dc current loads up to 1.6 kW can be switched.

Output voltage $U_{d_{av}} = 198 \text{ V}$

$R_{L_{min}} = 25 \Omega$, $I_{d_{av}} = 8 \text{ A}$, $P_o = 1.6 \text{ kW}$

Trigger pulse transformer IT: 2x ES1 C05-05-FF of VAC

Fig. 8 shows how two small thyristors can be triggered in a half-controlled single phase bridge with one iCTCA780. 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 $100 \mu\text{s}$ trigger pulse from TCA780 pin 15. The line halfwave current flows via the rectifier diode T2, the load resistor and thyristor Th2. During the



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.

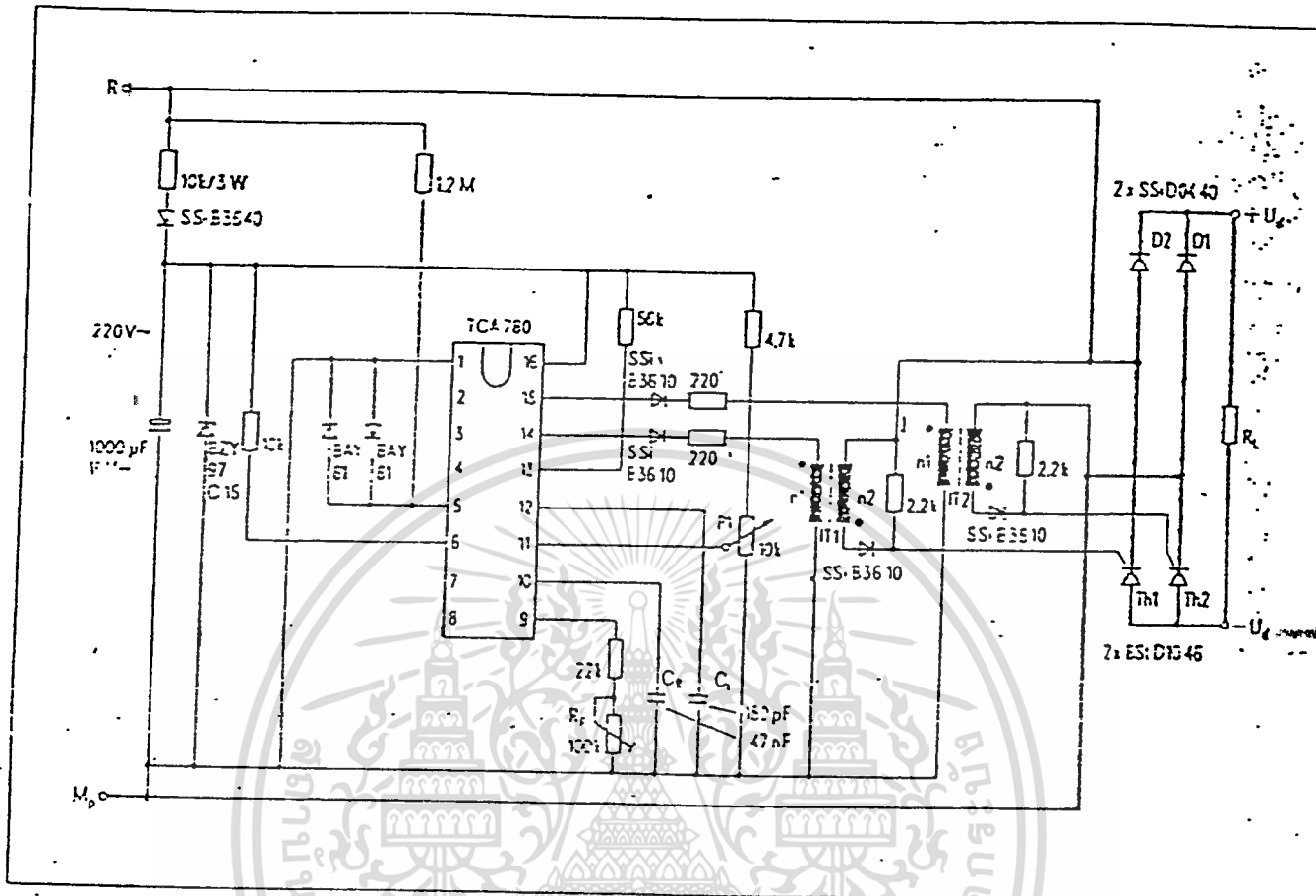
Fig. 9 shows another half-controlled ac current bridge. The thyristors Th1 and Th2 are directly triggered by the IC outputs 14 and 15 via a transformer with a transfer ratio $n = 2:1$ and a voltage-time integral of $200 \mu\text{Vs}$.

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 2.5 kW can be switched.

Output voltage $U_{\text{out}} = 135 \text{ V}$

$R_{\text{load}} = 14 \Omega$, $I_{\text{load}} = 14 \text{ A}$, $P_s = 2.6 \text{ kW}$

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



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 SS: D10 and diodes SS: D04 dc current loads up to 2.6 kW can be switched.

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

$R_{\text{L}} = 14 \Omega$, $I_{\text{L}} = 14 \text{ A}$, $P_e = 2.6 \text{ kW}$

Trigger pulse transformer IT1, IT2: ZKB 4CS/005-05-PF by VAC

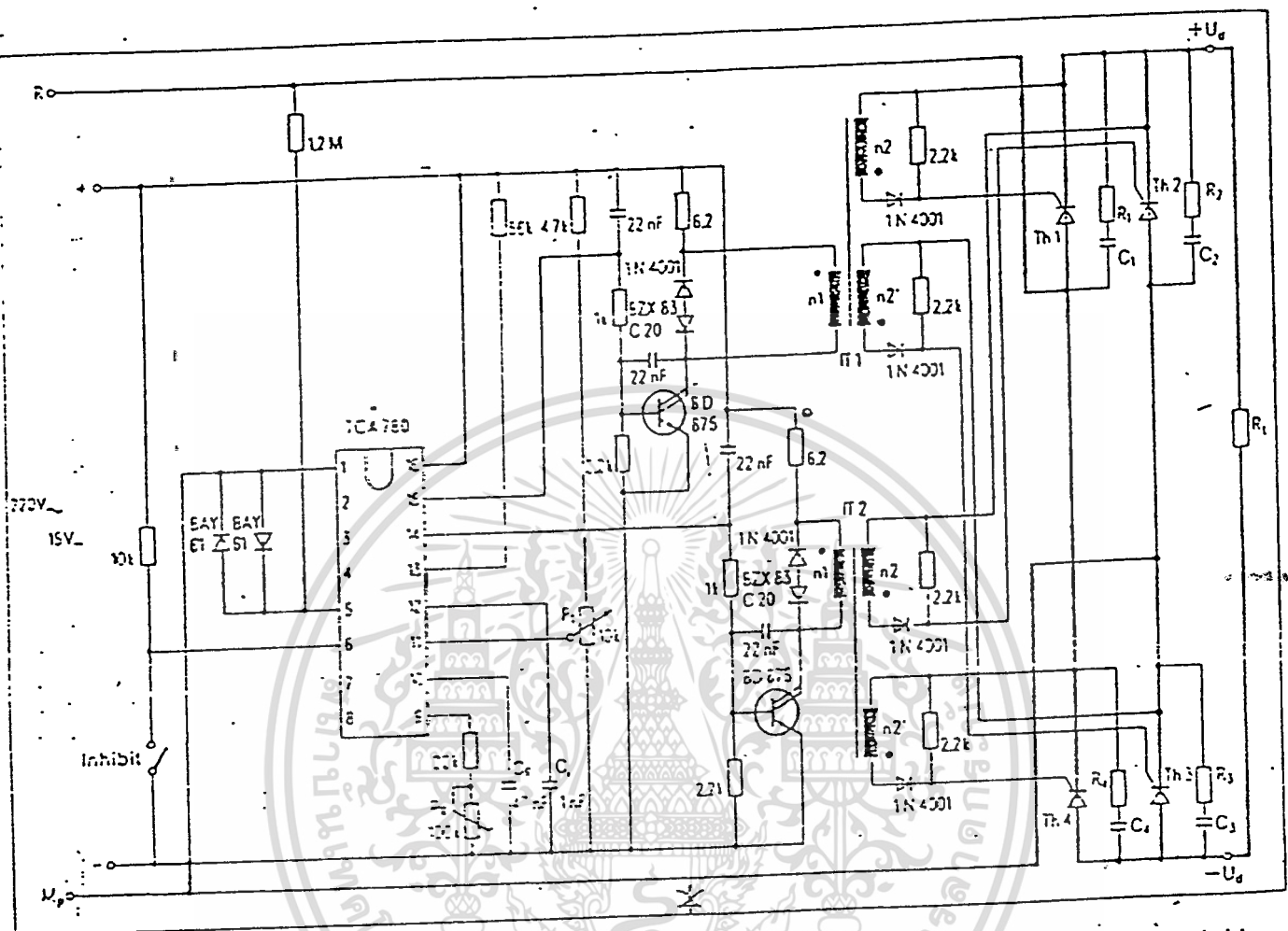


Fig. 11 Fully controlled ac current bridge (E) with anti-parallel transistor trigger pulse amplifier and transformer. If the four thyristors BS1 F2553 are mounted each on a heat sink HK 10, a dc current load of 9 kW can be switched.
 Output voltage $U_{out} = 195 \text{ V}$
 $R_{th} = 4.5 \Omega$, $I_{av} = 45 \text{ A}$, $P_d = 9 \text{ kW}$
 Th1, Th2, Th3, Th4: BS1 F2553
 R1, R2, R3, R4: $65 \Omega/6 \text{ W}$
 C1, C2, C3, C4: $0.22 \mu\text{F}/250 \text{ V ac}$
 Trigger pulse transformer IT1, IT2: ZKB 418:GEC-C2-PF by VAC

5.3 Fully controlled ac current bridge

Fig. 11 shows the use of a control set including IC TCA 760 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

กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำโครงการขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ
อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ไว้เป็นอย่างสูง ที่สองท่านนี้ได้คอยให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษา
มาโดยตลอด ขอขอบคุณ อาจารย์สุภกิจ ชูตะวิริยะ ที่ให้คำปรึกษาในบางเรื่อง ขอขอบคุณภาค
วิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ใช้เครื่องมือในการทดลองต่าง ๆ จนโครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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 กัน, " สวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลาย", โรงพิมพ์สหภาพบล็อกและการพิมพ์, บ. เอน-ทลไทย จำกัด, กทม, 2521.

