

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสสำหรับมอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำ
CURRENT SOURCE INVERTER FOR INDUCTION MOTOR



เลขหม.....
เลขทะเบียน..... 34179
วัน, เดือน, ปี..... 6 ต.ค. 2542

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2541
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2541

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสสำหรับมอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำ
CURRENT SOURCE INVERTER FOR INDUCTION MOTOR



อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.วิจิตร กิณเรศ

อ. สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสสำหรับมอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำ

ผู้จัดทำ



[Handwritten signature]

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. วิจิตร กิณเรศ)

[Handwritten signature]

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

นายเกรียงไกร	ระแบบเลิศ
นายขจรยศ	ดิลกรัตนตระกูล
นายยุทธนา	สุรินทร์
นายทวิศักดิ์	อร่าเรือง
ดร.วิจิตร	กิมเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.สุรินทร์	คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

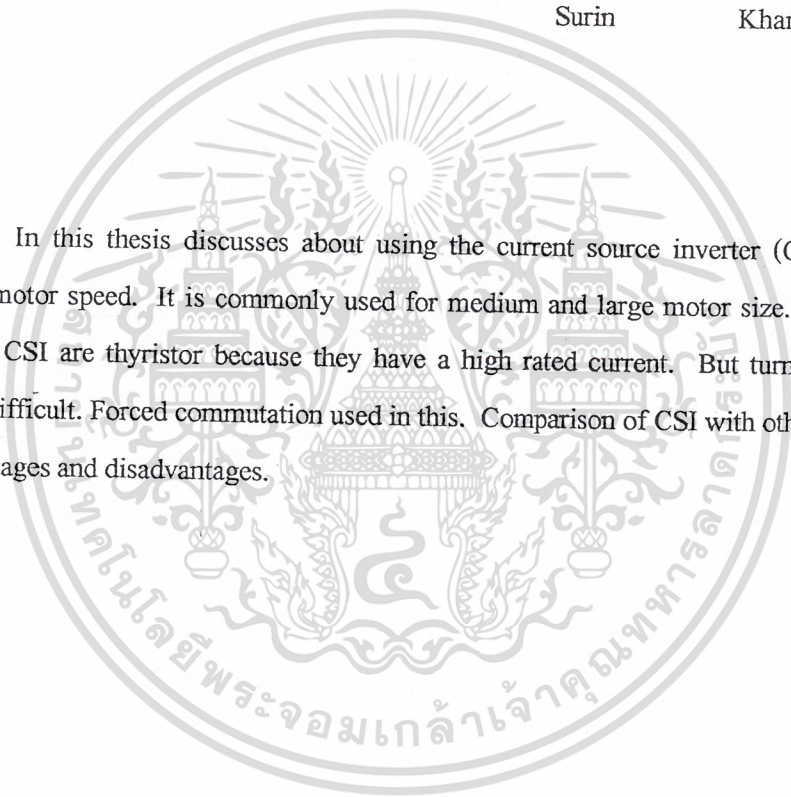
ในปริิณญาณิพนธ์ ฉบับนี้จะกล่าวถึงมอเตอร์เหนี่ยวนำถูกขับโดยใช้ Current Source Inverter (CSI) โดยปกติแล้วจะใช้ขับมอเตอร์ที่มีขนาดกลางและขนาดใหญ่ อุปกรณ์สวิตซ์จะใช้ ไทริสเตอร์ เพราะว่ามันมีพิกัดการนำกระแสได้สูง แต่การทำให้ไทริสเตอร์หยุดนำกระแสเป็นสิ่งที่ค่อนข้างยาก ในโครงการนี้ใช้วิธี Forced Commutation เมื่อเปรียบเทียบการขับด้วย CSI กับการขับชนิดต่าง ๆ ซึ่งมีข้อดีและข้อเสียต่างกันไป

Current Source Inverter for Induction Motor

Kriangkhai	Rabablert	
Kajomyod	Dilokradtanatrakul	
Yuthana	Surin	
Thaweesak	Arumruang	
Dr.Vijit	Kinnares	Advisor
Surin	Khamphoy	Advisor

Abstract

In this thesis discusses about using the current source inverter (CSI) for control induction motor speed. It is commonly used for medium and large motor size. The switching devices of CSI are thyristor because they have a high rated current. But turn-off of them is relatively difficult. Forced commutation used in this. Comparison of CSI with other drives, it has both advantages and disadvantages.



สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญภาพ	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1-1 ขอบเขตการทำงานทั้งหมด	1
1-2 วัตถุประสงค์	3
1-3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการศึกษา ค้นคว้า วิจัยโครงการ	3
1-4 ขั้นตอนการดำเนินงาน	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์	4
2-1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ	4
2-2 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	11
2-2-1 Voltage Source Inverter	12
2-2-3 6-Step Inverter	12
2-2-3 PWM Inverter	14
2-2-4 Current Source Inverter	14
2-2-5 Summary of Induction Motor Drive	16
2-3 ชนิดของการคอมมิวเตท	17
2-3-1 Natural Commutation	18
2-3-2 Forced Commutation	19
2-4 SCR	22
2-4-1 คุณสมบัติของเอสซีอาร์	24
2-4-2 ระยะเวลาของสัญญาณทริกเกอร์	25
2-4-3 วิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส	26
2-4-4 Turn Off Time ของเอสซีอาร์	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ 2-4-5 ลักษณะสมบัติของเกท มอเตอร์เหนี่ยวนำไปใช้ประโยชน์ 28 การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IV

2-5 3 Phase Full Converter	29
2-6 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่าย กระแส	32
2-6-1 การทำงานของ Current Source Inverter ใน แต่ละช่วง	33
บทที่ 3 การออกแบบวงจรและอุปกรณ์ CURENT SOURCE INVERTER	43
3-1 การสร้างสัญญาณทริกโดยใช้ TCA 785	43
3-1-1 การทำงานของวงจร	44
3-2 การสร้างชุดอินเวอร์เตอร์	45
3-2-1 การสร้างวงจรควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์	45
-วงจรขับเคลื่อน	48
-วงจรผลิตสัญญาณนาฬิกา	50
-วงจรแยกกราวด์ (Isolate Circuit)	51
-ส่วนของระบบ Feed Back กระแส	52
-Monolithic and Hybrid D/A Converter	55
บทที่ 4 ผลการทดลอง	57
-แรงดันและกระแสที่ส่วนของ DC Link	57
-แสดงแรงดันและกระแสทางด้าน Motor และ Inverter	59
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	64
กิตติกรรมประกาศ	66
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1-1 แสดง Block Diagram ของ current Source Inverter	2
รูปที่ 2-1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
(ก) แบบรวมผลของความต้านทานส่วนหมุนเข้ากับผลของ ภาระบนเพลา กลายเป็นความต้านทาน r_2/S	
(ข) แบบเน้นหนักถึงกำลังทางกล $\frac{r_2(1-S)}{S}$	8
รูปที่ 2-2 เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงหมุนกับอัตราเร็วของ มอเตอร์เหนี่ยวนำ	8
รูปที่ 2-3 เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงหมุนกับอัตราเร็วของ มอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ความถี่ต่างๆ ของแหล่งจ่ายไฟ	
(ก) เมื่อฟลักซ์ในช่องว่างอากาศมีค่าคงที่	
(ข) เมื่อแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์คงที่	10
รูปที่ 2-4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการจับ นำมอเตอร์เหนี่ยวนำ	11
รูปที่ 2-5 แสดงวงจรกำลังของ 6-Step อินเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 2-6 แสดงรูปคลื่นทางค่านเอาต์พุทของ 6-Step อินเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 2-7 วงจรกำลังของ Current Source Inverter	15
รูปที่ 2-8 แสดงแรงดันและกระแสทางค่านเอาต์พุทของ Current Source Inverter	15
รูปที่ 2-9 แสดงถึงวงจร Natural Commutation	18
รูปที่ 2-10 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน	19
รูปที่ 2-11 Impulse Commutation	20
รูปที่ 2-12 Resonant Pulse Commutation	21
รูปที่ 2-13 Complementary Commutation	21
รูปที่ 2-14 External Pulse Commutation	21
รูปที่ 2-15 โครงสร้างของเอสซีอาร์	22
รูปที่ 2-16 แสดงวงจรการนำกระแสของเอสซีอาร์	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2-17 แสดงวงจรการนำกระแสของเอสซีอาร์	24
รูปที่ 2-18 แสดงเวลาน้อยที่สุด ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกเกอร์	25
รูปที่ 2-19 ชีตจำกัดของแรงดันไฟฟ้าของเอสซีอาร์	27
รูปที่ 2-20 ลักษณะสมบัติของเกทของเอสซีอาร์	28
รูปที่ 2-21 แสดงวงจรและ Wave Forms ของ Three Phase Converter	30
รูปที่ 2-22 แสดงวงจรกำลังของ Current Source Inverter ที่ประกอบ ด้วยวงจร Force Commutated และมีโหลดเป็น Induction Motor ต่ออยู่	32
รูปที่ 2-23 แสดงสัญญาณทริกซ์ของ ไทริสเตอร์แต่ละตัว	33
รูปที่ 2-24 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในวงจร 3 เฟส	35
รูปที่ 2-25 แสดงผังวงจรในโหมดการทำงานที่ 1	36
รูปที่ 2-26 แสดงวงจรสมมูลย์ของการทำงานในโหมดที่ 1	37
รูปที่ 2-27 แสดงวงจรสมมูลย์ของการทำงานในโหมดที่ 2	38
รูปที่ 2-28 แสดงวงจรสมมูลย์ของการทำงานในโหมดที่ 3	40
รูปที่ 3-1 แสดงการต่อวงจรทริก TCA 785	43
รูปที่ 3-2 แสดงสัญญาณที่เกิดจาก IC TCA 785	44
รูปที่ 3-3 รูปแบบแสดงช่วงเวลาการทำงานของ ไทริสเตอร์แต่ละตัว	45
รูปที่ 3-4 รูปแสดงลักษณะและการวางขาของ IC เบอร์ 74HC4017	46
รูปที่ 3-5 รูปแสดงการต่อ ไอซี 74HC4017	47
รูปที่ 3-6 รูปแสดงสัญญาณที่ออกจาก ไอซี เพื่อใช้ในการควบคุม ไทริสเตอร์	47
รูปที่ 3-7 รูปแสดงสัญญาณทริกที่เป็นลักษณะ Pulse Train	48
รูปที่ 3-8 วงจรขับเกท (Gate Drive Circuit)	49
รูปที่ 3-9 แสดงการต่อ OR GATE กับ ไอซี 74HC4017	50
รูปที่ 3-10 แสดงการต่อวงจรของ IC PLL 4046 เพื่อผลิตสัญญาณ นาฬิกา	50
รูปที่ 3-11 แสดงลักษณะวงจรภายใน Opto Isolate	51
รูปที่ 3-12 วงจรการต่อใช้งาน Opto Isolate	52
รูปที่ 3-13 แสดง Block Diagram ของการ Feed Back	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 3-14 แสดงการต่อใช้งาน IC ADC 0809 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

VII

รูปที่ 3-15 แสดงการต่อ MCS-51 กับ MC1408L	54
รูปที่ 3-16 แสดงโครงสร้างของ MC 1408	55
รูปที่ 3-17 แสดงการต่อใช้งานของ MC 1408	56
รูปที่ 4-1 แสดงแรงดันที่ออกจาก Phase Control ที่มุมทริก 0 องศา	57
รูปที่ 4-2 แสดงแรงดันที่ออกจาก Phase Control ที่มุมทริก 30 องศา	57
รูปที่ 4-3 แสดงกระแสในส่วนของ DC Link มุมทริก 0 องศา	58
รูปที่ 4-4 แสดงสัญญาณทริกทางด้าน Phase Control	58
รูปที่ 4-5 กระแสที่ไหลเข้าที่ขั้วมอเตอร์ ในสถานะที่ค่า ของ Inductor ค่า ของ Capacitor ค่า	59
รูปที่ 4-6 กระแสที่ไหลเข้าที่ขั้วมอเตอร์ ในสถานะที่สมบูรณ์	59
รูปที่ 4-7 กระแสที่ไหลเข้าที่ขั้วมอเตอร์ ในสถานะที่ไม่สมบูรณ์	60
รูปที่ 4-8 แรงดันที่ขั้วมอเตอร์ขณะที่มอเตอร์หยุดนิ่ง	60
รูปที่ 4-9 แรงดันที่ขั้วมอเตอร์ขณะที่มอเตอร์หมุน	61
รูปที่ 4-10 แรงดันตกคร่อม Capacitor ขณะที่มอเตอร์หยุดนิ่ง	61
รูปที่ 4-11 แรงดันตกคร่อม Capacitor ขณะที่มอเตอร์หมุน	62
รูปที่ 4-12 แรงดันตกคร่อม Thyristor ขณะที่มอเตอร์หยุดนิ่ง	62
รูปที่ 4-13 แรงดันตกคร่อม Thyristor ขณะที่มอเตอร์หมุน	63
รูปที่ 5-1 แสดงการต่อวงจรเพื่อใช้ในการทดลอง	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ 1 Summary of Induction Motor Drive	หน้า
ตารางที่ 2 แสดงช่วงการทำงานต่าง ๆ และสถานะของอุปกรณ์แต่ละ	16
ตัว	34



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในระบบพลังงานไฟฟ้าซึ่งถือว่าเป็นพลังงานอีกรูปแบบหนึ่งที่ถูกผลิตขึ้นมาเพื่อตอบสนองความต้องการของมนุษย์ ซึ่งอุปกรณ์ทางด้านต่าง ๆ เช่น อุตสาหกรรม เกษตรกรรม วิทยาศาสตร์รวมทั้ง วิศวกรรมศาสตร์ และอื่น ๆ อีกล้วนแล้วต้องอาศัยพลังงานไฟฟ้าทั้งสิ้น โดยสาเหตุที่พลังงานไฟฟ้ามีบทบาทมากในทุกวันนี้เนื่องจากพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานที่สะอาดและปราศจากมลภาวะที่มีผลต่อมนุษย์อีกทั้งยังหาใช้พลังงานได้ง่ายกว่าพลังงานประเภทอื่นเมื่อเปรียบเทียบกัน

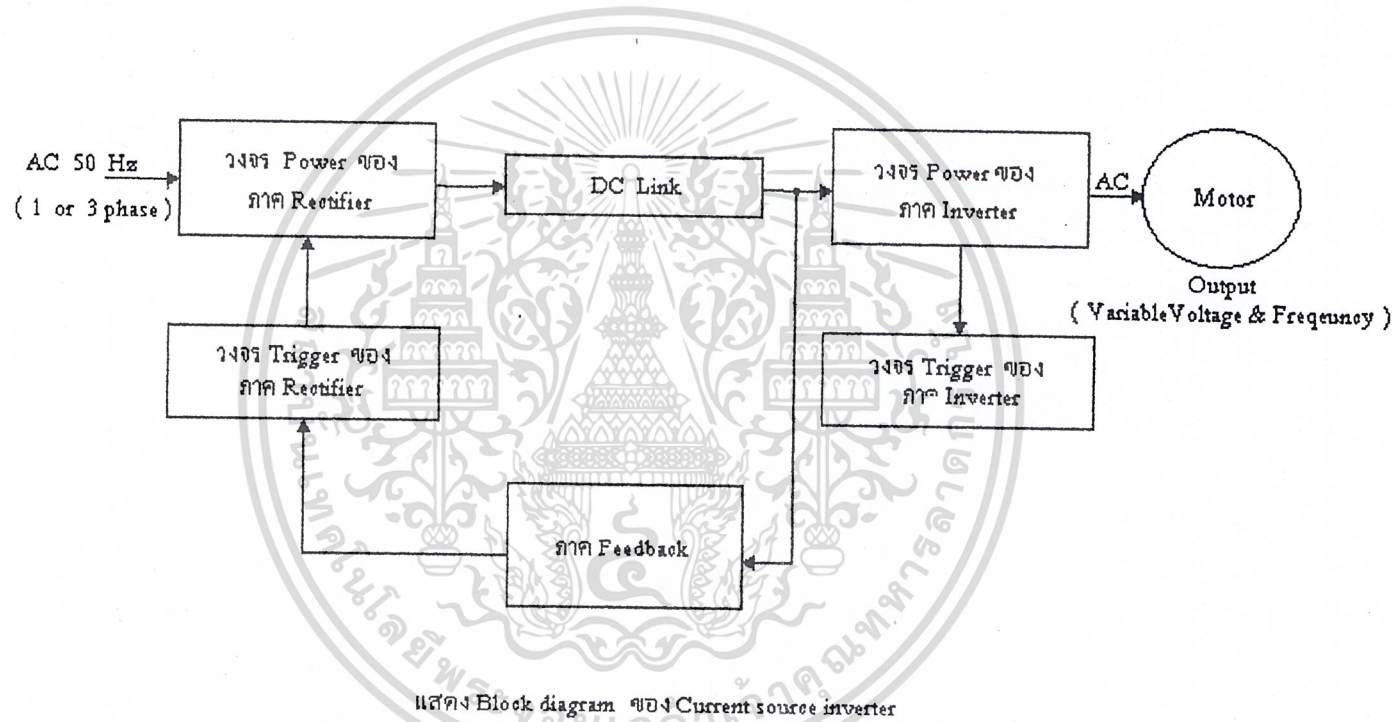
จะเห็นว่าพลังงานไฟฟ้ามีแนวโน้มที่จะมีความต้องการใช้พลังงานเพิ่มมากขึ้นทุกปี ซึ่งในขณะเดียวกันทรัพยากรต่าง ๆ ที่นำมาใช้มาแปรรูปเป็นพลังงานไฟฟ้าก็เริ่มลดลงไปตามสัดส่วนของการใช้พลังงานที่เพิ่มมากขึ้นทุกวันซึ่งนั่นก็คือหน้าที่ของทุกคนที่จะต้องใช้ทรัพยากรต่าง ๆ ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้เกิดประโยชน์สูงสุด หรือ เกิดประสิทธิภาพสูงสุดนั่นเอง

การควบคุมมอเตอร์แบบ CURRENT SOURCE INVERTER ก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่ตอบสนองความต้องการ ณ จุดนี้ถ้าเรานำไปเปรียบเทียบกับการควบคุมมอเตอร์แบบชนิดอื่น การควบคุมมอเตอร์แบบ CURRENT SOURCE INVERTER นี้มีคุณสมบัติที่ดีกว่าวิธีอื่นอยู่หลายประการ ไม่ว่าจะเป็นเรื่องการใช้งานทางอุตสาหกรรมที่ใช้มอเตอร์ขนาดใหญ่หลายแรงม้า การปรับความเร็วจากศูนย์ถึงความเร็วพิกัดสูงสุด การทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) โดยเครื่องจักรกลจะทำหน้าที่เป็น Generator และไม่มีโอกาสที่จะเกิดการ Short Through อย่างเช่นใน Voltage Source Inverter

1.1 ขอบเขตของโครงการ

เพื่อทำการศึกษา ค้นคว้า พัฒนา และสร้างแบบจำลองของ CURRENT SOURCE INVERTER ซึ่งถือว่าเป็นตัวกลางในการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า ซึ่งมีข้อดีหลายอย่างเมื่อเปรียบเทียบกับ INVERTER ชนิดอื่น ซึ่งจะได้เป็นแนวทางในการแก้ไขข้อบกพร่องของ CURRENT SOURCE INVERTER ต่อไปในอนาคต

รูปที่ 1-1 แสดง Block Diagram ของ Current Source Inverter



1.2 วัตถุประสงค์

- 1) เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของ CURRENT SOURCE INVERTER
- 2) เพื่อศึกษาการหยุดนำกระแสของ Thyristors
- 3) เพื่อศึกษาพฤติกรรมของ Induction Motor เมื่อถูกขับโดย CURRENT SOURCE INVERTER

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการศึกษา ค้นคว้า วิจัยโครงการ

- 1) เป็นการนำเอาอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) มาประยุกต์ใช้กับการควบคุม Motor
- 2) เป็นแนวทางที่จะพัฒนา CURRENT SOURCE INVERTER ให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด
- 3) สามารถใช้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นข้อมูลอ้างอิงได้สำหรับผู้ที่สนใจในการทำงานของ CURRENT SOURCE INVERTER

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

- 1) ศึกษาการทำงานของ CURRENT SOURCE INVERTER
- 2) ออกโครงสร้างและรายละเอียดโดยรวมของ CURRENT SOURCE INVERTER
- 3) ทดลองต่อวงจร และศึกษาสัญญาณที่ได้จากวงจร
- 4) ปรับปรุงแก้ไขวงจรเพื่อที่จะให้ได้สัญญาณตามหลักการของ CURRENT SOURCE INVERTER
- 5) บันทึกผลการทดลอง และนำผลการทดลองไปวิเคราะห์
- 6) สรุปผลการทดลอง พร้อมทั้งระบุให้เห็นปัญหาที่เกิดขึ้นพร้อมทั้งข้อเสนอแนะในการที่จะพัฒนา CURRENT SOURCE INVERTER ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์

มอเตอร์ที่ได้รับความนิยมใช้มากในอุตสาหกรรม คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (Squirrel Cage Induction Motor) ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนความเร็วได้ด้วยการปรับเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเอซี

2-1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำมีส่วนอยู่หนึ่งและส่วนหมุนคล้ายมอเตอร์ทั่วๆ ไปโดยส่วนอยู่หนึ่งมีขดลวดพันไว้และจัดให้เป็นแบบสองเฟสหรือสามเฟสตามแต่จะออกแบบไว้ซึ่งไม่ต้องการวงแหวนสลิป (Slip-Ring) หรือคอมมิวเตเตอร์ (Commutation) จึงสามารถสร้างได้ง่ายมี โครงสร้างแข็งแรงทนทาน บวกกับต้องการใช้งานและมีราคาถูก ส่วนหมุนอาจจะเป็นขดลวดพันหรือแบบกรงกระรอก ถ้าหากมอเตอร์เป็นแบบสองเฟสส่วนหมุนมักเป็นแบบกรงกระรอก ส่วนหมุนจะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟเอซี ผ่านส่วนอยู่หนึ่งโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ ซึ่งขดลวดของส่วนอยู่หนึ่งทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กที่มีค่าคงที่ขึ้นในช่องอากาศ (Air-Gap) ระหว่างส่วนอยู่หนึ่งกับส่วนหมุน และหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous) ดังสมการที่ (2.1)

$$\omega_s = \frac{120f}{P} \quad \text{เรเดียนต่อวินาที} \quad \text{----- (2.1)}$$

เมื่อ ω_s เป็นอัตราเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก

f เป็นค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเอซี

P เป็นจำนวน ขั้วแม่เหล็ก (Pole) ที่เกิดขึ้นจากการพันขดลวดบนส่วนที่อยู่หนึ่ง (Stator)

โดยการพิจารณาสมการ (2.1) ω_s เราสามารถเปลี่ยนอัตราความเร็วของมอเตอร์เอซี ได้ด้วยการเปลี่ยนค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเอซี หรือเปลี่ยนจำนวน Pole

ในการควบคุมอัตราเร็วของมอเตอร์เอซีด้วยการเปลี่ยนค่าความถี่จะเป็นผลทำให้สนามแม่เหล็กหรือฟลักซ์ (Flux) แม่เหล็กเปลี่ยนค่าไปตามสมการ (2.2)

$$V = k\phi f \quad \text{----- (2.2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V เป็นค่าแรงดัน rms ที่ป้อนเข้าที่ขั้วของมอเตอร์

k เป็นค่าคงที่ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับตัวประกอบรูปแบบ (Form Factor) ตัวประกอบขดลวด (Winding factor) และจำนวนรอบของขดลวดที่พันไว้ในมอเตอร์

Φ เป็นค่าฟลักซ์สูงสุดต่อหนึ่ง Pole ของมอเตอร์

ตามปกติมอเตอร์จะถูกออกแบบให้ฟลักซ์มีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้งของเส้นโค้งลักษณะสมบัติของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization Curve) ซึ่งถ้าเราลดความถี่ของฟลักซ์จะมีค่าสูงขึ้นและเข้าไปในบริเวณอิมตัวทำให้มีกำลังสูญเสียในเหล็ก (Iron Loss) มีค่ามากขึ้น ทำให้มอเตอร์กินกระแสเพิ่มขึ้นทำให้มีกำลังสูญเสียในทองแดง (Copper Loss) มีค่าเพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง ดังนั้นเราต้องลดค่าแรงดันให้เป็นสัดส่วนที่ความถี่ที่ลดลง เพื่อให้ฟลักซ์ยังคงมีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้งของเส้นโค้งของการทำให้เป็นแม่เหล็ก ในทางกลับกันกับข้อความที่กล่าวข้างบนถ้าเราเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นจะทำให้ฟลักซ์ลดค่าลง เป็นผลทำให้มอเตอร์มีแรงบิดลดลงด้วย ดังนั้นเราต้องเพิ่มแรงดันให้มีค่าสูงขึ้นด้วย เพื่อให้ฟลักซ์และแรงหมุนมีค่าคงเดิม ซึ่งข้อความนี้เท่ากับมีความหมายว่า เพื่อรักษาให้ฟลักซ์มีค่าคงที่เราต้องปรับค่าแรงดันให้เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ หรือรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่วิธีการแบบนี้เรียกว่า “วิธีการแรงดันต่อ Hz คงที่” หรือ “วิธี โวลต์ต่อเฮิร์ตซ์คงที่”

ในกรณีที่ความต้านทานของขดลวดของมอเตอร์มีค่าน้อยมากสามารถละทิ้งได้ แรงดันตกคร่อมความต้านทานของขดลวดจะมีค่าเท่ากับศูนย์โดยประมาณ แรงดันเอซีที่ป้อนเข้ามอเตอร์จะมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในมอเตอร์โดยการเหนี่ยวนำ แต่ในกรณีที่ความต้านทานของขดลวดมีค่าใหญ่ก็จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมขดลวดมีค่ามากกว่าศูนย์ และถ้าความถี่มีค่าลดต่ำลงด้วย แรงดันตกคร่อมขดลวดจะมีค่ามากขึ้น ซึ่งก็จะเป็นสาเหตุไปทำให้ฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าลดลงและเป็นผลให้มอเตอร์มีแรงหมุนลดลงด้วย ดังนั้นในทางปฏิบัติถ้ารับความถี่ที่ต่ำกว่า 20 Hz โดยประมาณแล้ว เราต้องรักษาแรงหมุนที่อัตราเร็วต่ำไว้ให้ดีด้วยการเพิ่มค่า “โวลต์ต่อเฮิร์ตซ์ ให้มีค่าสูงกว่าปกติ

ขณะมอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว ω ตามปกติ มอเตอร์จะหมุนเร็วกว่าอัตราเร็วเชิงโรตัส ω_s เพียงเล็กน้อยเป็นผลให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในส่วนของมอเตอร์มีความถี่เท่ากับ ดังสมการ (2.3), (2.4)

$$f_2 = Sf \tag{2.3}$$

เมื่อ f_2 เป็นความถี่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในส่วนหมุนของมอเตอร์

f เป็นความถี่ของแรงดัน ไฟฟ้าเลี้ยงวงจร (ซึ่งมีค่า = ω_s/π)
 ไม่่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น S เป็นค่าสลิป (Slip) ซึ่งมีค่าตามสมการที่ 2.4 ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s = \frac{f_2}{f} \quad \text{----- (2.4)}$$

เมื่อมอเตอร์หมุน กระแสในส่วนหมุน I_2 จะมีเฟสตามหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าในส่วนหมุนด้วยมุมเฟส θ_2 ซึ่งมอเตอร์นี้มีแรงหมุนเป็นสัดส่วนกับกระแสดังกล่าวของส่วนที่มีเฟสทับกันในส่วนหมุน คือ $I_2 \cos \theta_2$ และแรงหมุนนี้ยังเป็นสัดส่วนกับฟลักซ์ในช่องอากาศ ϕ ดังนั้นโดยทั่วไป เราจะเขียนสมการแรงหมุนได้ว่า ดังสมการ (2.5)

$$T = k\phi I_2 \cos \theta \quad \text{----- (2.5)}$$

เมื่อ k เป็นสัดส่วนคงที่

เมื่อสมมุติว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำมีแรงเคลื่อนไฟฟ้า และกระแสมีรูปคลื่นไซน์และความต้านทานของส่วนหมุนมีค่าคงที่ กำลังไฟฟ้าที่ส่งข้ามช่องอากาศจากส่วนหยุดนิ่งเข้าไปสู่ส่วนหมุนมีค่าคงที่

$$P = m_1 I_2^2 R_2 / s = P_{ag} \quad \text{----- (2.6)}$$

เมื่อ

P_{ag} เป็นค่ากำลังไฟฟ้าที่ส่งข้ามช่องอากาศจากส่วนหยุดนิ่งไปสู่ส่วนหมุน

m_1 เป็นจำนวนเฟสของส่วนอยู่หนึ่ง

I_2 เป็นกระแสในส่วนหมุน

R_2 เป็นค่าความต้านทานในส่วนหมุน

เราสามารถหาลำดับสูญเสียในทองแดงของส่วนหมุนได้ดังนี้

$$P_2 = m_1 I_2^2 R_2 = sP \quad \text{----- (2.7)}$$

เมื่อ P_2 เป็นกำลังสูญเสียในทองแดงของส่วนหมุนหรือกำลังในสลลิป (Slip Power) เพราะฉะนั้น กำลังเอาต์พุตเชิงกลที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำ มีค่าดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P_{mach} &= P_{ag} - P_2 = \frac{m_1^2 R_2}{s} = m_1^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \omega_s \quad \text{---(2.8)} \\
 &= (1-s)P_{ag} = (1-s)T\omega_s
 \end{aligned}$$

เมื่อ P_{mach} เป็นกำลังเอาต์พุตเชิงกลที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เราจะเห็นว่า กำลังไฟฟ้ารวมทั้งหมดที่ส่งเข้าส่วนหมุนจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกมีค่า $(1-s)$ จะเปลี่ยนรูปกำลังเชิงกล ส่วนที่สองมีค่า s จะมีกำลังสูญเสียในทองแดง ดังนั้นถ้าเราเพิ่มค่าความต้านทานของส่วนหมุนให้ใหญ่ขึ้นจะทำให้มอเตอร์มีกำลังสูญเสียมากขึ้นและสลลปมากขึ้น (คือมีอัตราความเร็วต่ำลง) เป็นผลให้ประสิทธิภาพลดลงเพราะฉะนั้นการปรับอัตราเร็วโดยวิธีปรับค่าความต้านทานของส่วนหมุนจึงเป็นการไม่ประหยัด (ยกเว้นกรณีที่อัตราอยู่ในพิสัยต่ำกว่าอัตราเร็วซิงโครนัสเล็กน้อย) เราอาจปรับปรุงให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพดีขึ้นได้โดยการนำเอากำลังสลลป SP_{ag} ส่งกลับคืนไปสู่วงจรไฟฟ้าเอซึ่ลยงจร หรือนำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ช่วยซึ่งค้พปลิง (Coupling) ต่อติดกับเพลลาของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยตรง เราเรียกวิธีนี้ว่า “วิธีการเข้าต่อเรียง” (Cascade connection)

รูปที่ 2-1 (ก) แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่รวมผลของความต้านทานส่วนหมุนเข้ากับผลของภาระบนเพลลากลายเป็นความต้านทาน R_2/s สะท้อนเข้าสู่ส่วนหมุน รูปที่ 2-1 (ข) แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำอีกแบบหนึ่งซึ่งเน้นหนักถึงกำลังงานเชิงกล $R_2(1-s)/s$

โดยที่

r_1 เป็นความต้านทานของขดลวดในส่วนอยู่นิ่ง

r_2 เป็นความต้านทานของขดลวดในส่วนหมุนสะท้อนเข้าสู่ส่วนอยู่นิ่ง

x_1 เป็นค่ารีแอ็กแตนซ์ของขดลวดในส่วนอยู่นิ่ง

x_2 เป็นค่ารีแอ็กแตนซ์ของขดลวดในส่วนหมุนที่ความถี่ของไฟฟ้าลยงจรและสะท้อนเข้าสู่ส่วนหมุน

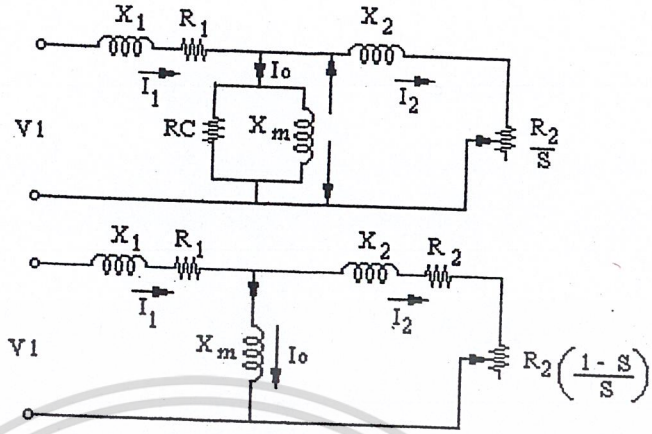
g_c เป็นค่าความนำสมมูลย์กับกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก (Core-loss conductance)

b_m เป็นค่าซัสเซ็ปแตนซ์ของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetizing susceptance)

X_ϕ เป็นค่ารีแอ็กแตนซ์ของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetizing reactance)

s เป็นค่าสลลป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

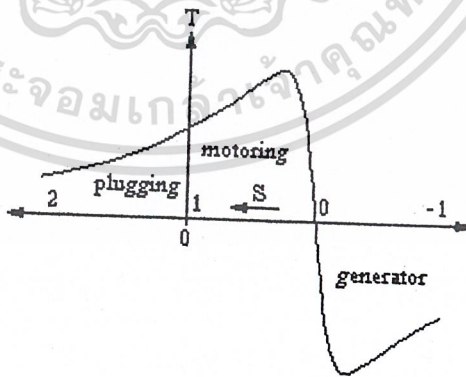


รูปที่ 2-1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

(ก) แบบรวมผลของความต้านทานส่วนหมุนเข้ากับผลของภาระบนเพลกกลายเป็นความต้านทาน r_2/s

(ข) แบบเน้นหนักถึงกำลังงานเชิงกล $r_2(1-s)/s$

รูปที่ 2-2 แสดงเส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงหมุนกับอัตราเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะกำลังทำงานด้วยแรงดันคงที่จากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเอซซีที่มีความถี่คงที่ ตรงจุดที่ให้แรงหมุนมีค่าสูงสุดเรียกว่า “แรงหมุนพังทลาย” (Breakdown Torque) และค่าความถี่ของส่วนหมุนตรงจุดพังทลาย เรียกว่า “ความถี่พังทลายของส่วนหมุน” ถ้าแรงหมุนภาระมีค่าใหญ่เกินกว่าค่าแรงหมุนสูงสุดจะทำให้มอเตอร์มีอัตราเร็วลงค่าต่ำลงจนกระทั่งหยุดนิ่ง



รูปที่ 2-2 เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงหมุนกับอัตราเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

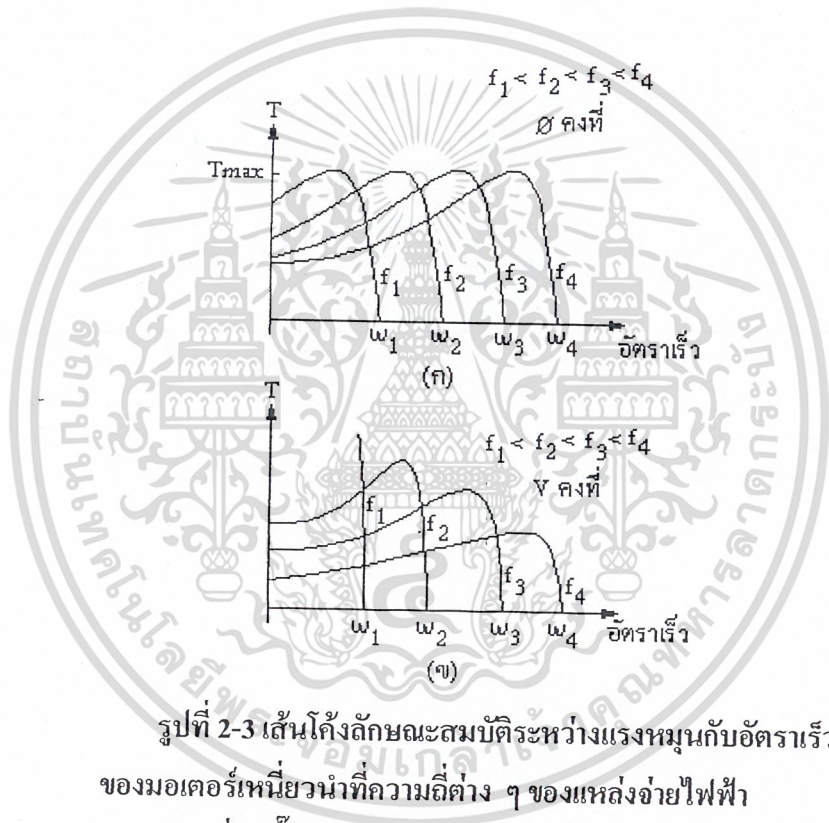
ถ้ามอเตอร์หมุนกลับในทิศที่สวนทางกับการหมุนในทิศฟอร์เวิร์ดของสนามแม่เหล็ก สถิติจะมีค่าใหญ่เกินกว่า 1 และแรงหมุนโต้กลับจะเกิดขึ้นต่อต้านกับการหมุนของมอเตอร์ ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อเรากลับเฟสอันดับ (Phase Sequence) ของสายไฟฟ้าเอช 3 เฟส เป็นเหตุให้สนามแม่เหล็กในช่องอากาศหมุนกลับทาง เป็นผลให้มอเตอร์หยุดหมุนอย่างรวดเร็ว (และถ้ายังคงปล่อยสายไฟฟ้าในสภาวะเช่นนี้ ในไม่ช้ามอเตอร์จะหมุนกลับทางต่อไปด้วยอัตราเร็วเพิ่มสูงขึ้น) วิธีการนี้เป็นวิธีเบรคหรือวิธีหมุนมอเตอร์กลับทางอย่างรวดเร็ว ซึ่งเรียกว่า “ปลั๊กกิ้ง” (Plugging) และบริเวณที่เส้นโค้งลักษณะคุณสมบัตินี้เรียกว่า “อาณาบริเวณปลั๊กกิ้ง”

ขณะที่มอเตอร์กำลังหมุนในทิศฟอร์เวิร์ดตามปกติ ถ้าเราใช้วิธีทางกลเข้าช่วยให้ส่วนหมุนของมอเตอร์หมุนเร็วขึ้นกว่าอัตราเร็วปกติ เข้าสู่อัตราเร็วซูปเปอร์ซิงโครนัส (Super-Synchronous Speed) สถิติมีค่าเป็นลบแล้วมอเตอร์นี้จะเปลี่ยนหน้าที่กลับเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยเปลี่ยนพลังงานป้อนเข้าที่เพลลาให้กลายเป็นพลังงานไฟฟ้าส่งกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้าเอช หรือวงจรข่ายงานเอช (AC Network) ดังนั้นเราอาจต่อเส้นโค้งออกไปในทิศทางที่มีอัตราเร็วสูงกว่าอัตราเร็วซิงโครนัสเข้าสู่อาณาบริเวณแห่งการปฏิบัติการเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ถ้าหากเราสามารถเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าได้ เราอาจปรับมอเตอร์ให้เข้าสู่อาณาบริเวณแห่งการปฏิบัติการเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้อีก วิธีหนึ่งด้วยการลดความถี่ลงอย่างรวดเร็ว โดยมอเตอร์จะถูกผูกให้หมุนต่อไปด้วยความเฉื่อย พลังจลน์ของมวลที่อยู่ในส่วนหมุน (รวมโพลคู่ด้วย) จะเปลี่ยนกลับเป็นพลังงานไฟฟ้าป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟฟ้า ทำให้เกิดเป็นแรงหมุนโต้กลับขึ้นในมอเตอร์แล้ว มอเตอร์จะช้าลงหรือหยุดหมุน ซึ่งเป็นการหยุดแบบ รีเจนเนอเรทีฟเบรคกิ้ง แต่ถ้ามอเตอร์ใช้คอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนความถี่แบบสติกหรือแบบอิเล็กทรอนิกส์ พลังงานรีเจนเนอเรทีฟที่ป้อนกลับจะถูกส่งผ่านคอนเวอร์เตอร์กลับเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้าเดิมให้ได้

ถ้าเราป้อนกระแสไฟฟ้าเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกขณะอยู่หนึ่ง โดยทั่ว ๆ ไปจะมีกระแสไหลเข้ามอเตอร์ประมาณ 5 หรือ 6 เท่า ของอัตรากระแสปกติ แต่แรงหมุนตอนเริ่มสตาร์ทมีค่าน้อยเนื่องจากส่วนหมุนมีตัวประกอบกำลัง (Power Factor) มีค่าต่ำที่ความถี่ของส่วนหมุนมีค่าสูง ด้วยเหตุนี้ในระบบที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ขณะสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำเราจึงต้องลดความถี่ลง เพื่อให้ตัวประกอบกำลังของส่วนหมุนมีค่าสูงขึ้นและเป็นการเพิ่มค่าแรงหมุนขณะสตาร์ทต่อแอมแปร์ให้สูงขึ้น โดยการปรับค่าปลั๊กซ์ให้สูงขึ้นด้วยวิธีการ “โวลท์ต่อเฮิร์ตซ์คงที่” หลักการเช่นนี้ทำให้เราสามารถปรับค่าแรงหมุนขณะมอเตอร์อยู่หนึ่งให้มีค่าใหญ่กว่าอัตราแรงหมุนปกติหลายเท่าและสามารถควบคุมมอเตอร์ให้หมุนเร็วขึ้นได้อย่างรวดเร็วด้วยการเพิ่มความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2-3 (ก) แสดงลักษณะสมบัติของแรงหมุนมอเตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ โดยรักษาแรงหมุนคงที่ ทล่ายให้คงที่ด้วยการปรับค่า “โวลต์ต่อเฮิร์ตให้คงที่” ลักษณะสมบัติเช่นนี้ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ เหมาะสมกับงานขับเคลื่อนที่มีแรงหมุนคงที่ให้มีอัตราเร็วต่าง ๆ



รูปที่ 2-3 เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงหมุนกับอัตราเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ความถี่ต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า

(ก) เมื่อฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าคงที่

(ข) เมื่อแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอรืมีค่าคงที่

ขอให้สังเกตว่ารูปที่ 2-3 ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ เราควรใช้ความถี่ต่ำในตอนสตาร์ทเพื่อให้มอเตอร์มีแรงหมุนค่าสูงและกินกระแสต่ำต่อไปจึงค่อย ๆ เพิ่มความถี่ขึ้นทีละน้อยเพื่อให้มอเตอร์เพิ่มอัตราเร็วสูงขึ้น และเมื่อมอเตอร์ได้หมุนเข้าสู่อัตราเร็วปกติแล้วก็ให้รักษาความถี่ให้คงที่ นอกจากนี้แรงหมุนตอนสตาร์ทมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานทานของส่วนหมุนนี้แต่ค่าความต้านทานค่าใหญ่ของส่วนหมุนจะทำให้มอเตอร์ร้อนและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

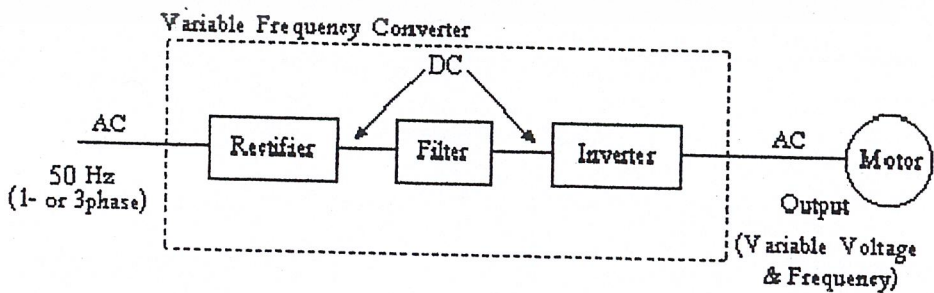
ให้มีกำลังสูญเสียมากขึ้นเป็นเหตุให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำขณะทำงานปกติ ถ้าความต้านทานของส่วนหมุนมีค่าต่ำจะทำให้แรงหมุนตอนสตาร์ทต่ำแต่อาจทำให้สูงขึ้นได้ด้วยการใช้ความถี่ต่ำลง ซึ่งขณะทำงานปกติมอเตอร์จะมีประสิทธิภาพดีขึ้นและช่วยลดกำลังสูญเสียที่ฮาร์โมนิกต่าง ๆ ให้น้อยลง เมื่อแหล่งจ่ายไฟมีลูกคลื่นแรงดันไม่ใช่คลื่นไซน์

โดยทั่ว ๆ ไปถ้าให้มอเตอร์เหนี่ยวนำทำงานโดยมีความถี่สูงในส่วนหมุนที่ไม่เกินความถี่พังกทลาย มอเตอร์เหนี่ยวนำจะทำงานด้วยประสิทธิภาพสูง แต่ถ้าให้มอเตอร์ทำงานพังกทลายจากจุดพังกทลาย มอเตอร์จะกินกระแสสูง ตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ และแรงหมุนต่อแอมแปร์มีค่าต่ำ เป็นผลให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพมีค่าต่ำลงซึ่งอาจแก้ไขด้วยการใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำทำงานด้วยระบบป้อนกลับวงจรรปิด (Closed-Loop Feedback System) โดยวิธีการนี้เราสามารถควบคุมความถี่ของส่วนหมุนให้มีค่าต่ำกว่าความถี่พังกทลายอยู่เสมอได้ เป็นผลให้มอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำงานแบบนี้มีลักษณะคุณสมบัติของการควบคุมอัตราเร็วและผลตอบสนองชั่วคราว มีคุณสมบัติดีกว่าคุณสมบัติของมอเตอร์ดีซีที่ทำงานแบบระบบของ (Ward-Leonard) หรือที่ป้อนด้วยแรงดันจากคอนเวอร์เตอร์อิเล็กทรอนิกส์

2-2 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะต้องสามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบสายไฟ (Utility Power System) และมอเตอร์ ดังนั้นมอเตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

- สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
- สามารถปรับแรงดันเอาท์พุทเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
- สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งอยู่ในช่วงทอร์คคงที่ที่ต้องการ



รูปที่ 2-4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับนำมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนชื่อผู้แต่งไว้ ห้ามมิให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2-4 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้าเอซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันดีซี โดยใช้เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมแรงดันไม่ได้ (Controlled or Uncontrolled Rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 แบบใหญ่ ๆ คือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter) : VSI
2. อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current – Source Inverter) : CSI

โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่ต่างกันและกระแสที่แตกต่างกันและเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

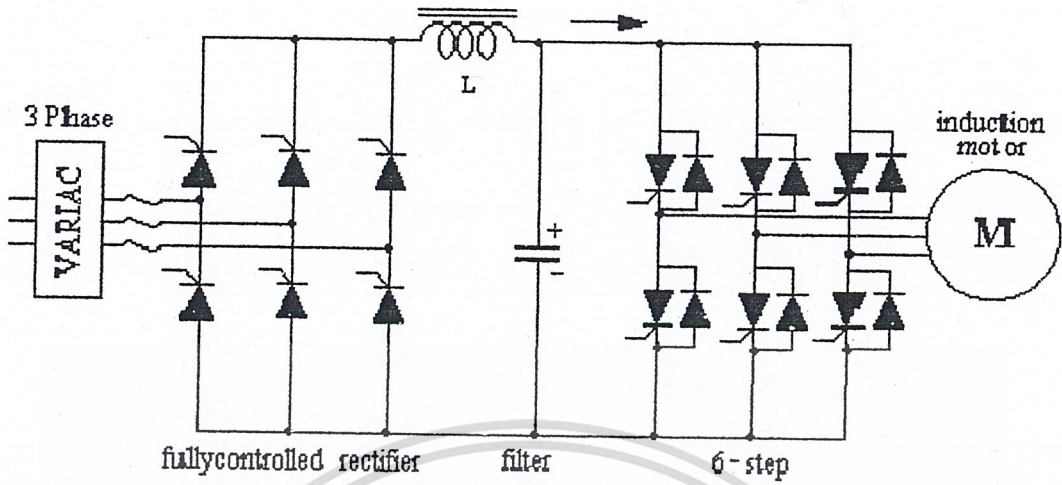
2-2-1 Voltage-Source Inverter

โครงสร้างแรงดันดีซีถึงคมีขนาด Filter Capacitor C ที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์ มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด และโดยทั่วไปแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ 6 – STEP อินเวอร์เตอร์ และ PWM อินเวอร์เตอร์ ข้อดีของโวลท์เตจซอร์สอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่ายซึ่งปรับความถี่ได้ในย่านที่กว้างและสามารถใช้ได้กับมอเตอร์หลาย ๆ ตัวพร้อม ๆ กัน ส่วนข้อเสียมักมีปัญหาในเรื่องของการลัดวงจร (Short Through) ของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งภายในกึ่งเดี่ยวกันของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรลอคเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เป็นส่วนในการป้องกัน

2-2-2 6-Step Inverter

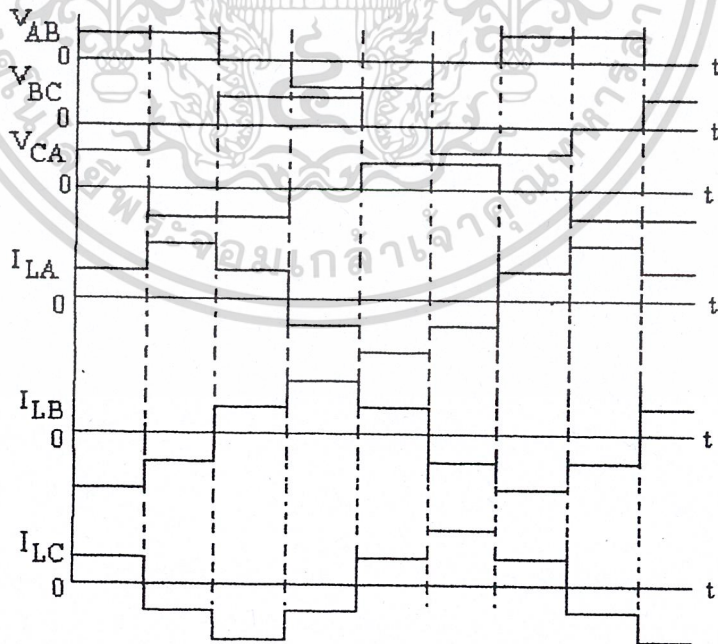
6 – Step Inverter สามารถควบคุมจ่ายแรงดันเอาต์พุทที่ปรับเปลี่ยนความถี่ได้ จากรูปที่ 2-5 จะมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุทที่ส่วนของ DC Link ใช้ Fully Controlled Rectifier และจะมีการควบคุมความถี่ของเอาต์พุทที่อินเวอร์เตอร์ แรงดันไลน์ทางด้านเอาต์พุทที่ได้ จะมีรูปร่างเป็นคลื่นกึ่งสแควร์ (Quasi – Square Wave) ส่วนแรงดันเฟสจะมีรูปคลื่นเป็น 6 – Step ดังแสดงรูปที่ 2.6 อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแต่ละตัวในอินเวอร์เตอร์จะมีการสวิตซ์เพียง 2 ครั้ง ในหนึ่งคาบความถี่ของแรงดันมูลฐาน และเนื่องจากว่าต้องการควบคุมแรงดัน DC Link โดยใช้เรกติไฟเออร์ที่มีไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อโซลิตสเทท โดยการควบคุมแรงดัน DC Link โดยการควบคุมทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทมีค่าต่ำซึ่งเป็นข้อเสีย เราสามารถแก้ไขได้โดยเปลี่ยนมาใช้ DC /DC คอนเวอร์เตอร์ที่เป็นชอปเปอร์ควบคุมทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ดีขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-5 แสดงวงจรกำลังของ 6-step อินเวอร์เตอร์

โดยปกติ Voltage Fed Drives ชนิด 6-Step นี้ใช้กับมอเตอร์ขนาดกำลังต่ำไปจนถึงขนาดปานกลาง และจะใช้ได้ดีในช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์สูงจะไม่มีปัญหาของการ Switching Loss แต่อย่างไรก็ตามลักษณะการควบคุมเพื่อที่จะให้ V/f คงที่ จะต้องควบคุมวงจรกำลัง 2 ส่วน คือ ในส่วนของ DC Link และอินเวอร์เตอร์ทำให้ระบบซับซ้อนและยุ่งยากทำให้เสถียรภาพของระบบต่ำลง



รูปที่ 2-6 แสดงรูปคลื่นทางด้านเอาต์พุตของ 6-step อินเวอร์เตอร์

2-2-3 PWM อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-2-3 PWM อินเวอร์เตอร์

โครงสร้างของ PWM อินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์สามารถใช้รีคตีไฟเออร์ที่เป็นไดโอด ทำให้แรงดันของดีซีลิงค์มีค่าคงที่ซึ่งไม่อาจสามารถควบคุมแรงดันดีซีได้ ทำให้ค่าเพาเวอร์ทางด้านอินพุตดีขึ้นและลดขนาด LC ฟิลเตอร์ให้เล็กลง ดังนั้น ความถี่และแรงดันเอาต์พุตของแรงดันมูลฐาน สามารถควบคุมโดยใช้เทคนิคของ PWM ซึ่งอยู่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ เทคนิค PWM นี้จะให้แรงดันเอาต์พุตที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับค่าน้อยลง แต่จำนวนครั้งของการสวิตช์ซึ่งสูงขึ้น ดังนั้นจึงมีปัญหาของการสูญเสียการสวิตช์ซึ่ง แต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำทำให้ทอร์คเริ่มต้นสูงและลดปัญหาการกระเพื่อมของทอร์ค สำหรับเทคนิคของการสร้างรูปแบบการสวิตช์ของ PWM

ถึงแม้ว่า PWM อินเวอร์เตอร์ลดการสูญเสียของมอเตอร์เนื่องจากผลของฮาร์โมนิกก็ตาม แต่ ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ค่อนข้างจะต่ำลง เพราะผลของจำนวนสวิตช์สูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบที่ดี ควรจะคำนึงถึงความถี่การสวิตช์ควรจะเพิ่มขึ้นในค่าที่ยอมรับได้ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพื่อจะรักษาความสมดุลระหว่างการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่สูงขึ้น กับการลดลงของการสูญเสียเครื่องกล

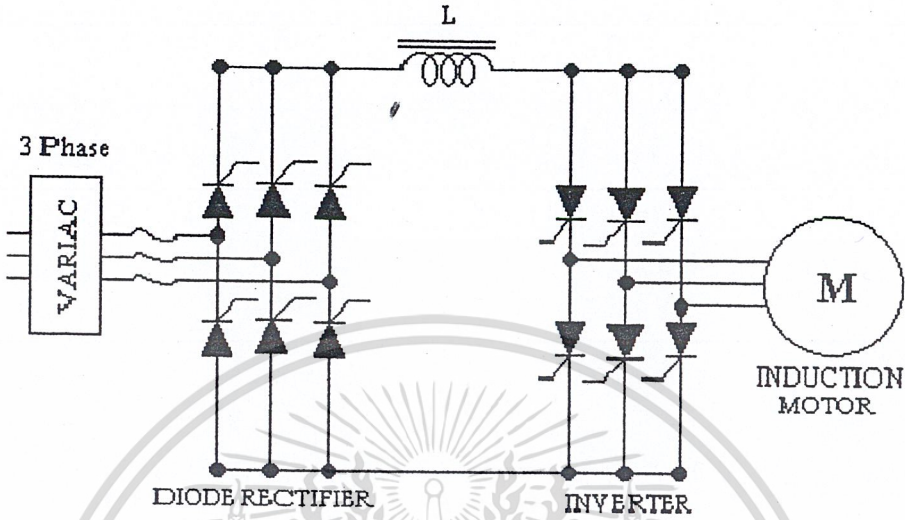
2-2-4 Current Source Inverter

วงจรกำลังของ Current Source อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2-7 จะประกอบด้วยไทรสเตอร์รีคตีไฟเออร์ ที่สามารถควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของ ac line และยังมีอินคักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจากโวลท์เดจเซอร์สอินเวอร์เตอร์อย่างไรก็ตาม อาจใช้ไดโอดรีคตีไฟเออร์ กับ dc chopper เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสได้เหมือนกัน ในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับเครื่องกล รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุตขึ้นอยู่กับแพทเทิร์นของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ อาจจะเป็น 6-Step หรือ PWM ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันทางด้านเอาต์พุต จะมีรูปร่างเข้าใกล้รูป Sine (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากโวลท์เดจเซอร์สในเรื่องของรูปคลื่น) นอกจากนี้แรงดันทางด้านเอาต์พุตยังเกิด Spike เนื่องจากการคอมมิวเตตดังแสดงในรูปที่ 2-8

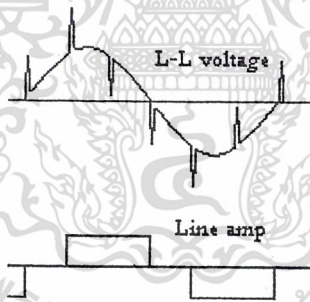
สำหรับรูปคลื่นกระแส 6-step ที่เกิดใน current fed inverter นี้อาจเป็นปัญหาของความร้อนเนื่องจากฮาร์โมนิกและการออกสวิตเลสของทอร์คขณะทำงานที่ความเร็วรอบต่ำ การกระเพื่อมของทอร์ค(torque pulsation) นี้สามารถที่จะลดให้น้อยลงได้โดยใช้เทคนิค pwm ถ้าเป็นเครื่องกลขนาดกำลังสูงๆ อาจใช้อินเวอร์เตอร์ 2 ตัวที่มีเฟสชิปที่สามารถสร้างรูปกระแส 12-step ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลของฮาร์โมนิกและการกระเพื่อมของทอร์คของ 12-step อินเวอร์เตอร์นี้จะลดลงไปมากเมื่อเทียบกับ 6-step



รูปที่ 2-7 วงจรกำลังของ Current source inverter



รูปที่ 2-8 แสดงแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของ Current Source Inverter

Current Fed Inverter Drive มีข้อดีหลาย ๆ อย่างซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ วงจรกำลังจะใหญ่ และไว้วางใจได้ดี และไม่มีโอกาสที่จะมีการ Short Through อย่างเช่นใน Voltage Fed Inverter อินเวอร์เตอร์สามารถฟื้นคืนจากการล้มเหลว Commutation ของไทรสเตอร์ได้ กระแสฟอลท์ที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆซึ่งสามารถเคลียร์โดยการลดสัญญาณเกตของเร็คติไฟเออร์ไค่นอกจากนี้จำนวนคอมโพเนนท์ในอินเวอร์เตอร์ยิ่งน้อยจะทำให้การสูญเสียเนื่องจากการคอมมิวเตทค่อนข้างต่ำลงเพราะเนื่องจากการควบคุมไทรสเตอร์เพียง 6 ตัวทำให้วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งห้ามมิให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จควบคุมง่ายและมีเสถียรมากขึ้น อินเวอร์เตอร์สามารถออกแบบให้ใช้ไทรสเตอร์ที่มีเกท Low Speed ในส่วนของเร็คติไฟเออร์ได้ ลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งของ Current Fed Inverter คือการทำงานในโหมดของรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) โดยเครื่องกลจะทำหน้าที่เป็น Generator ที่มี Slip เป็นลบและมุมจุกชนวนของไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์จะปรับค่า เพื่อให้แรงดันอินพุท v_1 กลับชั่วขณะที่กระแส I_d ยังคงมีทิศทางเดิมอยู่แรงดันเร็คติไฟเออร์ v_d จะทำการหน่วงมุมจุกชนวน ดังนั้นจึงมีกำลังไฟฟ้ากลับเข้ามายัง Source

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีมากมายที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับ Current Fed Inverter แต่ยังมีข้อจำกัดอีกมากมายคือช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับได้ค่อนข้างต่ำและไม่สามารถทำงานได้ที่สภาวะไร้โหลดซึ่งต้องมีกระแสไหลค่าน้อยที่สุดจะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์แบบและนอกจากนี้ขนาดของ DC Link Inductance และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทจะใหญ่ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างใหญ่เทอะทะราคาแพง การคอมมิวเตทจะขึ้นอยู่กับค่าชั้พทรานเซียนซึ่งเป็นกรเพิ่มค่า Transient Over Voltage ที่เทอร์มินอลของเครื่องกลได้ การตอบสนองของ Drive นี้ค่อนข้างช้าและมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการเสถียรภาพที่ Light Load และที่สภาวะความเร็วรอบสูง Current Fed Inverter นี้จะใช้ได้ในมอเตอร์เพียงตัวเดียว และมีขนาดกำลังปานกลาง ไปจนถึงขนาดกำลังสูง ถ้านำไปใช้กับมอเตอร์หลายๆ ตัวจะมีปัญหามาก

2-2-5 Summary of induction motor drive

ตารางที่ 1 Summary of induction motor drive

	VSI Square	VSI Pwm	CSI Force Commutation	CSI Load Commutation
1. Speed range	- ใช้ในช่วง ความเร็วปานกลางถึงความเร็วสูงถ้าความเร็วต่ำกว่านี้จะใช้ pwm	- ใช้ในช่วง ความเร็วจากศูนย์ถึงความเร็วพิกัด	- ใช้ในช่วง ความเร็วจากศูนย์ถึงความเร็วพิกัดสูงสุด	- ใช้ช่วง ความเร็วต่ำ
2. Regeneration	- Dynamic breaking	-Dynamic breaking	-ไม่ต้องมีวงจรมาเสริมจากภายนอกเนื่องจากตัวมันทำงานได้ 4 quadrant	-ไม่ต้องมีวงจรมาเสริมจากภายนอกเนื่องจากตัวมันทำงานได้ 4 quadrant

3. Harmonics	- เนื่องจากแรงดันเป็น quasi-square wave กระแสจึงมี harmonics มาก	- เนื่องจากแรงดันและกระแสใกล้เคียง sine ฉะนั้น harmonics จึงน้อย	Harmonics สูงมาก	Harmonics สูงมาก
4. Torque Pulsating	มีปัญหาที่ความเร็วต่ำ	มีปัญหาน้อยที่สุด	มีปัญหาที่ความเร็วต่ำ	มีปัญหาที่ความเร็วต่ำ
5. power Factor	Power Factor ที่ Line ไม่ดี	- power factor ใกล้เคียง 1	- power factor ที่สายไม่ดีที่สุด	- power factor ที่สายไม่ดีที่สุด
6. cost	- ราคาของ converter สูง	- ราคาสูงกว่าการควบคุมแบบ square	- ราคาจะสูงเพราะจะต้องมีวงจรรีโคมมิเตต	- ราคาจะถูกที่สุดเพราะไม่มีชุด converter
7. efficiency	- ดี	- ดี	- ดี	- ดี
8. Application	- ใช้ในงานขับทางอุตสาหกรรมที่ power ต่ำถึงปานกลางขับมอเตอร์หลายๆ ตัวได้ดี	- ใช้ในงานขับทางอุตสาหกรรมที่ power ต่ำถึงปานกลางขับมอเตอร์หลายๆ ตัวได้ดี	- ใช้ในงานขับทางอุตสาหกรรมที่ power ต่ำถึงสูงสำหรับมอเตอร์ตัวใหญ่	- ใช้ในงานขับทางอุตสาหกรรมที่ power ต่ำถึงสูงสำหรับมอเตอร์ตัวใหญ่

2-3 ชนิดของการคอมมิวเตท

โดยปกติแล้ว Thyristor จะนำกระแสโดยป้อนสัญญาณ Pulse ให้กับขา Gate เมื่อ Thyristor อยู่ในช่วงนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมน้อยมาก จะอยู่ในช่วง 0.25 – 2 V ซึ่งจะไม่สนใจในการอธิบายนี้

เมื่อใดก็ตามที่ Thyristor “Turn on“ จะได้ Output เป็นไปตามที่ต้องการ โดยปกติแล้วการ “Turn off “เป็นสิ่งสำคัญมาก Turn off หมายถึงการที่ทำให้ Thyristor หยุดนำกระแสและเมื่อป้อนแรงดันเข้าที่ขา anode จะไม่มีกระแสไหลถ้าหากไม่ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา Gate Commutation เป็นขบวนการในการทำให้ Thyristor หยุดนำกระแสโดยปกติแล้วจะทำให้กระแสไฟฟ้าไหลในทิศทางกลับกันในช่วง Comutation โดยส่วนมากจะเป็นส่วนของอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้าไปเพื่อให้การ turn off บรรลุผลสำเร็จ ในการพัฒนา Thyristor วงจร Commutation มากมายได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อให้บรรลุถึงผลในการ Turn off ของวงจร Thyristor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

การนำไปใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำพวก “High Speed” ตัวอย่างเช่น Power Thyristor , GTOs , และ IGBTs วงจร Thyristor ใช้ในงาน Power Converter ก่อนข้างจะน้อยอย่างไรก็ตาม การประยุกต์ใช้ Thyristor มีบทบาทที่สำคัญใน “High Voltage“ และ “High Current “ โดยทั่วไปมากกว่า 500 A 1 kV

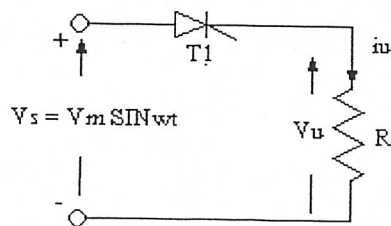
เทคนิคการ Commutation ใช้ LC Resonance หรือ Underdamped RLC Circuit บังคับให้นำกระแสและแรงดันของ Thyristor เป็นศูนย์ด้วยวิธีดังกล่าวใช้ Turn off อุปกรณ์กำลัง อิเล็กทรอนิกส์กำลังใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเป็น Switch เมื่อ Turn On และ Turn Off ภาระทางไฟฟ้าวงจร Commutation แสดงให้เห็นถึง Transient Voltage ภายใต้เงื่อนไขของการ Switching ซึ่งมีเทคนิคในการ Commutation Thyristor มากมายอย่างไรก็ตามสามารถแบ่งชนิดโดยรวมได้ 2 แบบ

1. Natural Commutation หรือ Line Commutation
2. Force commutation

2-3-1 Natural commutation

ถ้าหากจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันจะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา แรงดันไฟฟ้าจะตกลงสู่ศูนย์ และมีแรงดันไฟฟ้ากลับทิศทางซึ่งเป็นการจ่าย Reverse Bias ให้กับ Thyristor ในทุก Cycle การ Turn Off อุปกรณ์จะเป็นแบบอัตโนมัติโดยพฤติกรรมของแหล่งจ่ายไฟฟ้า ในทางปฏิบัติ Thyristor จะทำงานในจังหวะเดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟฟ้า การ Commutation แบบนี้ใช้ใน AC Voltage Controller –Phase Controlled และ Cycloconverters

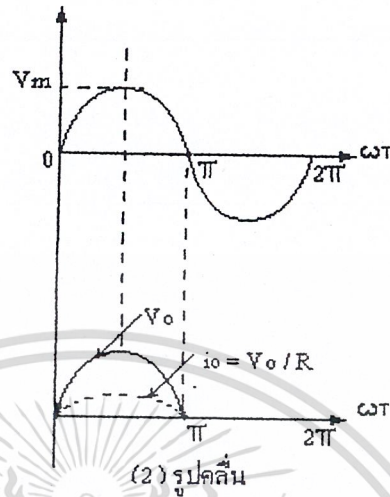
ในรูปที่ 2-9 แสดงถึงวงจร Natural Commutation ส่วนในรูปที่ 1-10 แสดงคลื่นกระแสและแรงดันที่ $\alpha = 0$, α หมายถึง มุมระหว่าง Zero Crossing ของแรงดัน Input และแรงดันชั่วขณะของ Thyristor



(1) วงจร

รูปที่ 2-9 แสดงถึงวงจร natural commutation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-10 แสดงคลื่นกระแสและแรงดัน

2-3-2 Forced Commutation

บางวงจรของ Thyristor แรงดันป้อนเข้าเป็น DC กระแสในวงจรจะเป็นศูนย์ได้เมื่อต่อวงจรเพิ่มเข้าไปซึ่งเรียกว่าวงจร “Commutation” ซึ่งบังคับให้ Thyristor Turn Off เทคนิคดังกล่าวเรียกว่า “Forced Commutation” โดยปกติในวงจร Chopper และ Inverter Force Commutation ของ Thyristor สามารถที่จะทำให้บรรลุผลสำเร็จได้โดยแบ่งออกเป็น 7 วิธีคือ

1. Self Commutation
2. Impulse Commutation
3. Resonant Pulse Commutation
4. Complementary Commutation
5. External Pulse Commutation
6. Load Side Commutation
7. Line Commutation

ชนิดของ Force Commutation อยู่บนพื้นฐานเดียวกันคือวิธีการที่จะทำให้กระแสที่ผ่าน Thyristor ถูกบังคับให้เป็นศูนย์ โดยปกติแล้ววงจร Commutation ประกอบด้วย Capacitor, Induction, Thyristor 1 ตัว หรือมากกว่าและ Diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Self Commutation

ในการ Commutation แบบนี้ Thyristor Turn Off เนื่องจากคุณลักษณะโดยธรรมชาติของวงจรพิจารณาวงจรในรูป สมมุติว่า ในสภาวะเริ่มต้น Capacitor ไม่มีประจุเก็บไว้เมื่อ Thyristor t1 Switch On

$$V_s = V_l + V_c = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + V_c(t=0) \quad \text{----- (2.9)}$$

สภาวะแรก $V_c(t=0)$ และ $I(t=0)$ จะได้

$$I(t) = V_s \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t \quad \text{----- (2.10)}$$

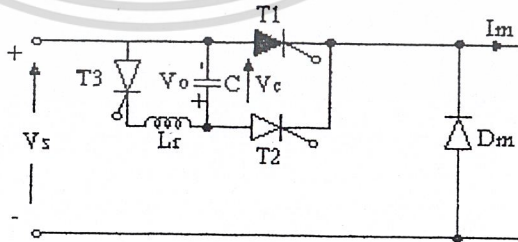
แรงดันที่ Capacitor;

$$V_c = V_s(1 - \cos \omega t) \quad \text{----- (2.11)}$$

เมื่อ $\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ หลังจากเวลาที่ $t = t_0 = \pi \sqrt{LC}$ กระแสอัดประจุเป็น 0

Thyristor t1 จะ Off ด้วยตนเอง

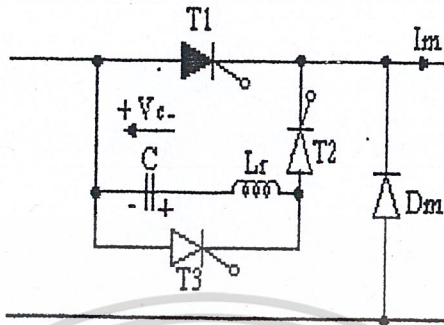
Impulse Commutation



รูปที่ 2-11 Impulse Commutation

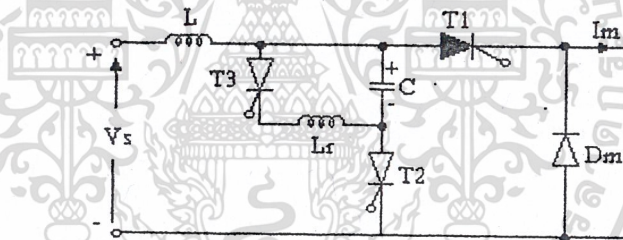
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resonant Pulse Commutation



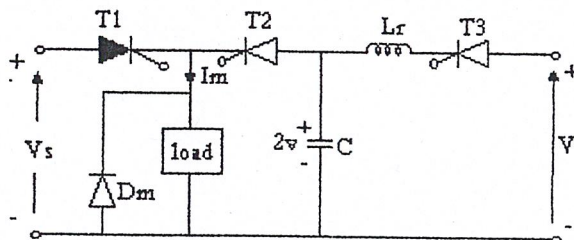
รูปที่ 2-12 Resonant Pulse Commutation

Complementary Commutation



รูปที่ 2-13 Complementary Commutation

External Pulse Commutation



รูปที่ 2-14 External Pulse Commutation

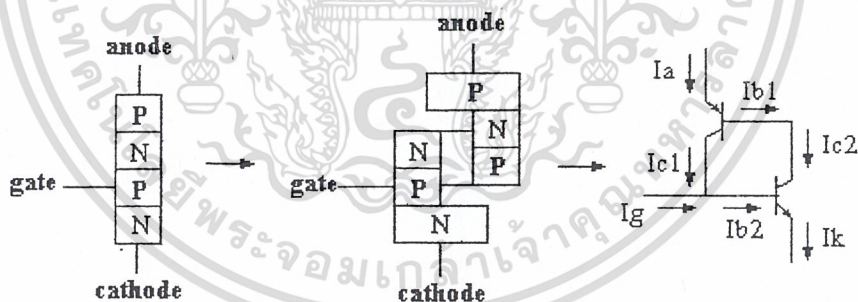
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Load Side Commutation

การทำให้ Thyristor หยุดนำกระแสโดยการตัด Load ที่เหมาะสมใช้ใน Chopper และ Inverter คือ เมื่อ Thyristor นำกระแสจะเป็นการ Switch ไฟเข้า Load ซึ่งประกอบด้วย Resistor , Inductor , Capacitor ที่มีค่าที่เหมาะสมโดยอยู่ในสภาวะ Under Damp กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะตกลงสู่ศูนย์โดยธรรมชาติ เมื่อกระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์ต่ำกว่ากระแสโฮลดิ้งทำให้ Thyristor หยุดนำกระแสได้

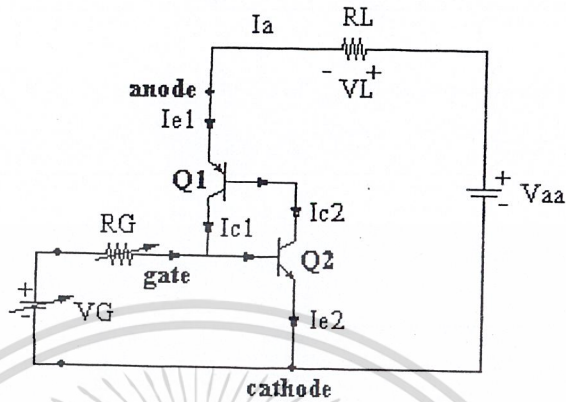
2-4 SCR

พิจารณาโครงสร้างของ SCR เป็นทรานซิสเตอร์ PNP และ NPN ต่อกันดังแสดง ในรูป 1.15 ขาอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 (PNP) จะเป็นขั้วแอนโนด , ขาอีมีเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์ Q2 (PNP) จะเป็นขั้วคาโทด และขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 (PNP) จะ ต่อร่วมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 (NPN) เป็นขั้วเกต



รูปที่ 2.15 โครงสร้างของเอสซีอาร์

การทำงานของเอสซีอาร์ คือ ขณะที่ยังไม่มีกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทด แรงดันที่ แอนโนดเมื่อเทียบกับคาโทดจะเป็นบวก หรือ ลบก็ตามเอสซีอาร์จะไม่นำกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทด แรงดันที่แอนโนดเทียบกับคาโทดเป็นลบ เอสซีอาร์ก็จะไม่นำกระแส แต่ที่แรงดันที่แอนโนดเทียบกับ คาโทดเป็นบวก และมีกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทดตามที่ได้ต่อวงจรดังรูปที่ 2.16 เอสซีอาร์จะนำ กระแส การจ่ายกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทดเพื่อให้เอสซีอาร์นำกระแสเรียกกันว่า ทำการทริกเอสซี อาร์ให้นำกระแส อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



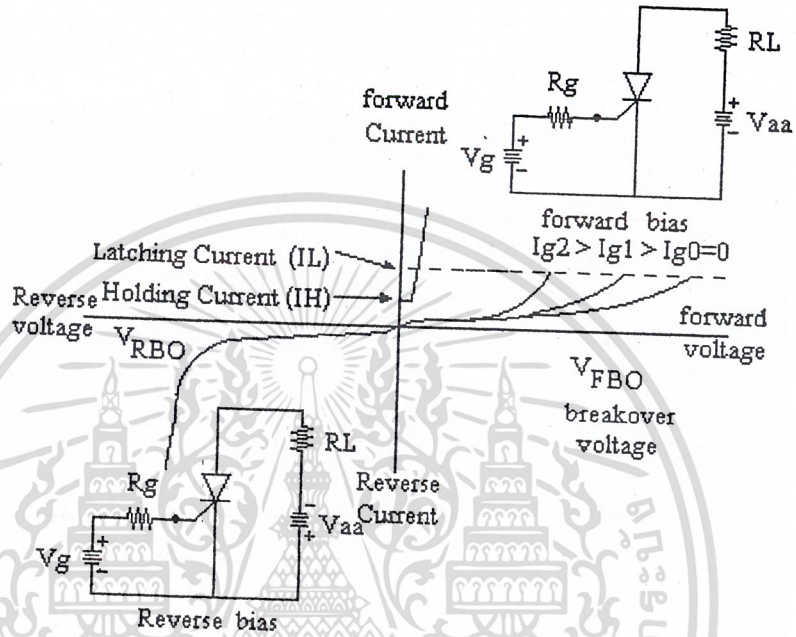
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรการนำกระแสของเอสซีอาร์

พิจารณาตามวงจรที่แสดงในรูปที่ 2.16 เมื่อมีกระแส I_G ไหลเข้าเบสคู่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) หรือมีกระแสไหลเข้าเกตส์คาโอดของเอสซีอาร์ จะมีกระแสไหลเข้าคอลเลกเตอร์ (I_{C2}) ของทรานซิสเตอร์ (Q_2 NPN) เท่ากับ B_2 เท่าของ I_E (ค่า $B_2 = I_{C2}/I_{E2}$) กระแส I_{C2} จะเท่ากับ I_{B1} ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลจากขั้วบวกของ V_{AA} ผ่าน R_L เข้าอิมิตเตอร์คู่เบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 และผ่านคอลเลกเตอร์คู่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) ครบวงจรที่ขั้วลบของ V_A และกระแสเบส (I_{B1}) จะทำให้มีกระแส I_{C1} ไหลจากอิมิตเตอร์ เข้าสู่คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เท่ากับ B_1 เท่าของ I_{B1} กระแส I_{B2} จะเท่ากับ I_{C1} รวมกับ I_G จนในที่สุดทรานซิสเตอร์ทั้งสองนำกระแสหรือเรียกกันว่า เอสซีอาร์นำกระแส คือ ความต้านทานระหว่างขั้วแอโนดและคาโอดของเอสซีอาร์ มีค่าต่ำมากแรงดันไฟฟ้าทั้งหมดจะตกคร่อมโหลด R_L โดยมีแรงดันตกคร่อม เอสซีอาร์น้อยมาก จะเห็นว่าใช้กระแสจ่ายเกตเพียงเล็กน้อย ก็จะสามารถทำให้เอสซีอาร์นำกระแสได้และเมื่อจ่ายกระแสเข้าเกตเพียงชั่วครู่ แล้วหยุดจ่ายกระแสเข้าเกต กระแส I_{B2} จะเท่ากับ I_{C1} เอสซีอาร์ก็จะยังนำกระแสอยู่ กล่าวสรุปได้ว่าเมื่อทำการทริกเอสซีอาร์นำกระแสแล้ว เอสซีอาร์ยังคงนำกระแสต่อไปแม้จะนำกระแสทริกออกแล้วก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2-4-1 คุณสมบัติของเอสซีอาร์

ในรูปที่ 2-17 แสดงคุณสมบัติของเอสซีอาร์ในสถานะ Steady - state ระหว่างแรงดันคร่อมตัวเอสซีอาร์และกระแสที่ผ่าน



รูปที่ 2-17 แสดงวงจรการนำกระแสของเอสซีอาร์

เมื่อจ่ายแรงดัน VAA ในลักษณะฟอร์เวิร์ดไบอัส (Forward Bias) คือแอโนดได้รับแรงดันบวกเมื่อเทียบกับคาโทดและไม่มีกระแสเกต (I_G) ถ้ามีแรงดันน้อย ๆ จะมีกระแสรั่วไหล (Leakage Current) เพียงเล็กน้อยไหลผ่านเมื่อเพิ่มแรงดัน VAA มากขึ้นจนถึงแรงดันพังทลายทางด้าน ฟอร์เวิร์ด (Forward Voltage - V_{BO}) และมีกระแสไหลเกินกระแสค้าง (Latching current - I_L) SCR จะอยู่ในสถานะนำกระแส (Conduction) คือ แรงดันที่คร่อมแอโนด และคาโทดของ SCR จะตกลงสู่แรงดัน (Forward Voltage Drop - V_F) มีค่าประมาณ 0.7 ถึง 4 โวลต์ กระแสที่ไหลผ่าน SCR จะเท่ากับ $(V_{AA} - V_F) / R_L$ ถ้ากระแสที่ไหลผ่านเกินพิกัด (Rated) ของ SCR ก็จะทำให้ SCR เสียหายได้

โดยทั่วไปการนำ SCR ไปใช้งาน แรงดัน V_{AA} ที่จ่ายให้กับวงจรจะต่ำกว่าแรงดันพังทลายทางด้าน ฟอร์เวิร์ด และจะควบคุมการนำกระแสของ SCR โดยใช้สัญญาณทรigger ที่มีแรงดันที่เกท (V_G) เป็นบวกเมื่อเทียบกับคาโทด ซึ่งมีระดับแรงดัน 1-5 โวลต์ และกระแสเกตระดับ 1-

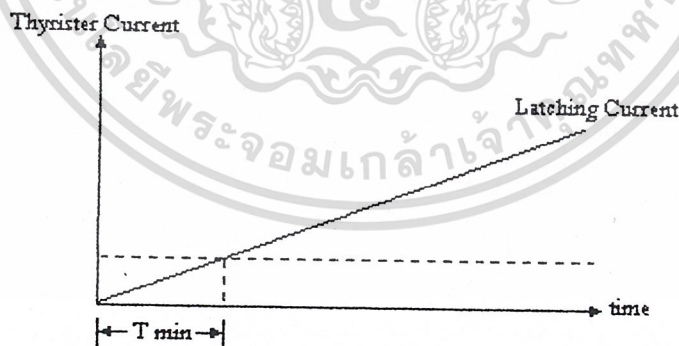
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

500 มิลลิแอมป์ ด้วยระยะเวลาเป็นไมโครวินาที ถ้ากระแสที่ไหลผ่านมากกว่ากระแสค้าง (Latching Current) ก็จะทำให้ SCR อยู่ในสภานำกระแสและเมื่อ SCR นำกระแสอยู่แล้วจะทำให้หยุดนำกระแส จะต้องทำให้กระแสไหลผ่านตัว SCR ต่ำกว่ากระแสยึด (Holding Current - I_H) คุณสมบัติโดยทั่วไปกระแสค้างมีค่าประมาณ 2 เท่าของกระแสยึด

เมื่อจัดแรงดัน V_{AA} ในลักษณะรีเวิร์คไบอัส (Reverse Bias) คือ แอนโอดได้รับแรงดันลบ เมื่อเทียบกับคาโอด SCR จะไม่นำกระแสถึงแม้จะมีสัญญาณทริกที่เกทของ SCR เมื่อจ่ายแรงดันพังทลายทางด้าน รีเวิร์ค (Reverse Breakover Voltage - V_{RBO}) จะทำให้สารกึ่งตัวนำ (PNPN) เสียหายได้

2-4-2 ระยะเวลาของสัญญาณทริกเกอร์

ในการทำให้เอสซีอาร์นำกระแสโดยสัญญาณทริกเกอร์นั้น สัญญาณทริกเกอร์จะต้องมีระยะเวลานานจนกระทั่งกระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้าง (Latching Current) ดังรูป 2.18 ถ้าสัญญาณทริกเกอร์สิ้นสุดก่อนที่กระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้าง จะทำให้ เอสซีอาร์หยุดนำกระแสเมื่อสัญญาณทริกเกอร์สิ้นสุดลง ฉะนั้น สัญญาณทริกเกอร์จะต้องมีระยะเวลานานจนกระทั่งผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้างจึงจะทำให้เอสซีอาร์นำกระแสต่อไปโดยสามารถนำสัญญาณทริกเกอร์ออก เอสซีอาร์ก็จะยังคงนำกระแสต่อไปในรูป 2.18 แสดงเวลาน้อยที่สุด (T_{min}) ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกเกอร์ไว้



รูปที่ 2.18 แสดงเวลาน้อยที่สุด ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกเกอร์

ในกรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟ กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์สู่อินดักทีฟโหลดจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น ฉะนั้นระยะเวลาของสัญญาณทริกเกอร์จะต้องนานจนกระทั่งกระแสไหลมากกว่ากระแสค้างเอสซีอาร์จึงนำกระแสต่อไปได้

2-4-3 วิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส

ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้หยุดนำกระแสโดยการหยุดจ่ายกระแสเข้าเบส แต่สำหรับเอสซีอาร์จะไม่หยุดนำกระแสโดยหยุดจ่ายกระแสเข้าเกตเอสซีอาร์ เอสซีอาร์จะหยุดนำกระแสเมื่อลดกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ลงต่ำกว่ากระแสยึด (Holding Current) เป็นเวลานานกว่า Turn - Off time (t_g) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของเอสซีอาร์

วิธีการทำให้กระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ลงต่ำกว่ากระแสยึด (Holding Current) สามารถทำได้โดยการลดแรงคร่อมเอสซีอาร์ ลงสู่ศูนย์ หรือจ่ายแรงดันรีเวิร์คไบอัสให้เอสซีอาร์ วิธีการพื้นฐานของการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสสามารถจัดแบ่งได้ 3 วิธีการคือ

1. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยแหล่งจ่ายไฟเป็นกระแสสลับ ซึ่งเรียกกันว่า Line Commutation หรือ Natural Commutation คือแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันไฟฟ้าจะตกลงศูนย์ และมีแรงดันไฟฟ้ากลับทิศทาง ซึ่งจะเป็นการจ่ายรีเวิร์คไบอัสแก่เอสซีอาร์ในทุก ๆ ไชเคิล และกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์จะตกลงสู่ศูนย์ ซึ่งถ้าเป็นเวลานานกว่า Turn - off - time (t_g หรือ t_{off}) ก่อนที่จะจ่ายแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์คอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเป็นวิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Converters) และการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยการควบคุมเฟส
2. การทำเอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยการจัดโหลดให้เหมาะสม (Load Commutation) ใช้ในวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยวิธีการชอปเปอร์ (Choppers) และวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (Inverters) คือ เมื่อเอสซีอาร์นำกระแสจะเป็นการสวิตช์ไฟเข้าโหลด ซึ่งประกอบด้วยความต้านทาน , อินดักเตอร์ , คาปาซิเตอร์ มีค่าเหมาะสม โดยอยู่ในสถานะ Under - Damped กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยึด (Holding Current) เป็นเวลานานกว่า Turn - off - time จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสได้
3. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยการบังคับ (Forced Commutation) เป็นการทำให้กระแสไหลลดลงสู่ศูนย์ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้กระแสเนื่องจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์ หรือจ่ายรีเวิร์คไบอัสซึ่งประจุในคาปาซิเตอร์ให้แก่เอสซีอาร์

2-4-4 Turn-off time ของเอสซีอาร์

Turn off time (T_G หรือ T_{OFF}) ของเอสซีอาร์ เป็นระยะเวลาตั้งแต่การทำให้กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ไหลย้อนกลับ แล้วกลับสู่ศูนย์ (ช่วงเวลาเอสซีอาร์กลับคืนสถานะใหม่ที่เรียกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Reverse time – t_{RR}) จนถึงเวลาที่สามารถจ่ายแรงดันฟอร์เวิร์ดไบอัสอีกครั้งโดยไม่ทำให้เอสซีอาร์นำกระแสได้

dv/dt = อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คร่อมแอดและคาโอด สูงสุดที่จะไม่ทำให้เอสซีอาร์นำกระแส โดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์ซึ่งประกอบด้วยสาร PNPN มีคุณสมบัติของคาปาซิเตอร์ระหว่างแอดและคาโอด กระแสที่ไหลผ่าน เอสซีอาร์เท่ากับ Cdv/dt ดังนั้นเมื่อแรงดันระหว่างแอดและคาโอดเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราที่สูงจะทำให้มีกระแสไหลผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสยึดเอสซีอาร์จะนำกระแสได้ ดังนั้นเมื่อเกิด Transient ทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมแอดและคาโอดสูง จะทำให้เอสซีอาร์นำกระแสได้โดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์

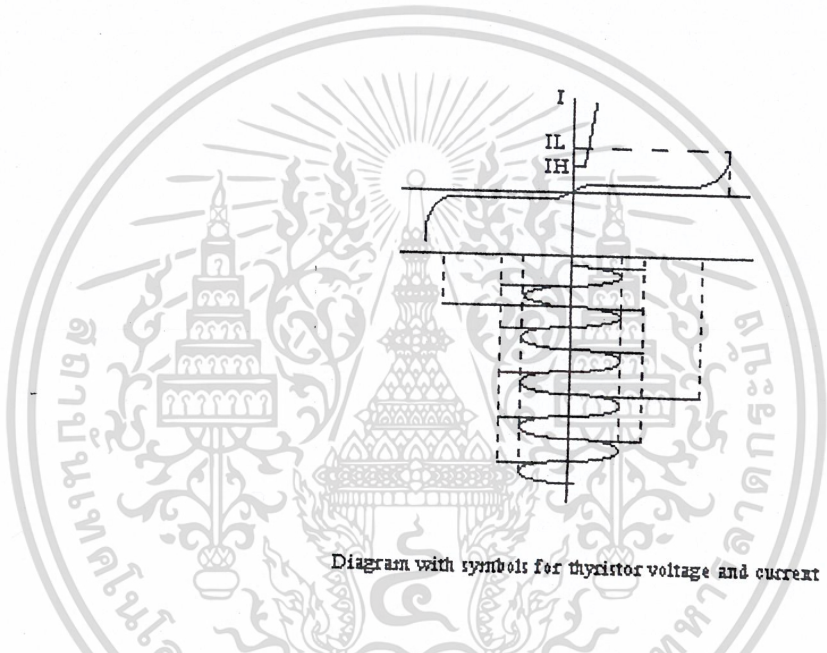


Diagram with symbols for thyristor voltage and current

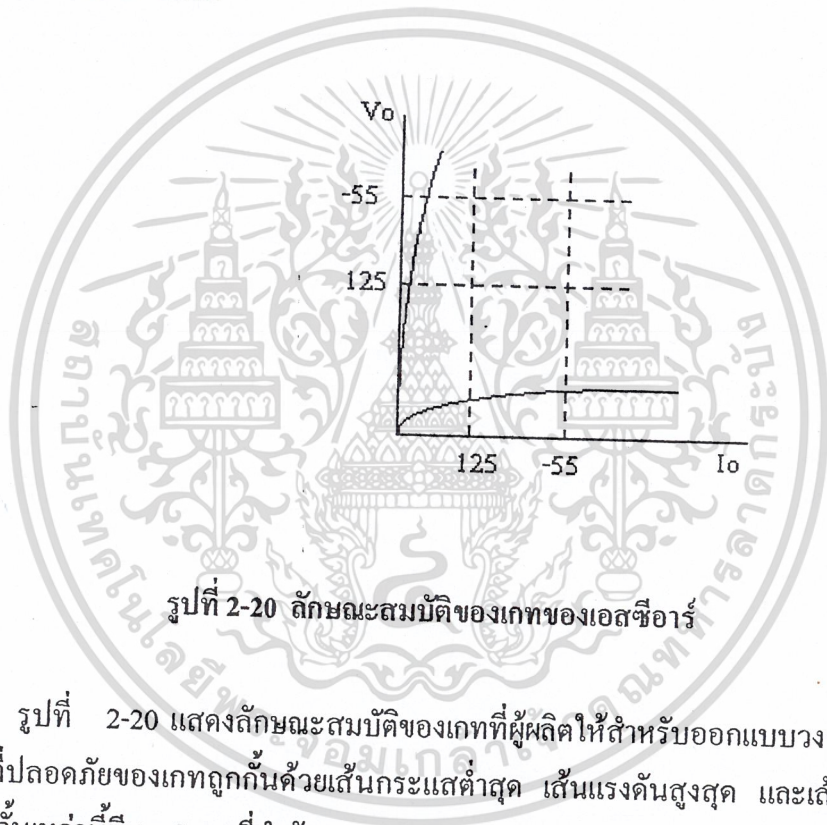
รูปที่ 2-19 ชีตจำกัดของแรงดันไฟฟ้าของเอสซีอาร์

di/dt = อัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสผ่านเอสซีอาร์ที่เกิดขึ้นช้า ๆ กันหลังจากทำการทริกเกอร์ให้เอสซีอาร์นำกระแสซึ่งเป็นขีดจำกัดของเอสซีอาร์อันหนึ่งกล่าวคือ เอสซีอาร์สามารถนำกระแสได้สูงสุดตามกำหนดใน คู่มือ เมื่อกระแสไหลผ่านพื้นที่ทั้งหมดของสารกึ่งตัวนำ PNPN ที่ประกบกันอยู่แต่เอสซีอาร์ถูกทริกให้เริ่มนำกระแสสารกึ่งตัวนำที่อยู่ใกล้ ๆ เกทของ เอสซีอาร์นำกระแส ซึ่งมีพื้นที่เล็ก ๆ ก่อนแล้วค่อย ๆ กระจายไปพื้นที่ทั้งหมดของสารกึ่งตัวนำ เพราะฉะนั้นถ้าอัตราการเพิ่มของกระแสต่อเวลา (di/dt) สูงกว่าที่กำหนดอาจจะเป็นสาเหตุที่เกิดความร้อนเฉพาะจุด (Hot Spots) ที่รอยต่อ (Junction) และทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้ ในการลดอัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสต่อเวลาจะทำได้โดยการต่อ Inductance อนุกรมกับ เอสซีอาร์

I_L = กระแสค้าง (Latching Current) เป็นค่าของกระแสต่ำสุดที่ต้องรักษาเพื่อให้เอสซีอาร์นำกระแสหลังจากพัลส์ที่ทริกเอสซีอาร์ถูกนำออกไปจากเกทของเอสซีอาร์

I_H = กระแสยึด (Holding current) เป็นค่ากระแสมากที่สุดที่จะต้องลดลงให้ต่ำกว่าเพื่อให้เอสซีอาร์เปลี่ยนจากสภาวะนำกระแส กระแสยึดเกิดขึ้นเมื่อกระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ในสภาวะนำกระแสลดลงจนกระทั่งเอสซีอาร์หยุดนำกระแส แต่กระแสค้างเกิดขึ้นเมื่อเอสซีอาร์อยู่ในสภาวะไม่มีกระแสไปสู่สภาวะเริ่มต้นนำกระแส

2-4-5 ลักษณะสมบัติของเกท



รูปที่ 2-20 ลักษณะสมบัติของเกทของเอสซีอาร์

รูปที่ 2-20 แสดงลักษณะสมบัติของเกทที่ผู้ผลิตให้สำหรับออกแบบวงจรจุดชนวนเกท จุดทำงานที่ปลอดภัยของเกทถูกกั้นด้วยเส้นกระแสต่ำสุด เส้นแรงดันสูงสุด และเส้นกำลังสูงสุด ภายในเส้นกั้นเหล่านี้มีเขต 3 เขตที่สำคัญ

เขตแรกอยู่ใกล้จุดเริ่มต้น (เป็นตาข่าย) และกำหนดในค่าแรงดันเกทสูงสุดที่จะไม่จุดชนวนเอสซีอาร์ ค่านี้หาได้จากอุณหภูมิสูงสุดที่หัวต่อ (โดยทั่วไป 125°C) เกททำงานอยู่ในเกทนี้เมื่อมีแรงดันตกคร่อมเอสซีอาร์ แต่ไม่ต้องการให้มีการจุดชนวนหรือหยุดอีกอย่างหนึ่งก็คือ เขตนี้กำหนดค่าสัญญาณที่ไม่ต้องการสูงสุด ที่จะมีในวงจรจุดชนวนได้

เขตที่ 2 กำหนดโดยค่าแรงดันและกระแสเกทต่ำสุดที่ต้องการใช้ในการจุดชนวนเอสซีอาร์ทุกตัวที่อุณหภูมิของหัวต่อต่ำสุด เขตนี้เป็นเขตไม่ควรใช้ เพราะเราไม่แน่ใจว่าสัญญาณในเขตนี้จะสามารถใช้จุดชนวนสิ่งประดิษฐ์ทุกตัวหรือไม่จุดชนวนสิ่งประดิษฐ์ตัวใดเลย ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

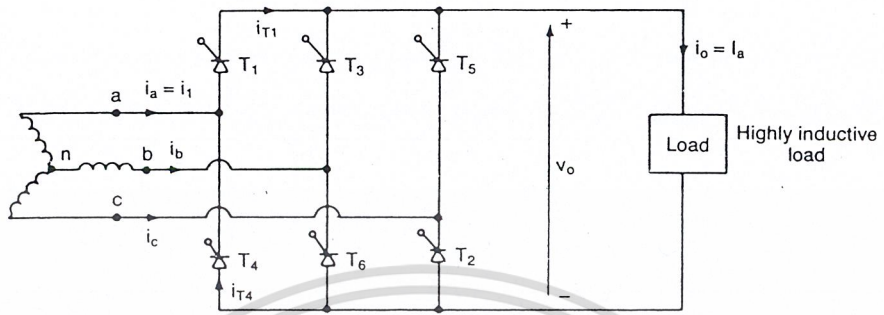
เขตที่ 3 ซึ่งเป็นเขตที่ใหญ่ที่สุด แสดงเขตที่สัญญาณเกทสามารถจุดชนวนอย่างเชื่อถือได้ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณที่อยู่ในบริเวณซ้ายล่างก็เพียงพอแล้ว แต่ในกรณีที่ต้องการให้การเริ่มนำกระแสเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว อาจจะต้องใช้สัญญาณจุดชนวนขนาดใหญ่ (“Hard “ Firing Signal) ในเขตขวาบนเกทก็ต้องการแรงดันระหว่าง 2 ถึง 10 โวลท์ ที่จะให้นำกระแสระหว่าง 100 ไมโครแอมแปร์ ถึง 1.5 แอมแปร์

2-5 Three Phase Full Converter

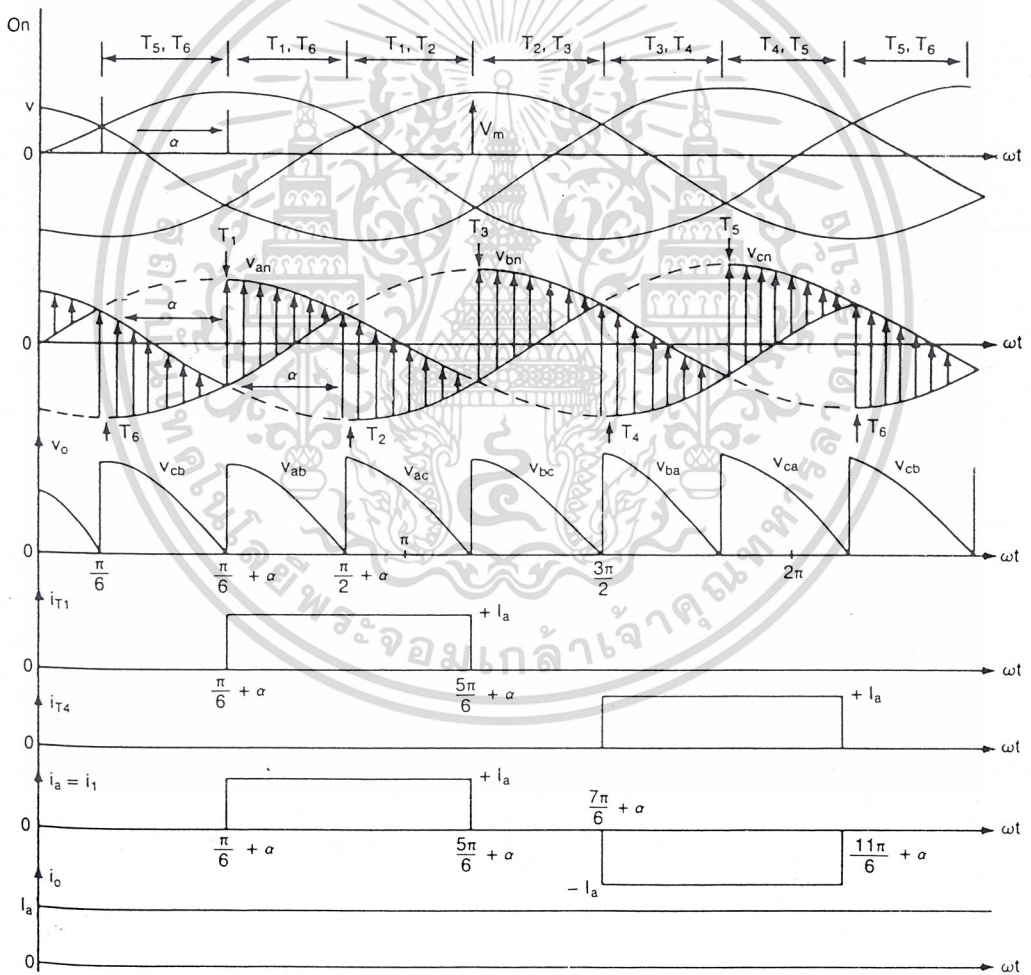
วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ควบคุมเต็มบริดจ์ (Three Phase Full Converter) ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแส โดยการแปลงไฟกระแสสลับ จากแหล่งจ่ายไฟสามเฟส มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 2.21 วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ควบคุมเต็มบริดจ์ (Three Phase Full Converter) จะประกอบด้วย ไทริสเตอร์ (Thyrister) จำนวน 6 ตัว โดยไทริสเตอร์ (Thyrister) จะทำงานครั้งละสองตัว ตามลำดับการป้อนสัญญาณการจุดชนวนเกทไทริสเตอร์ (Thyrister) แต่ละตัว จะทำงานกว้างตัวละ 120 องศาในหนึ่งไซเคิล ซึ่งมีการทำงานตามลำดับดังนี้

ไทริสเตอร์ที่ 6	ไทริสเตอร์ที่ 1	ทำงานที่มุม $\alpha = 0$ องศา
ไทริสเตอร์ที่ 1	ไทริสเตอร์ที่ 2	ทำงานที่มุม $\alpha = 60$ องศา
ไทริสเตอร์ที่ 2	ไทริสเตอร์ที่ 3	ทำงานที่มุม $\alpha = 120$ องศา
ไทริสเตอร์ที่ 3	ไทริสเตอร์ที่ 4	ทำงานที่มุม $\alpha = 180$ องศา
ไทริสเตอร์ที่ 4	ไทริสเตอร์ที่ 5	ทำงานที่มุม $\alpha = 240$ องศา
ไทริสเตอร์ที่ 5	ไทริสเตอร์ที่ 6	ทำงานที่มุม $\alpha = 300$ องศา

ซึ่งความถี่ของเอาต์พุท ริปเปิลโวลท์แดง (Ripple Voltage) มีค่าเป็น 6 เท่าของความถี่อินพุท



(a) Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3-21 แสดงวงจรและ Wave Forms ของ Three Phase Full Converter
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าแรงดัน line to neutral เป็น

$$V_{an} = V_m \sin \omega t \quad \text{----- (2.12)}$$

$$V_{bn} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{----- (2.13)}$$

$$V_{cn} = V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{----- (2.14)}$$

ดังนั้นแรงดัน line to line จึงเป็น

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3} V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{----- (2.15)}$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = \sqrt{3} V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{----- (2.16)}$$

ค่าสูงสุดของค่าเฉลี่ยแรงดันเอาท์พุท โวลต์เตจที่เกิดขึ้นที่มุมจุดชนวน $\alpha = 0$ องศาเป็นไปตามสมการที่ 2.17

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \quad \text{----- (2.17)}$$

และแรงดันเฉลี่ยเอาท์พุท โวลต์เตจที่เกิดขึ้นที่มุมจุดชนวนต่างๆเป็นไปตามสมการที่ 2.18

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha \quad \text{----- (2.18)}$$

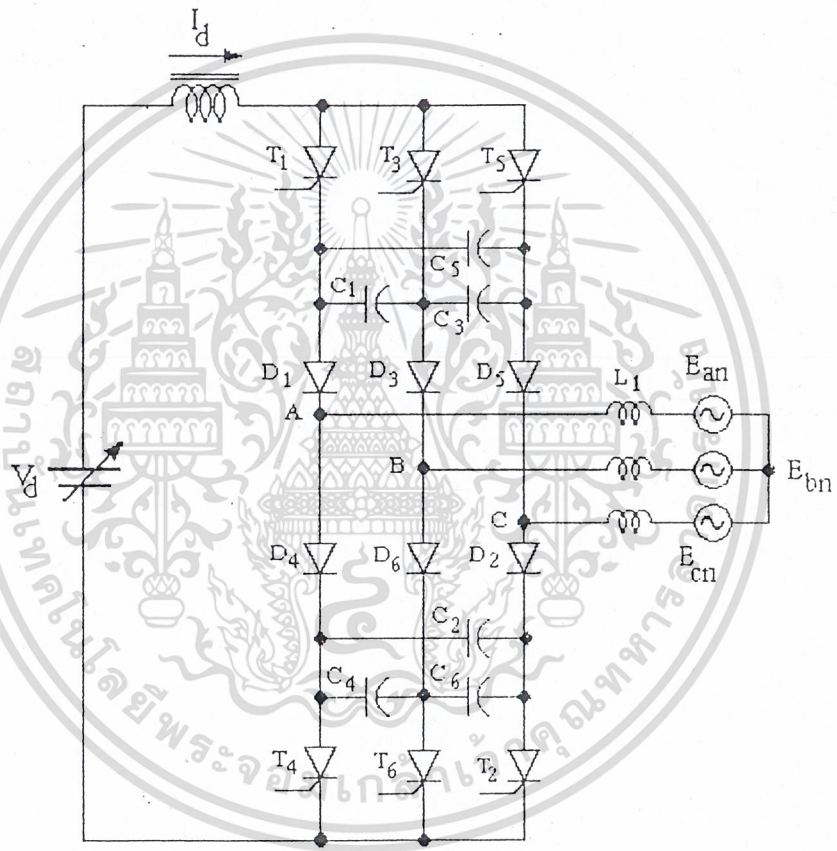
กรณีกระแสทางด้านไฟตรงมีกระแสเรียบเป็นเส้นตรง (ต่อโหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำ) ซึ่งทำให้กระแสทางด้านอินพุทมีลักษณะเป็น Quasi-Square Wave ซึ่งมีค่าดังสมการที่ 2.19

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a = 0.7797 I_a \quad \text{----- (2.19)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

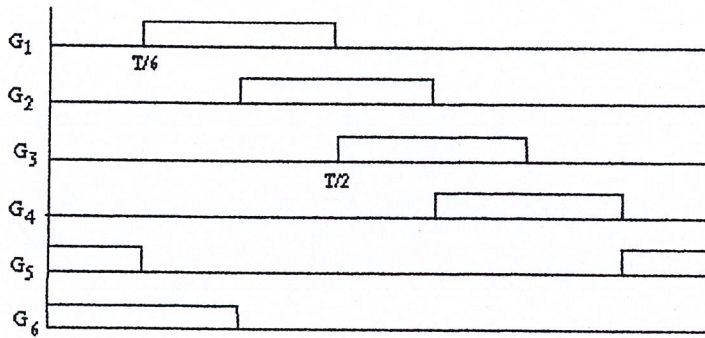
โดยทั่วไป Three Phase Induction Motor สามารถเขียนแทนได้ด้วย แรงดัน Sinusoidal ของ Counter Emf ต่ออนุกรมกับตัว Inductor จากรูปด้านล่างแสดงวงจรกำลังของ Inverter เฟส A ของ Induction Motor ถูกแทนด้วย Leakage Inductance L_1 และ AC Back EMF ;an



รูปที่ 2-22 แสดงวงจรกำลังของ Current Source Inverter ที่ประกอบด้วยวงจร Force Commutated และมีโหลดเป็น Induction Motor ต่ออยู่

ขนาดของ an จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์ และองค์ประกอบพื้นฐานของ line current ; ia ไทริสเตอร์ T1 - T6 จะถูกสั่งให้ทำงานตามลำดับโดยสัญญาณ G1 - G6 ดังแสดงในรูปที่ 2-23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-23 แสดงสัญญาณทริกของไทรสเตอร์แต่ละตัว

จากรูปจะพบว่า มีไทรสเตอร์เพียงสองตัวเท่านั้นที่ทำงานพร้อมกัน ไทรสเตอร์แต่ละตัวจะนำกระแส 120 องศา แล้วก็จะถูกทำให้หยุดนำกระแส (Commutated) ไทรสเตอร์จะถูกแบ่งเป็นสองกลุ่ม คือ กลุ่มบนจะประกอบด้วยไทรสเตอร์ T1, T3, T5 และ ไทรสเตอร์กลุ่มล่างซึ่งประกอบด้วยไทรสเตอร์ T2, T4, T6 ไทรสเตอร์แต่ละตัวจะถูกทำให้หยุดนำกระแสโดยอาศัยกระแสที่สะสมไว้ที่ตัวเก็บประจุ ตอนที่ไทรสเตอร์ตัวต่อไปในกลุ่มเดียวกันถูกตั้งให้ทำงาน (Gated) ดังนั้น ในแต่ละ Cycle ของกระแสเอาต์พุต จะมีการ Commutated ทั้งหมด 6 ครั้งด้วยกัน และการ Commutated จะสลับกันระหว่างกลุ่มบนและกลุ่มล่าง

การทำงานของ Current Source Inverter กับโหลดที่เป็น Induction Motor สามารถแบ่งเป็นโหมดการทำงานต่างๆ ได้ โดยจะขึ้นอยู่กับสถานะของไทรสเตอร์และไดโอด ลำดับของโหมดการทำงานจะขึ้นอยู่กับความถี่ของ Inverter และค่า Parameter ของมอเตอร์ ที่ความถี่ต่างๆ ช่วงของการ Commutated จะน้อยกว่า $1/6$ ของคาบเวลาของอินเวอร์เตอร์ (T) ซึ่งขบวนการ Commutated จะเป็นไปอย่างอิสระต่อกัน ช่วงนี้เรียกว่า "No Overlap" เมื่อความถี่ของอินเวอร์เตอร์ถูกปรับให้มีค่ามากขึ้น ขบวนการ Commutated จะเกิดขึ้นพร้อมกันในกลุ่มบนและกลุ่มล่างของไทรสเตอร์ แต่ในช่วงนี้ ช่วงของการ Commutated (TCP) ยังมีค่าน้อยกว่า $T/3$ อยู่ ซึ่งเรียกช่วงนี้ว่า "Partial Overlap" ในขณะที่ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ถูกเพิ่มขึ้นอีก จนทำให้การ Commutated มีความต่อเนื่องกันในกลุ่มบนและกลุ่มล่าง และ T_c ค่าเท่ากับ $T/3$ ช่วงนี้จะเรียกว่า "Full Overlap" ในการใช้งานอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มักจะมีจำกัดให้ทำงานอยู่ในช่วง No Overlap

2-6-1 การทำงานของ Current Source Inverter ในแต่ละช่วง

การทำงานของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละคาบการทำงาน จะถูกแบ่งเป็น 6 ช่วง ช่วงละ $T/6$ วินาที การนำกระแสของไทรสเตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานได้ถูกแสดงไว้ดังตารางที่ 2

ตัวอย่างการ Commutated ดังรูปด้านล่าง เมื่อ t เท่ากับ $T/2$ ไทริสเตอร์ T_3 จะถูกสั่งให้ทำงานแล้ว ไทริสเตอร์ T_1 จะหยุดนำกระแส ในแต่ละ $T/6$ นาที ก็จะถูกแบ่งย่อยลงไปได้ 3 โหมด ซึ่งจะมีไดโอด 2 หรือ 3 ตัวนำกระแสดังตารางที่ 2

ช่วงการทำงาน	โหมดการทำงาน	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
1	1					X	X				X	X	
	2					X	X				X	X	X
	3					X	X				X	X	X
2	1	X					X					X	X
	2	X					X	X				X	X
	3	X					X	X				X	X
3	1	X	X					X					X
	2	X	X					X	X				X
	3	X	X					X	X				
4	1		X	X					X				
	2		X	X					X	X			
	3		X	X					X	X			
5	1			X	X					X			
	2			X	X					X	X		
	3			X	X					X	X		
6	1				X	X					X		
	2				X	X					X	X	
	3				X	X					X	X	

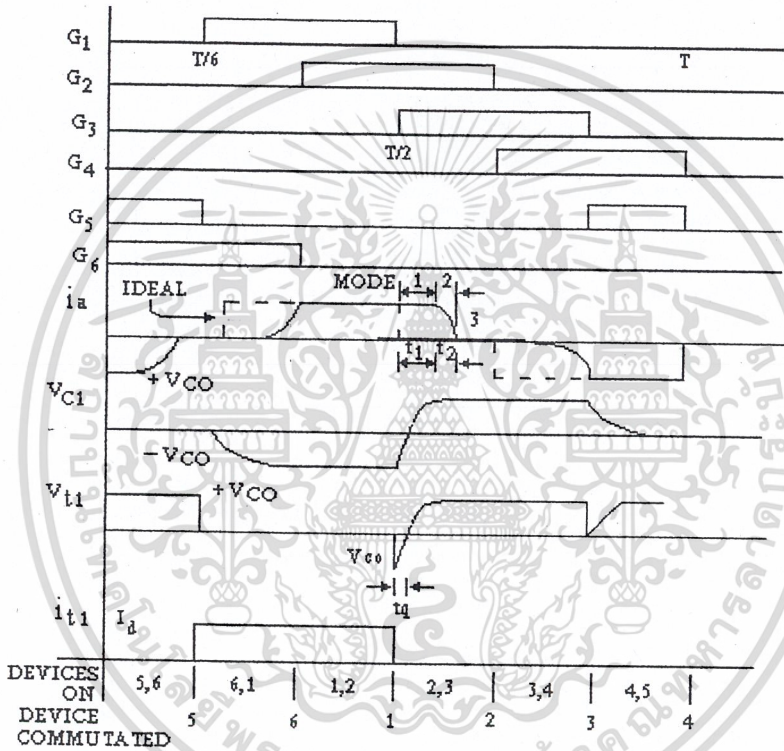
ตารางที่ 2 แสดงช่วงการทำงานต่างๆและสถานะของอุปกรณ์แต่ละตัวซึ่ง x แทนการนำกระแสของอุปกรณ์

ที่ความถี่ต่ำๆ ช่วงเวลาของโหมดที่ 1 และ 2 จะมีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับ $T/6$ และเมื่อความถี่ถูกเพิ่มขึ้นช่วงเวลาของโหมดที่ 1 และ 2 จะยังคงค่าแทบจะ ไม่มีการเปลี่ยนแปลงเลย ในขณะที่ช่วงเวลาของโหมดที่ 3 จะมีค่าน้อยลง

ไม่วารณใดๆ หงสน อักทงหามมเหตคแบล่งเนือหึและตองอั่งอึงถึงเจ้าของเอกสารทุกคั้งที่ม่การนำไปใช้

ในช่วง No Overlap การพิจารณาในช่วงที่ 4 เกิดเมื่อ ไทริสเตอร์ T3 ได้รับสัญญาณ
 ทริกให้ทำงาน ที่เวลา t เท่ากับ $T/2$ การทำงานสมมติให้อย่างในสภาวะคงตัว ก่อนที่มีการไทรส
 เตอร์ T3 กระแสอินพุท I_d กำลังไหลผ่าน T1 - D1 - phase A - phase B - capacitor - D2 และ T2
 ในสภาวะคงตัวแรงดันเริ่มต้น ในตัวเก็บประจุชดบนเป็นดังนี้

$$V_{c1} = -V_{CO} , V_{c3} = 0 , V_{c5} = +V_{CO}$$

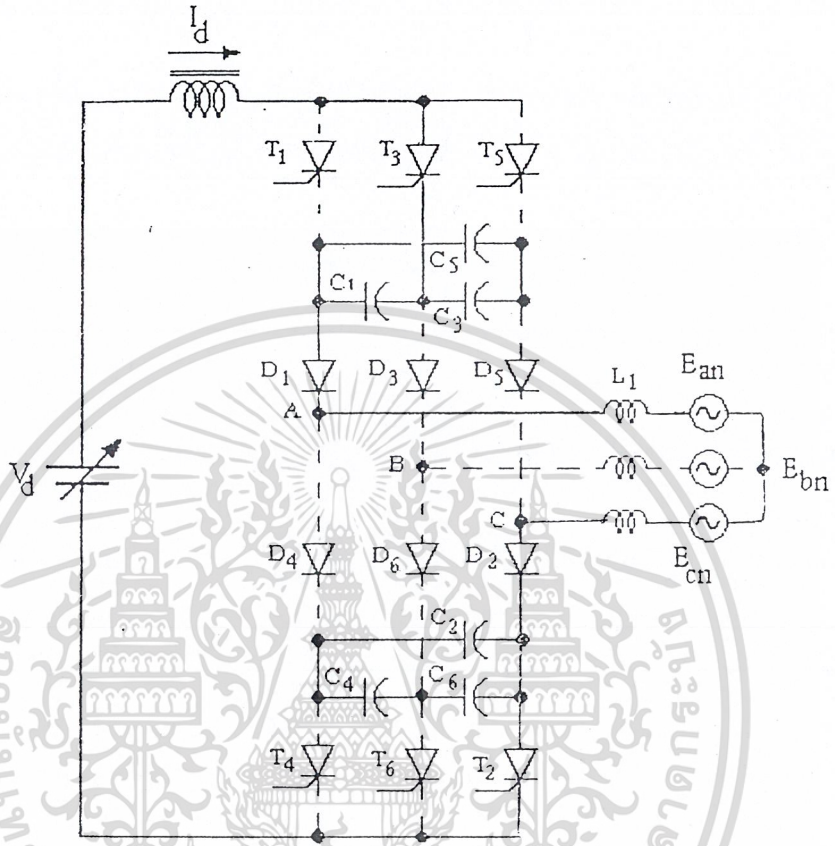


รูปที่ 2-24 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันใน วงจร 3 เฟส

การเริ่ม คาบของการ Commutated เมื่อ มีการทริกไทรสเตอร์ T3 และจะถูกแบ่งออก
 เป็น 3 โหมดการทำงานด้วยกันดังนี้

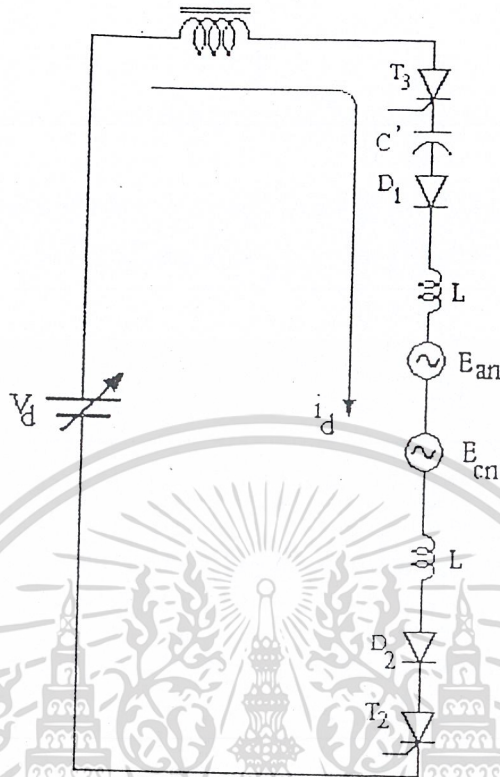
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 1 วงจรสมมูลในช่วงนี้แสดงดังรูปด้านล่าง



รูปที่ 2-25 แสดงผังวงจรในโหมดการทำงานที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-26 แสดงวงจรสมมูลของการทำงานในโหมดที่ 1

ไทรสเตอร์ T1 จะถูกทำให้หยุดนำกระแสอย่างทันทีทันใด โดยอาศัยกระแสที่สะสมไว้ในตัวเก็บประจุ C1 และ C5 กระแสอินพุท i_d จะไหลผ่านไทรสเตอร์ T3 ตัวเก็บประจุรวม ; $C' = 3/2 C$ ไดโอด D1 เฟส A เฟส C ไดโอด D2 และไทรสเตอร์ T2 เนื่องจากกระแสที่สะสมในตัวเก็บประจุ C1 ทำไดโอด D1 กระแส และไดโอด D3 การไบอัสกลับ แล้ว C1 จะค่อยๆ คายประจุและช่วงการทำงานของโหมดนี้จะสิ้นสุดเมื่อแรงดันตกคร่อม ไดโอด D3 ลดลงจนเป็นศูนย์

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ Back Emf e_{an}, e_{bn}, e_{cn} จะสมมุติให้มีค่าคงที่ ในช่วงที่มีการ Commutated ค่าคงที่นี้จะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับค่าเริ่มต้น ที่ $t = T/2$ แรงดันตกคร่อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไดโอด D3 จะมีค่าเท่ากับ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{d3} = -V_{co} + 1/C \cdot 2/3 \cdot I_d \cdot (t - T/2) + (E_{an} - E_{bn}) \quad \text{----- (2.20)}$$

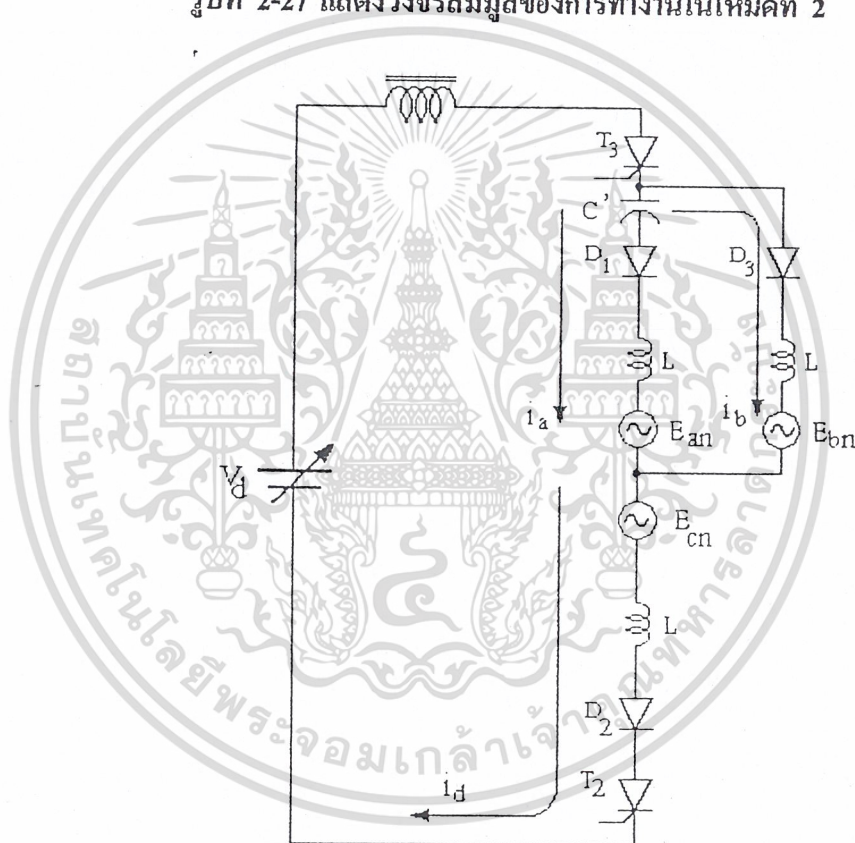
เวลาในช่วง t_1 ของโหมดการทำงานที่ 1 หาได้จากการแทนค่า V_{d3} เป็น 0 จะได้

$$t_1 = 1.5C \cdot (E_{bn} - E_{an} + V_{co}) / I_d \quad \text{----- (2.21)}$$

กระแส AC LINE จะไม่มีการเปลี่ยนแปลง

โหมดการทำงานที่ 2

ไดโอด D1 และ D3 จะนำกระแสในช่วงนี้ วงจรสมมูลรูปที่ 2-27 แสดงดังรูป
รูปที่ 2-27 แสดงวงจรสมมูลของการทำงานในโหมดที่ 2



กระแสจะไหลผ่าน ไดโอด D1 , phase A , phase B , ไดโอด D3 และ ตัวเก็บประจุสมมูลย์ C' กระแส i_a จะลดลงจากค่า I_d ขณะที่กระแส i_b เพิ่มขึ้นจากศูนย์ แสดงสมการอนุพันธ์ที่แสดงการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส i_a ในโหมดการทำงานนี้จะได้ว่า

$$\frac{d^2 i_a}{dt^2} + \frac{i_a}{3L_1 C} = 0 \quad \text{----- (2.22)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t' = t - (T/2 + t_1)$$

เงื่อนไขค่าเริ่มต้น

$$i_a = I_b$$

$$i_b = 0$$

$$t' = 0$$

ทำการแก้สมการเชิงอนุพันธ์จะได้

$$i_a = I_d \cos t' \text{ และจะได้ว่า } i_b = I_d - i_a = I_d (1 - \cos t')$$

เมื่อ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3L_1C}}$ ซึ่งเป็นความถี่ของการออสซิลเลตของโหมดการทำงานนี้

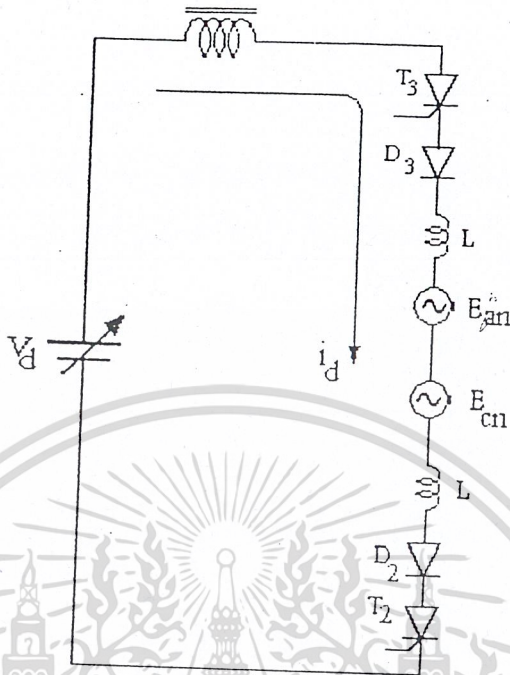
โหมดการทำงานนี้จะสิ้นสุดเมื่อกระแส i_a มีค่าเป็นศูนย์ ช่วงของการทำงานในโหมดที่สองนี้อยู่ในช่วง t_2 ซึ่งจะได้ว่า

$$t_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \omega_0$$

โหมดการทำงานที่ 3

ขบวนการ Commutated จะเสร็จสมบูรณ์ หลังจากโหมดการทำงานที่สองเสร็จสิ้นลง ซึ่งกระแสจะไหลผ่าน ไทริสเตอร์ T_3 , ไดโอด D_3 , เฟส B , เฟส C , ไดโอด D_2 แล

ไทริสเตอร์ T_2 ดังแสดงในรูปด้านล่าง



รูปที่ 2-28 แสดงวงจรสมมูลของการทำงานในโหมดที่ 3

การทำงานในสถานะคงตัว

รูปที่ 2 แสดงกระแส i_a แรงดันตกคร่อม C_1 ; v_{C1} แรงดันตกคร่อมไทรสเตอร์ T_1 ; v_{T1} และกระแส i_{T1} ช่วงสถานะคงที่เราสามารถหาค่าแรงดันตกคร่อม C_1 ได้ดังนี้

$$v_{C1} = -V_{co} \quad \text{เมื่อ } t = \frac{T}{2} \quad \text{----- (2.23)}$$

$$= E_{bn} - E_{an} \quad \text{เมื่อ } t = \frac{T}{2} + t_1 \quad \text{----- (2.24)}$$

$$= +V_{co} \quad \text{เมื่อ } t = \frac{T}{2} + t_1 + t_2 \quad \text{----- (2.25)}$$

ดังนั้นแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีค่า

$$v_{co} = (E_{bn} - E_{an}) + \frac{2I}{3C_1\omega_o} \quad \text{----- (2.25)}$$

เทอมสุดท้ายจะเป็น กระแสคงที่ ; $\frac{2}{3}i_a$ ซึ่งไหลผ่าน C_1 ในโหมดการทำงานที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สอง แรงดันสูงสุดจะเป็นค่าแรงดัน peak reverse voltage ของไทรสเตอร์ด้วย ซึ่งค่าแรงดันที่ว่ามี
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่สงวนไว้

จะขึ้นอยู่กับค่า แรงดัน back Emf ; $(E_{bn} - E_{an})$ ซึ่งค่าแรงดัน back Emf นี้ก็จะขึ้นอยู่กับค่า พารามิเตอร์ของมอเตอร์ , ค่าความถี่สลิป , ค่าความถี่ของอินเวอร์เตอร์ และองค์ประกอบพื้นฐานของกระแส line รูปคลื่นของ v_{t1} ที่แสดงในรูปที่ 2 แสดงให้เห็น turn off time ของ ไทริสเตอร์ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$t_q = \frac{1.5CV_{co}}{I} \quad \text{-----} \quad (2.26)$$

Turn Off Time ในสภาวะปกติจะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อมอเตอร์หยุดนิ่ง ซึ่งจะได้ว่า $E_{bn} = E_{an} = 0$ และจะได้ว่า

$$t_{q,min} = \sqrt{3.C.L_1} \quad \text{-----} \quad (2.27)$$

ย่านการทำงาน

ผลรวมของ t_c สำหรับแต่ละการ Commutated ในอินเวอร์เตอร์ เป็นการรวมกันระหว่างช่วงเวลา t_1 และ t_2 เมื่อมีการทริกไทริสเตอร์เกิดขึ้น จะทำให้ไทริสเตอร์ที่ทำงานอยู่ก่อนหน้านี้ที่อยู่ในกลุ่มเดียวกันหยุดการทำงานทันที แต่การ Commutated จะยังไม่สมบูรณ์จนกว่าการส่งผ่านกระแสระหว่างเฟสจะเสร็จเรียบร้อยเสียก่อน ดังนั้นจะได้ว่าเวลาของการ commutate ; t_c ในสภาวะคงตัวจะมีค่าเป็น

$$t_c = \frac{3C}{I} (E_{bn} - E_{an}) + \frac{1}{\omega_o} + \frac{\pi}{2.0\omega_o} \quad \text{-----} \quad (2.27)$$

เมื่อ

$$\omega_o = (3CL_1)^{-1/2}$$

การ Commutate จะเกิดขึ้นอย่างอิสระในช่วงที่ $t_c < \frac{T}{6}$ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของโหลด ข้อจำกัดของช่วงการทำงาน No overlap คือ

$$f_{nl} = \frac{1}{T} = \frac{1}{6.t_c} \quad \text{-----} \quad (2.28)$$

ช่วงการทำงานแบบ Partial และ Full overlap

การทำงานที่ความถี่สูงกว่า f_{nl} จะมีความซับซ้อน เนื่องจากในเวลาเดียวกันจะมีไดโอดมากกว่าสองตัวนำกระแสพร้อมกัน สำหรับความถี่ระหว่าง f_{nl} ถึง $2 f_{nl}$ การ commutate ในชุดบน (T_1, T_3, T_5) และล่าง (T_2, T_4, T_6) ถ้าไดโอดเพียงสองตัวนำกระแสในช่วงเวลานี้ก็ยังสามารถทำงานได้อยู่ แต่จะไม่มีความปลอดภัยเท่ากับการทำงานในช่วงที่มีความถี่ต่ำกว่า f_{nl} และที่ความถี่สูงกว่า $2 f_{nl}$ การทำงานจะซับซ้อนมาก อาจทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดสองตัวที่อยู่ในขาเดียวกันจะทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงและการทำงานอาจจะใช้ไม่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

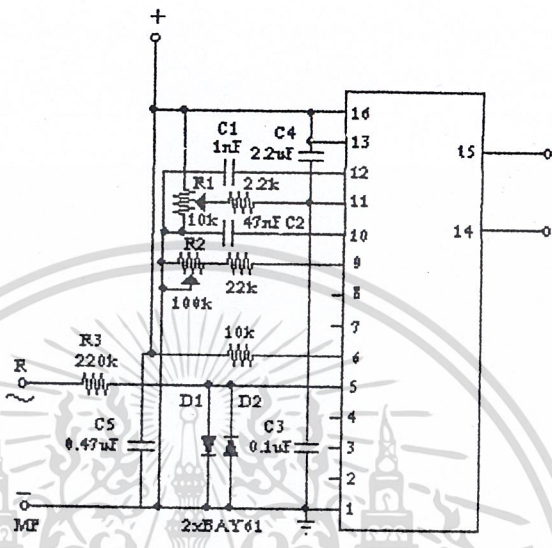
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านได้อัตโนมัติที่อยู่ในขาเดียวกันจะทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงและการทำงานอาจจะใช้ไม่ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3-1 วงจรสร้างสัญญาณทริกโดยใช้ IC TCA 785

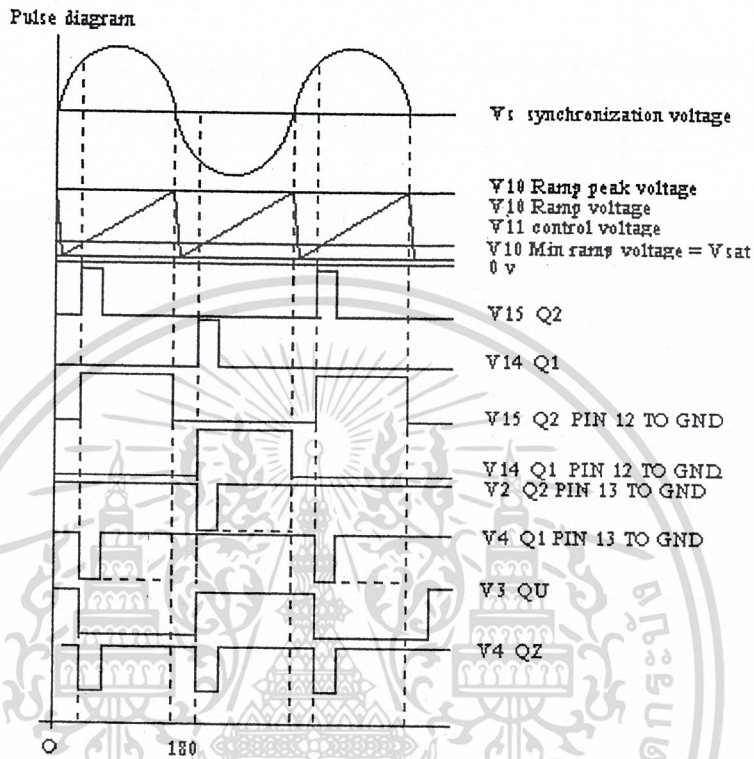


รูปที่ 3-1 แสดงการต่อวงจรทริก TCA 785

- ขา 16 เป็นขารับ ไฟเลี้ยง IC785 จากรูปใช้ไฟเลี้ยง IC 785 คือ 15 V
- ขา 11 เป็นขาจับ ไฟควบคุมจาก R1 เพื่อใช้ควบคุมมุมทริก
- ขา 10 เป็นขาที่มีสัญญาณออกมาเป็นสามเหลี่ยม
- ขา 9 เป็นขาจับไฟจาก R2 เพื่อปรับความชันของรูปสัญญาณสามเหลี่ยมที่ออก
ขา 10
- ขา 5 เป็นขาจับสัญญาณซิงโครไนซ์
- ขา 1 เป็นขาต่อลงกราวด์
- ขา 14,15 เป็นขาสัญญาณพัลส์ Output แต่ขา 14 กับ 15 จะอยู่ต่างช่วงลูกคลื่น
- R1 เป็นตัวควบคุมแรงดันที่จะจ่ายให้ขา 11 เพื่อใช้ควบคุมมุมในการทริก
- R2 เป็นตัวควบคุมแรงดันจ่ายให้ขา เพื่อปรับให้สัญญาณสามเหลี่ยมที่ขา 10 มี
ความชันตามต้องการ
- R3 เป็นตัวจำกัดกระแสสัญญาณที่เข้าที่ขา 5
- C1 เป็นตัวกำหนดขนาดความกว้างของพัลส์ ซึ่งถ้าต้องการเปลี่ยนขนาดความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D1,D2 เป็นตัวรักษาระดับแรงดันระหว่างขา 1 และขา 5 ให้ได้ประมาณ 0.6 V



รูปที่ 3-2 แสดงสัญญาณที่เกิดจาก IC TCA 785

3-1-1 การทำงานของวงจร

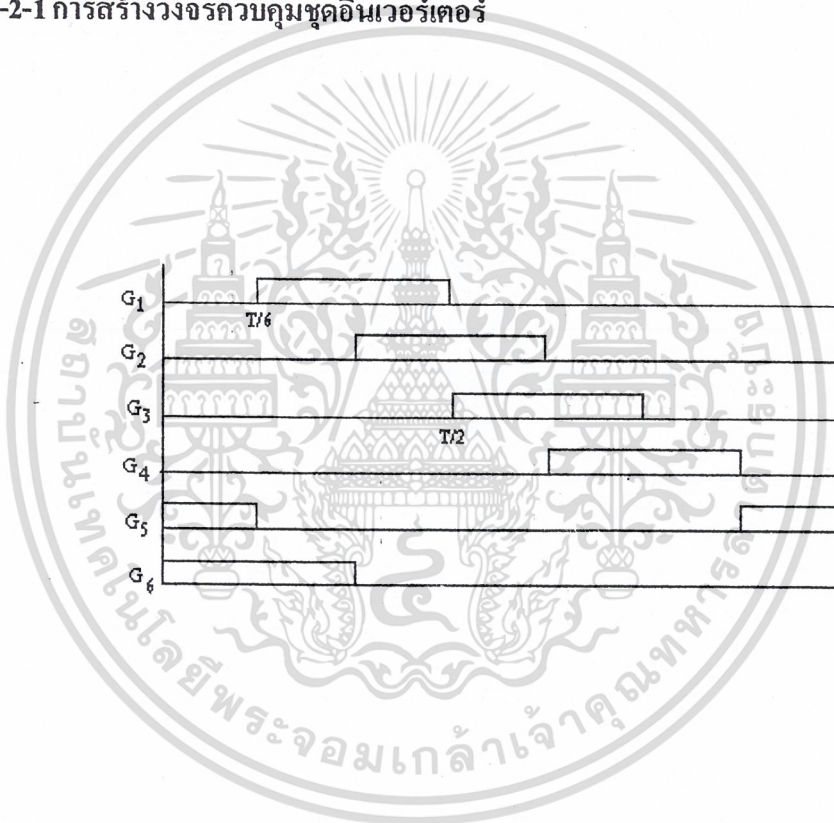
จากวงจรในรูปที่ 3-1 จะเห็นว่าสัญญาณ Sync จะถูกส่งเข้ามาทาง ขา 5 ของ IC 785 และสามารถควบคุม Output ของวงจร IC TCA 785 นี้โดยการปรับ R1 คือปรับแรงดันที่เข้า ขา 11 โดยแรงดันที่เข้าขา 11 จะไปตัดกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่ ขา 10 ซึ่งสัญญาณ Output ที่ออกมาจะเป็นพัลส์ขนาดความกว้างเท่าขนาดช่วยตัดสัญญาณสามเหลี่ยม (โดยที่ขา 12 ต่อลงกราวด์) ซึ่งเราสามารถสร้างสัญญาณทริกได้ตั้งแต่ 0-180 องศา โดยการปรับแรงดันที่ขา 11 ต่ำ ๆ พัลส์ที่ได้จะเริ่มขึ้นเข้าใกล้ 0 องศา หรือถ้าปรับแรงดันให้สูงโดยตัดปลายยอดของสัญญาณพัลส์ที่ได้จะเริ่มขึ้นเข้าใกล้ 180 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3-2 จะเห็นว่าสัญญาณ Control Voltage ตัดกับสัญญาณ Ramp Voltage พัลส์ Output ที่ได้จะมีความกว้างของพัลส์ลงได้โดยที่ได้ค่ามุมทริกไม่เปลี่ยนแปลงซึ่งทำได้โดยใส่ค่า C ที่ขา 12 ซึ่งเราสามารถลดขนาดความกว้างของพัลส์ลงได้โดยที่ได้ค่ามุมทริกไม่เปลี่ยนแปลงซึ่งทำได้โดยใส่ค่า C ที่ขา 12

3-2 การสร้างชุดอินเวอร์เตอร์

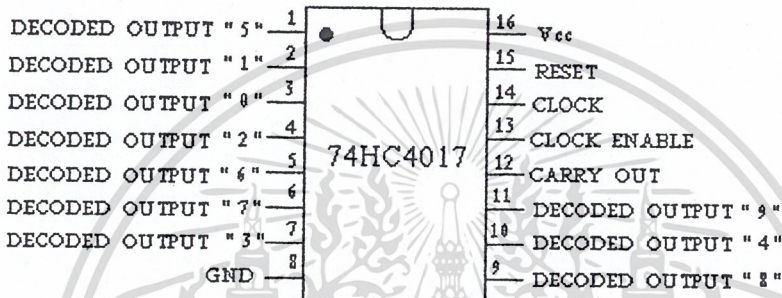
3-2-1 การสร้างวงจรควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3-3 รูปแบบแสดงช่วงเวลาการทำงานของทรินสเตอร์แต่ละตัว

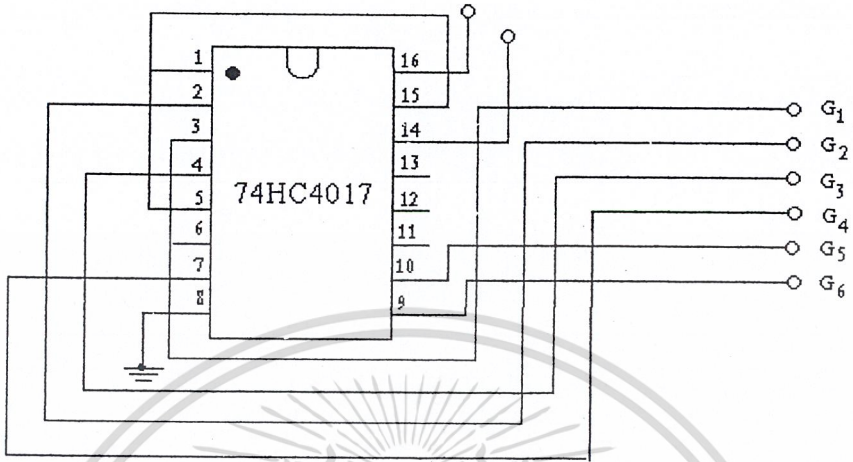
จากรูปที่ 3-3 แบบแสดงช่วงเวลาการทำงานของทรินสเตอร์แต่ละตัวข้างบน วงจรที่ใช้ทรินสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อเราไม่จำเป็นต้องจ่ายสัญญาณทริกตลอดทั้งช่วงการทำงาน จะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Holding ดังนั้นก็ทำการศึกษาและออกแบบสัญญาณตามเงื่อนไขการทำงานข้างต้น ซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้ ไอซีเบอร์ 74HC4017 เป็นไอซี Decade Counter / Divider with 10 Decoded Output ซึ่งสามารถใช้งานได้ถึงความถี่สูงถึง 30 MHz ใช้ไฟเลี้ยง 2 - 6 V สามารถแสดงตำแหน่งขาต่างๆ ได้ดังนี้

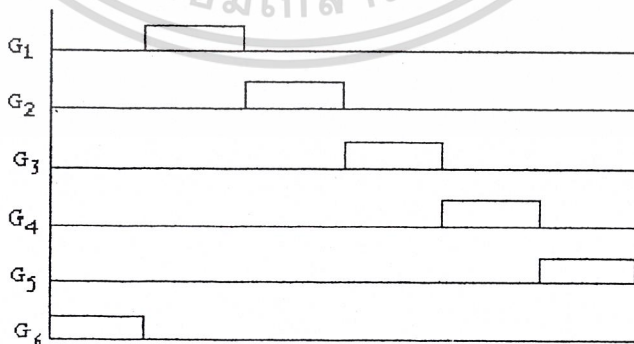


รูปที่ 3-4 รูปแสดงลักษณะและการวางขาของ IC เบอร์ 74HC4017

ทำการต่อวงจร IC 74HC4017 เพื่อให้ได้เอาต์พุตที่สอดคล้องกับสัญญาณควบคุมไตริสเตอร์
ทั้ง 6 ตัว ดังแสดงตามรูปที่ 3-5



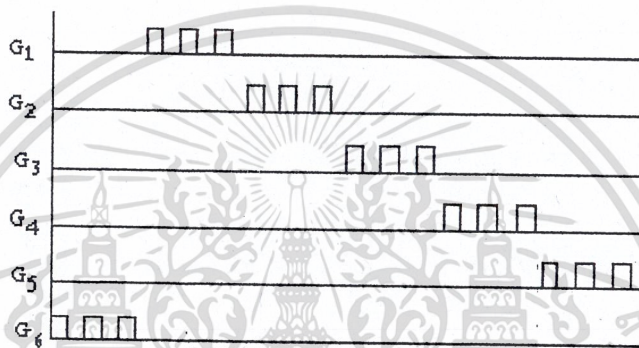
รูปที่ 3-5 รูปแสดงการต่อไอซี 74 HC4017
เพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมขา GATE ของไทรสเตอร์ทั้ง 6 ตัว



รูปที่ 3-6 รูปแสดงสัญญาณที่ออกจากไอซีเพื่อใช้ในการควบคุมไทรสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะไปทำให้อยู่ในรูปของ pulse trains เพื่อลดพลังงานสูญเสียที่ใช้ในการทริกไทรสเตอร์ โดยใช้สัญญาณนาฬิกาที่ได้จาก IC 555 มา AND กับสัญญาณที่ได้จาก IC 74HC4017 ซึ่งจะได้สัญญาณดังรูปข้างล่าง

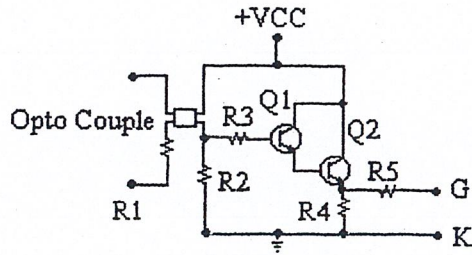


รูปที่ 3-7 รูปแสดงสัญญาณทริกที่เป็นลักษณะ pulse trains

จากรูปด้านบนแสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ควรจะเป็นในทางทฤษฎี แต่จากการสร้างชุดทริกของภาคอินเวอร์เตอร์ได้ทำการทดลองแล้วจะได้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตออกมา

วงจรขับเกท (Gate Drive Circuit)

การทำงานของวงจรขับเกททำโดยรับสัญญาณจากชุดคอนโทรลที่เป็นตัวผลิตสัญญาณสำหรับขับเกทโดยผ่าน Opto-Couplerซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณขับเกทแต่ละตัว และมี R1, R2 เป็นตัวจำกัดกระแสทางด้านอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับ และสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของ Opto-Coupler จะผ่าน R3เข้าสู่ตัวทรานซิสเตอร์ Q1, Q2 ซึ่งต่อกันแบบ ดาร์ลิงตัน (Darlington) โดยมี R4 เป็นตัวจำกัดกระแสของชุด ทรานซิสเตอร์ Q1, Q2 และ R5 เป็นตัวกำหนดปริมาณกระแสในการขับเกทซึ่งมีวงจรตามลักษณะดังรูปที่ 3-7



รูปที่ 3-8 วงจรขับเกท (Gate Drive Circuit)

การคำนวณเพื่อการออกแบบสำหรับขับเกท

$$I_{R4} = \frac{V_{R4}}{R4}$$

$$I_g = \frac{V_{R5}}{R5}$$

$$P_D = V_{CE} (I_g + I_{R4})$$

$I_g + I_{R4}$: เป็นกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q2

P_D : เป็น Power ที่สูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์

I_g : เป็นกระแสที่ใช้ในการขับเกท

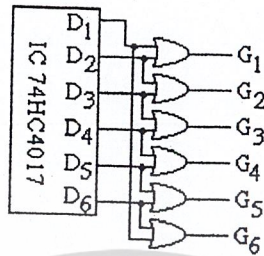
I_{R4} : เป็นกระแสที่ไหลผ่าน R4

V_{CE} : เป็นแรงดันที่ตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์

V_R : เป็นแรงดันตกคร่อมตัวความต้านทานใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

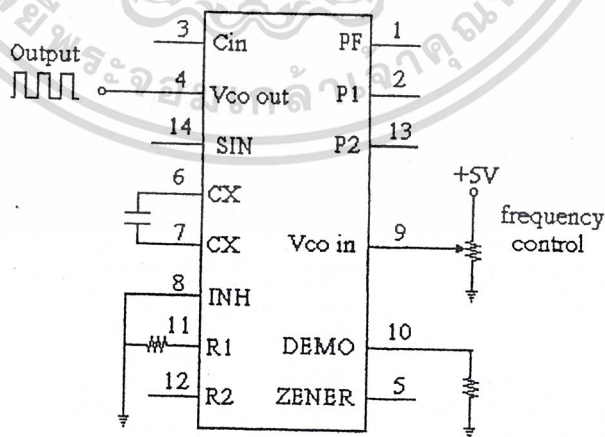
จากรูปที่ 3-6 ที่ได้จากไอซีเบอร์ 74HC4017 เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ต้องการในรูปที่ 3-3 จึงอาศัย ไอซีเบอร์ 7432 ซึ่งเป็นไอซี ORGATE ก็จะได้สัญญาณออกมาตามต้องการ



รูปที่ 3-9 แสดงการต่อ OR GATE กับไอซี 74HC4017

วงจรผลิตสัญญาณนาฬิกา

จากคุณสมบัติของ Inverter ที่จะทำการสร้างจะต้องสามารถปรับความถี่เอาท์พุทได้ เพื่อควบคุมความเร็วของ Induction Motor ซึ่งการควบคุมความถี่เอาท์พุท นั้นสามารถทำได้โดยการควบคุมความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่เข้าขา 14 ของ IC74HC4017 และจากการออกแบบที่จะให้ Micro Controller เป็นตัวสั่งการในการปรับความถี่ตามคำสั่งของผู้ใช้จึงเลือกใช้วงจรผลิตสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ IC PLL 4046 (Phase Locked Loop) โดยความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ผลิตได้นั้นจะปรับความถี่ตามระดับแรงดันที่ขา 9 ของ IC PLL 4046



รูปที่ 3-10 แสดงการต่อวงจรของ IC PLL 4046 เพื่อผลิตสัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{\max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32\text{pF})} : V_{\text{COin}} = V_{\text{DD}} = 5\text{V}$$

$$R_{2F} \geq 50\text{k}\Omega \text{ เลือกใช้ } 68\text{k}\Omega$$

$$10\text{k}\Omega \leq R_1 \leq 1\text{M}\Omega$$

$$10\text{k}\Omega \leq R_2 \leq 1\text{M}\Omega$$

$$100\text{pF} \leq C_1 \leq 0.01\mu\text{F} \text{ เลือกใช้ } 1.65\text{ nF}$$

$$\text{ดังนั้น } f_{\max} = \frac{1}{500\text{k}(1650 + 32)\text{pF}} = 1189\text{Hz}$$

จากความสัมพันธ์ ของความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้ IC 74HC4017 กับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต ของ Inverter

$$f_{74\text{HC4017}} = f_{\text{Inverter}}$$

จะได้ความถี่ของ Inverter เป็น

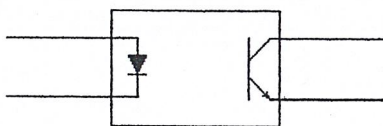
$$f_{\text{Inverter max}} = \frac{1169}{6} = 198$$

วงจรแยกกราวด์ (Isolate Circuit)

จากหลักการที่จะป้องกันความเสียหายที่จะเกิดจากวงจรกำลัง ที่จะส่งมายังวงจรควบคุมเราจำเป็นต้องมีวงจรแยกกราวด์ ซึ่งอาจทำได้ 2 วิธีดังนี้

1. ใช้หม้อแปลงความถี่สูง
2. ใช้ Opto - Isolate

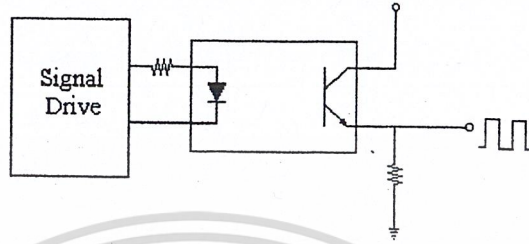
สำหรับโครงการนี้เลือกใช้วิธีที่ 2 คือ Opto Isolate ซึ่งใช้หลักการเชื่อมโยงโดยแสง โดยที่โครงการนี้เลือกใช้อุปกรณ์เบอร์ 4N25 และ P521 ซึ่งมีเอาต์พุตเป็น Transistor ดังรูปที่ 3-11



รูปที่ 3-11 แสดงลักษณะวงจรภายใน Opto Isolate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

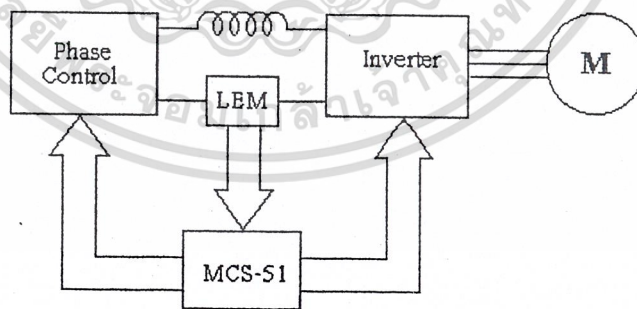
โดยนำสัญญาณทริกมาต่อให้กับ Opto Isolate ดังรูปที่ 3-12 และเอาที่พุกของ Opto Isolate ก็จะ ไปต่อเข้าวงจรขยายต่อไป



รูปที่ 3-12 วงจรการต่อใช้งาน Opto Isolate

ส่วนขอระบบ Feed Back กระแส

ในโครงการนี้เลือกใช้ระบบ Feed Back ที่ใช้ Micro Controller ควบคุม โดยที่การทำงานโดยรวมจะเป็นดัง Block Diagram ดังรูปที่ 3-13

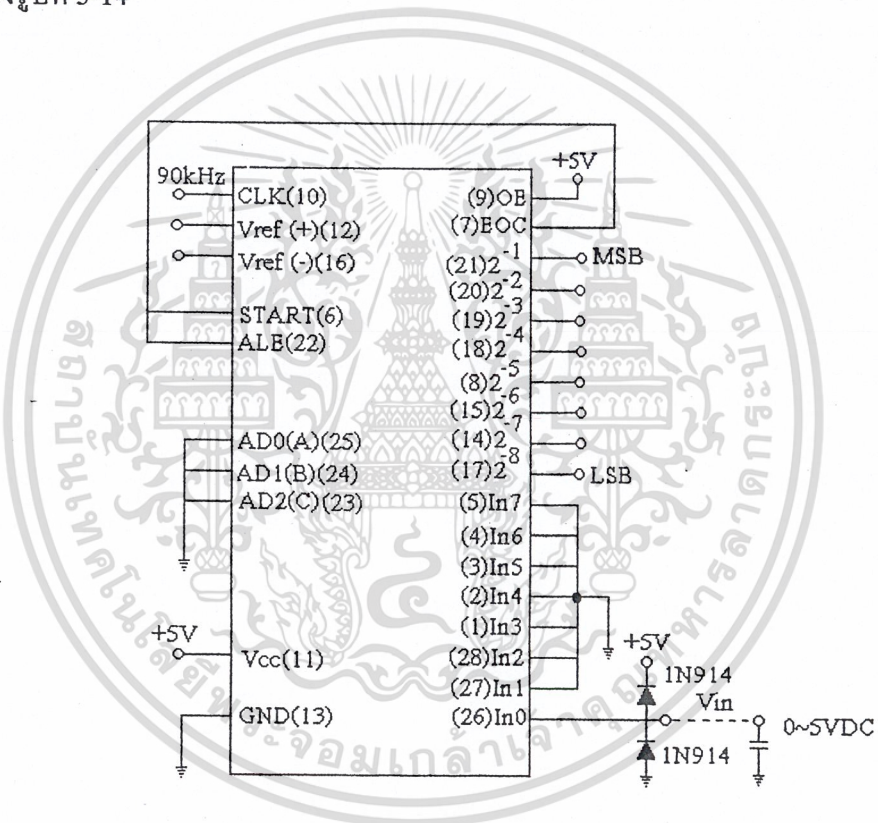


รูปที่ 3-13 แสดง Block Diagram ของการ Feed Back

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการของ CSI จะควบคุมให้กระแสในส่วนของ DC link คงที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ กระแสของส่วน DC Link จะมีการเปลี่ยนแปลงและจะมีการตรวจจับโดยตัวตรวจจับแล้วส่งมายัง MCS -51 เป็นตัวควบคุมซึ่งมีขั้นตอนการทำงานดังนี้

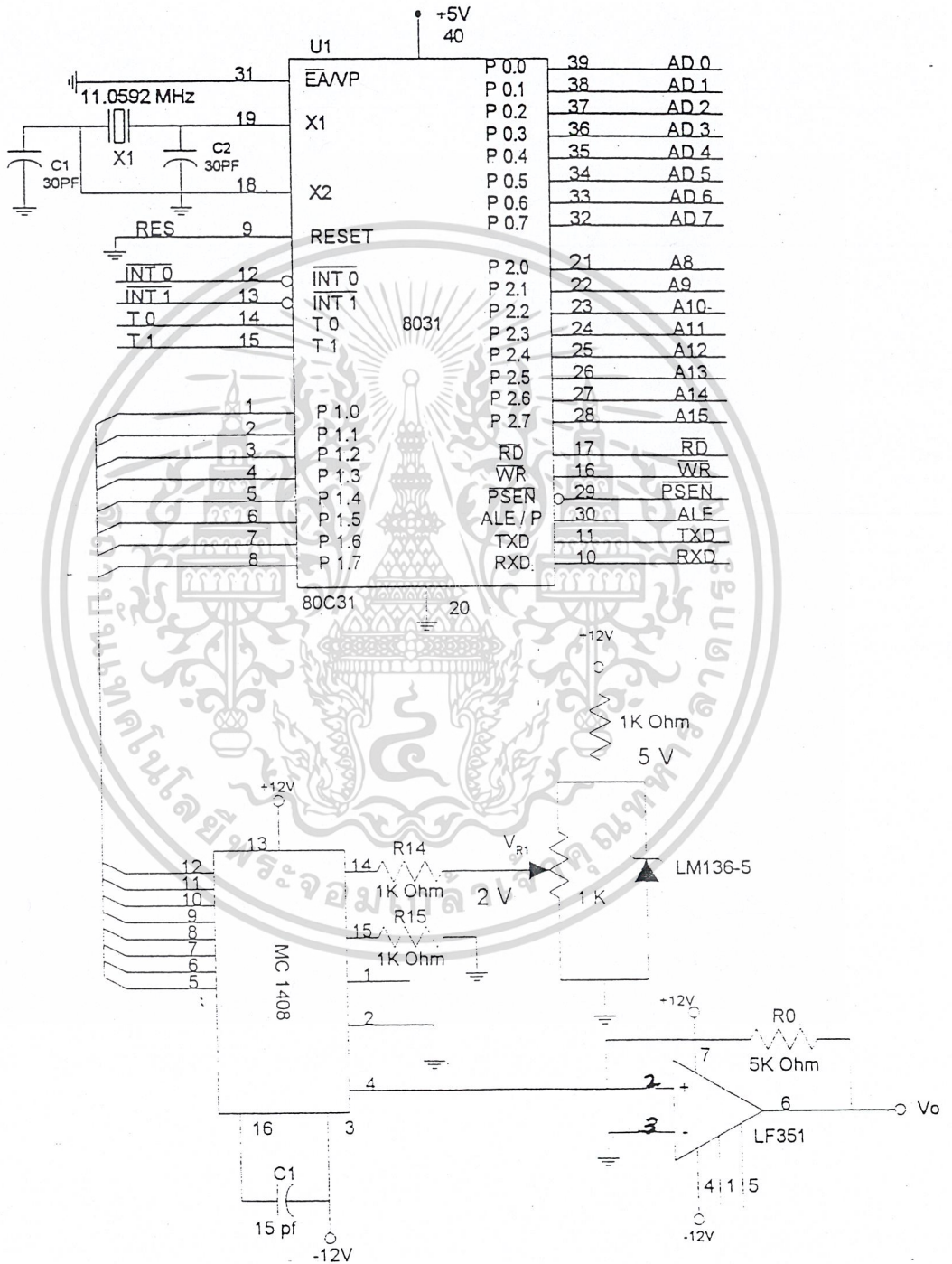
LEM จะเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจจับกระแสในส่วนของ DC Link แล้วส่งไปให้ MCS- 51 ซึ่ง MCS -51 จะรับรู้เฉพาะ ระบบดิจิทัล 8 Bit เท่านั้น จึงจำเป็นที่จะต้องมีส่วนเพิ่มเติมที่จะปรับปรุงระบบที่ตรวจจับได้ซึ่งเป็นปริมาณทาง Analog ให้เปลี่ยนเป็นระบบ Digital ที่ MCS -51 รับรู้ได้ นั่นก็คือ Analog to Digital Converter ซึ่ง โครงการนี้ได้เลือกใช้ IC เบอร์ ADC 0809 ซึ่งมีวงจรแสดงดังรูปที่ 3-14



รูปที่ 3-14 แสดงการต่อใช้งาน IC ADC 0809

และหลังจากนั้น MCS-51 ก็จะทำการเปรียบเทียบค่ากระแสที่ดึงเอาไว้ แล้วทำการปรับมุมทริกทางด้าน Phase Control เพื่อรักษาระดับของกระแสในส่วนของ DC Link ให้คงที่ ซึ่งมุมทริกปรับโดยการให้แรงดัน 0-15 Volt และ MCS -51 จะแสดงออกมาในรูปของ Digital ดังนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงต้องอาศัยวงจร Digital to Analog Converter ซึ่งโครงงานนี้ เลือกใช้อุปกรณ์เป็น IC เบอร์ MC1408L ซึ่งมีวงจรการต่อใช้งานร่วมกับ MCS- 51 ดังรูปที่ 3-15

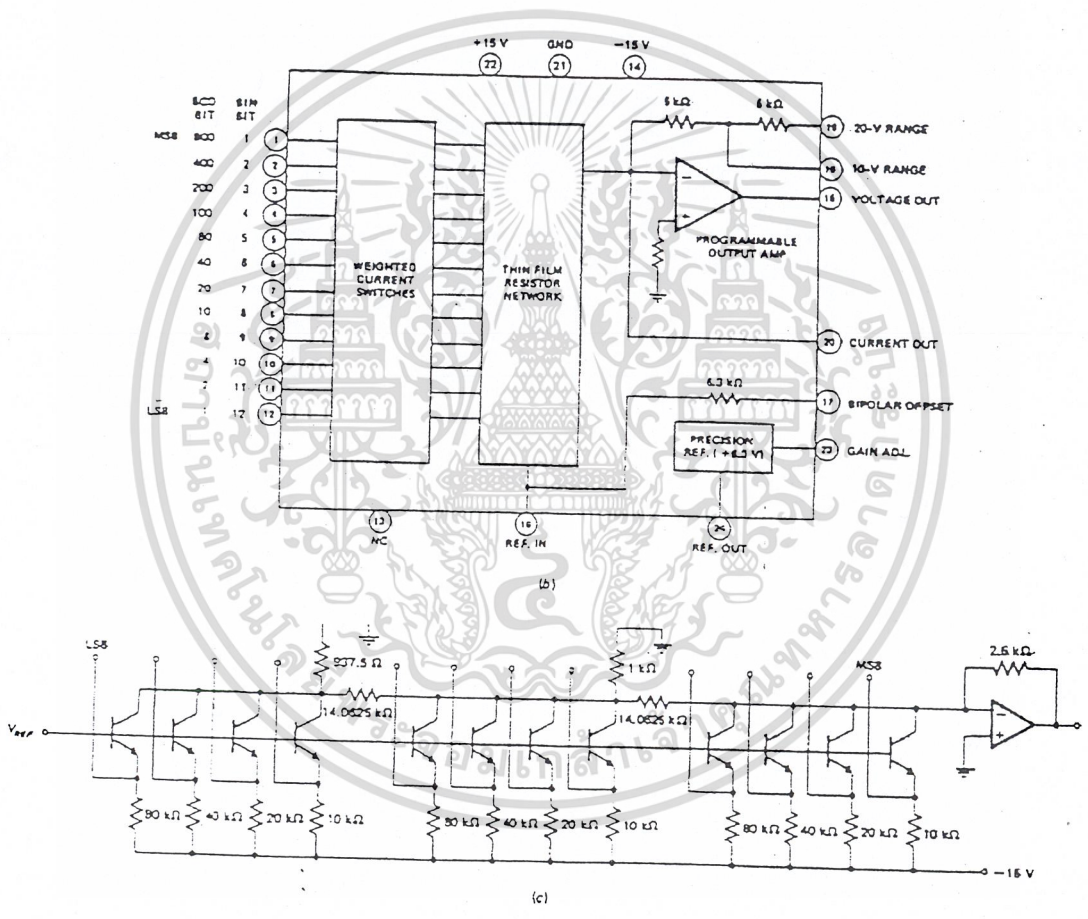


รูปที่ 3-15 แสดงการต่อ MCS-51 กับ MC1408L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

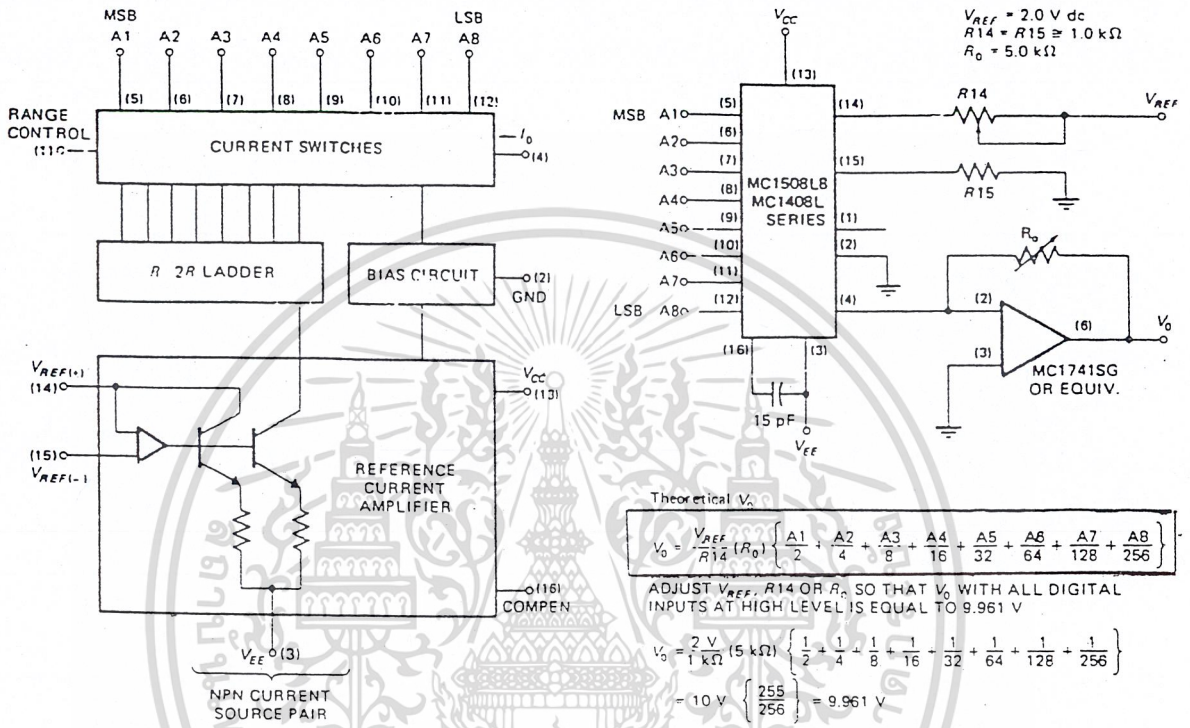
Monolithic and Hybrid D/A Converter

แบบนี้ใช้ค่าความต้านทานที่สร้างขึ้นมาพร้อมกัน ในขบวนการผลิตทาง ไอซีทำให้เร
 ไขค่าความต้านทาน (R/2R) มีความแม่นยำมากกว่าไอวีที่ผลิตมาใช้เป็น D/A ที่มีอยู่หลายเบอร์ เช่น
 MC 1408, DAC 0800 ซึ่งจำเป็นที่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟถึงสองแหล่ง โครงสร้างของ MC 1408 ดัง
 แสดงใน รูปที่3-16 และการต่อใช้งานดังแสดงในรูปที่ 3-17



รูปที่ 3-16 แสดงโครงสร้างของ MC 1408

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



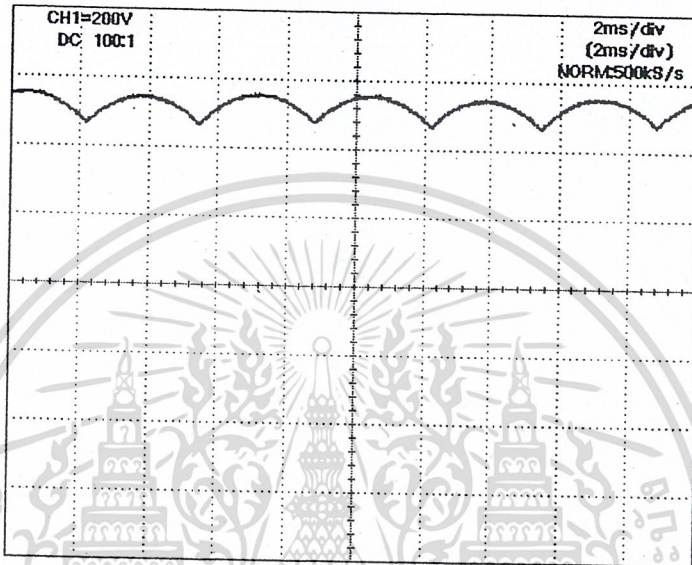
รูปที่ 3-17 แสดงการต่อใช้งานของ MC 1408

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

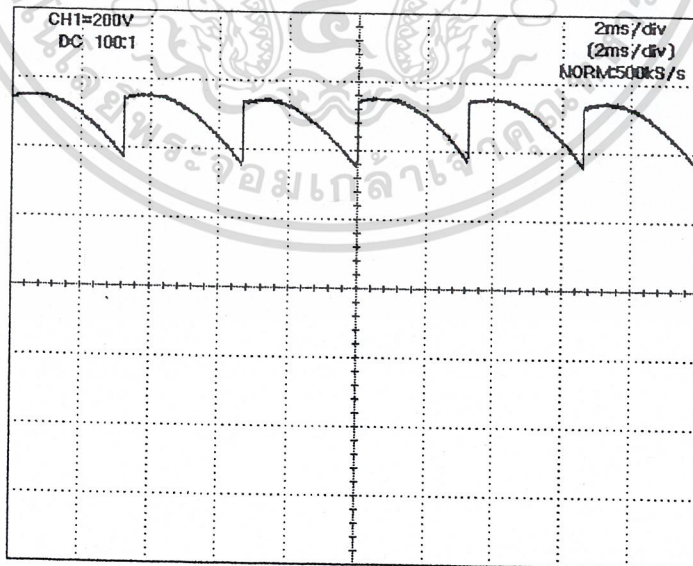
บทที่ 4

ผลการทดลอง

แรงดันและกระแสที่ ส่วนของ DC Link

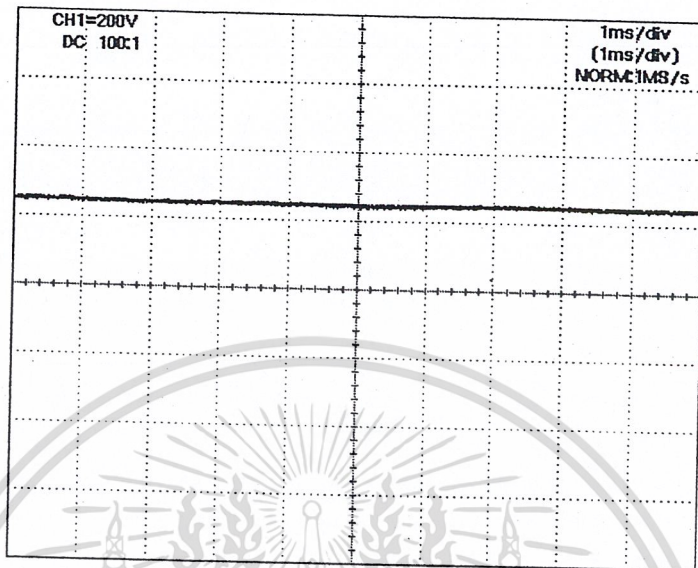


รูปที่ 4-1 แสดงแรงดันที่ออกจาก Phase Control ที่มุมทริก 0 องศา

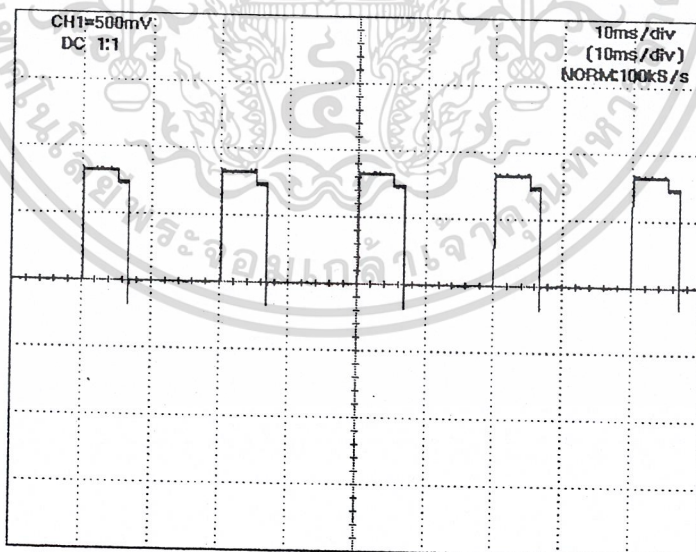


รูปที่ 4-2 แสดงแรงดันที่ออกจาก Phase Control ที่มุมทริก 30 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



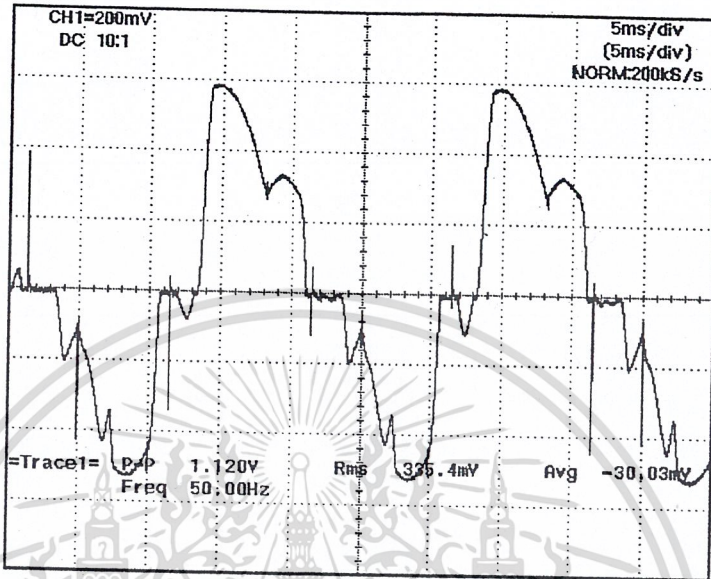
รูปที่ 4-3 แสดงกระแสในส่วนของ DC Link มุมทริก 0 องศา



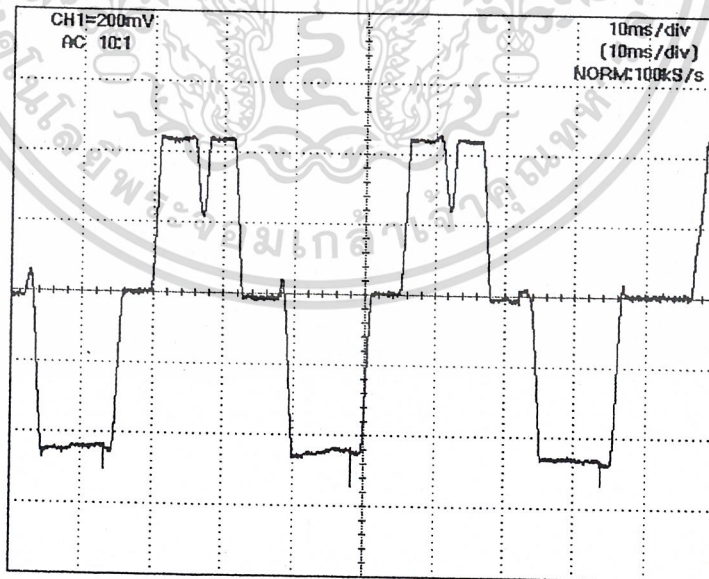
รูปที่ 4-4 แสดงสัญญาณทริกทางด้าน Phase Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงแรงดันและกระแสทางด้าน Motor และ Inverter

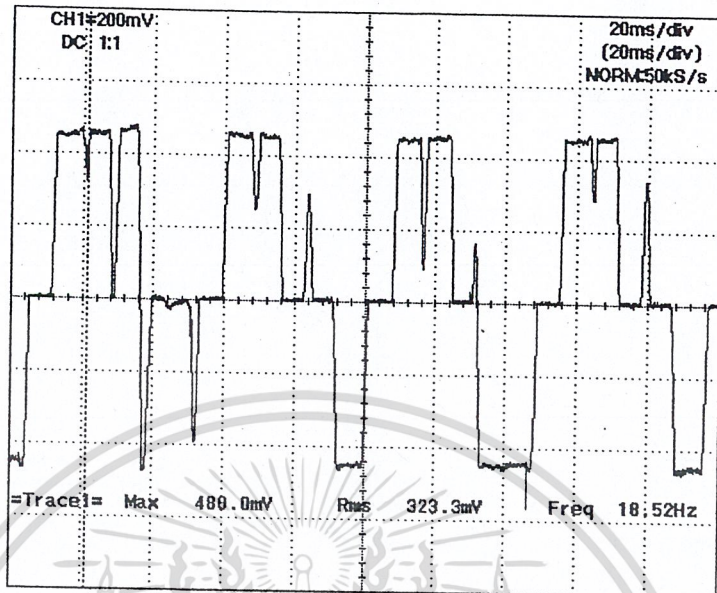


รูปที่ 4-5 กระแสที่ไหลเข้าที่ขั้วมอเตอร์ ในสถานะที่ค่า ของInductor ต่ำ ของCapacitor ต่ำ

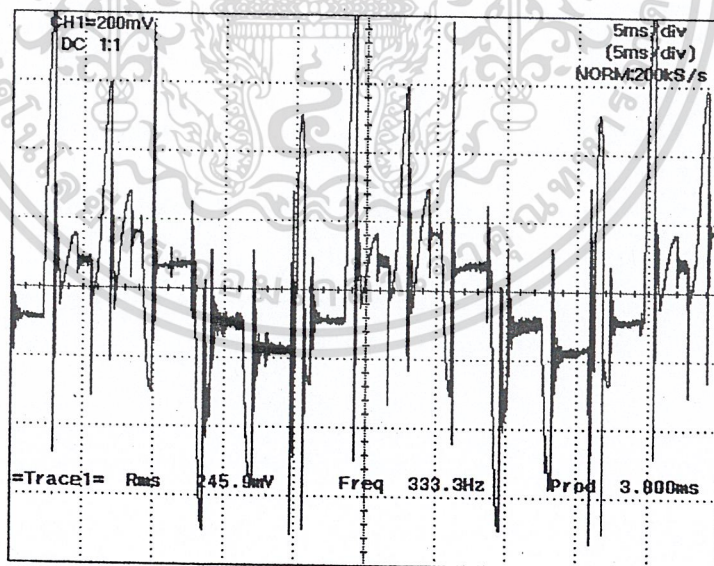


รูปที่ 4-6 กระแสที่ไหลเข้าที่ขั้วมอเตอร์ ในสถานะที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงพาณิชย์ที่จัดทำขึ้นโดยผู้ให้บริการที่ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

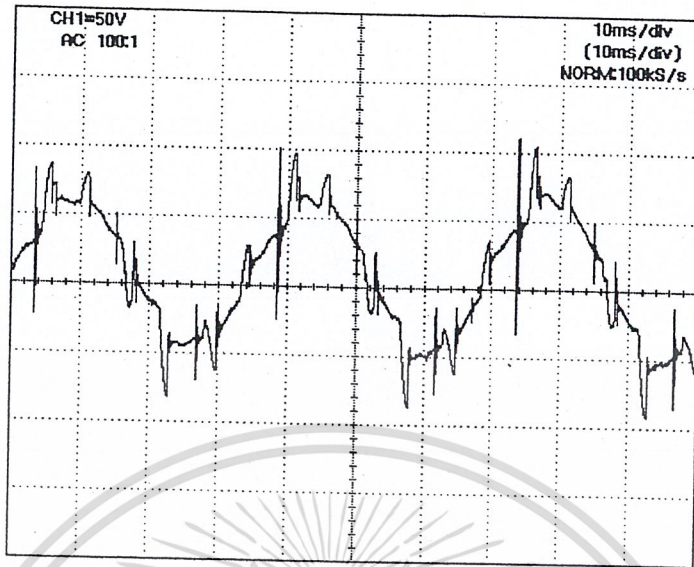


รูปที่ 4-7 กระแสที่ไหลเข้าที่ขั้วมอเตอร์ในสถานะที่ไม่สมบรูณ์

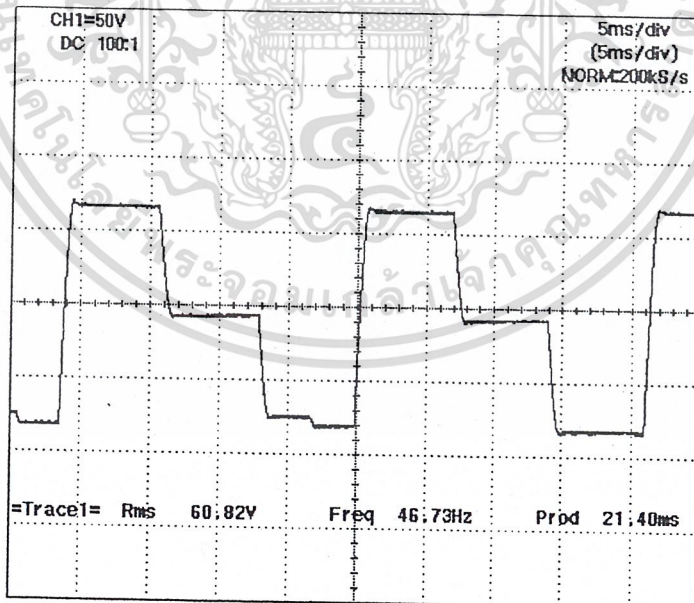


รูปที่ 4-8 แรงดันที่ขั้วมอเตอร์ขณะที่มอเตอร์หยุดนิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

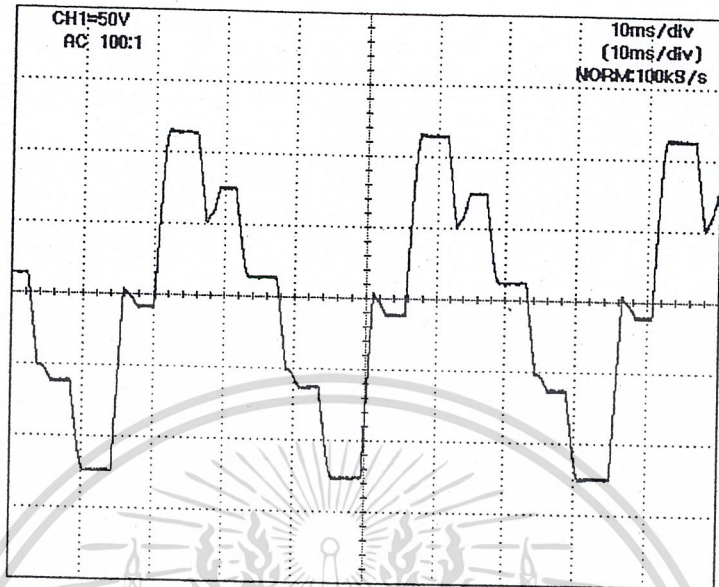


รูปที่ 4-9 แรงดันที่ขั้วมอเตอร์ขณะที่มอเตอร์หมุน

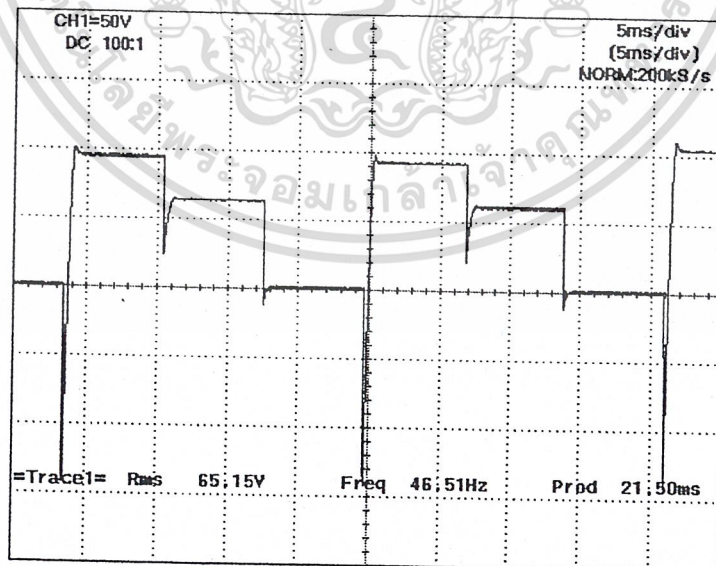


รูปที่ 4-10 แรงดันตกคร่อม Capacitor ขณะที่มอเตอร์หยุดนิ่ง

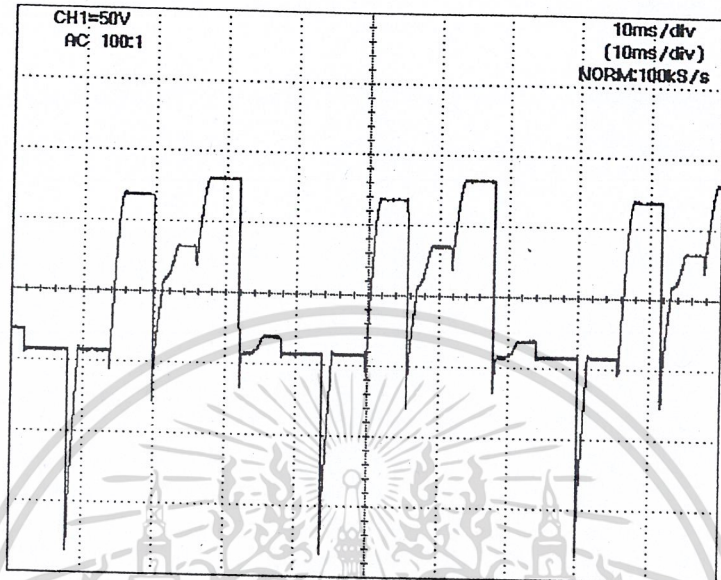
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-11 แรงดันตกคร่อม Capacitor ขณะที่มีมอเตอร์หมุน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูในทางเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4-12 แรงดันตกคร่อม Thyristor ขณะที่มีมอเตอร์หยุดนิ่ง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-13 แรงแดันตกกร่อม Thyristor ขณะที่มีมอเตอร์หมุน

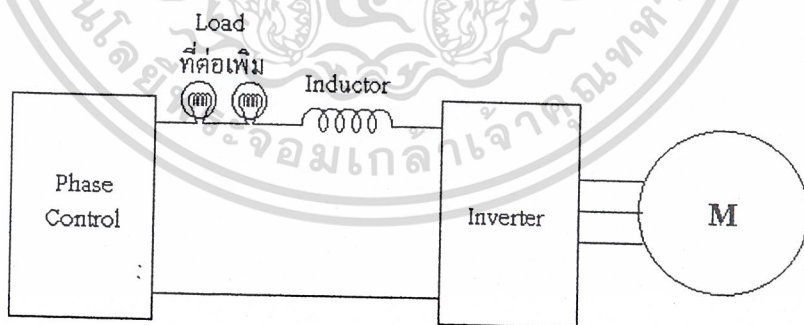
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทำโครงการนี้ ความสมบูรณ์ของโครงการยังไม่สมบูรณ์ครบทั้งหมด และปัญหาที่สำคัญในโครงการนี้ก็คือ ตัวของ Inductor ที่อยู่ในส่วนของ DC Link จะต้องมีความมากพอที่จะทำให้กระแสรีเบคตลอดช่วงการปรับมุมทริกสำหรับ Phase Control ซึ่งถ้ากระแสไม่เรียบพอ ก็จะทำให้การ Turn Off ของ Thyristor ในส่วนของ Inverter ไม่ประสบความสำเร็จ และส่งผลให้มีการ Short Branch

และด้วยเหตุผลข้างต้นนี้เองจะพบว่าขณะที่ปรับ Phase Control ให้มีแรงดันเอาต์พุตสูงสุด จะมีรีเบคน้อยที่สุด Inductor ก็จะทำง่านน้อย ค่าของ Inductor ก็จะมีขนาดเล็กลงด้วยและทำให้การ Turn Off ของ Thyristor ประสบความสำเร็จ และจากปัญหาของ โครงการที่ว่า Inductor ที่ DC Link ไม่ใหญ่พอจึงทำให้การ Turn Off ของ Thyristor ประสบความสำเร็จที่ Maximum DC Voltage Out Put ของ Phase Control เท่านั้น และพบว่า ณ ที่มุมทริกอื่น ๆ ของ Phase Control จะทำให้ Thyristor Turn Off ไม่สำเร็จและส่งผลให้ Inverter เกิดการ Short Branch ขึ้น ดังนั้นในการทดลองจึงจำเป็นต้องมี โหลดต่ออยู่ในส่วนของ DC Link ตลอดเวลาเพื่อป้องกันการ Short Branch ที่เกิดขึ้นได้ดังแสดงในรูปที่ 5-1



รูปที่ 5-1 แสดงการต่อวงจรเพื่อใช้ในการทดลอง

ดังนั้นเมื่อ Thyristor Turn Off สำเร็จแล้ว Motor ก็สามารถหมุนได้แต่การหมุนของ Motor นั้นยังไม่สมบูรณ์เพราะกำลังส่วนใหญ่จะไปตกคร่อมที่โหลด ดังนั้น Motor ที่ถูกขับที่ความถี่พิกัดไม่สามารถหมุนออกตัวได้ เพราะ แรงบิดขณะเริ่มหมุน ต่ำกว่าแรงบิดของโหลด จึงต้องใช้

แก้ปัญหาโดยการใช้มือช่วยในการหมุน Rotor ของ Motor ทำให้ Motor หมุนต่อไปได้เอง แต่กำลัง และแรงบิดที่เกิดขึ้นที่ Rotor จะต่ำกว่าพิกัดมาก แต่ก็สามารถดูการ Turn Off ของ Thyristor ได้ จากคุณสมบัติของการปรับความถี่ของโครงงานนี้ จึงสามารถ แก้ปัญหาการเริ่มหมุนของ Motor ได้ ด้วยการลดความถี่ลงมา ซึ่งทำแรงบิดขณะเริ่มหมุน สูงกว่าแรงบิดของโหลด Motor จึงหมุนไปได้ ด้วยตัวเอง แล้วจึงค่อยๆ เพิ่มความถี่ ขึ้นตามความถี่ที่ต้องการ ส่วนระบบ Feed Back ที่ได้ทำการ สร้างเตรียมไว้แล้วนั้น จึงไม่สามารถต่อเข้าไปได้ การ Turn Off ของ Thyristor ยังไม่สมบูรณ์ ตาม เหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นนั้น ถ้าจะต่อส่วน Feed Back เข้าไปได้นั้นการ Turn Off ของ Thyristor ทุก ตัวจะต้องสมบูรณ์ก่อน ซึ่งไม่ทำให้เกิดการ Short Branch



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีเพราะได้รับความช่วยเหลือ อนุเคราะห์ ดูแลเป็นอย่างดีจาก ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ช่วยให้คำปรึกษาในด้านระบบการทำงาน ด้านอุปกรณ์ และให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ และอาจารย์สุรินทร์ คำฝอย ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและนักศึกษาปริญญาโทที่ให้คำแนะนำทางด้านวงจรควบคุมและการทดลอง ตลอดจนเจ้าหน้าที่ธุรการที่ช่วยให้คำแนะนำเกี่ยวกับเอกสารต่าง ๆ เจ้าหน้าที่สโตร์ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการจัดหาอุปกรณ์ในการทดลองทุกอย่างให้

คณะผู้จัดทำ

15 มีนาคม 2542



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- (1) B.K. BOSE , “ POWER ELECTRONICS AND AC DRIVE” Prentice- Hall , Inc., 1986 , 402 PP
- (2) K.Moll and D.Schrode ,’Appliication frequency range of current source inverter’ ,p.231
- (3) KENNETH P.PHILIPS “Current – Source Converter for AC Motor Drives” IEEE Trans. Ind . Apple , vol .1A-8 , pp. 679-683, Nov./ dec. / 1972.
- (4) RASID,MUHAMMAD H. Power Electronics. second edition . NJ , Prentice – Hall , 1993
- (5) SEN, P.C. ;POWER ELECTRONIC , Tata McGraw – Hail Publising Company Limited New Delhi, 1987 ,1031 pp.
- (6) W.Farre and J.D Miski ,’The quasi-sine wave Fully Regenerative inverter’ ,Proceeding IEE ,Vol.120 ,No.9 ,Sept.1973 ,p.969
- (7) ชัยยงค์ แก้วมงคล , นภัทร วัจนเทพินทร์ “อิเล็คทรอนิกส์กำลัง 1” บ. สกายนุกส์ จำกัด , พิมพ์ครั้งที่ 1 พฤษภาคม 2540 , pp. 218-226, 301-330,
- (8) มงคล ทองสงคราม “อิเล็คทรอนิกส์กำลัง” บ. พรสิวารพิมพ์ , พิมพ์ครั้งที่ 1 , pp. 217-247

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW POWER CONVERTER THYRISTORS

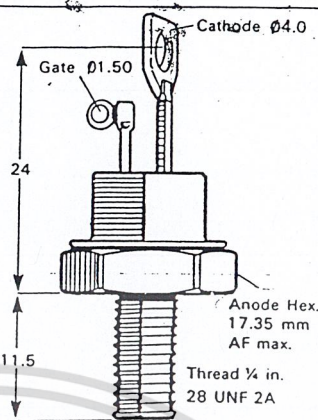
CR20U & M Series

$I_T(AV)$ 85°C = 20 A

$I_{TSM} = 300 A$

$I^2t = 450 A^2sec$

Type No. Metric	U.N.F.	V_{RRM}	V_{RSM}
CR20M14JY	CR20U14JY	1400	1500
CR20M13JY	CR20U13JY	1300	1400
CR20M12JY	CR20U12JY	1200	1300
CR20M11JY	CR20U11JY	1100	1200
CR20M10JY	CR20U10JY	1000	1100
CR20M08JY	CR20U08JY	900	900
CR20M06JY	CR20U06JY	700	700
CR20M05JY	CR20U05JY	500	600
CR20M04JY	CR20U04JY	400	500
CR20M03JY	CR20U03JY	300	350
CR20M02JY	CR20U02JY	200	250
CR20M01JY	CR20U01JY	100	150
CR20MX5JY	CR20UX5JY	50	75



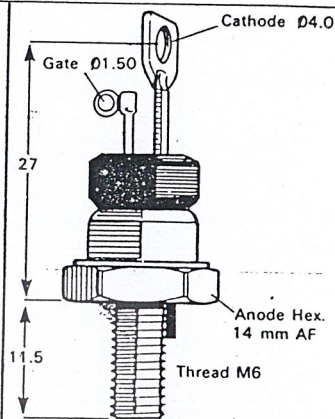
Conforms to SO-28

Weight 15g

Torque Max. 4.0 Nm
Rec. 3.5 Nm

BS 9300 Outline page 123

U



Conforms to SO-28
TO-48

Weight 10.5g

Torque Max. 4.0 Nm
Rec. 3.5 Nm

BS 9300 Outline page 123

M

Current Ratings

$I_T(AV)$	Mean on-state current	Half wave resistive load $T_{case} = 85^\circ C$ Max Value	20 A
$I_{RMS}(MAX)$	RMS value	$T_{case} = 85^\circ C$	31 A
I_T	Continuous (direct) on-state current		25 A

Surge Ratings

I_{TRM}	Repetitive peak on-state current	Sinusoidal waveform conduction angle $\phi = 30^\circ$ $T_{case} = 85^\circ C$ 10ms half sine $T_j = 125^\circ C$ 3ms half sine $T_j = 125^\circ C$ With 100% V_{RRM} $T_j = 125^\circ C$ From V_D to 60A Gate Source 10V 10Ω rise time 0.5μs $T_j = 125^\circ C$ Voltage = 50% V_{DSM} $T_{case} = 125^\circ C$	200 A
I^2t	I^2t for fusing		450 A ² sec 380 A ² sec 300 A
I_{TSM}	Surge (non-repetitive) on-state current		150 A/μs 200 V/μs
di/dt	Rate of rise of on-state current		
dv/dt	Max linear rate of rise of off-state voltage		

Gate Ratings

V_{FGM}	Peak forward gate voltage	Anode positive with respect to cathode	30 V
V_{FGN}	Peak forward gate voltage	Anode negative with respect to cathode	0.25 V
V_{RGM}	Peak reverse gate voltage		5 V
I_{FGM}	Peak forward gate current	Anode positive with respect to cathode	8 A
P_{GM}	Peak gate power	$t_p = 100 \mu s$	50 W
P_G	Mean gate power		1 W

Temperature & Frequency Ratings

T_{vj}	Virtual junction temperature	On-state (conduction) Off-state (blocking)	135 °C 125 °C
T_{stg}	Storage temperature range		-55 to +125 °C
f	Frequency range		400 Hz

Characteristics $T_{case} = 25^\circ C$ unless otherwise stated

V_{TM}	On-state voltage	At 65 Amps peak
I_{DM}	Peak off-state current	At V_{DRM} $T_{case} = 125^\circ C$
I_{RM}	Peak reverse current	At V_{RRM} $T_{case} = 125^\circ C$
I_L	Latching current	$V_D = 24V$ $T_p = 10\mu s$
I_H	Holding current	$V_D = 24V$ Gate open circuit 50A pluse
t_d	Delay time	$V_D = 100V$ Gate source = 10V 5Ω
t_q	Circuit commutated turn-off time	$I_T = 20A$; $V_{RM} = 50V$; $dI_{RR}/dt = 20A/\mu s$ $V_{DR} =$ full rated V_D ; $dV_{DR}/dt = 20V/\mu s$ linear, $T_{case} = 125^\circ C$
V_{GT}	Gate trigger voltage	$V_{DWM} = 5V$
V_{GD}	Gate non-trigger voltage	At rated continuous (direct) off-state voltage $T_{case} = 125^\circ C$
I_{GT}	Gate trigger current	$V_{DWM} = 5V$
$R_{th(j-h)}$	Thermal resistance junction to heatsink surface	Mounting Torque 3.5 Nm (with mounting grease)

* Gate trigger current selection available at 40mA max. add -1 at end of type no.

	5%	TYP	95%	Max	Units
V_{TM}	—	—	—	2.2	V
I_{DM}	—	—	—	5.0	mA
I_{RM}	—	—	—	5.0	mA
I_L	31	40	60	300	mA
I_H	10	23	35	—	mA
t_d	0.5	0.6	1.0	—	μs
t_q	60	85	120	—	μs
V_{GT}	—	1.1	—	3.0	V
I_{GT}	—	—	—	0.25	V
$R_{th(j-h)}$	—	22	—	60	mA*
	—	—	—	0.9	°C/W
	—	—	—	1.1	°C/W
	—	—	—	1.2	°C/W

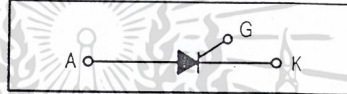
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

Silicon Controlled Rectifiers

Reverse Blocking Thyristors

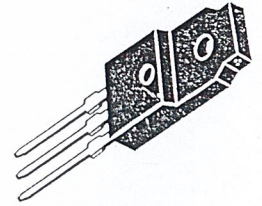
... designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supply crowbar circuits.

- Glass Passivated Junctions with Center Gate Fire for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Constructed for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts
- 300 A Surge Current Capability
- Insulated Package Simplifies Mounting



MCR225FP Series

ISOLATED SCRs
25 AMPERES RMS
50 thru 800 VOLTS



CASE 221C-02
STYLE 2

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Forward and Reverse Blocking Voltage ⁽¹⁾ ($T_J = -40$ to $+125^\circ\text{C}$, Gate Open)	V_{DRM} V_{RRM}		Volts
MCR225-2FP		50	
MCR225-4FP		200	
MCR225-6FP		400	
MCR225-8FP		600	
MCR225-10FP		800	
On-State RMS Current ($T_C = +70^\circ\text{C}$) Full Cycle Sine Wave 50 to 60 Hz ⁽²⁾	$I_{T(RMS)}$	25	Amps
Peak Non-repetitive Surge Current (One Full Cycle, 60 Hz, $T_C = +70^\circ\text{C}$) Preceded and followed by rated current	I_{TSM}	300	Amps
Circuit Fusing ($t = 8.3$ ms)	I^2t	375	A^2s
Peak Gate Power ($T_C = +70^\circ\text{C}$, Pulse Width = 10 μs)	P_{GM}	20	Watts
Average Gate Power ($T_C = +70^\circ\text{C}$, $t = 8.3$ ms)	$P_{G(AV)}$	0.5	Watt
Peak Gate Current ($T_C = +70^\circ\text{C}$, 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 Range	T_J	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +125	$^\circ\text{C}$

1. V_{DRM} and V_{RRM} for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage; however, positive gate voltage shall not be applied concurrent with negative potential on the anode. Blocking voltages 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยี่ห้อ และชื่อผลิตภัณฑ์ที่ปรากฏในเอกสารนี้เป็นของ Motorola และควรอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance, Case to Sink	$R_{\theta CS}$	2.2 (typ)	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	60	$^{\circ}C/W$

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Forward Blocking Current ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}$, Gate Open) $T_J = 25^{\circ}C$ $T_J = 125^{\circ}C$	I_{DRM}	—	—	10 2	μA mA
Peak Reverse Blocking Current ($V_R = \text{Rated } V_{RRM}$) $T_J = 125^{\circ}C$	I_{RRM}	—	—	2	mA
Forward "On" Voltage(1) ($I_{TM} = 50 A$)	V_{TM}	—	—	1.8	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) (Anode Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100 \text{ Ohms}$)	I_{GT}	—	—	40	mA
Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (Anode Voltage = 12 Vdc, $R_L = 100 \text{ Ohms}$)	V_{GT}	—	0.8	1.5	Volts
Gate Non-Trigger Voltage (Anode Voltage = Rated V_{DRM} , $R_L = 100 \text{ Ohms}$, $T_J = 125^{\circ}C$)	V_{GD}	0.2	—	—	Volts
Holding Current (Anode Voltage = 12 Vdc)	I_H	—	20	40	mA
Turn-On Time ($I_{TM} = 25 A$, $I_{GT} = 40 \text{ mAdc}$)	t_{gt}	—	1.5	—	μs
Turn-Off Time ($V_{DRM} = \text{Rated Voltage}$) ($I_{TM} = 25 A$, $I_R = 25 A$) ($I_{TM} = 25 A$, $I_R = 25 A$, $T_J = 125^{\circ}C$)	t_q	—	15 35	—	μs
Critical Rate-of-Rise of Off-State Voltage (Gate Open, $V_D = \text{Rated } V_{DRM}$, Exponential Waveform)	dv/dt	—	100	—	V/ μs

1. Pulse Test: Pulse Width = 1 ms, Duty Cycle $\leq 2\%$.

TYPICAL CHARACTERISTICS

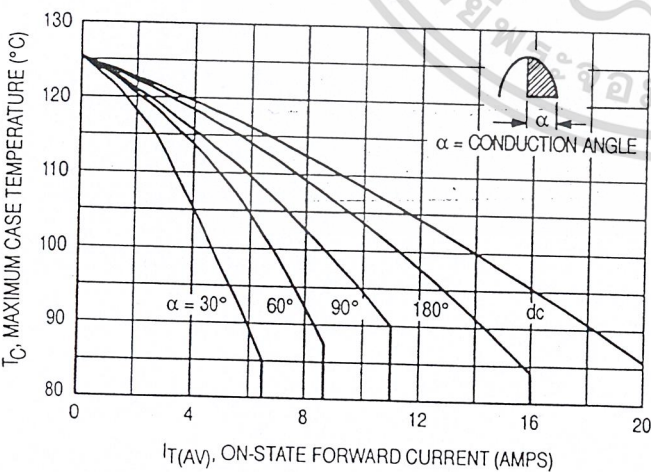


Figure 1. Average Current Derating

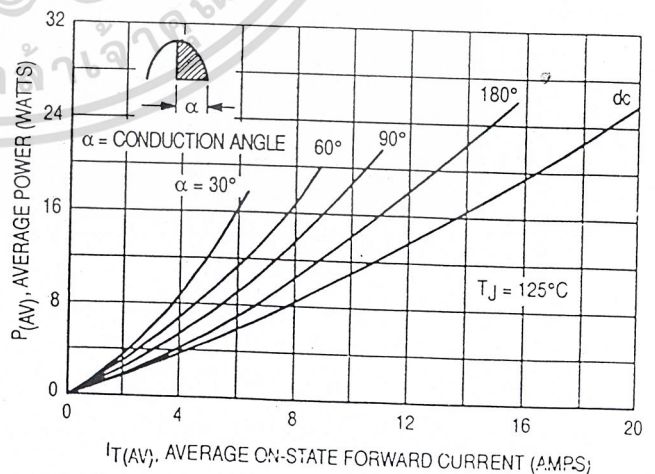


Figure 2. Maximum On-State Power Dissipation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MCR225FP Series

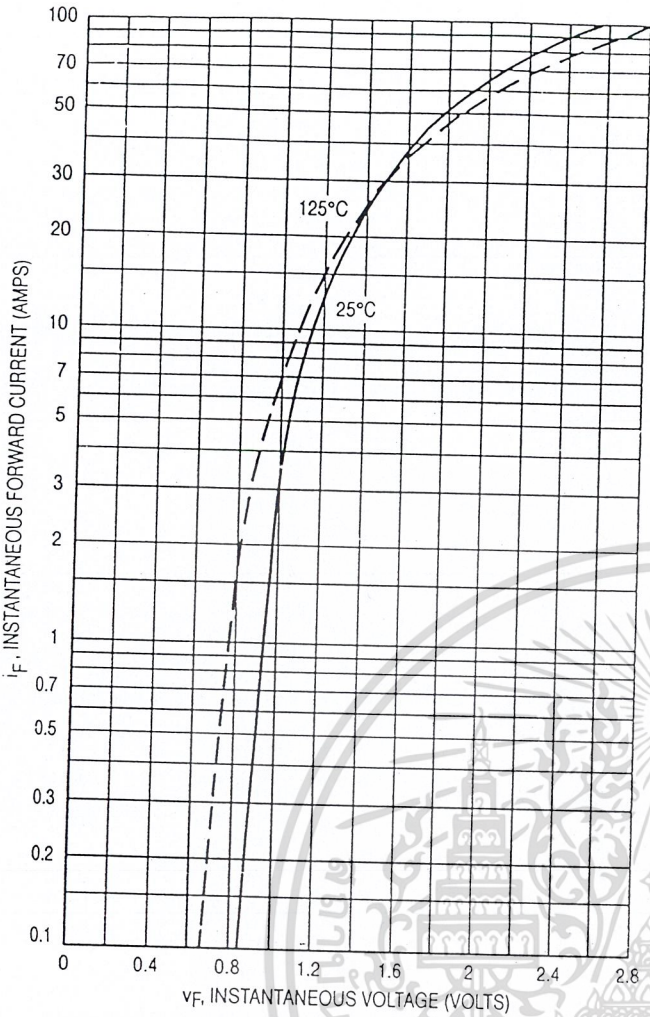


Figure 3. Maximum Forward Voltage

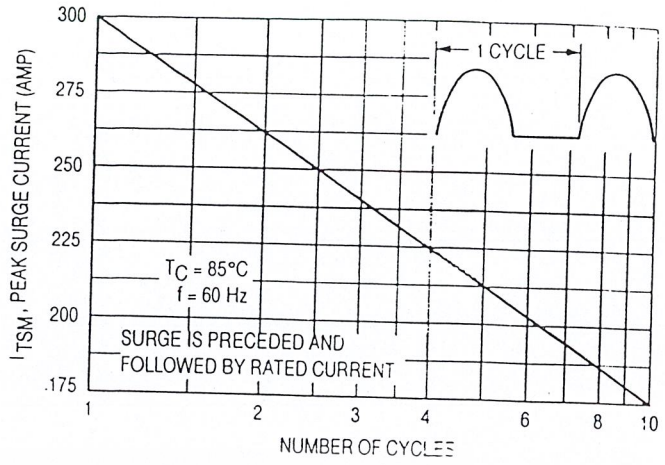


Figure 4. Maximum Non-Repetitive Surge Current

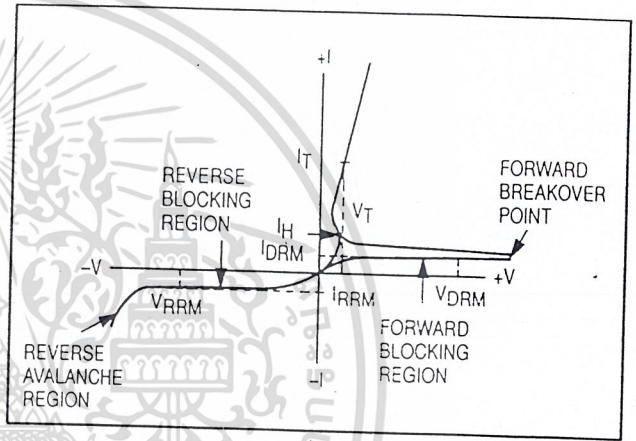


Figure 5. Characteristics and Symbols

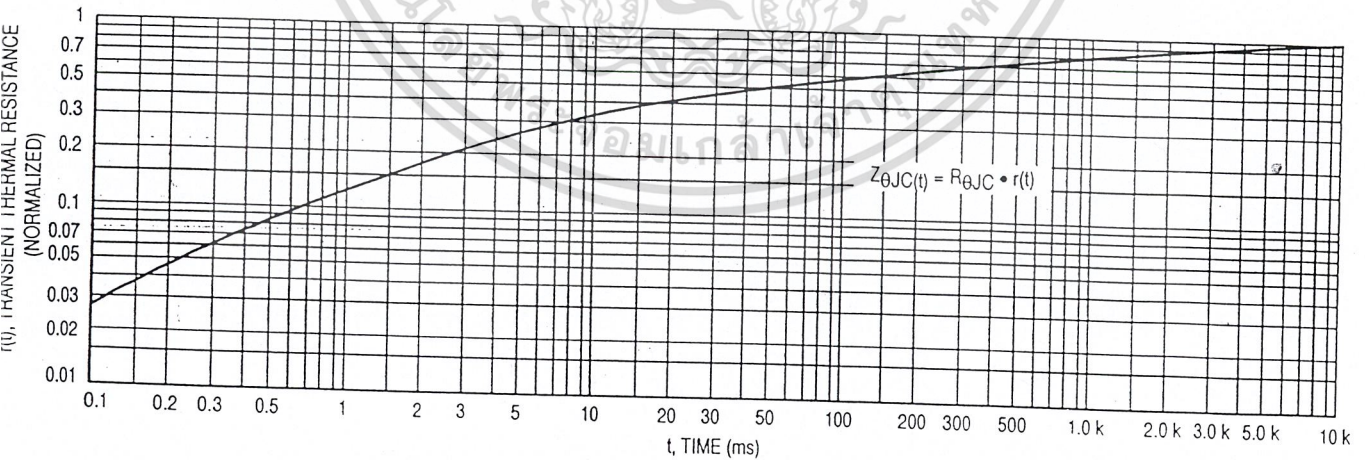


Figure 6. Thermal Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่มีการรับประกันใดๆ ทั้งสิ้น สิ่งนี้ช่วยให้ชัดเจนและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

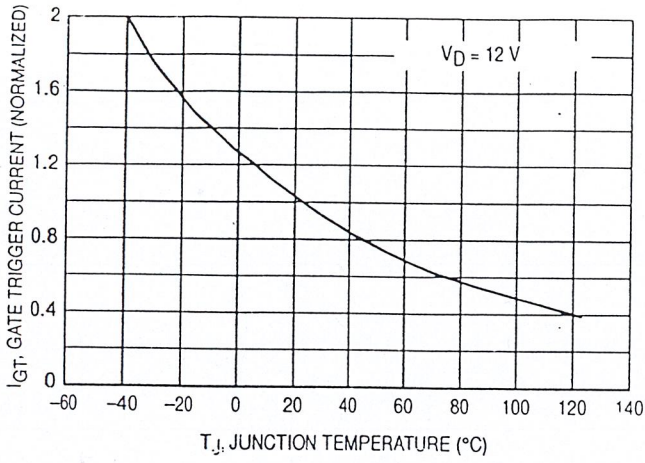


Figure 7. Gate Trigger Current versus Temperature

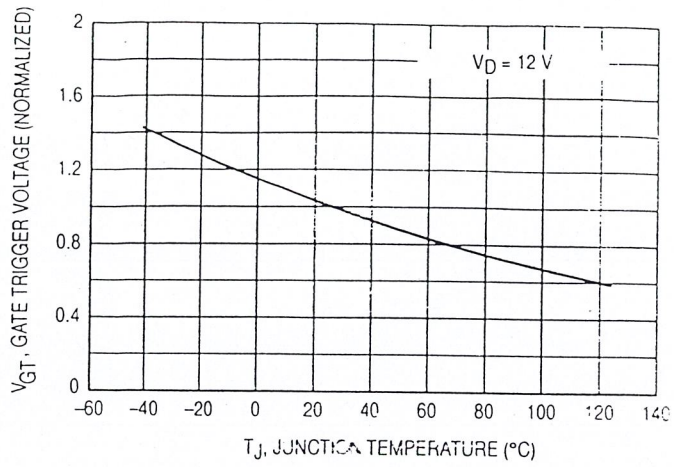


Figure 8. Gate Trigger Voltage versus Temperature

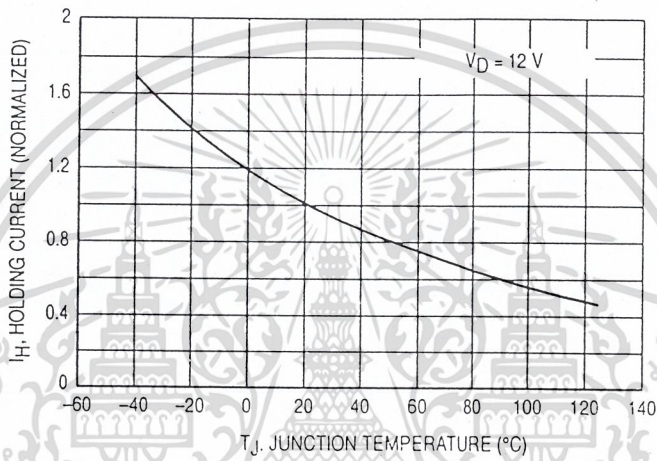


Figure 9. Holding Current versus Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถแก้ไข, ตัด, หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

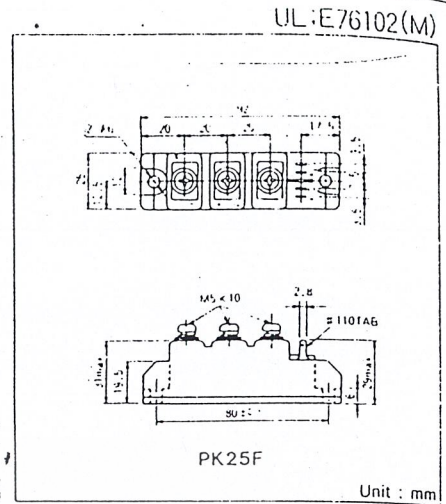
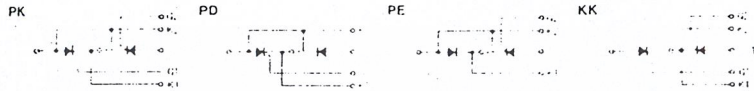
THYRISTOR MODULE

PK(PD,PE,KK)25F

Power Thyristor/Diode Module PK25F series are designed for various rectifier circuits and power controls. For your circuit application, following internal connections and wide voltage ratings up to 1,600 V are available. High precision 25 mm (inch) width package and electrically isolated mounting base make your mechanical design easy.

- $I_{T(AV)}$ 25A, $I_{T(RMS)}$ 39A, I_{TSM} 580A
- di/dt 100 A/ μ s
- dv/dt 500 V/ μ s

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



Maximum Ratings

Symbol	Item	PK25F-40	PK25F-80	PK25F-120	PK25F-160	Unit
V_{RRM}	* Repetitive Peak Reverse Voltage	400	800	1200	1600	V
V_{RSM}	* Non-Repetitive Peak Reverse Voltage	480	960	1300	1700	V
V_{DRM}	Repetitive Peak Off-State Voltage	400	800	1200	1600	V

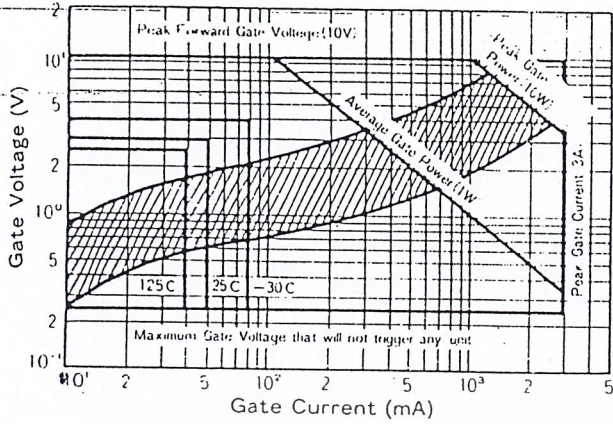
Symbol	Item	Conditions	Ratings	Unit
$I_{T(AV)}$	* Average On-State Current	Single phase, half wave, 180° conduction, $T_c : 96^\circ\text{C}$	25	A
$I_{T(RMS)}$	* R.M.S On-State Current	Single phase, half wave, 180° conduction, $T_c : 96^\circ\text{C}$	39	A
I_{TSM}	* Surge On-State Current	$1/2$ cycle, 50/60Hz, peak value, non-repetitive	530/580	A
I^2t	* I^2t	Value for one cycle of surge current	1400	A ² S
P_{GM}	Peak Gate Power Dissipation		10	W
$P_{G(AV)}$	Average Gate Power Dissipation		1	W
I_{FGM}	Peak Gate Current		3	A
V_{FGM}	Peak Gate Voltage (Forward)		10	V
V_{RGM}	Peak Gate Voltage (Reverse)		5	V
di/dt	Critical Rate of Rise of On-State Current	$I_G = 100\text{mA}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_D = 1/3 V_{DRM}$, $di_G/dt = 0.1\text{A}/\mu\text{s}$	100	A/ μ s
V_{ISO}	* Isolation Breakdown Voltage (R.M.S)	A.C. 1 minute	2500	V
T_j	* Operating Junction Temperature		-40 ~ +125	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	* Storage Temperature		-40 ~ +125	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque	(M5)	Recommended Value 25kgf·cm	22~28	kgf·cm
	Terminal (M5)	Recommended Value 25kgf·cm	22~28	
Mass			170	g

Electrical Characteristics

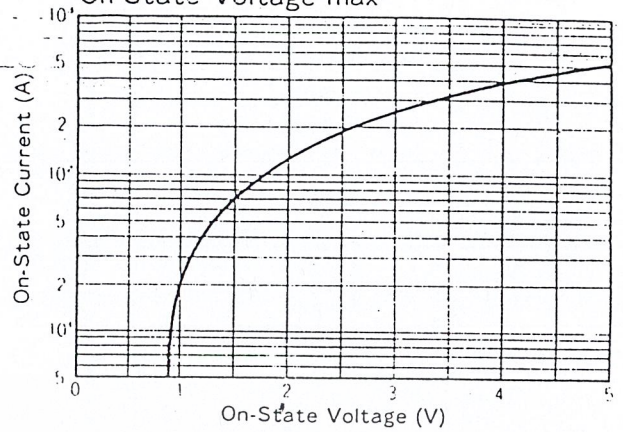
Symbol	Item	Conditions	Ratings	Unit
I_{DRM}	Repetitive Peak Off-State Current, max.	at V_{DRM} , single phase, half wave, $T_j = 125^\circ\text{C}$	10	mA
I_{RRM}	* Repetitive Peak Reverse Current, max.	at V_{DRM} , single phase, half wave, $T_j = 125^\circ\text{C}$	10	mA
V_{TM}	* Peak On-State Voltage, max.	On-State Current 75A, $T_j = 25^\circ\text{C}$ Inst. measurement	1.55	V
I_{GT}/V_{GT}	Gate Trigger Current/Voltage, max.	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_T = 1\text{A}$, $V_D = 6\text{V}$	50/3	mA/V
V_{GD}	Non-Trigger Gate, Voltage, min.	$T_j = 125^\circ\text{C}$, $V_D = 1/2 V_{DRM}$	0.25	V
t_{gt}	Turn On Time, max	$I_T = 25\text{A}$, $I_G = 100\text{mA}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_D = 1/2 V_{DRM}$, $di_G/dt = 1\text{A}/\mu\text{s}$	10	μs
dv/dt	Critical Rate of Rise of On-State Voltage, min	$T_j = 125^\circ\text{C}$, $V_D = 2/3 V_{DRM}$, Exponential wave.	500	V/ μs
I_H	Holding Current, typ.	$T_j = 25^\circ\text{C}$	50	mA
I_L	Latching Current, typ.	$T_j = 25^\circ\text{C}$	100	mA
$R_{th(j-c)}$	* Thermal Impedance, max.	Junction to case	0.78	$^\circ\text{C}/\text{W}$

* mark : Thyristor and Diode part. No mark : Thyristor part

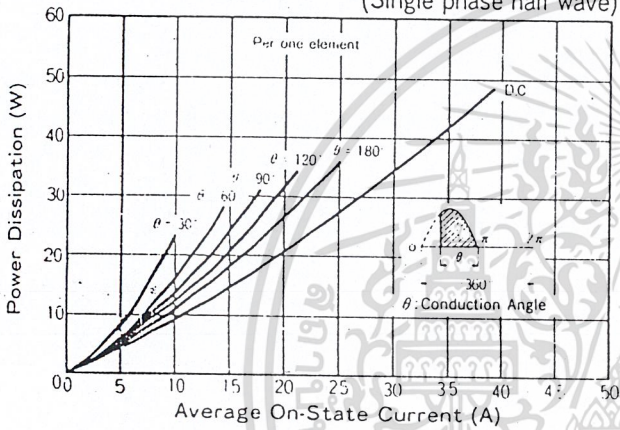
Gate Characteristics



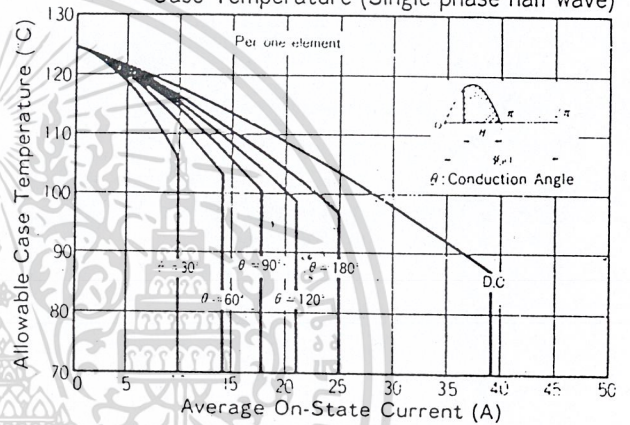
On-State Voltage max



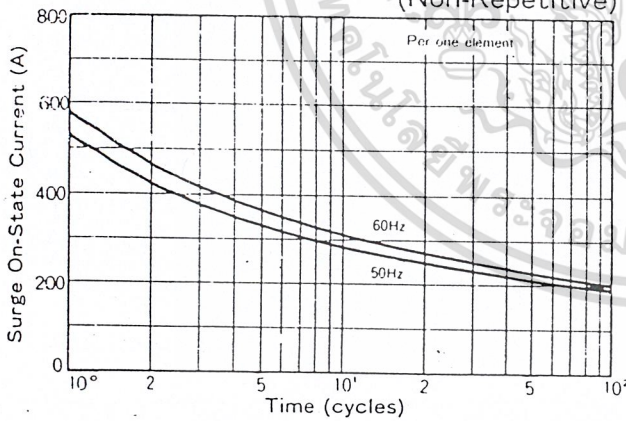
Average On-State Current Vs Power Dissipation (Single phase half wave)



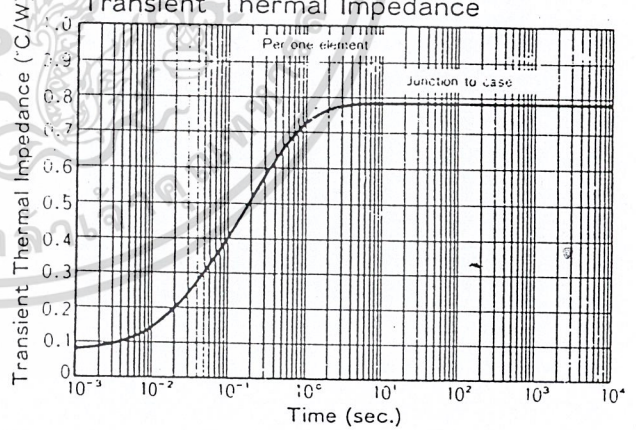
Average On-State Current Vs Maximum Allowable Case Temperature (Single phase half wave)



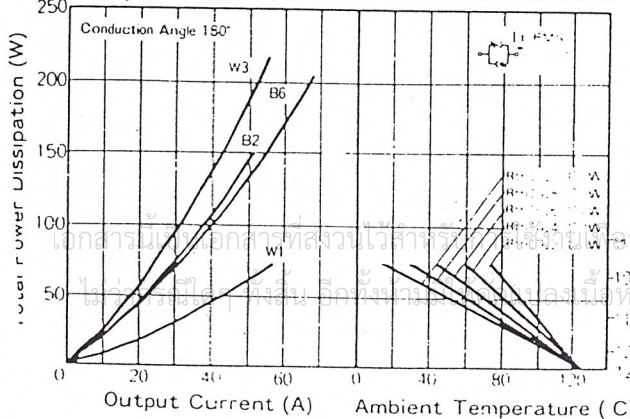
Surge On-State Current Rating (Non-Repetitive)



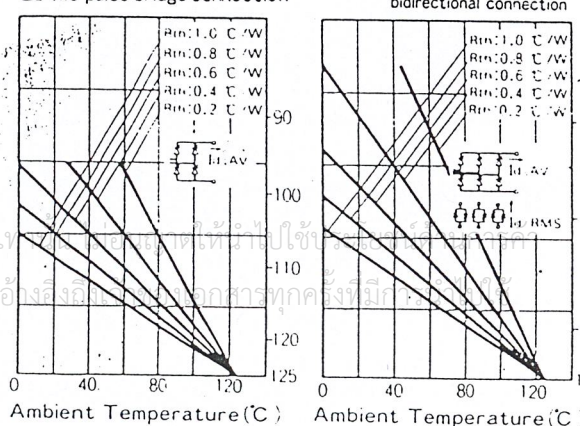
Transient Thermal Impedance



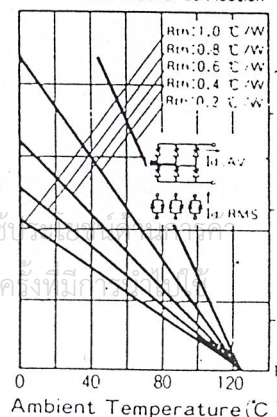
Output Current W1: Bidirectional connection



B2 Two pulse bridge connection



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



MM54HC4017/MM74HC4017



National Semiconductor

MM54HC4017/MM74HC4017 Decade Counter/Divider with 10 Decoded Outputs

General Description

The MM54HC4017/MM74HC4017 is a 5-stage Johnson counter with 10 decoded outputs that utilizes advanced silicon-gate CMOS technology. Each of the decoded outputs is normally low and sequentially goes high on the low to high transition of the clock input. Each output stays high for one clock period of the 10 clock period cycle. The CARRY output transitions low to high after OUTPUT 9 goes low, and can be used in conjunction with the CLOCK ENABLE to cascade several stages. The CLOCK ENABLE input disables counting when in the high state. A RESET input is also provided which when taken high sets all the decoded outputs low except output 0.

The MM54HC4017/MM74HC4017 is functionally and pinout equivalent to the CD4017BM/CD4017BC. It can drive

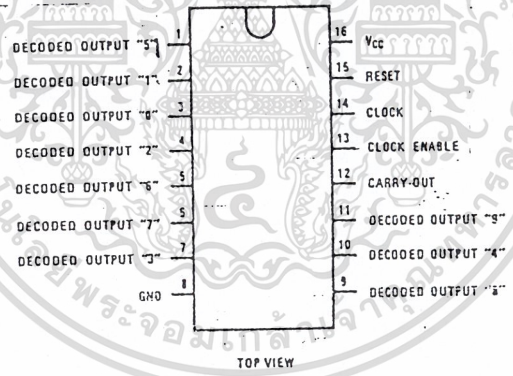
up to 10 low power Schottky equivalent loads. All inputs are protected from damage due to static discharge by diodes from V_{CC} and ground.

Features

- Wide power supply range: 2-6V
- Typical operating frequency: 30 MHz
- Fanout of 10 LS-TTL loads
- Low quiescent current: 80 μ A (74HC Series)
- Low input current: 1.0 μ A

Connection Diagram

Dual-In-Line and Flat Package



TOP VIEW

TL/F/5351-1

Order Number MM54HC4017* or MM74HC4017*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage (V_{CC})	-0.5 to +7.0V
DC Input Voltage (V_{IN})	-1.5 to $V_{CC} + 1.5V$
DC Output Voltage (V_{OUT})	-0.5 to $V_{CC} + 0.5V$
Diode Current (I_{IK}, I_{OK})	± 20 mA
DC Output Current, per pin (I_{OUT})	± 25 mA
DC V_{CC} or GND Current, per pin (I_{CC})	± 50 mA
Storage Temperature Range (T_{STG})	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
(Note 3)	600 mW
S.O. Package only	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering 10 seconds)	260°C

Operating Conditions

	Min	Max	Units
Supply Voltage (V_{CC})	2	6	V
DC Input or Output Voltage (V_{IN}, V_{OUT})	0	V_{CC}	V
Operating Temp. Range (T_A)			
MM74HC	-40	+85	°C
MM54HC	-55	+125	°C
Input Rise or Fall Times (t_r, t_f)			
$V_{CC} = 2.0V$		1000	ns
$V_{CC} = 4.5V$		500	ns
$V_{CC} = 6.0V$		400	ns

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ C$		74HC	54HC	Units
						$T_A = -40$ to $85^\circ C$	$T_A = -55$ to $125^\circ C$	
				Typ	Guaranteed Limits			
V_H	Minimum High Level Input Voltage		2.0V	1.5	1.5	1.5	V	
			4.5V	3.15	3.15	3.15	V	
			6.0V	4.2	4.2	4.2	V	
V_L	Maximum Low Level Input Voltage**		2.0V	0.5	0.5	0.5	V	
			4.5V	1.35	1.35	1.35	V	
			6.0V	1.8	1.8	1.8	V	
V_{OH}	Minimum High Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	2.0	1.9	1.9	V	
			4.5V	4.5	4.4	4.4	V	
			6.0V	6.0	5.9	5.9	V	
		$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 4.0$ mA $ I_{OUT} \leq 5.2$ mA	4.5V	4.2	3.98	3.84	3.7	V
			6.0V	5.7	5.48	5.34	5.2	V
V_{OL}	Maximum Low Level Output Voltage	$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 20 \mu A$	2.0V	0	0.1	0.1	V	
			4.5V	0	0.1	0.1	V	
			6.0V	0	0.1	0.1	V	
		$V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} $ I_{OUT} \leq 4.0$ mA $ I_{OUT} \leq 5.2$ mA	4.5V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
			6.0V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
I_{IH}	Maximum Input Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND	6.0V		± 0.1	± 1.0	± 1.0	μA
I_{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND $I_{OUT} = 0 \mu A$	6.0V	8.0	80	160	μA	

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Unless otherwise specified all voltages are referenced to ground.

Note 3: Power Dissipation temperature derating — plastic "N" package: -12 mW/°C from 65°C to 85°C; ceramic "J" package: -12 mW/°C from 100°C to 125°C.

Note 4: For a power supply of 5V $\pm 10\%$ the worst case output voltages (V_{OH} and V_{OL}) occur for HC at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when designing with this supply. Worst case V_{IH} and V_{IL} occur at $V_{CC} = 5.5V$ and 4.5V respectively. (The V_{IH} value at 5.5V is 3.85V.) The worst case leakage current (I_{IH} , I_{IL} and I_{OZ}) occur for CMOS at the higher voltage and so the 6.0V values should be used.

Note 5: V_L limits are currently tested at 20% of V_{CC} . The above V_L specification (30% of V_{CC}) will be implemented no later than Q1, CY'89.

MM54HC4017/MM74HC4017

AC Electrical Characteristics $V_{CC}=5V, T_A=25^\circ C, C_L=15\text{ pF}, t_r=t_f=6\text{ ns}$

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Guaranteed Limit	Units
f_{MAX}	Maximum Clock Frequency	Measured with respect to carry line	50	30	MHz
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay, Enable to Carry-Out Line		26	44	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay Enable Decode-Out Lines		27	44	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay, Reset or Clock to Decode Out		23	40	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay, Reset or Clock to Carry Out		23	40	ns
t_s	Minimum Clock Inhibit to Clock Set-Up Time		12	20	ns
t_w	Minimum Clock or Reset Pulse Width		8	16	ns
t_{REM}	Minimum Reset Removal Time		20	10	ns

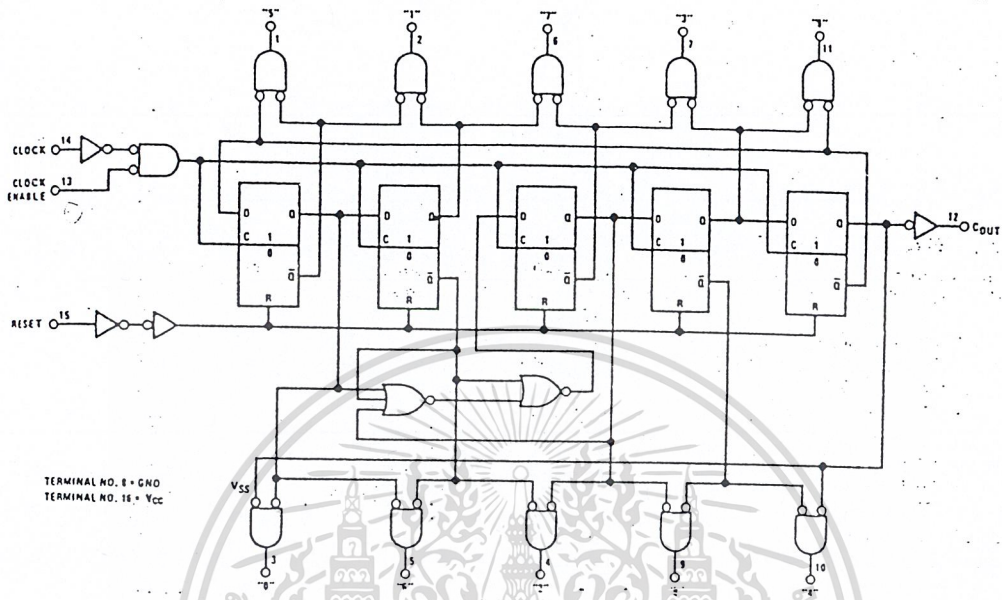
AC Electrical Characteristics $V_{CC}=2.0-6.0V, C_L=50\text{ pF}, t_r=t_f=6\text{ ns}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A=25^\circ C$			$T_A=-40\text{ to }85^\circ C$		$T_A=-55\text{ to }125^\circ C$		Units
				Typ	Guaranteed Limits		Guaranteed Limits		Guaranteed Limits		
f_{MAX}	Maximum Clock Frequency	Measured with respect to carry line	2.0V 4.5V 6.0V	6 30 35	5 24 28	4 20 24				MHz	
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay, Enable to Carry-Out Line		2.0V 4.5V 6.0V	89 25 20	250 50 43	312 63 54	375 75 65			ns	
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay, Enable to Decode Out Line		2.0V 4.5V 6.0V	90 25 20	250 50 43	312 63 54	375 75 65			ns	
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay, Reset or Clock to Decode Out		2.0V 4.5V 6.0V	82 22 18	230 46 39	288 58 49	345 69 59			ns	
t_{PHL}, t_{PLH}	Maximum Propagation Delay, Reset or Clock to Carry Out		2.0V 4.5V 6.0V	82 22 18	230 46 39	288 58 49	345 69 59			ns	
t_w	Minimum Reset, Clock, or Clock Enable Pulse Width		2.0V 4.5V 6.0V	30 9 8	80 16 14	100 20 18	120 24 21			ns	
t_{REM}	Minimum Reset Removal Time		2.0V 4.5V 6.0V	100 20 17	100 25 21	125 25 21	150 30 25			ns	
t_s, t_h	Minimum Clock Inhibit to Clock Set-Up or Hold Time		2.0V 4.5V 6.0V	50 10 9	50 13 11	63 19 16	75 15 13			ns	
t_{THL}, t_{TLH}	Maximum Output Rise and Fall Time		2.0V 4.5V 6.0V	30 8 7	75 15 13	95 19 16	110 22 19			ns	
t_r, t_f	Minimum Input Rise and Fall Time		2.0V 4.5V 6.0V	1000 500 400	1000 500 400	1000 500 400	1000 500 400			ns	
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance (Note 5)	(per package)									
C_{IN}	Maximum Input Capacitance			5	10	10	10				

Note 5: C_{PD} determines the no load dynamic power consumption, $P_D = C_{PD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$, and the no load dynamic current consumption, $I_S = C_{PD} V_{CC} f$

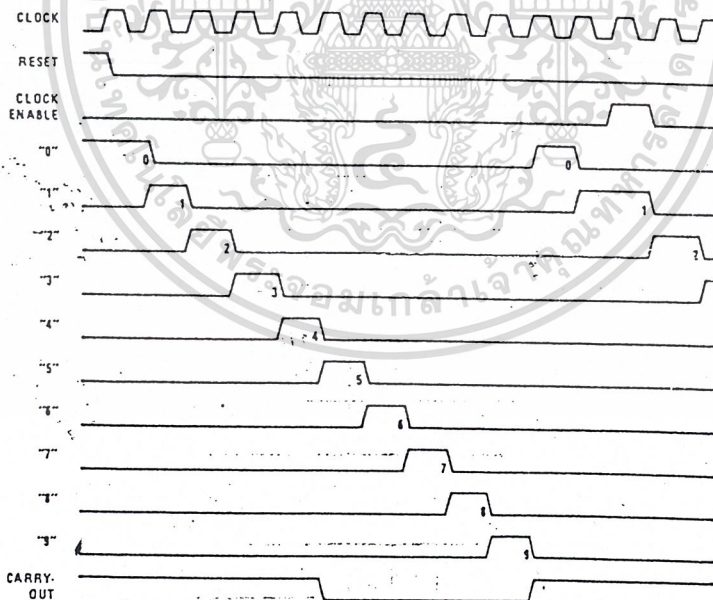
Logic and Timing Diagrams

MM54HC4017/MM74HC4017



TERMINAL NO. 8 = GND
TERMINAL NO. 16 = Vcc

TL/F/5351-2





TL/F/5351-3

6-Pin DIP Optoisolators

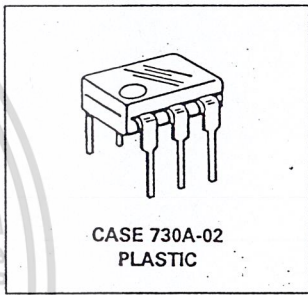
Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- Most Economical Optoisolator
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- UL Recognized. File Number E54915 
- 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/ 883 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.

4N25
4N25A
4N26
4N27
4N28

6-PIN DIP OPTOISOLATORS
TRANSISTOR OUTPUT



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

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

INPUT LED

Reverse Voltage	V_R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector	P_D	120	mW
Derate above 25°C		1.41	mW/°C

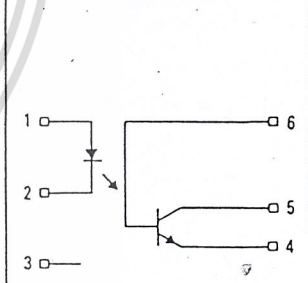
OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED	P_D	150	mW
Derate above 25°C		1.76	mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T_{sol}	260	°C

SCHEMATIC



1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	—	1.15	1.5	Volts
		$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.3	—	
		$T_A = -55^\circ\text{C}$	1.05	—	
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	—	—	
Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$)	I_R	—	—	100	μA
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR					
Collector-Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{CEO}	—	1	50	nA
		—	1	100	
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)					
Collector-Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$)	I_{CBO}	—	0.2	—	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain ($I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{ V}$)	h_{FE}	—	500	—	—
Collector-Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CE} = 0$)	C_{CE}	—	7	—	pF
Collector-Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CB} = 0$)	C_{CB}	—	19	—	pF
Emitter-Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{EB} = 0$)	C_{EB}	—	9	—	pF
COUPLED					
Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$)	I_C	—	7	—	mA
		2	5	—	
		1	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 2\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.5	Volts
Turn-On Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)	t_{on}	—	2.8	—	μs
Turn-Off Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)	t_{off}	—	4.5	—	μs
Rise Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)	t_r	—	1.2	—	μs
Fall Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)	t_f	—	1.3	—	μs
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$)	V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$)	R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_{ISO}	—	0.2	—	pF

TYPICAL CHARACTERISTICS

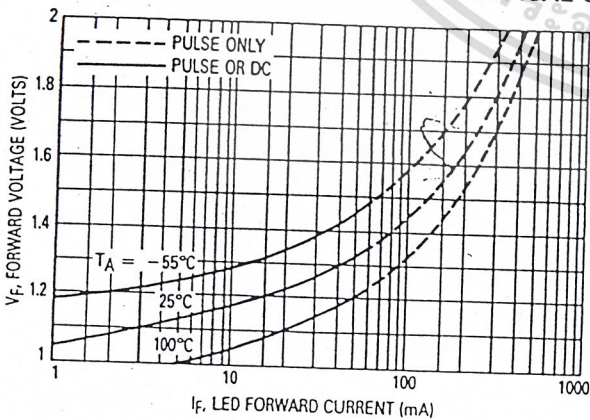


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

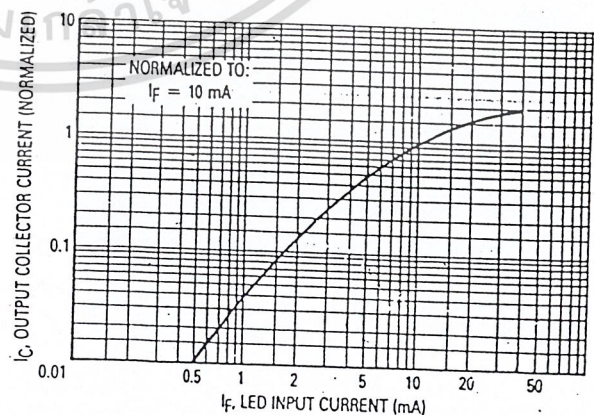


Figure 2. Output Current versus Input Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

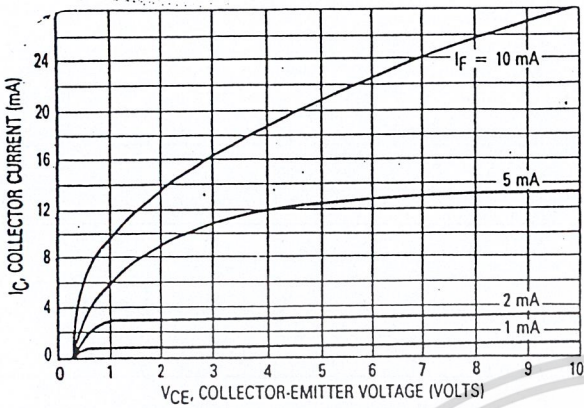


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

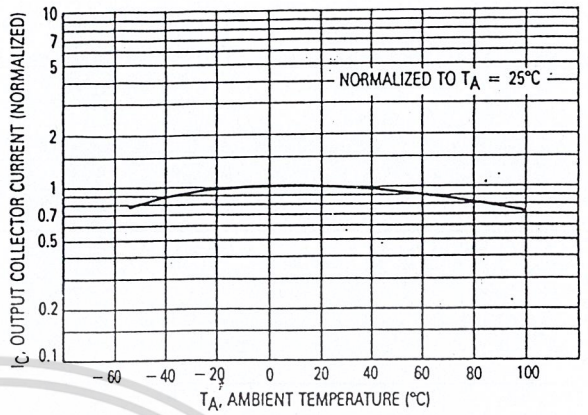


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

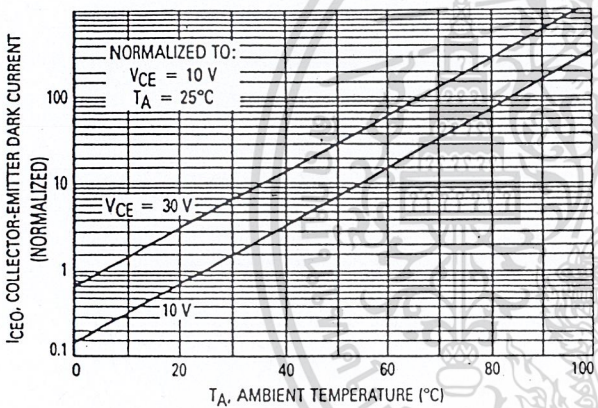


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

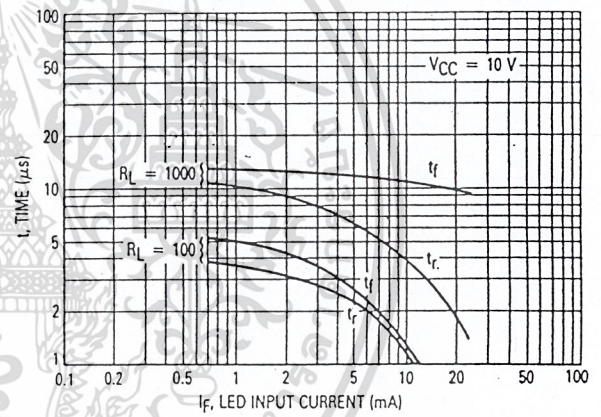


Figure 6. Rise and Fall Times

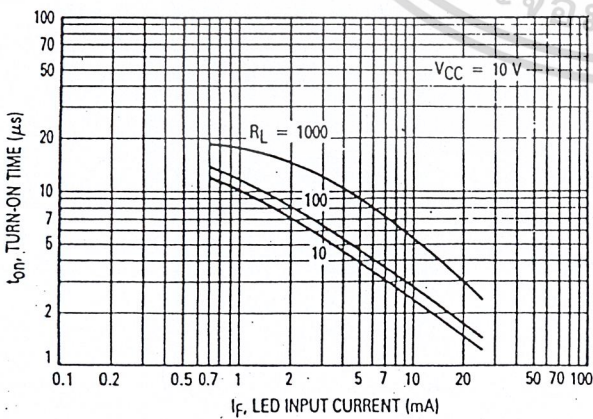


Figure 7. Turn-On Switching Times

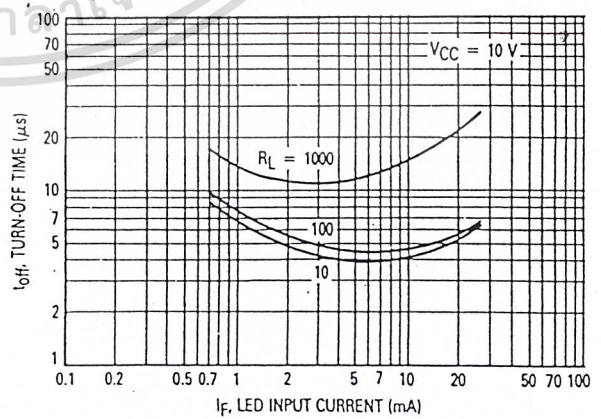


Figure 8. Turn-Off Switching Times

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

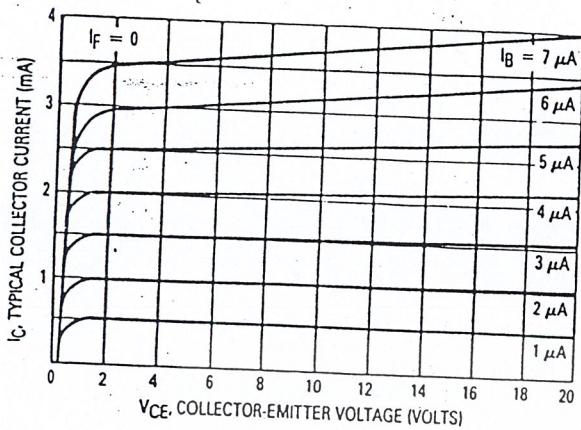


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

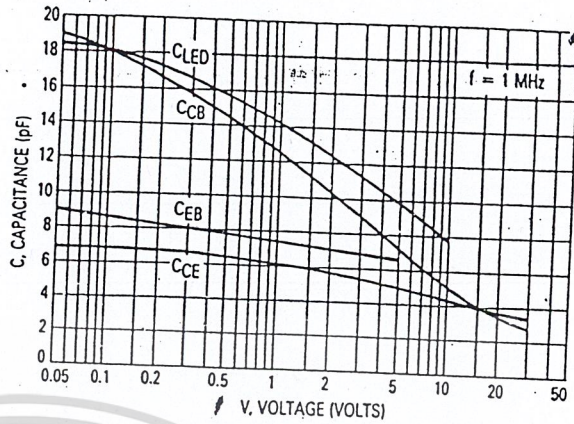


Figure 10. Capacitances versus Voltage

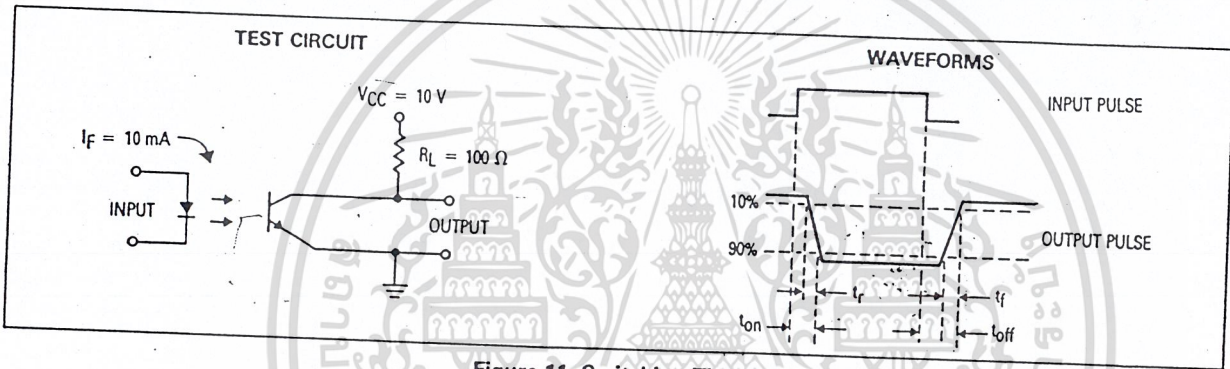
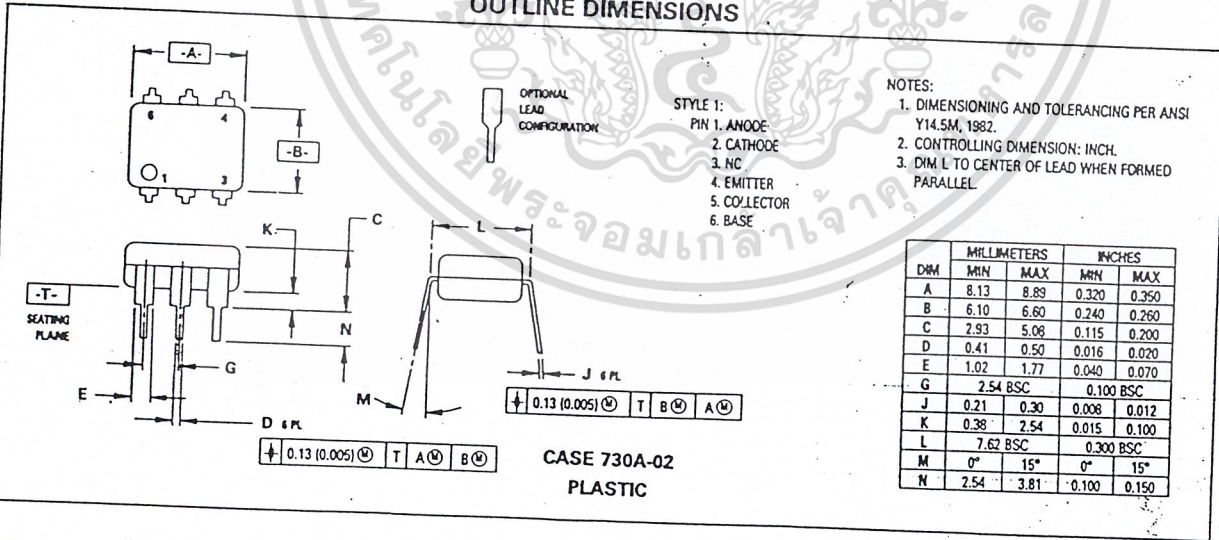


Figure 11. Switching Times

OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SIEMENS

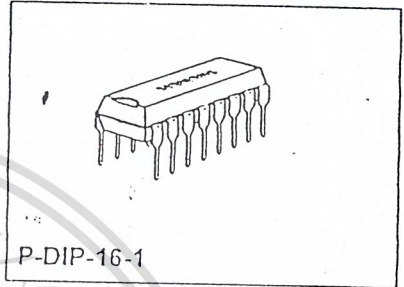
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible !
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range

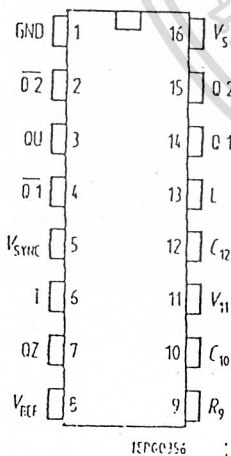


Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0 and 180°. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.

Pin Definitions and Functions



Pin Configuration
(top view)

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	Q2	Output 2 inverted
3	QU	Output U
4	Q1	Output 1 inverted
5	V _{sync}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	QZ	Output Z
8	V _{REF}	Stabilized voltage
9	R ₉	Ramp resistance
10	C ₁₀	Ramp capacitance
11	V ₁₁	Control voltage
12	C ₁₂	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q1	Output 1
15	Q2	Output 2
16	V _s	Supply voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Semiconductor Group

1

09.94

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_s). 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_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependend on the magnitude of the control voltage V_{11} , the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0 to 180 .

For every half wave, a positive pulse of approx. $30 \mu s$ duration appears at the outputs Q 1 and Q 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 between φ and 180 will result.

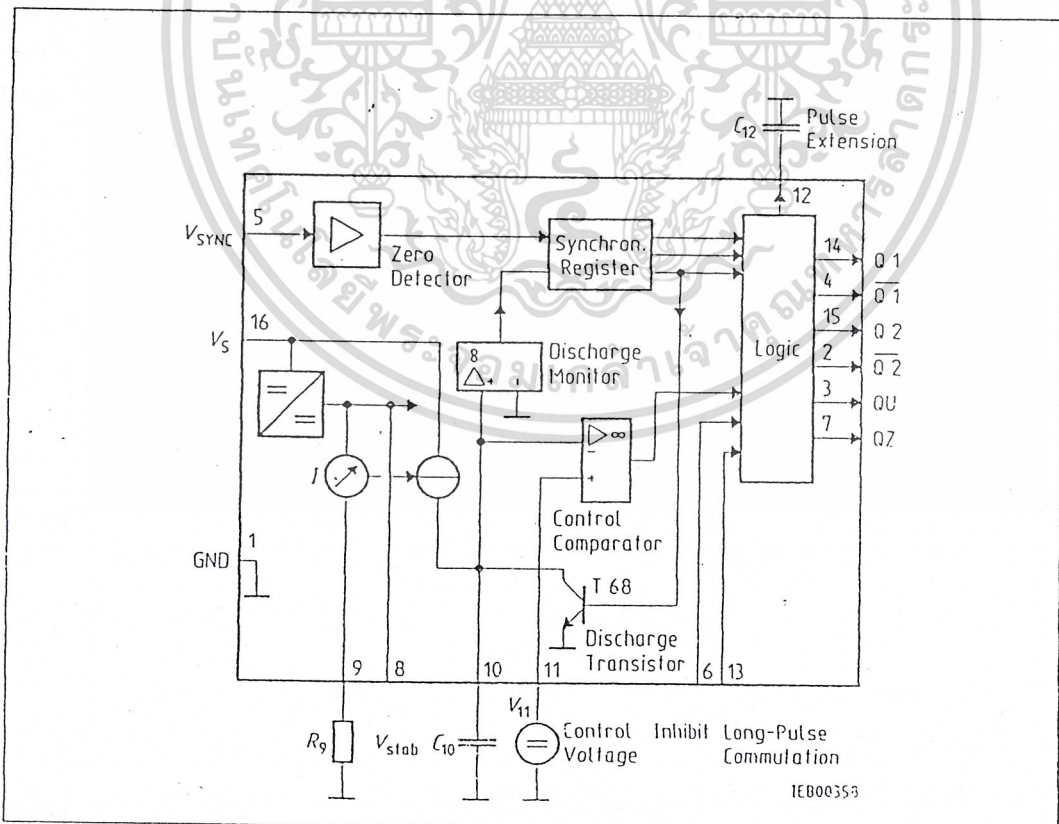
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

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

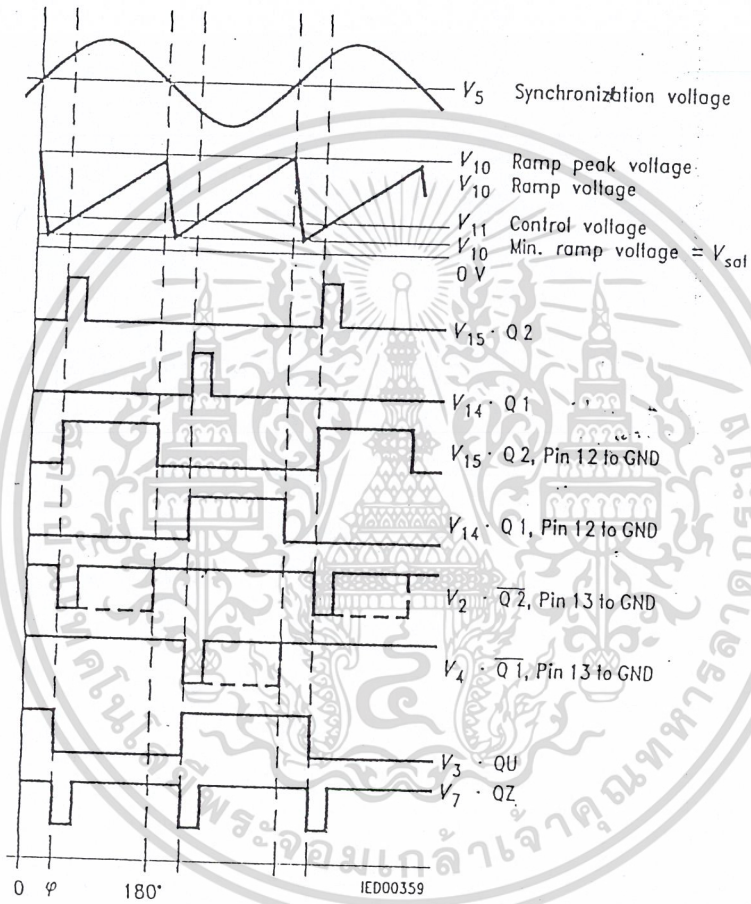
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length ($180 - \varphi$).



Block Diagram



Pulse Diagram

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_s	- 0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_o	- 10	400	mA
Inhibit voltage	V_i	- 0.5	V_s	V
Control voltage	V_{11}	- 0.5	V_s	V
Voltage short-pulse circuit	V_{13}	- 0.5	V_s	V
Synchronization input current	V_5	- 200	± 200	μA
Output voltage at pin 14, 15	V_o		V_s	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_o		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_o		V_s	V
Junction temperature	T_j		150	C
Storage temperature	T_{stg}	- 55	125	C
Thermal resistance system - air	$R_{th SA}$		80	K/W

Operating Range

Supply voltage	V_s	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	- 25	85	C

Characteristics

$8 \leq V_s \leq 18 V$; $- 25 \leq C \leq T_A \leq 85 \text{ C}$; $f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 ... S6 open $V_{11} = 0 V$ $C_{10} = 47 \text{ nF}$; $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	I_s	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current R_2 varied	$I_{s rms}$	30		200	μA	1
Offset voltage	ΔV_5		30	75	mV	4
Control input pin 11 Control voltage range	V_{11}	0.2		$V_{10 peak}$	V	1
Input resistance	R_{11}		15		$k\Omega$	5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

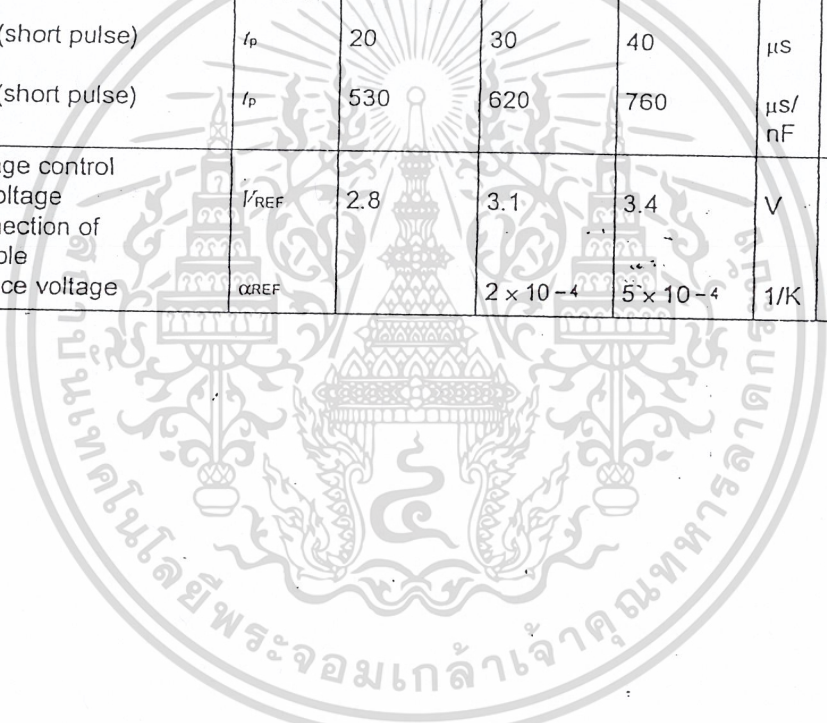
Characteristics (cont'd)

$8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_a \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	μA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_s - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	k Ω	1
Sawtooth return time	t_r		80		μs	1
Inhibit pin 6						
switch-over of pin 7						
Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	μs	1
Input current	I_{6H}		500	800	μA	1
$V_6 = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{6L}$	80	150	200	μA	1
$V_6 = 1.7 \text{ V}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-5		5	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_s = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-20		20	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_s = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$						
Deviation of the ramp voltage						
between 2 following						
half-waves, $V_s = \text{const.}$	$\Delta V_{10 \text{ max}}$		± 1		%	
Long pulse switch-over						
pin 13						
switch-over of S8						
Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current	I_{13H}			10	μA	1
$V_{13} = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{13L}$	45	65	100	μA	1
$V_{13} = 1.7 \text{ V}$						
Outputs pin 2, 3, 4, 7						
Reverse current	I_{CEO}			10	μA	2.6
$V_0 = V_s$						
Saturation voltage	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6
$I_0 = 2 \text{ mA}$						

Characteristics (cont'd)
 $8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ C} \leq T_A \leq 85 \text{ C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Outputs pin 14, 15 H-output voltage $-I_o = 250 \text{ mA}$	$V_{14/15H}$	$V_s - 3$	$V_s - 2.5$	$V_s - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_o = 2 \text{ mA}$	$V_{14/15L}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	μs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	$\mu\text{s}/\text{nF}$	1
Internal voltage control Reference voltage Parallel connection of 10 ICs possible	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1



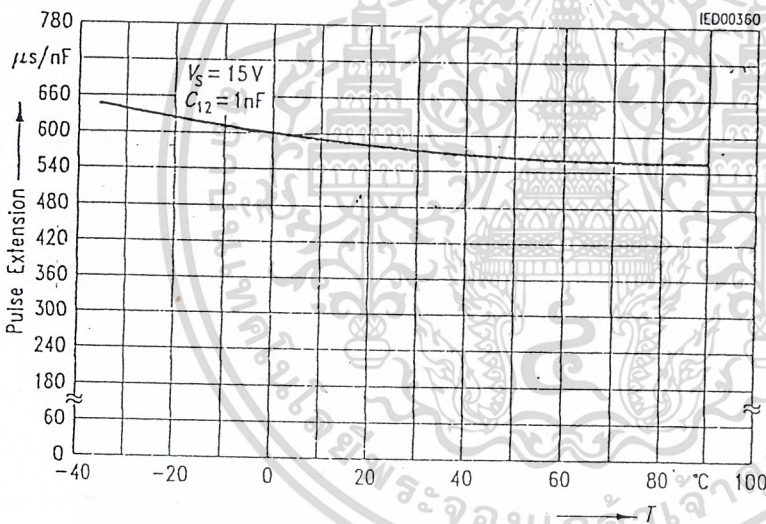
Application Hints for External Components

Ramp capacitance C_{10} min 500 pF max $1 \mu\text{F}^{1)}$ The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed

Triggering point $t_{Tr} = \frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$ 2)

Charge current $I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_9}$ 2) Ramp voltage $V_{10 \text{ max}} = V_S - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times I}{R_9 \times C_{10}}$ 2)

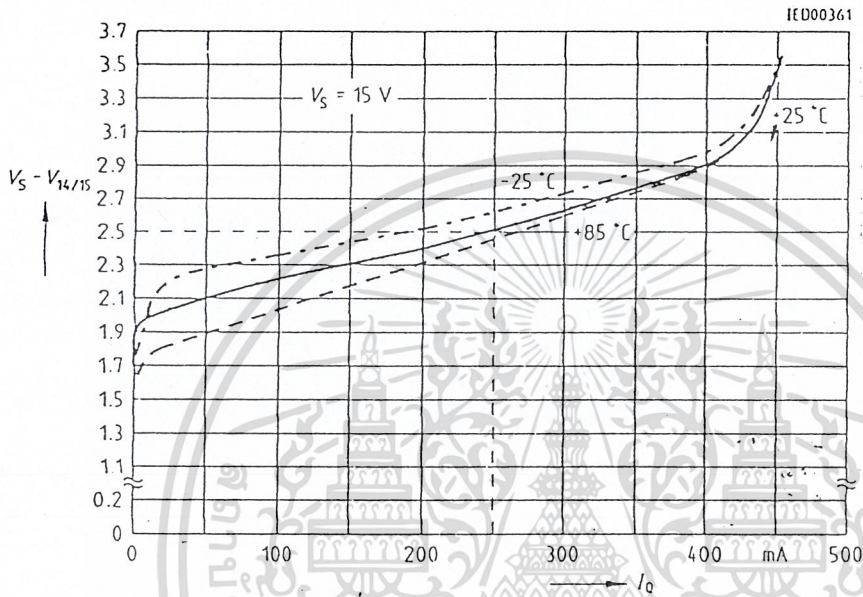
Pulse Extension versus Temperature



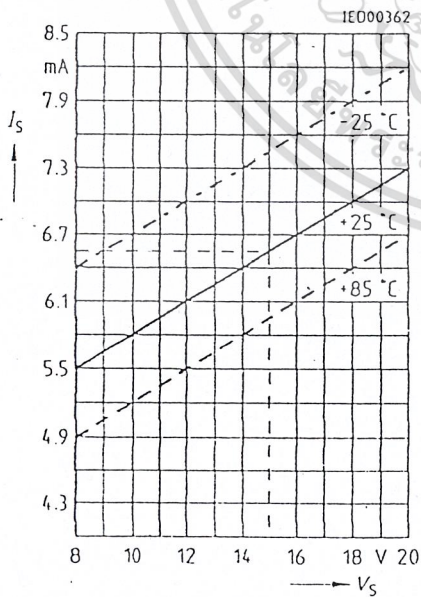
1) Attention to flyback times

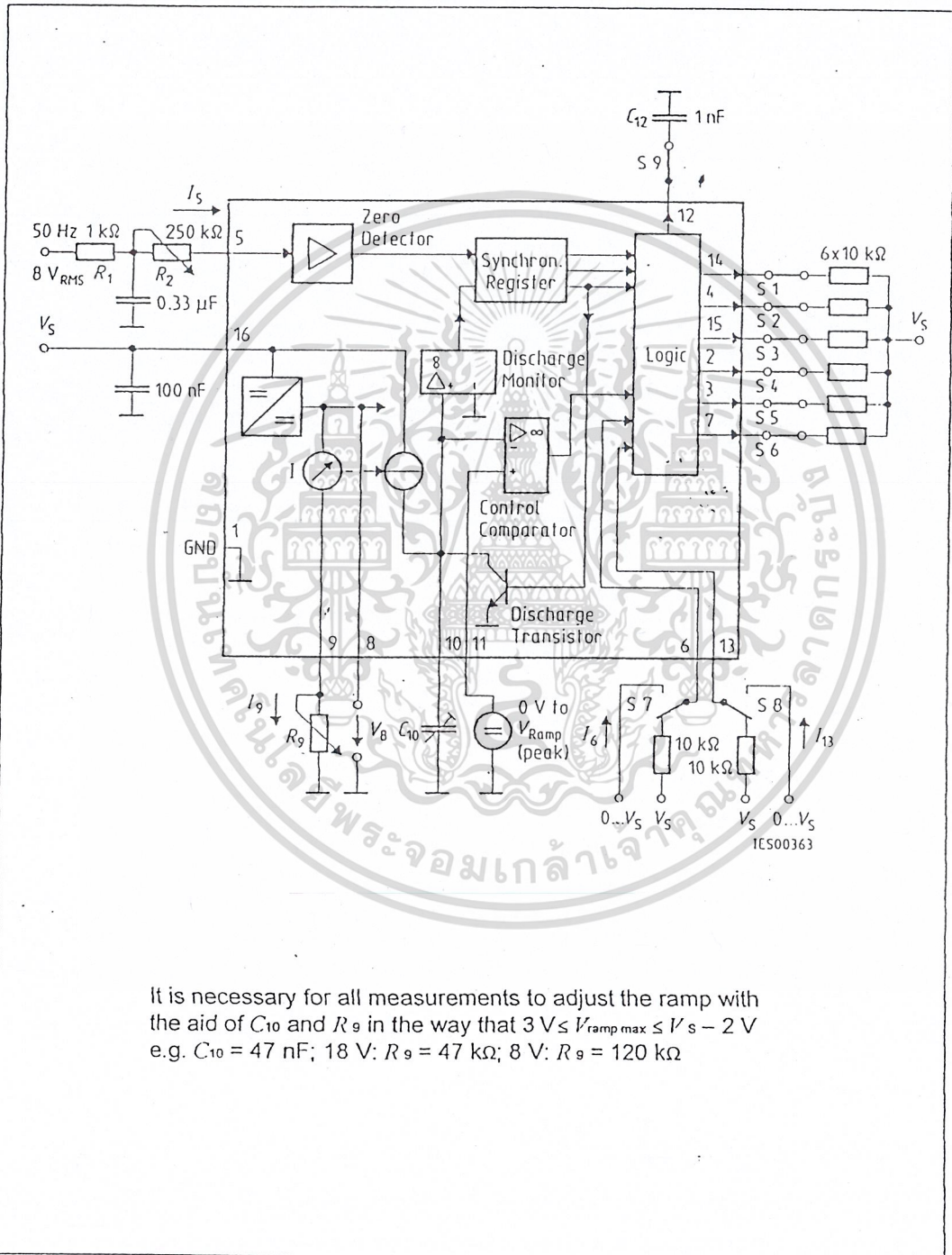
2) $K = 1.10 \pm 20 \%$

Output Voltage measured to + V_s



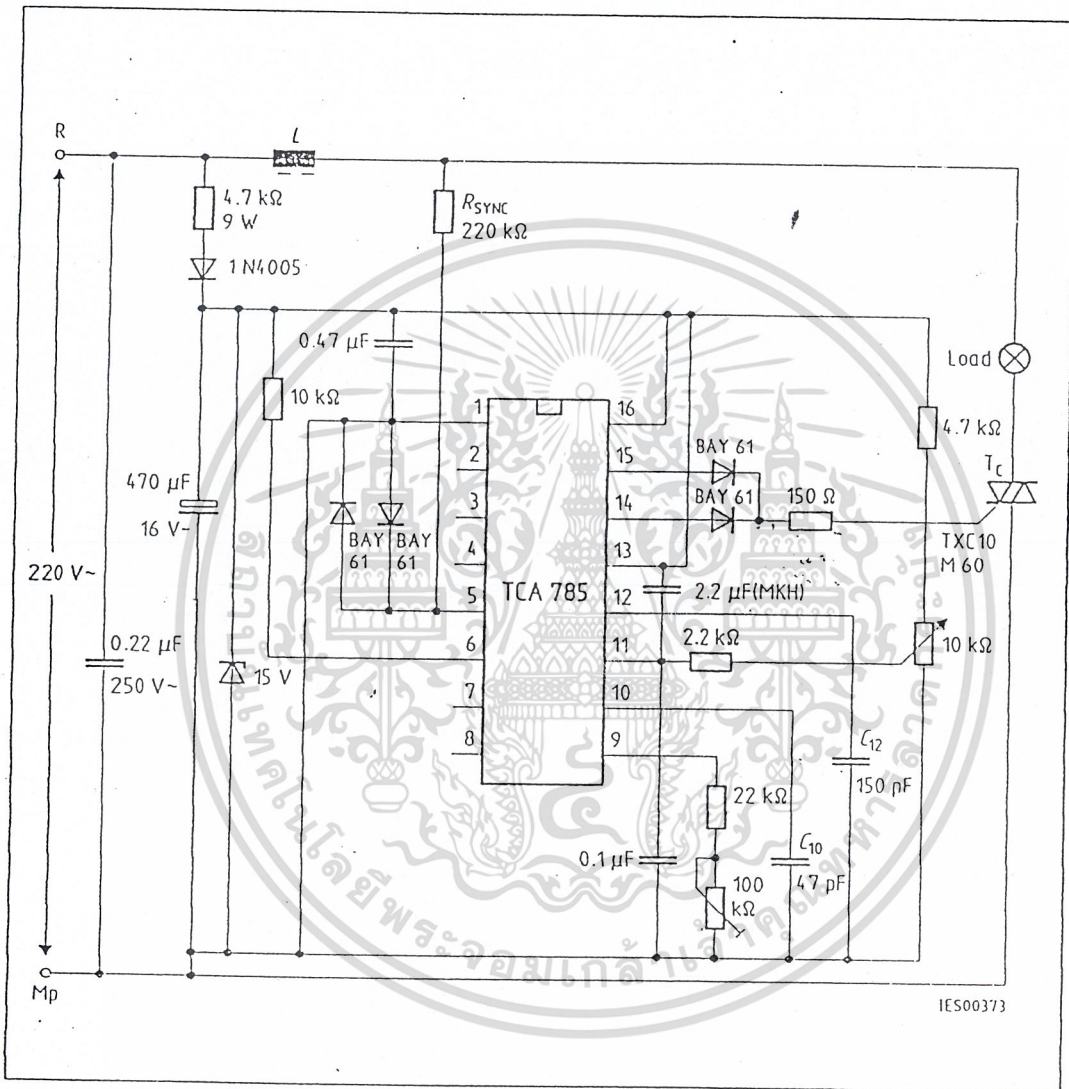
Supply Current versus Supply Voltage





It is necessary for all measurements to adjust the ramp with the aid of C_{10} and R_9 in the way that $3 V_S \leq V_{ramp\ max} \leq V_S - 2 V$
 e.g. $C_{10} = 47\ nF$; $18\ V$: $R_9 = 47\ k\Omega$; $8\ V$: $R_9 = 120\ k\Omega$

Test Circuit 1

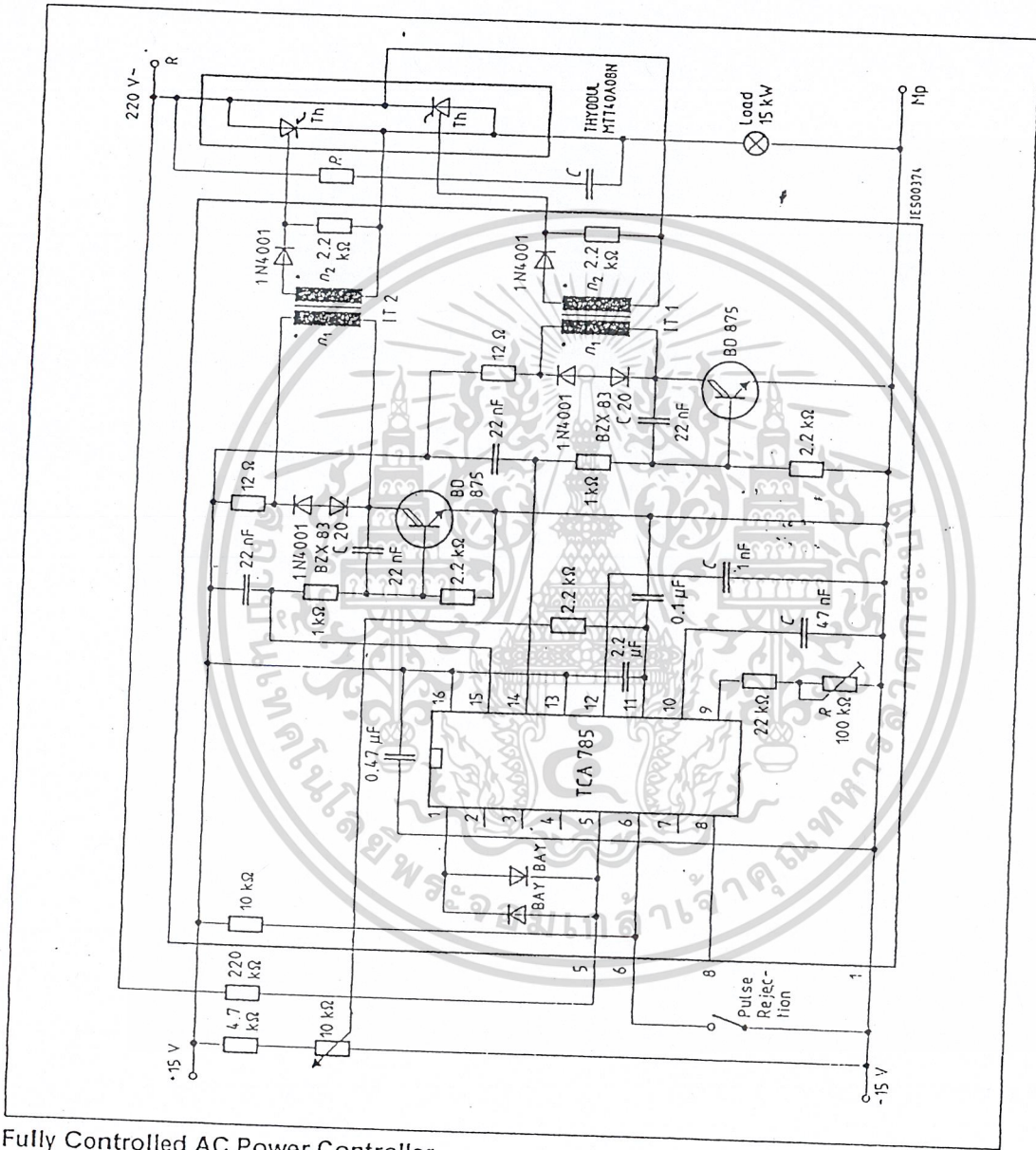


Application Examples
 Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0 and 180 with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 μs.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Semiconductor Group 13

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

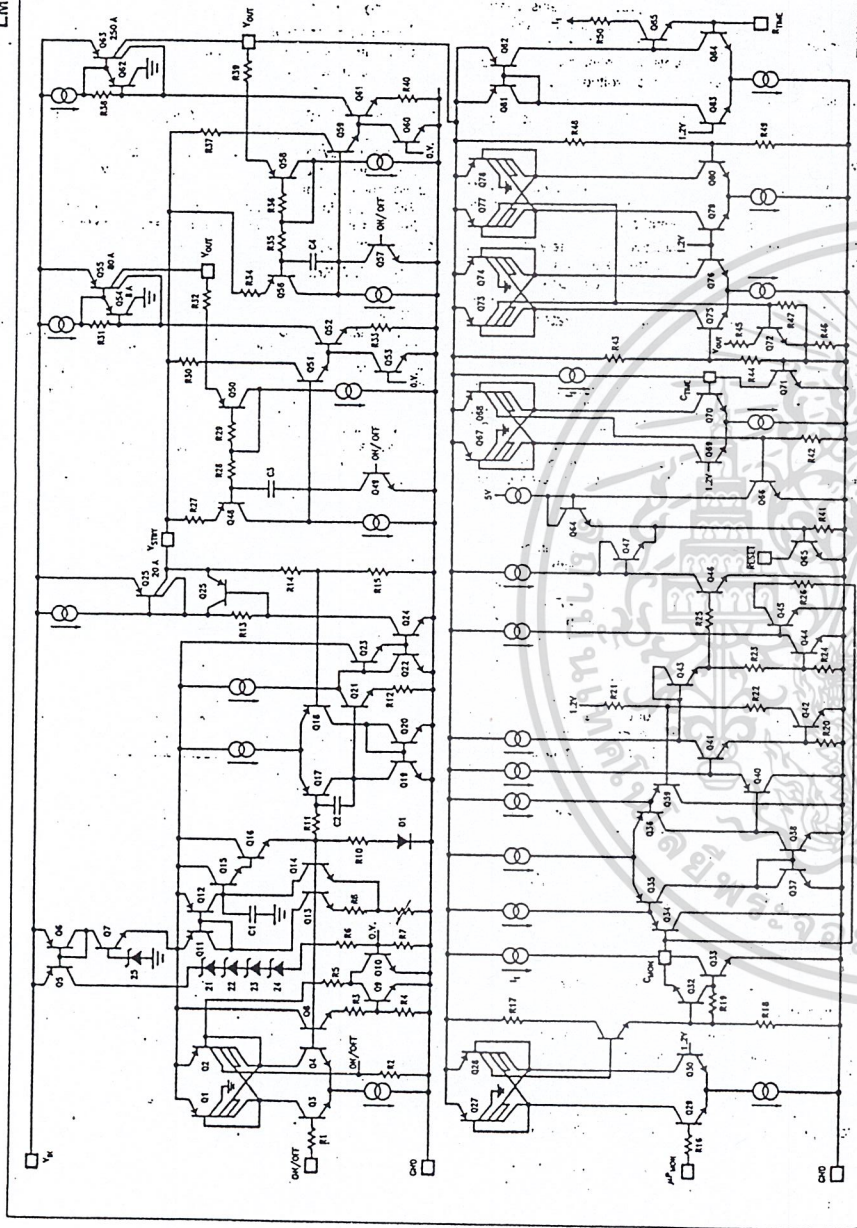


Fully Controlled AC Power Controller
Circuit for Two High-Power Thyristors

Shown is the possibility to trigger two antiparalleled thyristors with one IC TCA 785. The trigger pulse can be shifted continuously within a phase angle between 0 and 180 by means of a potentiometer. During the negative line half-wave the trigger pulse of pin 14 is fed to the relevant thyristor via a trigger pulse transformer. During the positive line half-wave, the gate of the second thyristor is triggered by a trigger pulse transformer at pin 15.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Semiconductor Group



LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

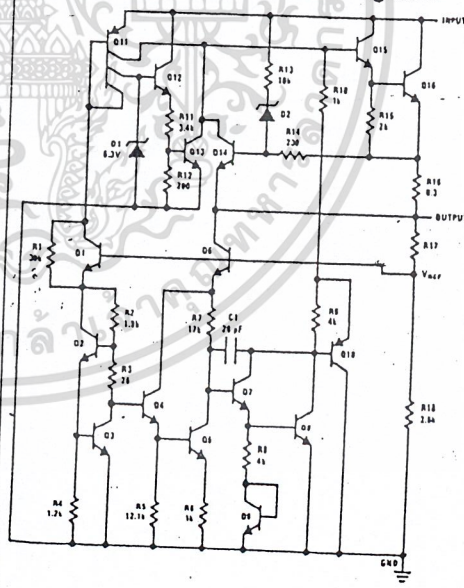
Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

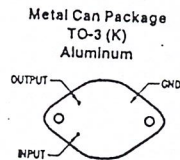
Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Schematic and Connection Diagrams



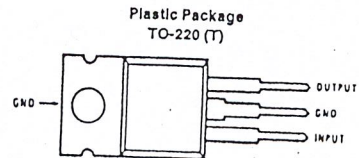
TU/H/7746-1



TU/H/7746-2

Bottom View

Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A



TU/H/7746-3

Top View

Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

Absolute Maximum Ratings

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

Input Voltage ($V_O = 5V, 12V \text{ and } 15V$) 35V
 Internally Limited
 Operating Temperature Range (T_A) $0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature (K Package) $-65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$
 (T Package)
 Storage Temperature Range
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)
 TO-3 Package K
 TO-220 Package T

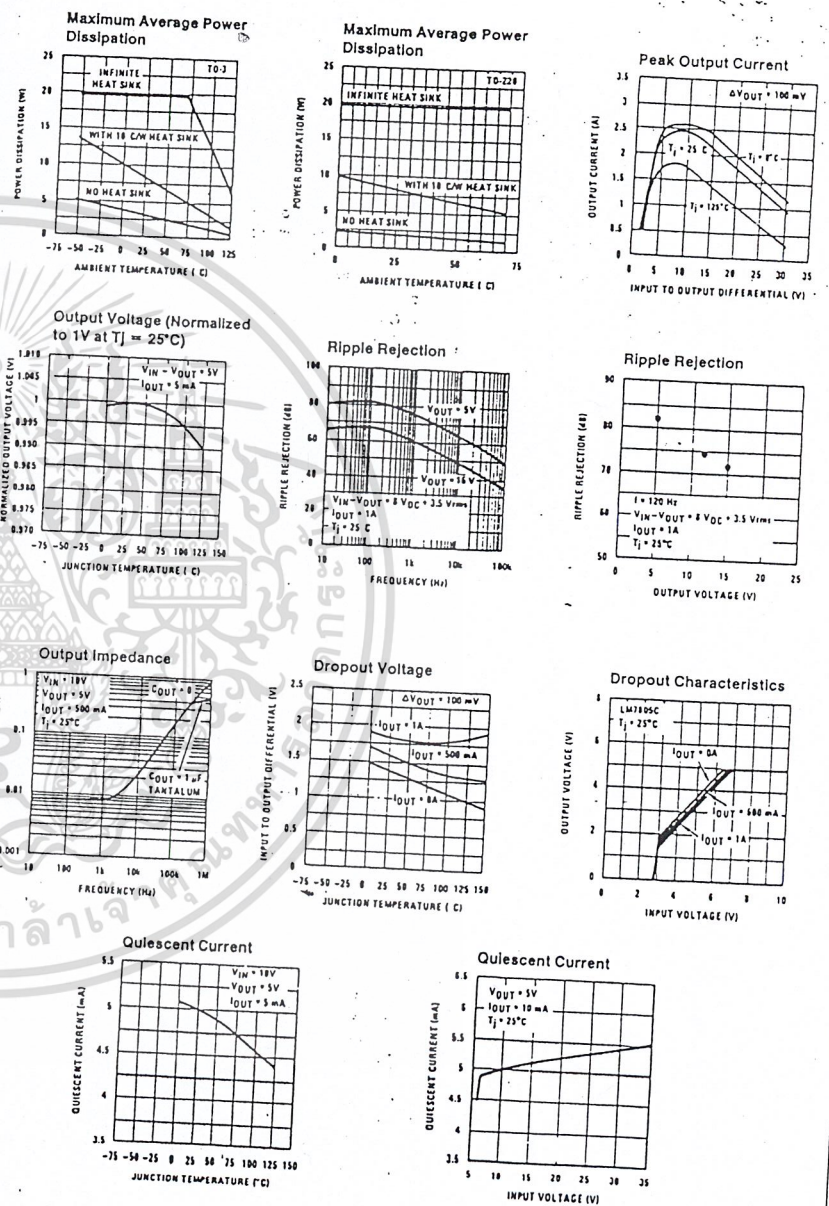
Electrical Characteristics LM78XX (Note 2) $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage		5V	12V	15V										
Input Voltage (unless otherwise noted)		10V	19V	23V										
Symbol	Parameter	Conditions			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$			4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	
		$P_D \leq 15\text{ W}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$ $V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			4.75	5.25	5.75	11.4	12.6	13.8	14.25	15.75	16.25	16.75
ΔV_O	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			3	50	120	4	120	150	4	150	
			ΔV_{IN}			$(7.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 25)$	$(14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 27)$	$(17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$						
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			50	120	150							
		ΔV_{IN}			$(8 \leq V_{\text{IN}} \leq 20)$	$(15 \leq V_{\text{IN}} \leq 27)$	$(18.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$							
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$			10	50	120	12	60	120	12	150	
			$250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$			25	60	75						
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			50	120	150							
		ΔV_{IN}			$(8 \leq V_{\text{IN}} \leq 12)$	$(16 \leq V_{\text{IN}} \leq 22)$	$(20 \leq V_{\text{IN}} \leq 28)$							
I_O	Quiescent Current	$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			8	8	8	8	8	8	8	8	
			$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			8.5	8.5	8.5						
ΔI_O	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$			0.5	0.5	0.5							
		$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$			1.0	1.0	1.0							
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			$(7.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 20)$	$(14.8 \leq V_{\text{IN}} \leq 27)$	$(17.9 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$							
		$I_O \leq 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ $V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			1.0	1.0	1.0							
V_{IN}	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$			40	75	90							
		$f = 120\text{ Hz}$			62	80	55	72	54	70				
ΔV_{IN} ΔV_{OUT}	Ripple Rejection	$I_O \leq 1\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500\text{ mA}$			62	55	54							
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			$(8 \leq V_{\text{IN}} \leq 18)$	$(15 \leq V_{\text{IN}} \leq 25)$	$(18.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 28.5)$							
R_O	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$			2.0	2.0	2.0							
		$f = 1\text{ kHz}$			8	18	19							
		$T_J = 25^\circ\text{C}$			2.1	1.5	1.2							
		$T_J = 25^\circ\text{C}$			2.4	2.4	2.4							
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}, I_O = 5\text{ mA}$			0.6	1.5	1.8							
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$			7.5	14.6	17.7							

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W junction to case and 35°C/W case to ambient. Thermal resistance of the TO-18 package (T) is typically 4°C/W junction to case and 50°C/W case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of $0.22\ \mu\text{F}$, and a capacitor across the output of $0.1\ \mu\text{F}$. All characteristics except ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10\text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in temperature must be taken into account separately.

Typical Performance Characteristics



Design Considerations

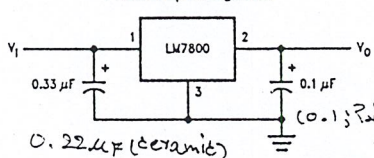
The LM7800 fixed voltage regulator series has thermal overload protection from excessive power dissipation, internal short circuit protection which limits the regulator's maximum current, and output transistor safe-area compensation for reducing the output current as the voltage across the pass transistor is increased.

Although the internal power dissipation is limited, the junction temperature must be kept below the maximum specified temperature (150°C for LM7800, 125°C for LM7800C) in order to meet data sheet specifications. To calculate the maximum junction temperature or heat sink required, the following thermal resistance values should be used:

Package	Typ θ_{JC} °C/W	Max θ_{JC} °C/W	Typ θ_{JA} °C/W	Max θ_{JA} °C/W
TO-3	3.5	5.5	35	40
TO-220	3.0	5.0	<0	60

Typical Applications

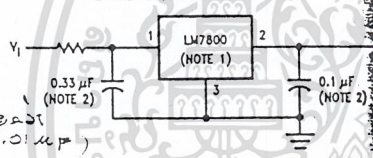
Fixed Output Regulator



TU/H/10052-7

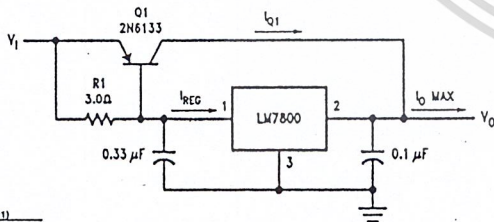
Note 1: To specify an output voltage, substitute voltage value for "00".
 Note 2: Bypass capacitors are recommended for optimum stability and transient response, and should be located as close as possible to the regulator.

High Input Voltage Circuits



TU/H/10052-8

High Current Voltage Regulator



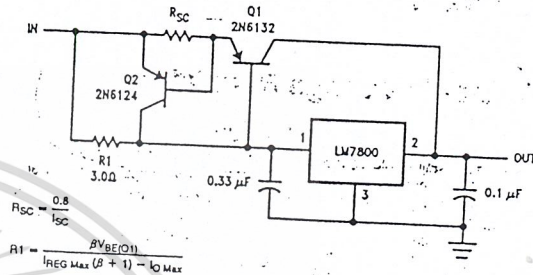
TU/H/10052-10

$$\beta(O1) \geq \frac{I_{O \text{ MAX}}}{I_{REG \text{ MAX}}}$$

$$R1 = \frac{0.9}{I_{REG}} \cdot \frac{\beta(O1) V_{BE(O1)}}{I_{REG \text{ MAX}} (\beta + 1) - I_{O \text{ MAX}}}$$

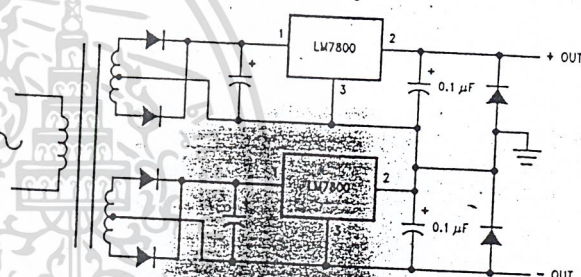
Typical Applications (Continued)

High Output Current, Short Circuit Protected



TU/H/10052-11

Positive and Negative Regulator



TU/H/10052-12

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้