



แหล่งจ่ายกระแสที่ใช้จืท โอลินเวอร์เตอร์ป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
CURRENT SOURCE GTO INVERTER FED INDUCTION MOTOR DRIVE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 007750

ปริญญาโทบริหารการศึกษา 2534

ภาควิชา ไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง

แหล่งจ่ายกระแสที่ใช้จีทีไออินเวอร์เตอร์ป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
CURRENT SOURCE GTO INVERTER FED INDUCTION MOTOR DRIVE

โดย

นาย วสันต์	สงจักร	31.1236
นาย วันห์	นิลรัมย์	31.1251
นาย ศราวุธ	เกิดเนตร	31.1275

สุพงษ์ วัฒนพงษ์

(สุพงษ์ วัฒนพงษ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์แบบให้โมเตอร์เหนี่ยวนำ

วสันต์ สมจิตร

วินท์ นิลรังษี

ศราวุธ เกิดเนตร

อ. สุวงษ์ งามพงศ์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2530

### บทคัดย่อ

บริษัทยาпонนี้ได้เสนอ และวิเคราะห์ current source inverter 3 เฟส โดยที่มี  
โหลดเป็น induction motor คุณสมบัติของ inverter ชนิดนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับ voltage  
source inverter ในลักษณะของโหลด มอเตอร์เหนี่ยวนำ

current source inverter สำหรับบริษัทยาпонนี้ได้ใช้ gate turn-off (GTO)  
thyristor ในวงจรหลัก จึงได้ออกแบบาให้วงจร drive สำหรับ GTO มีประสิทธิภาพ และความ  
เชื่อถือได้ ในการ on และ off GTO สูงพอสมควร current source inverter ชนิดนี้จึงทำงาน  
ได้แรงกระแสที่สูง และปรับความถี่ได้ช่วงกว้างจากวงจรควบคุม

# CURRENT SOURCE GTO INVERTER FED INDUCTION MOTOR DRIVE

WASAN SOMCHIT

WYNT NILRANGSRI

SARAWUT KERDNETSE

ADVISOR

SUWONG SOMPONG

ACADEMIC YEAR 1991

## ABSTRACT

This thesis describe the characteristic of 3-phase current source inverter and its analysis which used the induction motor as its load. Property of this inverter would be compared with voltage source inverter for fed induction motor drive.

Current source inverter in this thesis, Gate turn off Thyristor (GTO) is used in main circuit. The drive circuit which used for GTO is designed in order to turn-on and turn-off GTO with high efficiency and able to change the range of frequency from the control circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทคัดย่อ

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับารกับเคลื่อนมอ เคอร์เหนียวนา และอินเวอร์เคอร์	3
2.1	ทฤษฎีเบื้องต้น และวงจรมมูลของมอ เคอร์เหนียวนา	3
2.1.1	หลักการมอ เคอร์เหนียวนา	3
2.1.2	วงจรมมูล	4
2.2	วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอ เคอร์เหนียวนา	7
2.2.1	การควบคุมแรงดันของสเค เคอร์	8
2.2.2	การควบคุมสลิปเพาเวอร์	10
2.2.3	การควบคุมด้วยเซโกลคอนเวอร์ เคอร์	11
2.2.4	การควบคุมด้วยวิธีการ เปลี่ยนแรงดัน และความถี่	12
2.3	อินเวอร์เคอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอ เคอร์เหนียวนา	15
2.3.1	การขับเคลื่อนด้วยโวลท์เคจซอร์อินเวอร์ เคอร์	16
2.3.2	การขับเคลื่อนด้วยเคอร์ เรนทซอร์อินเวอร์ เคอร์	20
บทที่ 3	จีทีเอ และการสร้างวงจร	25
3.1	จีทีเอ	25
3.1.1	โครงสร้างของจีทีเอ	25
3.1.2	หลักการทางานของจีทีเอ	27
3.1.3	คุณสมบัติในการสวิชิ่งของจีทีเอ	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2	การสร้างวงจรกับจีทีเอ	29
3.2.1	การเทิร์นออน	30
3.2.2	การเทิร์นออฟ	30
3.2.3	โครงสร้าง และการทำงานของวงจรทริกกิ้ง	34
3.3	หลักการทํางานของวงจรกับจีทีเอ	34
3.4	การสร้างวงจร 3 เฟส เคอร์เรนทซ์ธอร์สอินเวอร์เตอร์	35
บทที่ 4	การทดลอง และผลการทดลอง	39
บทที่ 5	การวิเคราะห์ และสรุปผลการทดลอง	45
ภาคผนวก		
กิจกรรมประกาศ		
หนังสืออ้างอิง		



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบันนี้ ได้มีการพัฒนาและวิจัยเกี่ยวกับ INVERTER เพื่อใช้งานทางด้าน การขับเคลื่อนทางอุตสาหกรรมอย่างค่อเนื่องและกว้างขวาง ทั้งนี้เพราะการควบคุมความเร็วรอบของ AC MACHINE โดยการใช้การเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟจะเหมาะสมมากกว่าวิธีการอย่างอื่น เช่น การเปลี่ยนขั้วของขดลวดสเตเตอร์ (POLE-CHANGING) การควบคุมแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (STATOR VOLTAGE CHANGE) นอกจากนี้ทางด้าน การขับเคลื่อน ทางด้านอุตสาหกรรมมาได้นิยมใช้ AC MACHINE มากกว่า DC MACHINE เพราะ AC MACHINE มีโครงสร้างที่แข็งแรง ทนทานกว่า ราคาไม่แพง มีประสิทธิภาพสูงกว่า ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับคอมมิวเตเตอร์ ทำให้มีการบำรุงรักษาไม่บ่อยครั้ง แต่อย่างไรก็ตาม ราคาของระบบควบคุมการขับเคลื่อน AC (AC-DRIVE) ยังสูงกว่าระบบการขับเคลื่อน DC (DC-DRIVE) รวมทั้งการควบคุม AC DRIVE ซับซ้อนและยุ่งยากมากกว่า เพื่อให้จะได้สมรรถนะที่ดีกว่า สำหรับ INVERTER ที่ใช้ในการขับเคลื่อน AC MACHINE ส่วนมากแล้วจะใช้เทคนิคแบบ QUASI-SQUARE, 6-STEP และ PWM โดยแบบ QUASI-SQUARE เป็นแบบที่ใช้อุปกรณ์ในการควบคุมน้อยที่สุด ประหยัดที่สุด แต่มีผลเสียทางด้านไฟฟ้า และประสิทธิภาพในการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับอีก 2 แบบ แต่ทุกด้าน ส่วนแบบ PWM นั้นใช้งานได้ในช่วงความถี่ไม่มาก ทั้งนี้เพราะ สามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับน้อยลงไว้ มีผลทำให้ลดการสูญเสียใน MACHINE TORQUE สตาร์ทสูง และไม่มีปัญหาการกระเพื่อมของ TORQUE (TORQUE PULSATION) และแบบ 6-STEP จะใช้งานได้ในช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์สูง เนื่องจากการสูญเสียของกระแสรั่วของอุปกรณ์สวิตซ์ที่น้อย และผลของฮาร์มอนิกอันดับต่ำจะถูกกรองไปโดย LEAKAGE INDUCTANCE ของแม่ขดขั้วได้ง่าย เมื่อความถี่ของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูง

อย่างไรก็ตาม INVERTER ยังแบ่งได้เป็น 2 ชนิดได้อีกคือ VOLTAGE SOURCE INVERTER และ CURRENT SOURCE INVERTER ซึ่งเดิมที INVERTER เริ่มแรกเป็นลักษณะของ VOLTAGE SOURCE INVERTER แต่ในปัจจุบัน CURRENT SOURCE INVERTER ได้เข้ามามีบทบาทในวงการอุตสาหกรรมกันอย่างแพร่หลาย จึงใช้กันอย่างกว้างขวางในการขับเคลื่อน AC MACHINE โดยลักษณะเด่นพิเศษของ CURRENT SOURCE INVERTER

สำหรับ CURRENT SOURCE INVERTER แบบธรรมดา หรือ AUTOMATICALLY COMMUTATED CURRENT SOURCE INVERTER (ASCI) นั้นจำเป็นต้องใช้เวลาหน่วงในการแปลงนาน ดังนั้นขอบเขตของความถี่ในการทำงานจะน้อยลง การที่มี COMMUTATION CAPACITERS จำนวนมาก ทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INVERTER มีขนาดใหญ่ และประสิทธิภาพต่ำมาก ด้วยเหตุผลนี้ CURRENT SOURCE INVERTER ที่ใช้เทคโนโลยีพรีมอดูเลชันนี้ จึงได้ใช้ GATE TURN OFF (GTO) THYRISTERS ในวงจรหลักจึงทำให้ไม่มีเวลาช่วงในการแปลง ทำให้มีขอบเขตของความถี่ในการทำงานที่สูงขึ้น

ในพรีมอดูเลชันที่ได้ศึกษาเกี่ยวกับ CURRENT SOURCE INVERTER โดยมี GTO ทำหน้าที่เป็น SWITCHING และมีโหลดเป็น INDUCTION MOTOR ซึ่งมีรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในพรีมอดูเลชันแบ่งเป็นบท ได้ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ เป็นเนื้อหาคร่าวๆ ในแต่ละบท วัตถุประสงค์ ขอบเขต และประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ชนิดและคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงรายละเอียดของ GTO, PATTERN ค่าของ การ SWITCHING และ CURRENT SOURCE INVERTER และการนำมาดัดแปลงประยุกต์ใช้กับพรีมอดูเลชันนี้

บทที่ 4 ผลการทดลองในรูปแบบต่างๆ วิเคราะห์การทดลอง

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์โครงงานที่ได้ทำมาทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ และอินเวอร์เตอร์

ในบทนี้จะได้อธิบายถึง ทฤษฎีเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และวงจรสมมุติเทคนิค การควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำวิธีต่างๆ จะยกจะเน้นถึงการควบคุมโดยใช้อินเวอร์เตอร์ และ แพทเทิร์นการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ที่ใช้กันทั่วไป และได้กล่าวถึงคุณสมบัติของมอเตอร์เมื่อ ใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อน

ในโรงงานอุตสาหกรรมประมาณได้ว่า 90%ของ เครื่องยนต์กำลังจะใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำทั้งสิ้น uly เฉพาะมอเตอร์แบบกรงกระรอก (squirrel cage) ซึ่งจะมีโครงสร้างที่แข็งแรง ทนทาน มีความ เรื่อยท่า น้ำหนักเบา ทำงานได้ที่อุณหภูมิสูง การซ่อมบำรุงไม่บ่อยครั้งมากนัก เพราะไม่มีปัญหาเกี่ยวกับ แปรปรวน ราคาถูก และมีขนาดเล็กกว่าที่ซีมมอเตอร์ เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราเร็ว และกำลัง เท่ากัน หรือมี อัตราส่วนกำลังต่อน้ำหนักสูง สามารถทำงานได้ทุกสภาวะแวดล้อม และเสี่ยงต่อการระเบิดได้ เพราะไม่มี ปัญหาเกี่ยวกับประกายไฟที่เกิดจากคอมมิวเตเตอร์ นอกจากนี้ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับควันจากการพัฒนา ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังทำให้การควบคุมความเร็วของอินตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ uly การใช้สแตติคอินเวอร์ เตอร์ได้ง่าย มีประสิทธิภาพสูง และมีราคาถูกลงกว่าเดิม นอกจากนี้อย่าง ได้มีการพัฒนาวิธีการควบคุม ใหม่ เช่น เวกเตอร์คอนโทรล หรือ field oriented control ซึ่งทำให้เอซีมอเตอร์มีขีดความสามารถใกล้เคียงกับที่ซีมมอเตอร์ ถึงแม้เอซีมอเตอร์จะมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการดัง ได้กล่าวมาแล้วก็ตาม แต่ราคาของอินเวอร์เตอร์ และความยุ่งยากในการควบคุมเอซีมอเตอร์ ทำให้การแพร่กระจายของระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ที่ใช้เอซีมอเตอร์ไม่เป็นไปอย่างรวดเร็วเท่าที่ควร แต่อย่างไรก็ดีการพัฒนา ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และการควบคุมจะทำให้ระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้โดยที่ใช้ เอซีมอเตอร์จะมีราคาถูกลงขนาดเห็นได้ชัด และความ เชื่อถือได้สูงขึ้น อันจะทำให้ระบบขับเคลื่อนที่ใช้เอซีมอเตอร์ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในอนาคตอันใกล้

### 2.1 ทฤษฎีเบื้องต้น และวงจรสมมุติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

#### 2.1.1 หลักการมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ โดยส่วนโรเตอร์จะหาหน้า ที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าส่วนสเตเตอร์ โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก อยู่ในแอร์แกป (air-gap) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์ และส่วนโรเตอร์สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วเชิงโรตารีส์ ตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_S = 120f/P \quad \dots\dots(2.1)$$

โดยที่  $N_S$  = ความเร็วเชิงโรตอร์ของสนามแม่เหล็ก (rpm)

$f$  = ความถี่ไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ (Hz)

$P$  = จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

ในขณะที่โรตอร์อยู่กับที่ จะมีการเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวนโรตอร์ซึ่งมีความถี่เดียวกับกับแหล่งจ่ายไฟ ทอร์คเริ่มต้นที่เกิดขึ้นจะเป็นผลจากการกระทำระหว่างฟลักซ์ใน air gap และ rotor magnetomotive force (mmf) แต่ในขณะที่โรตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วเชิงโรตอร์ของสนามแม่เหล็ก จะไม่มีการเหนี่ยวนำขึ้นที่โรตอร์ ดังนั้นจะไม่มีทอร์คเกิดขึ้น และขณะที่โรตอร์มีความเร็ว  $N_R$  ใดๆ ที่มีค่าแตกต่างจากความเร็ว  $N_S$  จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นบนโรตอร์ และทำให้เกิดทอร์ค ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิป หรือการไถล (slip, S)

$$\begin{aligned} S &= (N_S - N_R)/N_S \quad \dots\dots(2.2) \\ &= (\omega_S - \omega_R)/\omega_S \\ &= \omega_{sl}/\omega_S \end{aligned}$$

โดยที่  $\omega_S$  คือ ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์ (stator angular frequency)

$\omega_R$  คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรตอร์ (rotor angular frequency)

$\omega_{sl}$  คือ ความถี่เชิงมุมสลิป (slip angular frequency)

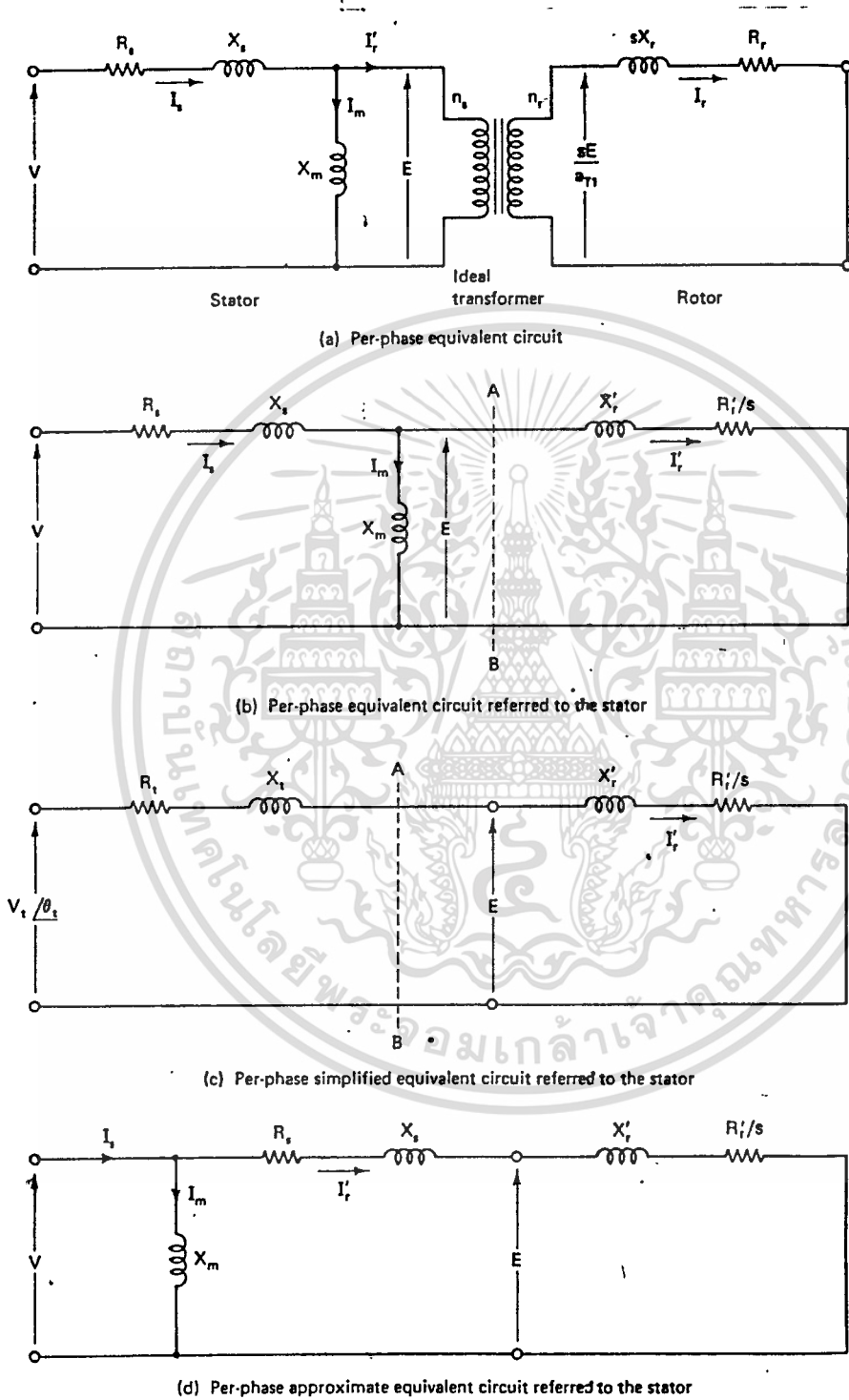
### 2.1.2 วงจรสมมูล

วงจรสมมูลคือเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.1a  $aT_1$  คืออัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดค้ำ stator ( $N_S$ ) ต่อค้ำ rotor ( $N_R$ ) วงจรสมมูลสามารถทำให้ง่ายโดยการอ้างปริมาณต่างๆ ทางค้ำ rotor ไปสู่ทางค้ำ stator ทั้งความถี่ และจำนวนรอบของขดลวด ผลของวงจรสมมูลแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.1b  $R_r'$  และ  $X_r'$  คือค่าความต้านทาน และค่าเหนี่ยวนำของ rotor เมื่อถูกอ้างถึงในลักษณะของวงจร stator และมีสมการดังนี้

$$R_r' = (aT_1)^2 R_r \quad \text{และ} \quad X_r' = (aT_1)^2 X_r \quad \dots\dots(2.3)$$

ทางค้ำซ้ายของเส้นประ AB ในรูปที่ 2.1b สามารถถูกแทนได้ด้วยวงจร Thevenin หากให้วงจรสมมูลหาได้ง่ายขึ้นอีก ดังแสดงในรูปที่ 2.1c  $V_t$ ,  $R_t$  และ  $X_t$  เป็นค่าสมมูลของเทวิน ซึ่ง เป็นค่าของแหล่งจ่ายศักดาไฟฟ้า ค่าความต้านทาน และค่าเหนี่ยวนำตามลำดับ ก็จะหาให้มีสมการ เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_t = \frac{VX_m}{R_s^2 + (X_s + X_m)^2} \quad \dots\dots(2.4)$$

$$\theta_t = (\phi/2) - \arctan\left[\frac{X_s + X_m}{R_s}\right] \quad \dots\dots(2.5)$$

$$R_t + jX_t = \left[\frac{jX_m(R_s + jX_s)}{R_s + j(X_s + X_m)}\right] \quad \dots\dots(2.6)$$

ในวงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2.1b กระแสทางค้ำ stator ( $I_s$ ) เมื่อสัมพันธ์กับกระแส rotor เมื่อคิดทางค้ำ stator จะมีสมการดังนี้

$$I_s = \left[\frac{[(R_r'/s) + j(X_r' + X_m)]I_r'}{jX_m}\right] \quad \dots\dots(2.7)$$

การประมาณวงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2.1d จะถูกทำมาในการคำนวณ โดยละเลยค่าของ reactance รวมที่ impedance ซึ่งน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับ terminal voltage จากวงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2.1c

$$I_r = \left[\frac{V_t < \theta_t}{[R_t + (R_r'/s)] + j(X_t + X_r')}\right] \quad \dots\dots(2.8)$$

กำลังที่เคลื่อนที่ผ่าน air gap  $F_g$  มีค่าเท่ากับกำลังที่ถูกใช้ในความต้านทานสมมูลย์ของ rotor ( $R_r'/s$ )

$$F_g = 3(I_r')^2 \left[\frac{R_r'}{s}\right] \quad \dots\dots(2.9)$$

อาจจะให้สมการของ  $F_g$  เป็นอีกลักษณะคือ

$$F_g = 3E(I_r')^2 \cos \theta_r \quad \dots\dots(2.10)$$

ที่ซึ่ง  $\theta_r$  คือมุมผลต่างเฟสของ  $E$  และ  $I_r'$  กำลังที่ผ่าน air gap จะสูญเสียไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับค่าความสูญเสียของขดลวด (copper loss) และกำลังที่เปลี่ยนไปเป็นทางกลศาสตร์ ซึ่งกำลังทางกลศาสตร์กำหนดด้วยสมการ

$$P_m = P_g - 3(I_r')^2 R_r' / (1-s)$$

จากสมการ 2.9;  $P_m = 3(I_r')^2 R_r' \left[ \frac{1-s}{s} \right] = P_g(1-s) \dots\dots(2.11)$

แรงบิดมอเตอร์ หาได้จากสมการ

$$T = P_m / \omega_m \dots\dots(2.12)$$

$$\omega_m = \text{rotor speed rad/sec}$$

$$\omega_{ms} = \text{สนามแม่เหล็กหมุนที่ความเร็ว synchronous}$$

จากสมการ 2.11  $T = P_g / \omega_{ms} \dots\dots(2.13)$

จากสมการ 2.9  $T = (3/\omega_{ms})(I_r')^2 (R_r' / s) \text{ N-m} \dots\dots(2.14)$

จากสมการ 2.8  $T = \frac{3(V_t^2 R_r' / s)}{\omega_{ms} [(R_t + R_r' / s)^2 + (X_s + X_r')^2]} \dots\dots(2.15)$

จากสมการ 2.15 ค่าของ  $V_t / \omega_{ms}$  คือ air gap flux ( $\phi_m$ ) ถ้าพิจารณาการทำงานที่มีสลลิปต่ำ (low slip) ดังนั้น  $R_r'^2 \gg X_r'^2$  สมการ 2.15 สามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$T_d = (3/2)P(1/R_r')\phi_m^2 \omega_{s1} \dots\dots(2.16)$$

$$T_d : \phi_m^2 \omega_{s1} \dots\dots(2.17)$$

ซึ่งถ้ากำหนดค่าให้  $\phi_m$  หรือ  $V_t / \omega_{ms}$  มีค่าคงที่ก็จะได้ว่าทอร์กขึ้นอยู่กับค่า slip angular frequency

## 2.2 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วิธีการควบคุมความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์นี้เมื่อพิจารณาสมการความเร็วของมอเตอร์สมการที่ (2.16) ซึ่งมาจากสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$N_r = (1-s)*(120/P)*f \dots\dots(2.18)$$

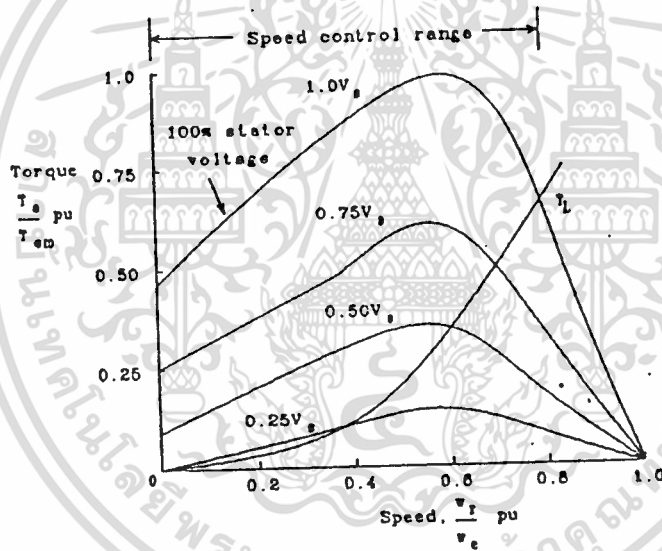
ดังนั้น การควบคุมความเร็วทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (f) สลลิปของมอเตอร์ (s) และจำนวนขั้วของสเตเตอร์ (P) และวิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด คือการควบคุมความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอแหล่งจ่ายไฟ ใดๆใช้อินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้การควบคุมมีการต่อเนื่อง ประสิทธิภาพของมอเตอร์สูงในขณะที่การควบคุมความเร็วของอินคักชันมอเตอร์ ใดๆการ เปลี่ยนจำนวนขั้วจะทำได้จำกัดช่วงการ เปลี่ยนความเร็วแคบ และไม่ต่อเนื่อง และใช้ได้กับอินคักชันมอเตอร์ที่ออกแบบไว้พิเศษเท่านั้น ส่วนการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ใดๆการควบคุมสลลิป ทำให้ได้โดยการ เปลี่ยนค่าสลลิป ทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลลิป

### 2.2.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์ (Stator Voltage Control)

การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์ในช่วงของความเร็วของมอเตอร์ จะแคบ และไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการทอร์ค เริ่มต้นสูง สำหรับกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ค-ความเร็วของอินคักชันมอเตอร์ที่ได้จากวิธีการควบคุมแรงดันขดสเตเตอร์นี้แสดงดังรูปที่ 2.2

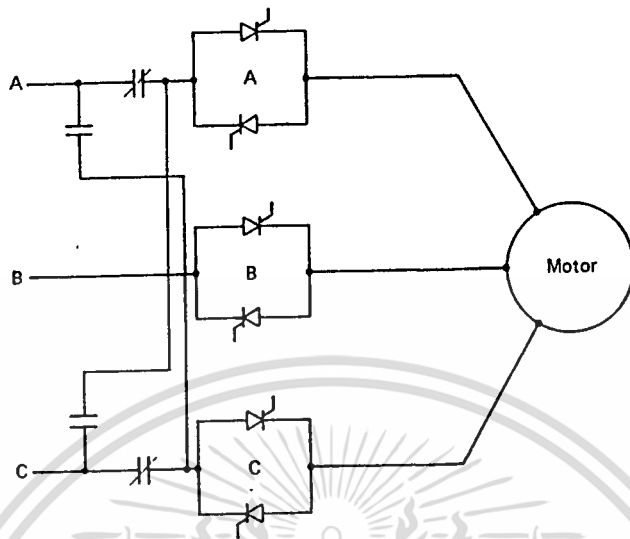


รูปที่ 2.2 Speed-torque curve ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ และโหลด

ซึ่งทอร์คจะ เปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้กับขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ และ Torque-speed curve ของโหลดนั้น แสดงในรูปที่ 2.2 เช่นกัน ลักษณะของทอร์คโหลดนี้จะแปรโดยตรงกับความเร็วกำลังของ

ดังนั้นเราสามารถปรับความเร็วของระบบได้โดยการปรับแรงดันมอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่าง Torque-speed curve ของมอเตอร์ตัดกับ Torque-speed curve ของโหลดที่ความเร็วหรือสลลิปที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรกำลัง 3- $\phi$  AC Power Controller

การควบคุมความเร็วของอินคัลชันมอเตอร์ โดยการควบคุมแรงดันของสเคเตอร์จะใช้วิธีการควบคุมแบบควบคุมเฟสของไฟสามเฟส (phase control) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.3 เป็นวิธีที่ทำได้ง่ายและไร้ราคาถูก แต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจาก เบอร์ เซนต์ของกำลังการสูญเสียในสเคเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามสลิป (s) นอกจากนี้แล้วค่าสัมประสิทธิ์ของสเคเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสแกนสเคเตอร์ เมื่อสลิปเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งทอร์คจะลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่สลิปค่าสูง นอกจากนี้วิธีควบคุมเฟสของไฟสามเฟสจะทำให้เกิดอาร์คเกิดขึ้นที่ขั้วในเอซีไลน์ และมอเตอร์เอง ทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นอีกทั้งเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบก็จะลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่กล่าวมาแล้ว ทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยการใช้อุปกรณ์ควบคุมแรงดันของสเคเตอร์ ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็ก และขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกมากกว่าจะสนใจเรื่องประสิทธิภาพ และเพาเวอร์แฟกเตอร์ โดยทั่วไปจะเข้ากับโหลดที่ต้องการทอร์คสตาร์ทต่ำ เช่น บลิบ หรือพัดลม ซึ่งมีทอร์คเพิ่มตามความเร็วกำลังสอง และลักษณะของความเร็วทอร์คดังกล่าวนี้จะทำให้ระบบควบคุมแรงดันของสเคเตอร์มีเสถียรภาพมากขึ้นด้วย

### 2.2.2 การควบคุม Slip Power

การควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์โดยการควบคุมสลิบของโรเตอร์นั้น นอกจากจะทำการควบคุมแรงดันของแหล่งจ่ายไฟแล้ว อาจจะทำให้โดยการควบคุมกำลังในโรเตอร์ของอินดักชันมอเตอร์ ซึ่งจะได้จากสมการซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังออก ( $P_{mech}$ ) และกำลังสูญเสียในโรเตอร์ ( $P_c$ ) กับกำลังสอง ที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ ไปยังโรเตอร์ (air gap power,  $P_g$ ) ดังนี้คือ

$$P_{mech} = (1 - s)P_g \quad \dots\dots(2.19)$$

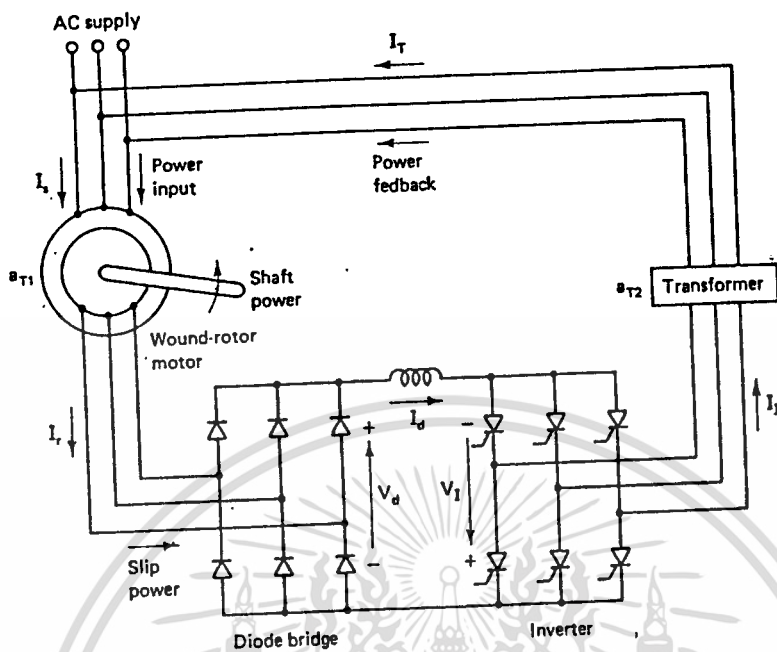
$$P_c = sP_g \quad \dots\dots(2.20)$$

$$P_1/P_{mech} = S/(1 - S) \quad \dots\dots(2.21)$$

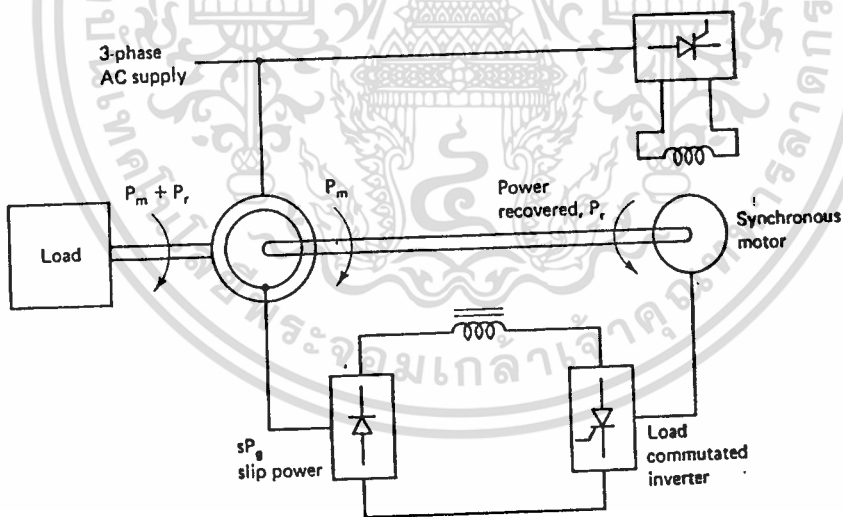
จากสมการ เหล่านี้ จะเห็นว่า ถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่าง กำลังสูญเสียในโรเตอร์ กับกำลังออกของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมสลิบของโรเตอร์ได้ เช่น ในกรณีของอินดักชันมอเตอร์แบบขดลวดพัน (Wound rotor induction motor) ควบคุมสลิบของโรเตอร์โดยการแปรค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรมอเตอร์ การควบคุมความเร็วโดยวิธีนี้ ถึงแม้จะทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียในแง่ของประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ หรือที่สลิบค่าสูงๆ ดังจะเห็นได้จากค่าของ rotor power ratio ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังออก ( $P_{mech}$ ) กับกำลังเข้าของโรเตอร์ ( $P_g$ ) ตามสมการที่ 2.22

$$\text{rotor power ratio} = P_{mech}/P_g = 1 - S \quad \dots\dots(2.22)$$

การที่ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำเนื่องมาจาก  $P_1$  เพิ่มขึ้นตามสลิบ อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของอินดักชันมอเตอร์ที่ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุม slip power นั้นสามารถปรับปรุงให้มีขึ้นโดยการนำเอา slip power ไปใช้ให้เกิดประโยชน์แทนการเปลี่ยนเป็นความร้อนในความต้านทานของโรเตอร์ การควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์โดยการควบคุม slip power นั้นอาจทำได้โดยการแปลงเฟสลับในโรเตอร์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสายส่ง เพื่อนำมาใช้ประโยชน์ต่อในระบบดังกล่าวคือ ระบบเชอร์เบียส (Scherbius System) แสดงดังรูปที่ 2.4 นอกจากนี้อาจจะควบคุม slip power โดยการใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถส่งกำลังจากโรเตอร์กลับเข้าสู่สายส่ง หรือจ่ายพลังงานจากสายส่ง เข้าไปในโรเตอร์ของมอเตอร์ทำให้สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ทั้งในย่านความถี่ต่ำกว่า หรือสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสได้ ระบบดังกล่าวนี้คือระบบเครเมอร์ (Kramer System) ตามรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.4 แสดงระบบวงจร เซอร์ ไบัส



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรเครเมอร์

### 2.2.3 การควบคุมด้วยเซโกลคอนเวอร์เตอร์

เซโกลคอนเวอร์เตอร์ (Cyclo converter) เป็นวงจรที่ทำการเปลี่ยนความถี่ กล่าวคือ แปลงพลังงานเฟสถี่ที่มีความถี่หนึ่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่ง ที่รับค่าได้โดยตรงโดยไม่ผ่านคิซีลิงค์ โดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ามืดขาคอกของ เซโรลคอนเวอร์เตอร์จะค่าต่ำกว่าความถี่ขาเข้า คืออยู่ในย่าน 0 Hz ถึง 1/3 ของความถี่ขาเข้า แต่ยังมีวงจรแปลงความถี่โดยตรงที่ให้ความถี่ขาออกสูงกว่าความถี่ขาเข้า ส่วนใหญ่เซโรลคอนเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีความเร็วต่ำ และขนาดกำลังมอเตอร์ขนาดสูง ความถี่ขาออกของเซโรลคอนเวอร์เตอร์อาจแปลงได้ โดยใช้น้เทคนิคของการควบคุมเฟส

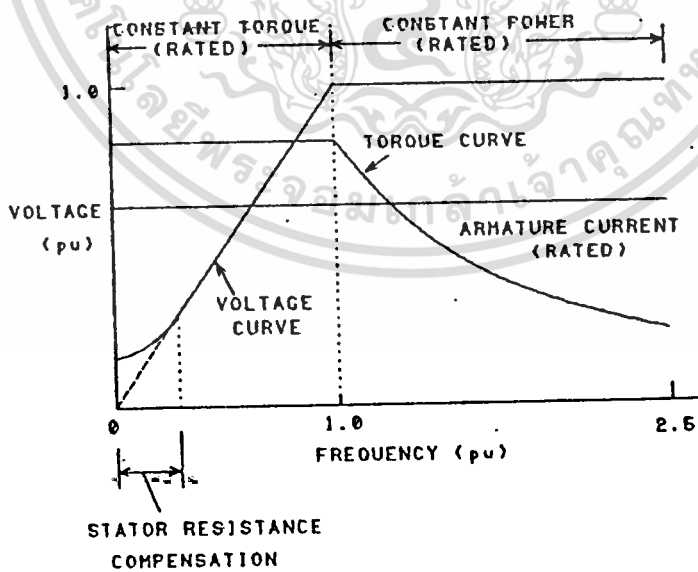
ข้อเสียของเซโรลคอนเวอร์เตอร์ ก็คือแปรความถี่ในย่านที่จำกัด ตัวประกอบกำลัง (power factor) ที่ขาเข้ามีค่าต่ำ และแรงดันขาออกมีฮาร์โมนิกสูง ข้อที่สาคัญของเซโรลคอนเวอร์เตอร์ ก็คือ

- ประสิทธิภาพดีขึ้น เนื่องจากไม่มีคิซีลิงค์
- สามารถควบคุมองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันขาออกภายในเซโรลคอนเวอร์เตอร์
- สามารถใช้การสับเปลี่ยนการนำกระแสโดยไลนคอมมิวเตท (line commutation) ซึ่ง

ซับซ้อนน้อยกว่าการสับเปลี่ยนการนำกระแสแบบบังคับ (forced commutation)

### 2.2.4 การควบคุมด้วยวิธีการ เปลี่ยนแรงดัน และความถี่ (Variable Voltage, Variable frequency) หรือ VVVF

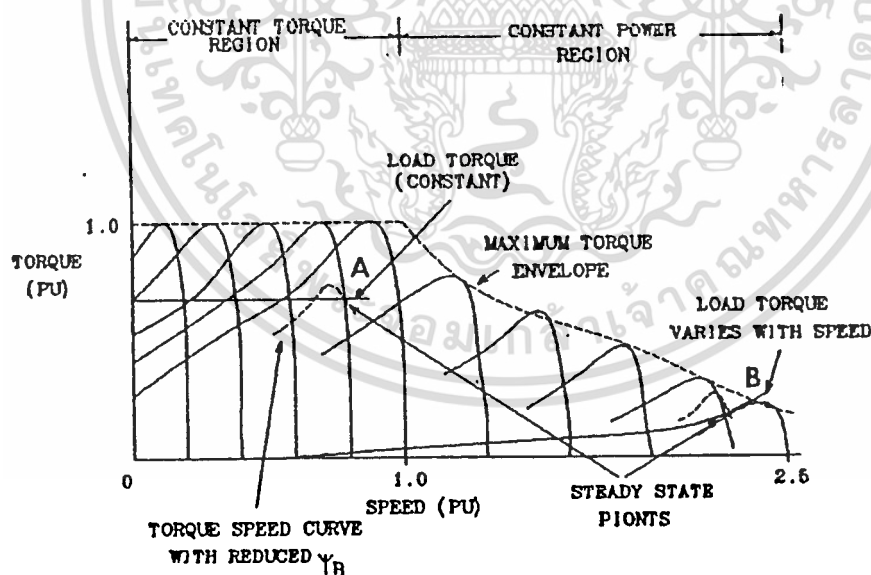
เทคนิคนี้เป็นที่รู้จักกันดีและเป็นเทคนิคที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่วิ่งเร็วอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อน เพื่อที่จะให้ได้แรงดัน และความถี่ทางด้านเอาต์พุตเป็นไปตามที่คอก การของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ แสดงด้งานรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ทอร์ค กระแสเสเตเตอร์กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดมอเตอร์ที่จะใช้จะต้องมีคุณสมบัติ slip ต่ำ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพ และความ  
เร็วมอเตอร์จะ เปลี่ยนตามการ เปลี่ยนความเร็วเชิงจรนัของสนามแม่เหล็กในช่องอากาศอยู่ระหว่างส่วน  
สเตเตอร์ และโรเตอร์ การที่จะ เปลี่ยนความเร็วเชิงจรนัสได้นี้ สามารถทำได้โดยการแปร เปลี่ยน  
ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งลักษณะการควบคุมความถี่นั้นจะคล้ายกับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ กล่าวคือ เมื่อ  
ต้องการ เพิ่มความเร็วของอินเวอร์เตอร์ หากได้โดยการเพิ่มความถี่ของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์  
แต่การเพิ่มความถี่อย่าง เดียวนี้จะทำให้แอมพลิจูดของมอเตอร์ลดลง . เนื่องจากการลดลงของ  
magnetizing current อันเป็นผลเนื่องมาจากการเพิ่มของ magnetizing reactance ซึ่งเมื่อ  
air gap flux ลดลงจะทำให้ทอร์คสูงสุดของมอเตอร์ลดลง เพื่อที่จะรักษาฟลักซ์ในแอมเพป และ  
ทอร์คสูงสุดให้คงที่จำเป็นต้อง เพิ่มแรงดันออก ของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่คือ รักษาอัตราส่วนของ  
แรงดันออก (v) ต่อความถี่ (f) หรือ v/f ให้คงที่จะทำให้ทอร์คคงที่เช่นเดียวกันกับการควบคุมความเร็ว  
มอเตอร์ ที่ควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ และรักษาสถาแม่เหล็กให้คงที่ ทำให้อินเวอร์เตอร์มีลักษณะ  
เป็นการขับเคลื่อนที่ให้ทอร์คคงที่การควบคุมอินเวอร์เตอร์มีทอร์คสูงสุดที่จะทำได้ผ่านความเร็ว  
ที่ต่ำกว่าความเร็วกำหนด (base speed) หรือความถี่ต่ำกว่า base frequency (1 p.u.) ดัง  
แสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดง Speed - torque Curve ของมอเตอร์เมื่อใช้วิธีควบคุม VVVF

ในย่านความเร็วต่ำ ๆ การรักษาให้ v/f คงที่จะไม่เป็นการเพียงพอ ที่จะทำให้ทอร์คสูงสุดมี  
ค่าคงที่ ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำ magnetizing current ไม่ได้ขึ้นอยู่กับ magnetizing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

reactance เพียงอย่างเดียว เนื่องจากความต้านทานของสเตเตอร์จะมีค่าใกล้เคียงกับ magnetizing reactance ดังนั้น จะต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์ของอินดักชันมอเตอร์เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกต่อความต้านทานของสเตเตอร์ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นไปตามเส้นทึบของกราฟรูปที่ 2.6 แทนการเปลี่ยนแปลงตามเส้นประซึ่งเป็นกราฟ  $v/f$  มีค่าคงที่

ส่วนยานยานความเร็วที่สูงกว่า base speed ไม่สามารถรักษาทอร์คได้คงที่ เนื่องจากจะทำให้มอเตอร์ overload ซึ่งจะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ ดังนั้น จึงรักษาแรงดันที่ที่กำหนดซึ่งจะทำให้ทอร์คสูงสุดลดลง เนื่องจากการลดลงของ air gap flux ของอินดักชันมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.6 การควบคุมความเร็วในย่านนี้ กำลังออกสูงสุดของอินดักชันมอเตอร์จะมีค่าคงที่เช่นเดียวกันกับดีซีมอเตอร์ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็ก เรียกเป็นการทำงานที่ constant power region หรือ field-weakening region ดังในรูปที่ 2.6 ซึ่งเป็นทอร์คความเร็วเฉื่อยของอินดักชันมอเตอร์สำหรับแรงดัน และความถี่ เห็นได้ว่าจุดทำงานจะอยู่จุดตัดระหว่าง torque-speed curve ของอินดักชันมอเตอร์ กับทอร์คไหล จุด A เป็นจุดทำงานกรณี load torque มีค่าคงที่ ในขณะที่จุด B เป็นจุดทำงานในกรณีที่ load torque แปรกับความเร็ว เนื่องจากการควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ โดยวิธีนี้จะเป็นการแปรทั้งความถี่ และแรงดันจึงเรียกการควบคุมนี้ว่า Variable voltage variable frequency drive (VVVF) การควบคุมอินดักชันมอเตอร์โดยวิธี VVVF นี้จะทำให้สามารถเร่งเครื่องจากความเร็วเป็นศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการโดยมีทอร์คสูงสุดได้ และสามารถควบคุมให้เข้าสู่สภาวะอยู่คงตัว (steady state) นอกจากนี้ในตอนที่ต้องการหยุดอินดักชันมอเตอร์ อาจจะควบคุมให้สลิปมีค่าเป็นลบซึ่งจะทำให้อินดักชันมอเตอร์ทำงานเป็น induction generator เปลี่ยนพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้าป้อนกลับเข้าไปยังอินเวอร์เตอร์ถ้ามีการสลายพลังงานนี้ทิ้งไปที่ต้านทานเรียกว่า dynamic braking หรือถ้าป้อนกลับเข้า AC line จะเป็น regenerative braking ซึ่งทำได้ยากกว่า

เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไม่ได้เป็นรูปไซน์ ดังนั้นมอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนใน air gap ด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็ก เนื่องจากความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) มาก ดังนั้นกระแสที่เกิดเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ จะเพิ่มขึ้นกับสลิปของมอเตอร์ ทำให้กระแสเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ อาจจะมีค่ามากกว่ากระแส ขององค์ประกอบมูลฐาน (fundamental component) เมื่อมอเตอร์มีโหลดน้อย ทำให้กระแสของมอเตอร์ไม่ลดลงเท่าที่ควร เมื่อโหลดลดลง แรงดันฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น ดังนั้นเราจำเป็นต้องนำมาพิจารณาในการเลือกขนาดของมอเตอร์ด้วย [23] นอกจากนี้สนามแม่เหล็กที่เกิดจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่อาจจะหมุนไปทาง

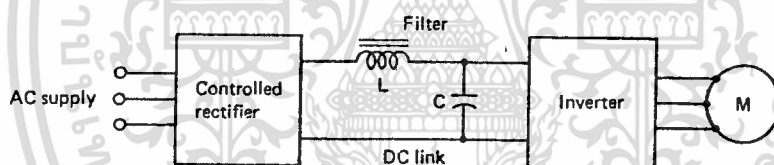
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดียวกัน หรือสวนทางกับ fundamental air gap flux จะทำให้เกิดทอร์คขึ้น ซึ่งโดยทั่วไปจะถูกกรองออกไปเนื่องจากความเฉื่อย (inertia) ของระบบ แต่ถ้าความถี่ของทอร์คที่เกิดขึ้น มีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ (resonance) ของระบบเชิงกลอาจจะทำให้เกิด hunting อันจะเป็นผลเสียของระบบได้

### 2.3 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ได้ ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟ (Utility Power System) และมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีควรมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาต์พุต เพื่อรักษาสัดส่วนแรงดันต่อความถี่ ( $v/f$ ) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดที่ต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใดๆ ซึ่งอยู่ในช่วงทอร์คที่ต้องการ



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์ เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในรูปที่ 2.8 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้า เอซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันดีซี โดยใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled or Uncontrolled-rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็นเอซี ที่สามารถเปลี่ยนแรงดัน และความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายแรงดันตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 แบบใหญ่ๆ คือ

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

โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของแรงดัน และกระแสที่แตกต่างกัน และเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

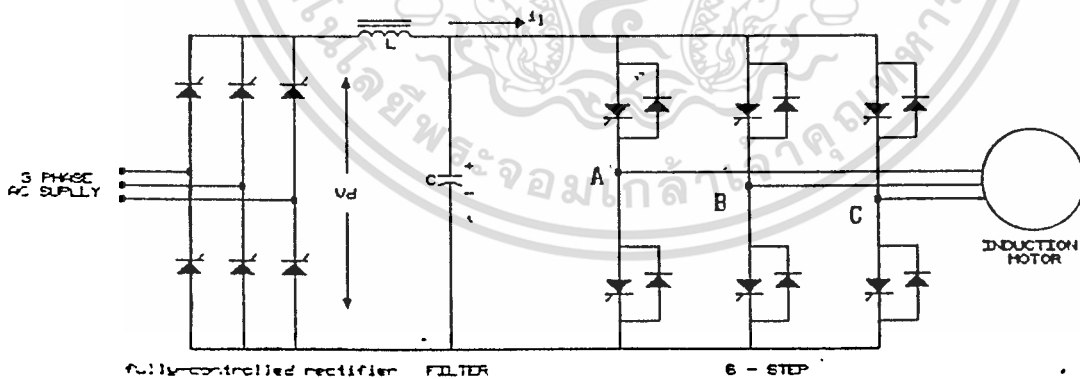
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.1 Voltage Source Inverter Drives

วงจรสร้างแรงดันที่ซีลิงก์มีขนาด filter capacitor C ที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ และ PWM อินเวอร์เตอร์ ก็คือ ขอบโวลต์เตจซอร์สอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดัน และความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง และใช้ได้กับมอเตอร์หลายตัวที่ทำงานพร้อมๆ กัน ส่วนข้อเสียมักมีปัญหาวงจรลัดวงจร (shoot through) ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งภายในก็เกี่ยวข้องกับของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติช่วงจรลัดเอ๊าท์ที่มี การสร้างเดดไทม์ (dead time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

#### 6-Step Inverter

6-step อินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมง่ายแรงดันเอาต์พุทที่ปรับเปลี่ยนความถี่ได้ จากรูปที่ 2.9a จะมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุทที่ส่วนของดีซีลิงค์ ซึ่งใช้ fully-controlled rectifier และ จะมีการควบคุมความถี่ของเอาต์พุทที่อินเวอร์เตอร์ แรงดันโวลต์ทางคานเอาต์พุทที่ได้จะมีรูปร่าง เป็นคลื่น กึ่งสี่เหลี่ยม (quasi-square) ส่วนแรงดันเฟสจะมีรูปคลื่นเป็น 6-step ดังแสดงในรูปที่ 2.9b อุปกรณ์ สวิตช์ในแต่ละตัวอินเวอร์เตอร์จะมีการสวิตช์เพียง 2 ครั้งในหนึ่งคาบความถี่ของแรงดันมูลฐาน และ เนื่องจากต้องมีการควบคุมแรงดันที่ซีลิงค์โดยใช้ เรกติไฟเออร์ที่มีไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อ จังหวะ-สแตทโดยการควบคุมเฟสทำให้เพาเวอร์เฟคเตอร์ทางด้านอินพุทมีค่าต่ำซึ่งเป็นข้อเสีย เราสามารถแก้ไขได้โดยเปลี่ยนมาใช้ dc/dc คอนเวอร์เตอร์ที่เป็นชอปเปอเลอควบคุมทำให้ค่าเพาเวอร์เฟคเตอร์ดีขึ้นได้

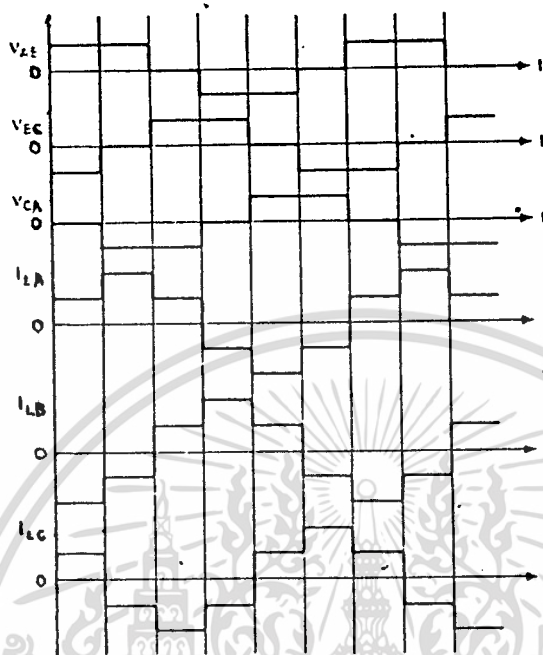


รูปที่ 2.9a แสดงวงจรกำลังของ 6-step อินเวอร์เตอร์

โดยปกติ voltage fed drives ชนิด 6-step นี้ใช้กับมอเตอร์ขนาดกำลังต่ำไปจนถึงขนาดปานกลาง และจะใช้ได้ดีในช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์สูงจะไม่มีปัญหาของการ switching

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

loss แต่อย่างไรก็ตามลักษณะการควบคุมเพื่อที่จะให้  $v/f$  คงที่จะต้องควบคุมวงจรถ้าลง 2 ส่วน ก็คือใน ส่วนของซีซีลิงค์ และอินเวอร์เตอร์หาให้ระบบซับซ้อน และยุ่งยาก หาให้เสถียรภาพของระบบต่ำลง



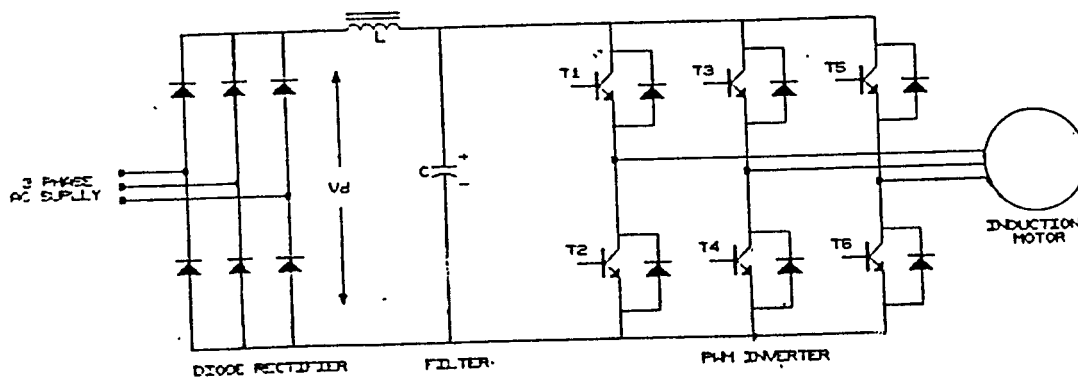
รูปที่ 2.9b แสดงรูปคลื่นทางค่านเอาต์พุตของ 6-step อินเวอร์เตอร์

### PWM Inverter

ตามที่ ได้กล่าวมาแล้ว 6-step อินเวอร์เตอร์นั้น เหมาะสำหรับช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูง เพราะสัญญาณควบคุมค่อนข้างง่าย และการสูญเสียของการสวิตชิงต่ำ เนื่องจากจำนวนครั้งของการสวิตชิงต่อหนึ่งไซเคิลของความถี่มูลฐานมีค่าต่ำ แต่ปัญหาที่พบในอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือผลของฮาร์โมนิกส์จะมีผลต่อการสูญเสียในแมชชีน และการกระเพื่อมของทอร์คที่ความถี่ของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำ นอกจากนี้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางค่านเอาต์พุตจะมีค่าต่ำ เนื่องจากการใช้ rectifier ที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟส และปัญหาการเสถียรภาพจะมีมากขึ้นที่ความเร็วรอบมอเตอร์ต่ำเนื่องจาก IC ฟิลเตอร์ในซีซีลิงค์

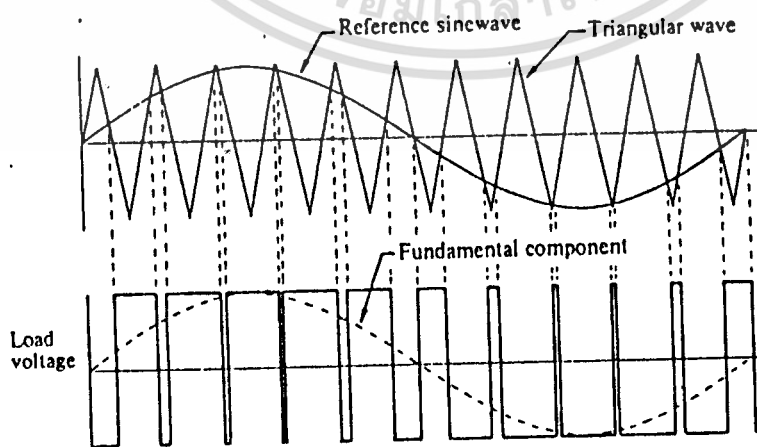
จากปัญหาเหล่านี้สามารถที่จะแก้ไขได้โดยการใช้ PWM อินเวอร์เตอร์ ซึ่งซีซีลิงค์ได้จากเรกติเฟออร์ที่เป็นเบรคจ์ไดโอด และ IC ฟิลเตอร์ ดังนั้นแรงดัน และความถี่ขององค์ประกอบมูลฐานจะถูกควบคุม วงจรอิเล็กทรอนิกส์อยู่ในอินเวอร์เตอร์ โดยสร้างเป็นพัลส์วิตมอดหลายๆ พัลส์ โครงสร้างของ PWM อินเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



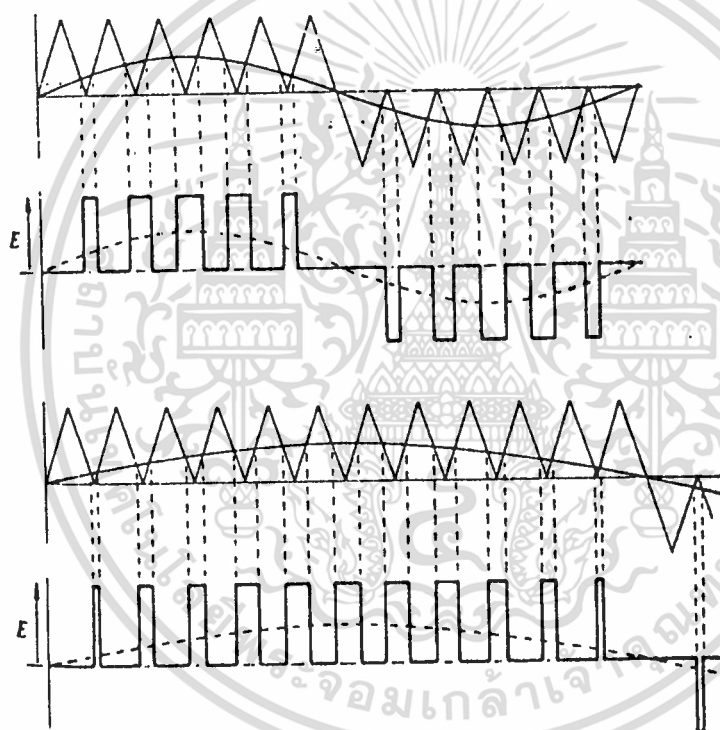
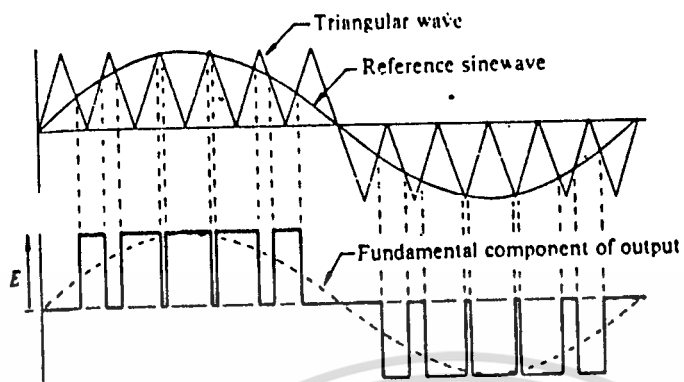
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกำลังของ PWM Inverter

แต่อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งจะถูกสวิตช์ให้ออน และออฟ เป็นจำนวนหลายตัว ครึ่งงานหนึ่งเซเคิลของการควบคุมแรงดัน ดังนั้นเององค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำจึงไม่เกิดขึ้น เทคนิคของ PWM ทั่วๆ ไปเป็นแบบ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) ซึ่งเป็นเทคนิคที่นิยมมาใช้งานจริงงานอุตสาหกรรม สามารถสร้างได้โดยการนำช่วงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเป็นวิธีที่สะดวกที่สุด หรืออาจใช้วิธีไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณสถานะสวิตช์ ซึ่งเป็นวิธีที่แน่นอน หลักการของ Natural Sampled PWM จะนำคลื่นพาหะเป็นรูปสามเหลี่ยมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งเป็นสัญญาณเมื่อคูณเลขที่มีค่าใกล้เคียงกับความถี่มูลฐานผลของการเปรียบเทียบ จะเกิดจุดตัดกันของรูปคลื่นทั้งสองนำมากำหนดเป็นสัญญาณการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรหลักของอินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.11b เป็นลักษณะของ NS PWM ชนิด 2 ระดับ ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ 2 ระดับคือ +E และ -E และในรูปที่ 2.11a เป็นลักษณะของ NS PWM ชนิด 3 ระดับ ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ 3 ระดับคือ +E, 0 และ -E ซึ่ง PWM ชนิด 3 ระดับขนาดของฮาร์โมนิกอันดับต่ำจะมีค่าน้อยกว่าชนิด 2 ระดับ สำหรับคลื่นพาหะที่เป็นสามเหลี่ยมนี้จะนำมารวมกันของทั้งสามเฟส ทว่าทำให้รูปคลื่นเอาท์พุทของสามเฟสอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.11c



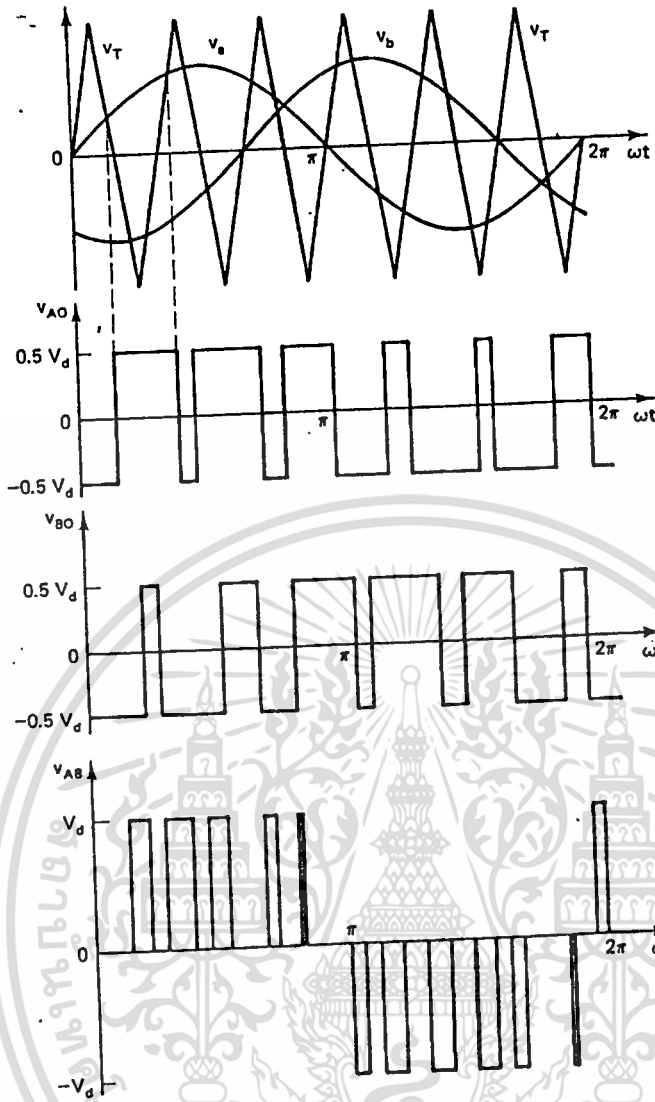
รูปที่ 2.11a แสดงรูปคลื่น SPWM 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11b. แสดงรูปคลื่น SPWM 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11c แสดงแรงดันเส้นของ และ เฟสของ PWM Inverter

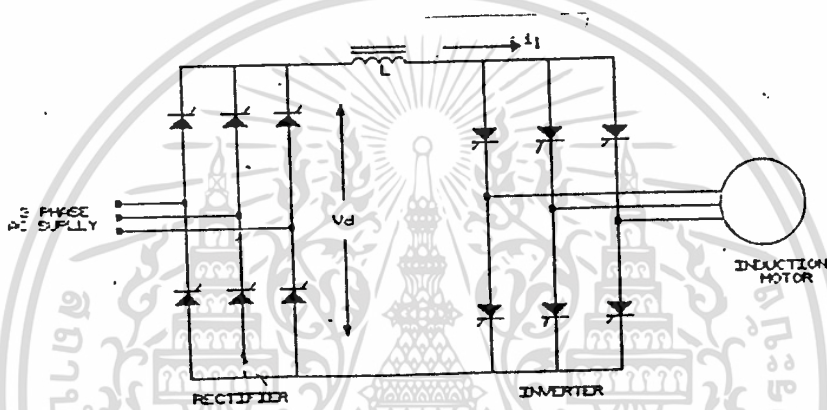
ถึงแม้ว่า PWM อินเวอร์เตอร์ลดการสูญเสียของมอเตอร์ เนื่องจากผลของฮาร์โมนิกสลับตาม แต่ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ค่อนข้างจะต่ำลง เพราะผลของจำนวนสวิตช์สูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบที่ดี ควรจะคำนึงถึงความถี่การสวิตช์ ควรจะเพิ่มขึ้นในค่าที่ยอมรับได้ของอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่ง เพื่อว่าจะรักษาความสมดุลระหว่างการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่สูงขึ้น ก็การลดลงของการสูญเสียในแมชชีน

### 2.3.2 Current Source Inverter

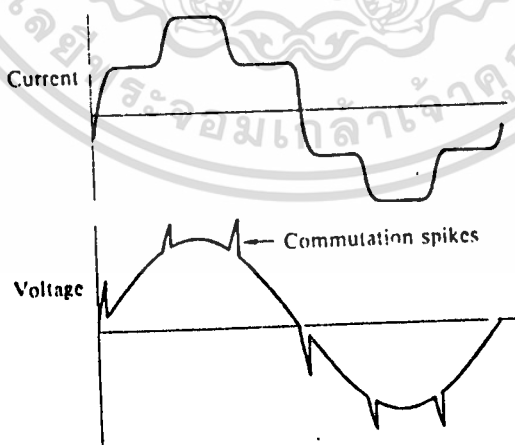
วงจรกำลังของ current source อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.12a จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แรงดันโวลต์ที่สามารถควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วย เพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจากวงจรจาวลต์เทจซอร์สอินเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตามอาจใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์กับคิซีซีอับเบอร์ เพื่อหาหน้าที่ยกควบคุมกระแสได้เหมือนกัน ในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีทรานซิสเตอร์ เพื่อหาหน้าที่ยกควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ เพื่อจ่ายให้กับเมชชีน รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางค้ำานเอาต์พุตขึ้นอยู่กับแพทเทิร์นของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์อาจจะเป็น 6-step หรือ PWM ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันทางค้ำานเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากวงจรคอมมิวเตท ดังแสดงในรูปที่ 2.12b) นอกจากนี้แรงดันทางค้ำานเอาต์พุตยังเกิดสเปคส์เนื่องมาจากการคอมมิวเตท ดังแสดงในรูปที่ 2.12b



รูปที่ 2.11a วงจรกำลังของ Current Source Inverter



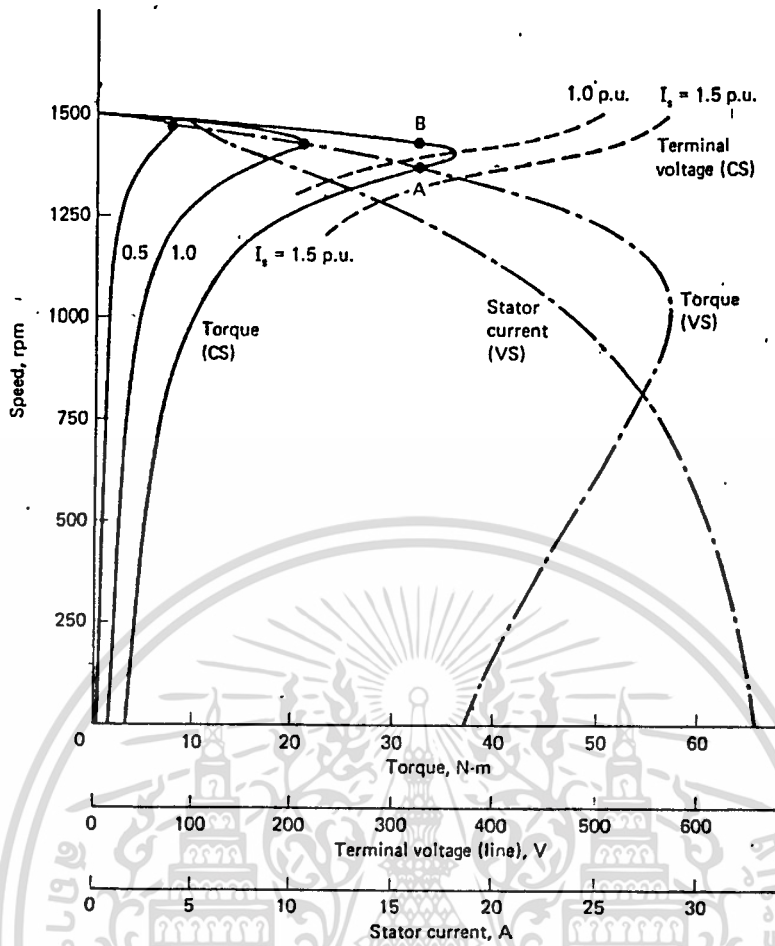
รูปที่ 2.12b แสดงแรงดัน และกระแสทางค้ำานเอาต์พุตของ Current Source Inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับรูปคลื่นกระแส 6-step ที่เกิดขึ้นใน current fed inverter นี้อาจเป็นปัญหาของความรบกวนเนื่องมาจากฮาร์มอนิก และการออกซิเลเทของทอร์คในขณะทำงานที่ความเร็วรอบต่ำ การกระเพื่อมของทอร์ค (torque pulsation) นี้ สามารถที่จะลดทอนน้อยลงได้โดยการใช้เทคนิค PWM ถ้าเป็นแมชชีนขนาดกำลังสูง อาจใช้อินเวอร์เตอร์สองตัวที่มีเฟสขั้วที่สามารถสร้างรูปกระแส 12-step ได้ ซึ่งผลของฮาร์มอนิกส์ และการกระเพื่อมของทอร์คของ 12-step อินเวอร์เตอร์นี้ จะลดลงมากเมื่อเทียบกับ 6-step

current fed inverter drive มีข้อดีหลายอย่าง ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ วงจรกำลังจะใหญ่ และไว้วางใจได้ดี และไม่มีโอกาสที่จะเกิดการ shoot through อย่างเช่นใน voltage fed inverter อินเวอร์เตอร์สามารถฟื้นคืนจากการล้มเหลวของ commutation ของทริสเทอร์ได้ กระแสพลทที่เพิ่มขึ้นในอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ซึ่งสามารถเคลียร์ ภัยการลัดลัดคุณภาพเกทของเรกติไฟเออร์ได้ นอกจากนี้จำนวนคอมมิทเมนต์ในอินเวอร์เตอร์ยิ่งน้อยจะทำให้การสูญเสียเนื่องจากการคอมมิวเตทก่อนข้างต่ำลง เพราะเนื่องจากมีการควบคุมทริสเทอร์เพียงหกตัวทำให้วงจรควบคุมง่าย และมีเสถียรภาพมากขึ้น อินเวอร์เตอร์สามารถออกแบบให้เข้าทริสเทอร์ที่มีเกรด low speed ในส่วนของเรกติไฟเออร์ได้ ลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งของ current fed inverter คือการทำงานในโหมดของรีเจนเนอเรทีฟ (regenerative) โดยแมชชีนจะทำหน้าที่เป็น generator ที่มี slip เป็นลบ และมุมจุดขนวนของทริสเทอร์อินเวอร์เตอร์จะปรับค่า เพื่อให้แรงดันอินพุท  $V_i$  กลับหัว ขณะที่กระแส  $I_d$  ยังคงมีทิศทางเดิมอยู่แรงดันเรกติไฟเออร์  $V_d$  จะกลับทิศโดยการหน่วงมุมจุดขนวน ดังนั้นจึงมีกำลังไฟฟ้าไหลกลับเข้ามายังแหล่งจ่าย

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีมากมายที่กล่าวมาแล้วสำหรับ current fed inverter แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมาก คือช่วงความเร็วของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ที่สถานะไร้โหลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลคือน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ขนาดของ de link inductance และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างใหญ่หะหะ ราคาแพง การคอมมิวเตทจะขึ้นอยู่กับค่าขั้วขานเขียน inductance ของแมชชีน ซึ่งเป็นการเพิ่มค่า transient over voltage ที่เทอร์มินอลของแมชชีนได้ การตอบสนองของ drive นี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหของการเสถียรภาพที่ light load และสถานะความเร็วรอบสูง current fed inverter นี้จะเข้าแค่ในมอเตอร์เพียงตัวเดียว และมีขนาดกำลังปานกลางไปจนถึงขนาดกำลังสูง ถ้านำมาใช้กับมอเตอร์หลายๆ ตัวจะมีปัญหา



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำงานกับ Current Source Inverter

ดังรูปที่ 2.13 ลักษณะคุณสมบัติ torque-speed ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2.8kW 400V 50Hz ที่ขับเคลื่อนโดย current fed inverter จากรูปกราฟของความเร็ว-แรงบิด และความเร็ว-กระแสของมอเตอร์เมื่อใช้วงจรแปลงกระแสที่ผลิตกระแสตรง และความถี่ 50 Hz ได้แสดงโดยเส้นประเพื่อเปรียบเทียบกับเมื่อใช้กับ current source สำหรับค่ากระแส  $I_s$  ต่างๆ กัน โดยค่าความถี่มีค่าคงที่จะเป็นได้ว่าแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำในตอนเริ่มเดินเครื่องจะมีค่าต่ำมาก เมื่อเทียบกับการขับเคลื่อนโดย voltage fed inverter ทั้งนี้เพราะที่ความเร็วต่ำ โรเตอร์อิมพีแดนซ์ จะมีค่าต่ำกว่าให้แรงดันของมอเตอร์ต่ำ เมื่อแรงดันเข้ามอเตอร์โดย air gap flux จะมีค่าน้อย ดังนั้นแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจึงต่ำ เมื่อความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น แรงดันเข้าของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้น ทำให้ air gap flux และแรงบิดเพิ่มขึ้นตาม ถ้าแกนเหล็กของมอเตอร์ไม่มีม้วนตัวทอร์คของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อความเร็วเข้าใกล้ความเร็วซิงโครนัส จากนั้นก็จะลดลงด้วยสเกลที่ชันมากและมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัส ตามเส้นกราฟที่เป็นเส้นทึบ อย่างไรก็ตามอย่างไรก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากจะมีการรั่วค้ำของแกนเหล็กของมอเตอร์ ทำให้ทอร์คของมอเตอร์ตามความเร็วตามกราฟที่เป็นเส้นทึบ เราจะสามารถควบคุมให้มอเตอร์ทำงานในช่วงที่ torque-speed curve ของมอเตอร์มีสลิปเป็นบวกตามแนวที่เป็นจุดค้ำระหว่างลักษณะสมบัติของ voltage fed และ current fed inverter (A) หรืออาจจะควบคุมให้มอเตอร์มีสลิปเป็นลบ (B) การทำงานในบริเวณค่าสลิปเป็นบวกจะมีสลิปสูงทำให้ rotor current และ rotor loss มากกว่า แต่ air gap flux จะไม่รั่วค้ำ และ magnetizing current จะมีค่าเท่ากับค่าที่กำหนด แต่ถ้ามอเตอร์ทำงานในบริเวณที่มีสลิปเป็นลบ rotor current จะมีค่าน้อย แต่เนื่องจากแกนเหล็กของมอเตอร์จะเริ่มอิ่มตัว ดังนั้น magnetizing current และ Iron loss ซึ่งมีค่ามากกว่าที่จุด A ทำให้มอเตอร์ร้อน ดังนั้นเราจึงมักจะให้มอเตอร์ทำงานในบริเวณที่มีสลิปเป็นบวก แต่เนื่องจากในบริเวณดังกล่าวมอเตอร์จะไม่เสถียรภาพ ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องมีการควบคุมโดยการป้อนกลับเพื่อรักษาให้ air gap flux คงที่ ซึ่งทำได้โดยการควบคุมกระแส และสลิปของมอเตอร์ เพื่อให้จุดทำงานของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย current fed inverter เปรียบตาม torque speed curve ที่มีสลิปเป็นลบของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย voltage fed inverter หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ เราจะควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำที่ขับเคลื่อนด้วย current fed inverter ทำงานใน constant air gap flux mode

### บทที่ 3

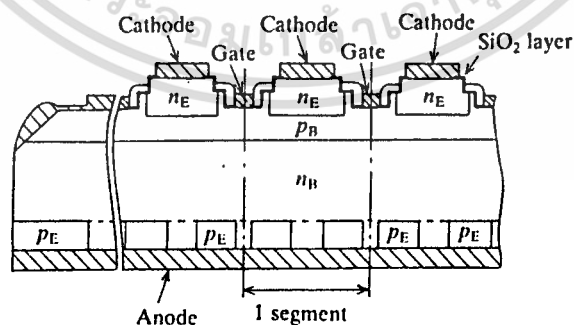
#### จีทีโอ (GTO) และการสร้างวงจร

##### 3.1 จีทีโอ (GTO)

GTO (Gate Turn Off) thyristor ได้เป็นที่รู้จักกันมานานกว่า 20 ปีแล้ว แต่ในช่วง 5 ปีหลังนี้ ได้มีการปรับปรุงและพัฒนาจีทีโอเพื่อรองรับการใช้งานเกี่ยวกับอุปกรณ์ทาง high-power จนในปัจจุบันได้มีจีทีโอขนาด 3000 A, 3000 V. ด้วยเหตุนี้จึงนำไปสู่การนำจีทีโอมาใช้กันอย่างแพร่หลายในงานประเภท variable dc., ac. motor drives และในวงจร chopper รวมทั้งอุปกรณ์เปลี่ยนแปลงความถี่ (frequency converter equipment) รุ่นใหม่ที่ทำผลิตขึ้นจากตัวทุกมูมิสกลได้เปลี่ยนแปลงมาสู่การนำจีทีโอมาใช้กันแล้ว เป็นส่วนใหญ่ เพราะข้อดีและได้เปรียบกว่าไทรสเตอร์ทั่วไปหลายอย่าง ในปัจจุบันนี้ก็ยังมีการพัฒนาจีทีโอให้ดีขึ้นและลดข้อบกพร่องต่างๆต่อไปอย่างไม่หยุดยั้ง และในอนาคตจีทีโออาจเป็นอุปกรณ์ที่รู้จักกันและใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้นดังเช่น SCR และ power transistor ในปัจจุบัน ทั้งในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์และไฟฟ้ากำลัง

##### 3.1.1 โครงสร้างของจีทีโอ

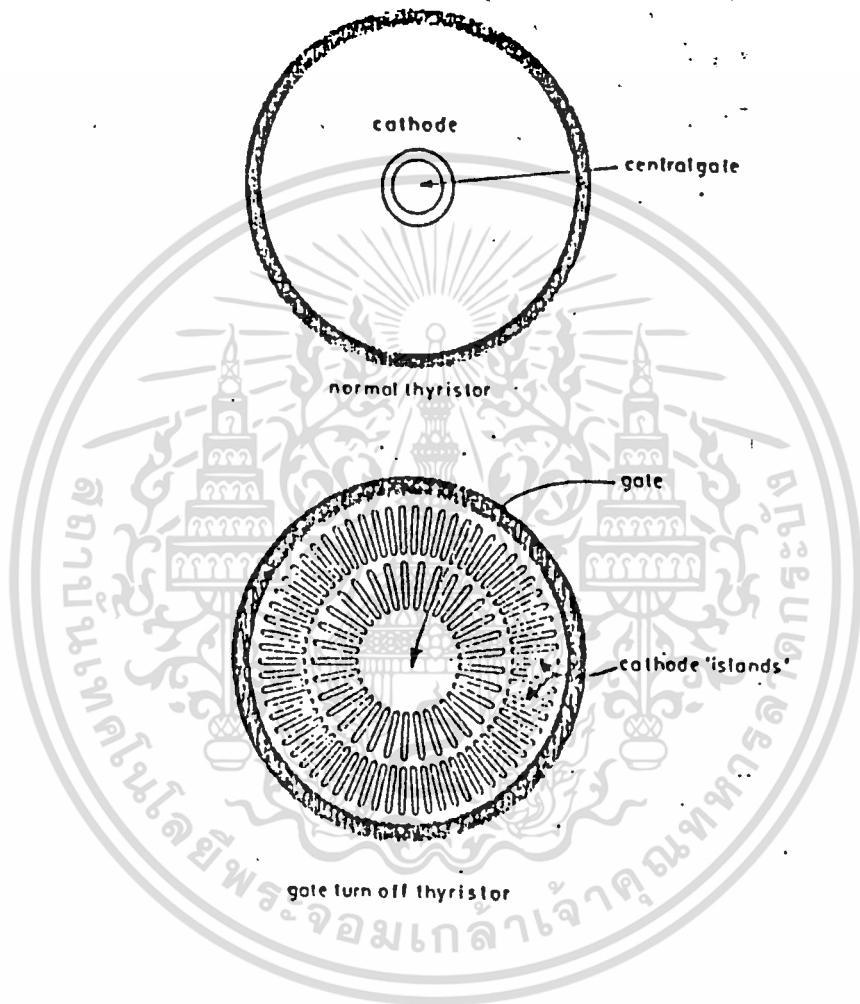
จีทีโอเป็นสารเซมิคอนดักเตอร์แบบ 4 เลเยอร์ (layer) 3 จังก์ชัน (junction) และสามารถนำกระแสได้ทิศทางเดียวกับไทรสเตอร์ทั่วไป โครงสร้างภายนอกจะเห็นได้ว่ามี 3 ขั้ว เรียกว่า อานอด (A), คาโทด (K) และเกต (G) ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของจีทีโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างภายในของไอจีทีโอตัวใหม่ จะประกอบด้วยไทรสเตอร์ตัวเล็กวมมากมายต่อขนานกันแบบ common gate และ อิานค ส่วนคาโอดจะมีรูปร่างคล้ายช็การขึ้นเล็กวเรียกว่า "cathode island" มากมายเรียงกันดังรูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงการ เปรียบคหึยบผิวของไทรสเตอร์กับจีทีโอ



รูปที่ 3.2 แสดงการ เปรียบคหึยบ cathode surface ของไทรสเตอร์หัวเนกับจีทีโอ

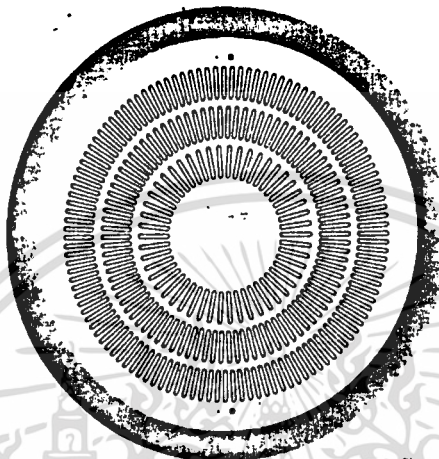
ไทรสเตอร์จะมีเกทเอเรีย (gate area) อยู่ตรงกลางและพื้นที่ส่วนใหญของคาโอดเอเรีย (cathode area) จะอยู่ไกลจากเกทเอเรีย ซึ่งจะส่งผลให้เกิดปัญหาในการ turn-off โดยการดึงกระแสออกทางขาเกท จะมีเพียงบริเวณใกล้เกทเอเรียเท่านั้นที่กระแสจะถูกดึงออกมาได้

ส่วนานจีทีโอั้นจะเห็นว่าบริเวณพื้นที่ของ cathode island จะถูกล้อมรอบด้วยพื้นที่ของเกท ซึ่งจะเกิดผลทำให้การ turn-off ด้วยวิธีการดึงกระแสออกทางขาเกทได้รับผลทั่วทุกเซล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(cell) ของ cathode island ทำให้การ turn-off เป็นไปได้อย่างสมบูรณ์และรวดเร็ว

ในจีทีโรทที่มีค่าพิกัดสูงๆ ( $I_T > 2000 \text{ A.}$ ) ได้มีการเพิ่มการจัดวางเกตเอเรียวในระนาบแนวของ cathode island เป็นรูปวงแหวนชั้นอีกชั้นหนึ่ง เรียกว่า ring gate ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ลักษณะของ cathode surface ในจีทีโรทขนาดใหญ่ขึ้น

### 3.1.2 หลักการทำงานของจีทีโรท

เนื่องจากจีทีโรทก็คืออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ซึ่งมีหลักการทํางานเหมือนกับไทรริสเตอร์ทั่วไปที่มีการทํางานแบ่งเป็น 2 สถานะ (state) คือ สถานะ ON และสถานะ OFF ในการ turn-on และ turn-off จะถูกควบคุมทางขาเกต (gate) โดย forward gate current และ reverse gate current ตามลำดับ การ turn-on ก็เหมือนกับไทรริสเตอร์ทั่วไป โดยป้อน positive trigger current เทียบกับคาโทด (cathode) เข้าทางขาเกต จุดเด่นที่เพิ่มขึ้นของจีทีโรทก็คือ การ turn-off ของจีทีโรทนั้นสามารถควบคุมได้ทางขาเกตเช่นเดียวกับการ turn-on โดยป้อน negative current เทียบกับคาโทดเข้าทางขาเกต ซึ่งไม่ต้องใช้วงจรหยุดการนำกระแส (commutation circuit) จากภายนอก เพื่อลดกระแสที่อานอด (anode current) ให้ต่ำกว่าค่า holding current ดังเช่น เอสซีอาร์ แต่วงจร drive จีทีโรทจะค่อนข้างยุ่งยากกว่าในการใช้งานจีทีโรทให้ได้อย่างมีประสิทธิภาพจะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ภายนอกที่เข้าร่วมกับจีทีโรทด้วย snubber circuit ที่มีคุณภาพสูงเป็นสิ่งสำคัญที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของจีทีโรท

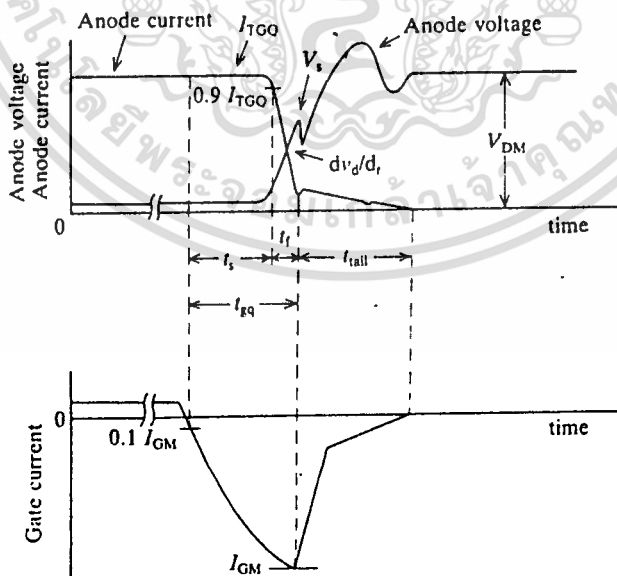
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 คุณสมบัติในการ switching ของ JFET

Turn-on

JFET จะนำกระแสได้โดยการป้อน forward gate pulse current เหมือนกับเอสซีอาร์ แต่ JFET จะต้องการค่ากระแสเกตที่สูงกว่า เนื่องจากเกตเอเวจมีพื้นที่ที่มากกว่าแต่จะเป็นผลให้ JFET หน่วงต่อค่า di/dt ได้สูงกว่าและมีค่า turn-on time สั้นกว่า เพราะกระแสจากเกตจะกระจายไปสู่ทุกเซลล์ cathode island ได้ในระยะทางที่สั้นกว่าและเร็วกว่า อัตราการเพิ่มของ amplitude ของ peak current เป็นสิ่งสำคัญในการทำให้ JFET นำกระแสได้อย่างรวดเร็วและกระจายกระแสเกตไปสู่ทุก cathode island ได้อย่างสมบูรณ์แล้ว เราสามารถหยุดป้อนกระแสเกตได้โดย JFET ยังคงนำกระแสอยู่แต่ตั้งเดิม กรณีที่กระแสเกตมีค่าต่ำลงจนทำให้ทรานซิสเตอร์เล็กที่ขนานกันอยู่ภายในบางตัวหยุดนำกระแสไป ก็ไม่มีผลอย่างไรเกิดขึ้นถ้ากระแสเกตนั้นคงที่อยู่ในระดับค่านั้น จะเป็นให้ความหนาแน่นของกระแสที่ผ่านทรานซิสเตอร์เล็ก ที่ยังคงนำกระแสอยู่มีค่าสูงขึ้น และทรานซิสเตอร์เล็กเหล่านั้นจะเกิด over heat หรือพังไปเลย เพราะทรานซิสเตอร์เล็กที่หยุดนำกระแสไปแล้วไม่ถูกหรือให้น้ำกระแสอีกครึ่งหนึ่ง วิธีแก้ปัญหานี้ก็คือป้อน gate trigger current อีกครึ่งหนึ่งเพื่อให้แน่ใจได้ว่าทรานซิสเตอร์เล็กทุกตัวอยู่ในสภาวะนำกระแส

Turn-off



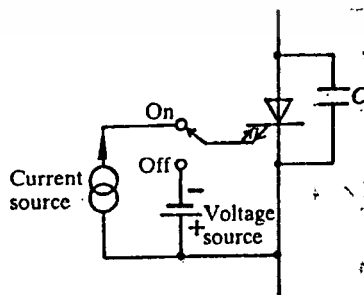
รูปที่ 3.4 แสดงรูปคลื่นของโวลต์แดง และ กระแสในช่วงการหยุดนำกระแสของ JFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเพ่งที่จ็ทหรือหยุดนำกระแสเราต้องป้อน reverse gate pulse current ที่ขาเกต ในช่วง storage time กระแสจะเริ่มไหลเข้าสู่กลางของ cathode island จนกระแสเอาโนด ( $I_a$ ) มีค่าน้อยกว่า holding current ( $I_H$ ) และหยุดนำกระแสเป็นที่สุด นั่นคือจ็ทหรือเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแส กระแสเอาโนดจะลดลงอย่างรวดเร็วในช่วง fall time ค่า storage time จะขึ้นอยู่กับอัตราการเพิ่มของ reverse gate current ยิ่งอัตราการเพิ่มของ reverse gate current สูงขึ้น ค่า storage time ก็จะมีลดลง และระดับ amplitude ของ reverse gate current นี้ จะต้องเพียงพอที่จะหยุดการนำกระแสของจ็ทหรือ โดยจะเป็นไปตาม turn-off ratio ซึ่งเท่ากับ กระแสเอาโนด/reverse gate current ข้อสำคัญอีกประการหนึ่งที่จะช่วยให้จ็ทหรือหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็วก็คือ จะต้องต้องมีทางที่จะนำกระแสเอาโนดเปลี่ยนทิศทางอื่นนั่นก็หมายถึง snubber นั้นเอง และช่วงเวลา (period) ของ reverse gate current จะต้องมีค่ามากกว่าค่า storage time ของจ็ทหรือ และต้องนุ่มมากเกินไปจนกระทั่งจังก์ชันระหว่างคาร์บอนกับเกตุกหลายลงหรือพูดอีกนัยหนึ่งได้ว่าพลังงานที่จ่ายเข้าไปในการหยุดนำกระแส จะต้องน้อยกว่าค่า power dissipate ทาง reverse ของจังก์ชันระหว่างคาร์บอนกับเกตุ ( $P_{GR}$ ) นั้นเอง ในช่วงท้ายของ fall time ในกราฟจะเห็นว่า มี tail current และ over shoot voltage เนื่องจากวงจร snubber (snubber circuit) จะรีโซแนนซ์ (resonance) ก่อนที่จะเข้าสู่ forward blocking voltage ค่า  $dv/dt$  ที่เกิดขึ้นจะถูกกำหนดโดยค่า C snubber capacitance คุณสมบัติอีกประการหนึ่งของจ็ทหรือก็คือ แต่ละ เซลล์ของ เซลล์หรือเล็กกว่าจะถูกทำให้หยุดนำกระแสพร้อมเพริ่งกัน โดยไม่มีเซลล์ เซลล์หนึ่งที่ยังคงสภาวะนำกระแสอยู่เลย เพราะถ้ามีจะทำให้เซลล์นั้น รับกระแสเอาโนดทั้งหมดซึ่งจะทำให้จ็ทหรือเสียหายได้

### 3.2 การสร้างวงจรที่จ็ทหรือ

จากคุณสมบัติของจ็ทหรือในการ turn-on และ turn-off จะใช้แหล่งกำเนิดกระแส และ voltage เพื่อหาให้จ็ทหรืออยู่ในสถานะที่ ON และ OFF ตามลำดับดังรูป 3.5



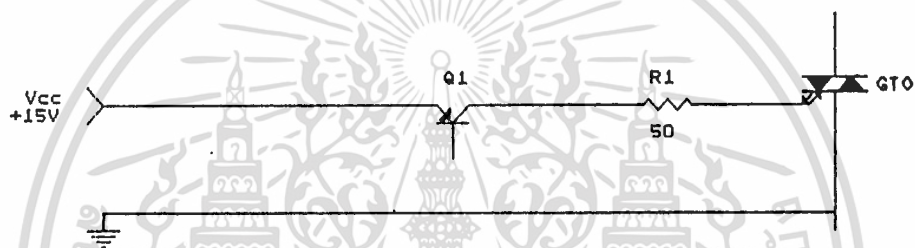
รูปที่ 3.5 วงจรการ turn-on และ turn-off อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจะสลับกันทำงานตามความต้องการ จากผลการทดสอบจะพบว่าค่าของกระแสในการ turn-on น้อยที่สุดคือ 300 mA. และการ turn-off จะใช้ความต่างศักย์คร่อมคาโรดและเกทประมาณ 24 v. (การทดสอบานที่นี้หมายถึงจีทีโอเบอร์ GFF200E12 ซึ่งใช้ในการทำ project)

### 3.2.1 การ turn-on

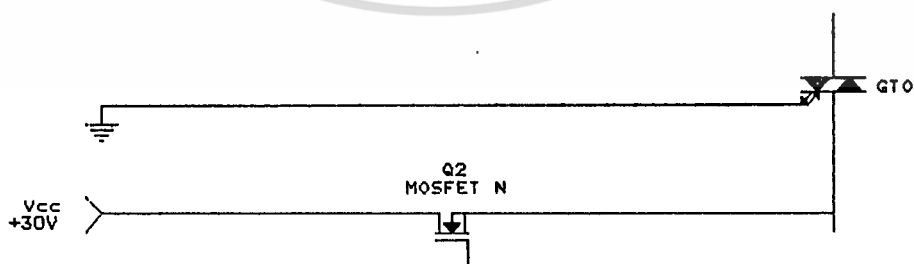
จะใช้ supply 15 V. เพื่อที่จะให้กระแสเข้าขาเกทมากกว่า 300 mA. และจากข้อมูลของจีทีโอที่ขั้วที่ค่ากระแสเกทในการ turn-on สูงสุด 600 mA. จาก supply 15 V. จะใช้ค่าความต้านทาน  $R = 50 \text{ ohm}$ . มาจำกัดกระแสเพื่อให้กระแสจาก supply ไหลเข้าขาเกทค่อนข้างคงที่ กระแสมีค่าประมาณ 300 mA. วิชาใช้ทรานซิสเตอร์มาเป็นตัว switching ในการ supply voltage 15 V. ดังรูป 3.6



รูปที่ 3.6 ส่วนหนึ่งของวงจรสร้างสัญญาณ turn-on

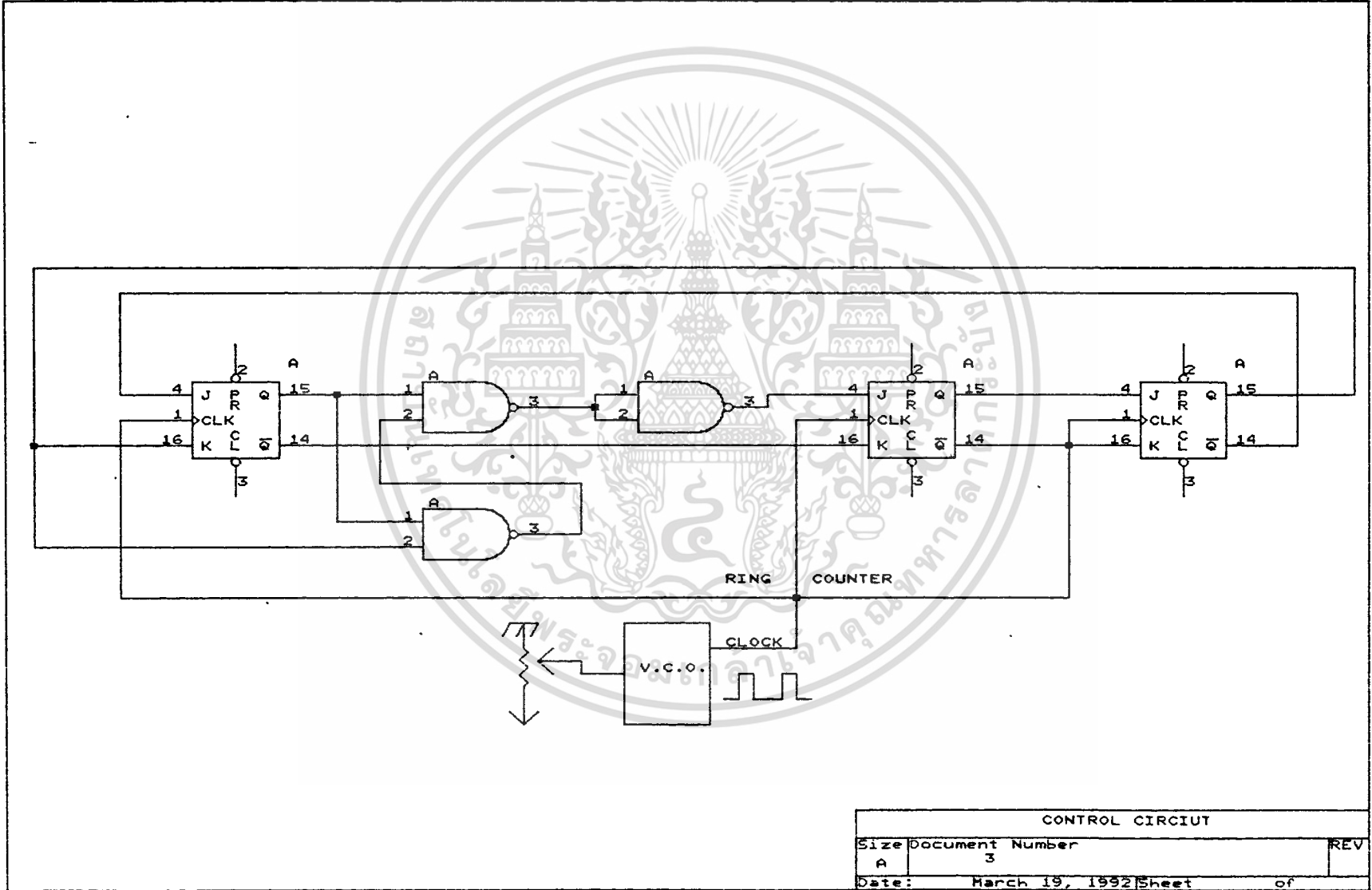
### 3.2.2 การ turn-off

จากการทดสอบ reverse voltage คร่อมเกทและคาโรดได้ค่าอย่างน้อย 24 V. ในการ turn-off ดังรูป supply ที่ใช้ในการ reverse bias จะต้องมากกว่า 24 V. ในที่นี้จะใช้ 30 V. วิชาใช้ MOSFET เป็นตัว switching ในการที่จะ supply voltage คร่อมคาโรดและเกทดังรูป 3.7

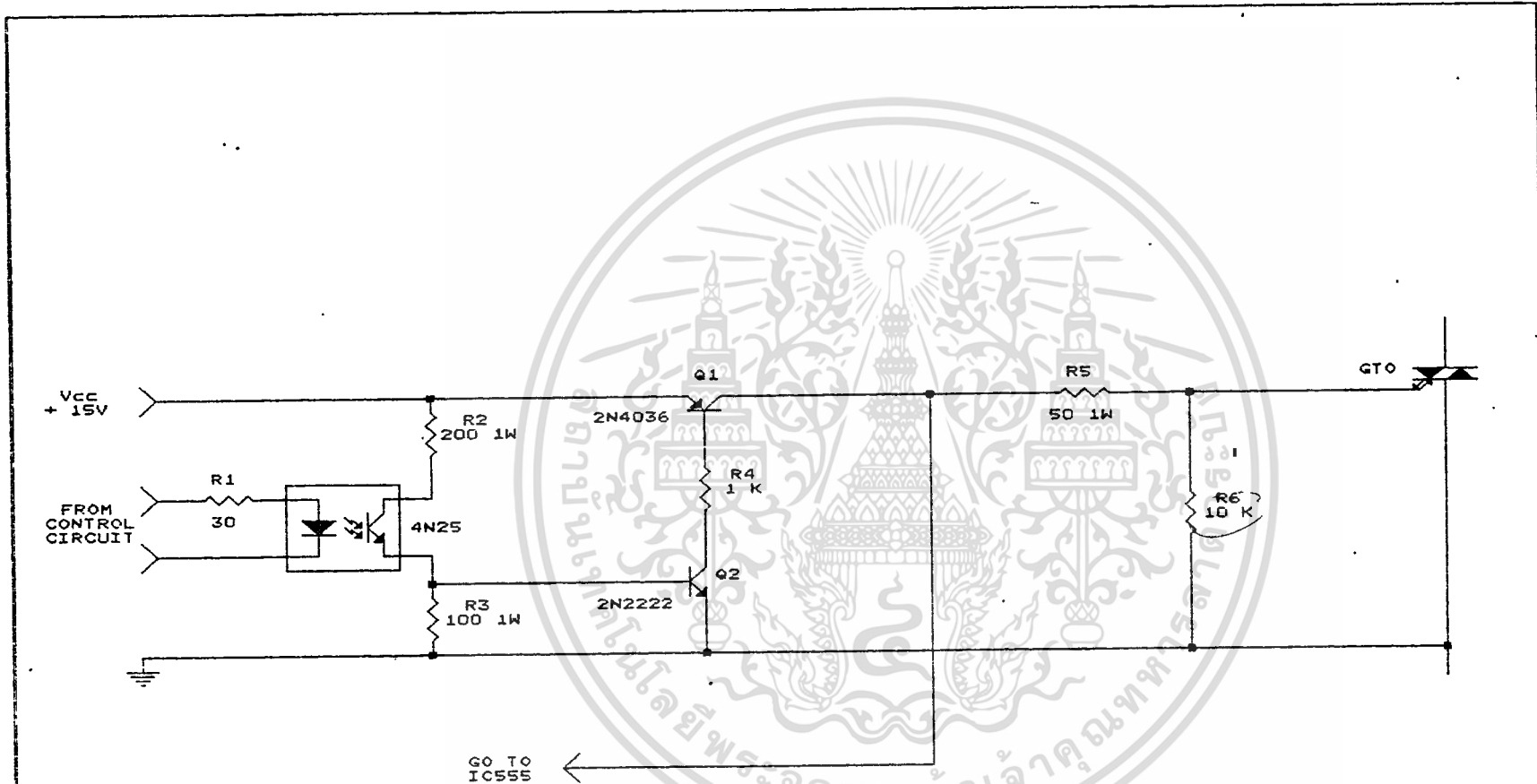


รูปที่ 3.7 ส่วนหนึ่งของวงจรการสร้างสัญญาณ turn-off

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



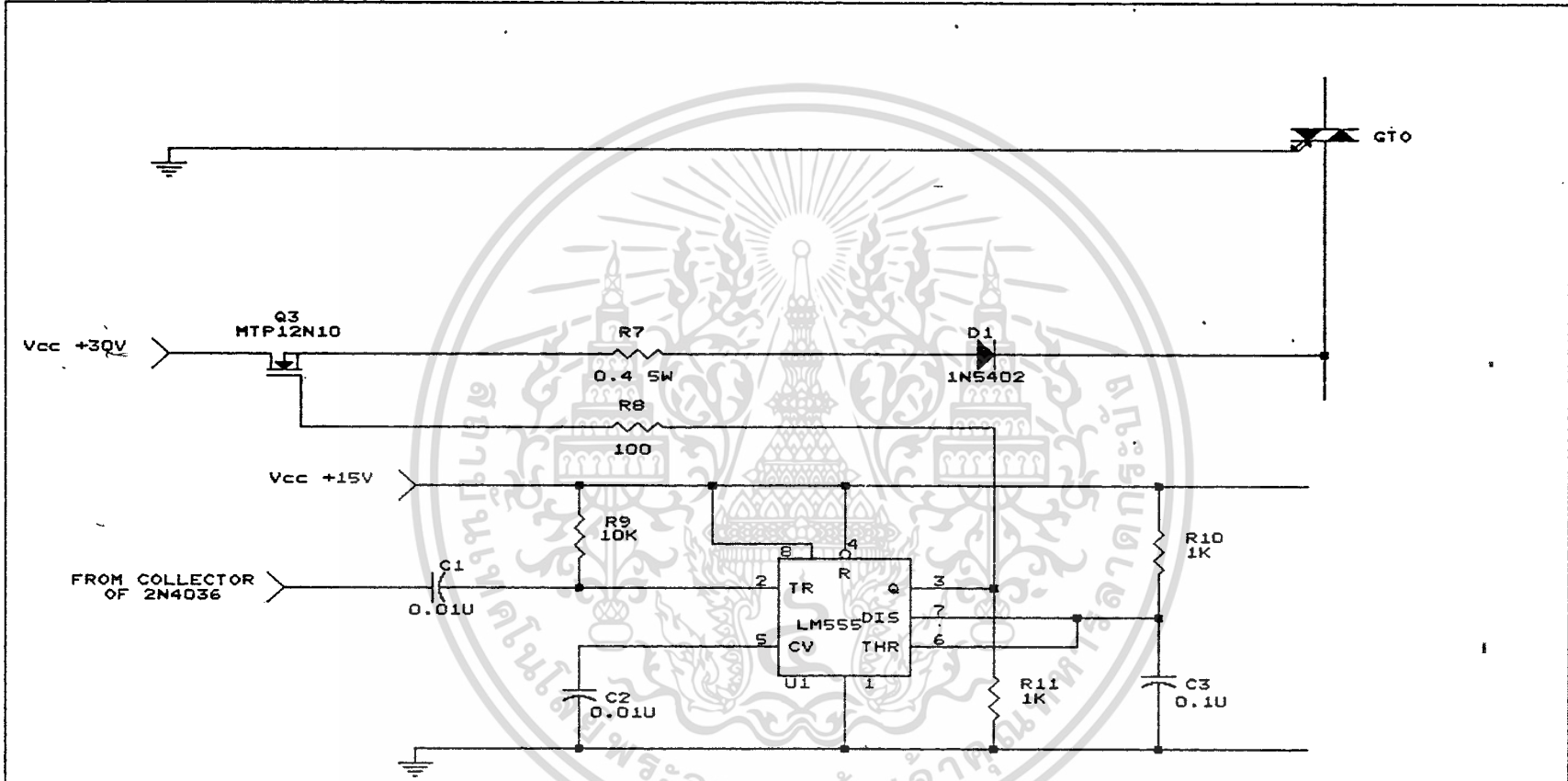
รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมเป็นเวกเตอร์ 3 เฟส



TRIG ON GTO CIRCUIT

TRIG ON GTO CIRCUIT		
Size	Document Number	REV
A	1	
Date:	March 20, 1992	Sheet of

รูปที่ 3.9 วงจร Turn on ของ GTO



TRIG OFF GTO CIRCUIT

รูปที่ 3.10 วงจร Turn off ของ GTO

TRIG OFF GTO CIRCUIT		
Size	Document Number	REV
A	2	
Date:	March 19, 1992	Sheet of

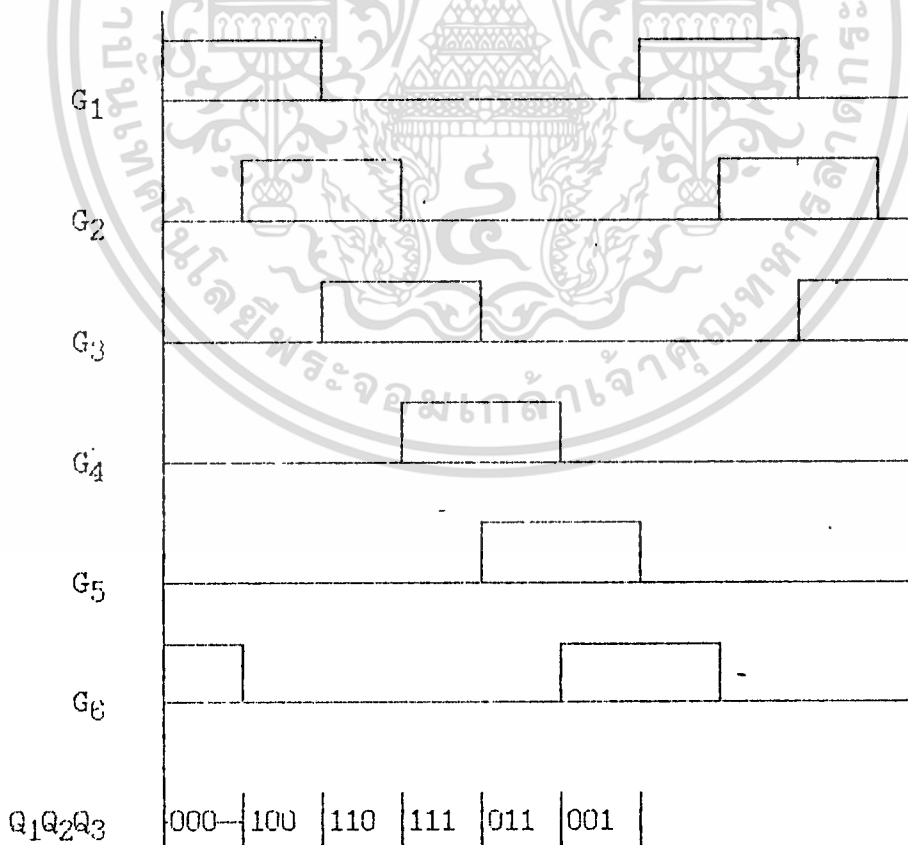
### 3.2.3 โครงสร้างและการทำงานของวงจร Tripping

โครงสร้างของวงจรการ trig จีทีโอ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

1. ส่วนของการ control pulse ในการ switching ซึ่งจาก block diagram ของรูปที่กล่าวมา สามารถเขียนได้อย่างละเอียดดังรูป 3.8
2. ส่วนของวงจรการแยกส่วนของวงจรควบคุม (control) และวงจร switching ซึ่งในที่นี้ใช้ opto isolated no. 2N26
3. ส่วนของวงจร switching ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ในการ turn-on และ MOSFET อีกตัวหนึ่งในการ turn-off รวมทั้ง IC เบอร์ 555 ที่ใช้เป็นวงจร monostable แสดงดังรูป 3.9 และ 3.10

### 3.3 หลักการทำงานของวงจรขั้วจีทีโอ

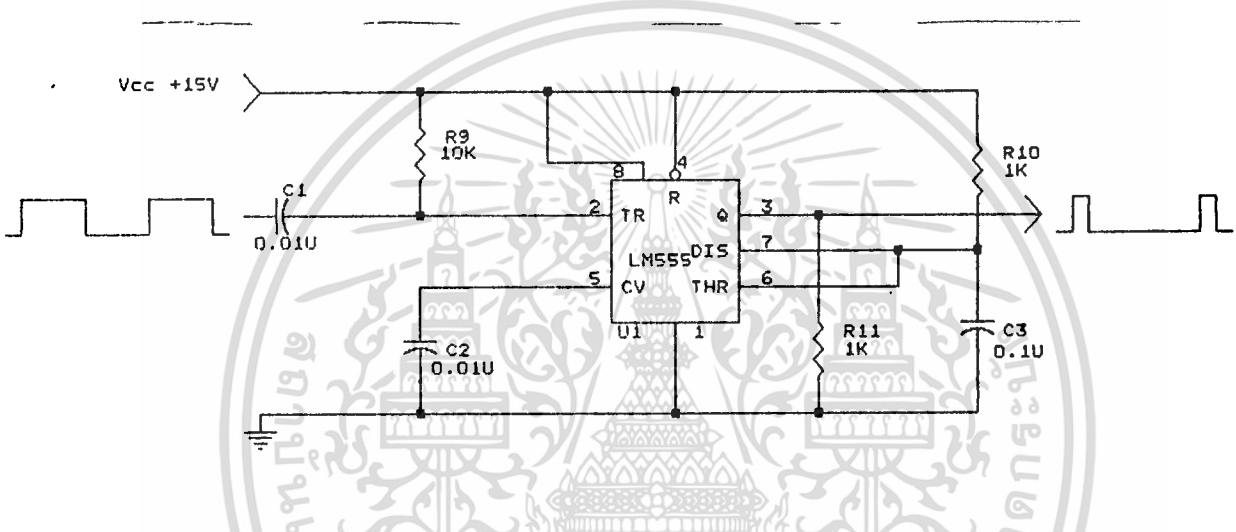
เริ่มจาก IC เบอร์ 555 จะสร้างสัญญาณความถี่สูง voltage controlled oscillator (V.C.O) สัญญาณความถี่จาก IC เบอร์ 555 จะทำหน้าที่เป็น clock ให้กับ J-K ฟลิปฟลอป ซึ่งทำงานกันเป็นวงจรนับแบบวงแหวน โดยจะสร้างสัญญาณออกมา 6 แบบซึ่งมีลักษณะเดียวกัน แต่ต่างเฟสเพื่อใช้เป็นสัญญาณควบคุม 3- $x$  อินเวอร์ทเตอร์ โดยมีสัญญาณดังรูป 3.11



รูปที่ 3.11 สัญญาณควบคุม 3 เฟส อินเวอร์ทเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสัญญาณ  $G_1$  ไปเข้า opto isolated (2N25) ซึ่งทำหน้าที่ในการแยกส่วนของวงจรรวมและวงจรมอเตอร์ สัญญาณ pulse จากนี้จะถูกขยายโดยทรานซิสเตอร์ 2N222 ไป switch ทรานซิสเตอร์ 2N4036 ซึ่งเป็น pnp ทรานซิสเตอร์ทำให้อุปกรณ์กระแสจาก supply 15 V. โหลดผ่านความต้านทาน R ซึ่งมีค่า 50 ohm. ไปเข้าสู่ขาเกตตามจังหวะของการ switch จาก pulse ที่ได้รับของทรานซิสเตอร์ 2N4036 แล้วทำให้จ็ทออยู่ในสภาวะที่ ON จากจุดที่มีการเปลี่ยนแปลง voltage ที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ 2N4036 นำสัญญาณนี้ผ่าน IC เบอร์ 555 ซึ่งในส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจร monostable ดังรูปที่ 3.12



รูป 3.12 วงจร monostable จาก IC เบอร์ 555

นำสัญญาณจาก monostable ไป switch MOSFET เมื่อ MOSFET ได้รับสัญญาณ pulse ที่ขาเกตจะเกิดการ switch ให้แหล่งกำเนิดไฟ 30 V. ไป reverse voltage ที่ขาเกต และ คาจรค ของจ็ทอ ทำให้จ็ทออยู่ในสภาวะที่ OFF สาเหตุที่ต้องใช้ IC เบอร์ 555 monostable ก็คือเพื่อที่จะลด loss ใน MOSFET และจ็ทอ เนื่องจากไม่จำเป็นมากนักที่จะต้องให้สัญญาณในการ trig เครื่อง pulse วงจรก็สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการได้ และผลที่หาอย่างนี้จากโครงการนี้ได้ทำให้ทั้ง MOSFET และจ็ทอ ไม่ร้อนมากนัก

**3.4 การสร้างวงจร 3 phase Current Source Inverter**

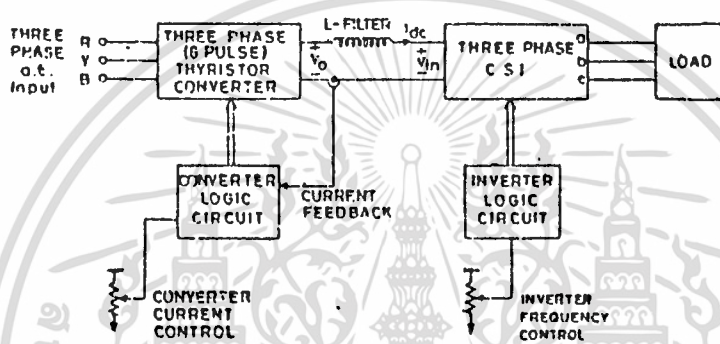
Current source inverter นั้นจะเป็นตัวกำเนิดกำลังไฟที่ระหว่าง แหล่งกำเนิดกระแส ชึ่งปรับค่าได้ และ load 3- $\phi$  ซึ่งในโครงการนี้ใช้ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3- $\phi$  ระบบ inverter นั้นจะประกอบด้วยเงื่อนไข 2 ประการดังนี้

1. แหล่งกำเนิดกระแส ซึ่งจะรับกำลังไฟที่จาก voltage ที่เป็นกระแสสลับหรือกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดง ซึ่งถูกกำหนดไว้และจ่ายกระแสไฟตรงไปยัง output ซึ่งอุปกรณ์ในการกลับสัญญาณจะให้ controlled rectifier bridge โดยกระแสที่มาจาก bridge จะถูก current feedback loop และก้าวเหนี่ยวนำร่องกระแสให้เรียบและค่อนข้างคงที่

2. Current Source Inverter (CSI) จะถูกต่อกับแหล่งกำเนิดกระแสซึ่งมันจะเป็นตัวกลับกระแสไฟตรงที่มาจาก input ให้เป็น กระแสเฟสลับ ซึ่งสามารถควบคุมได้โดยตรง จาก ระดับของกระแสไฟตรงทางด้าน input โดยแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง



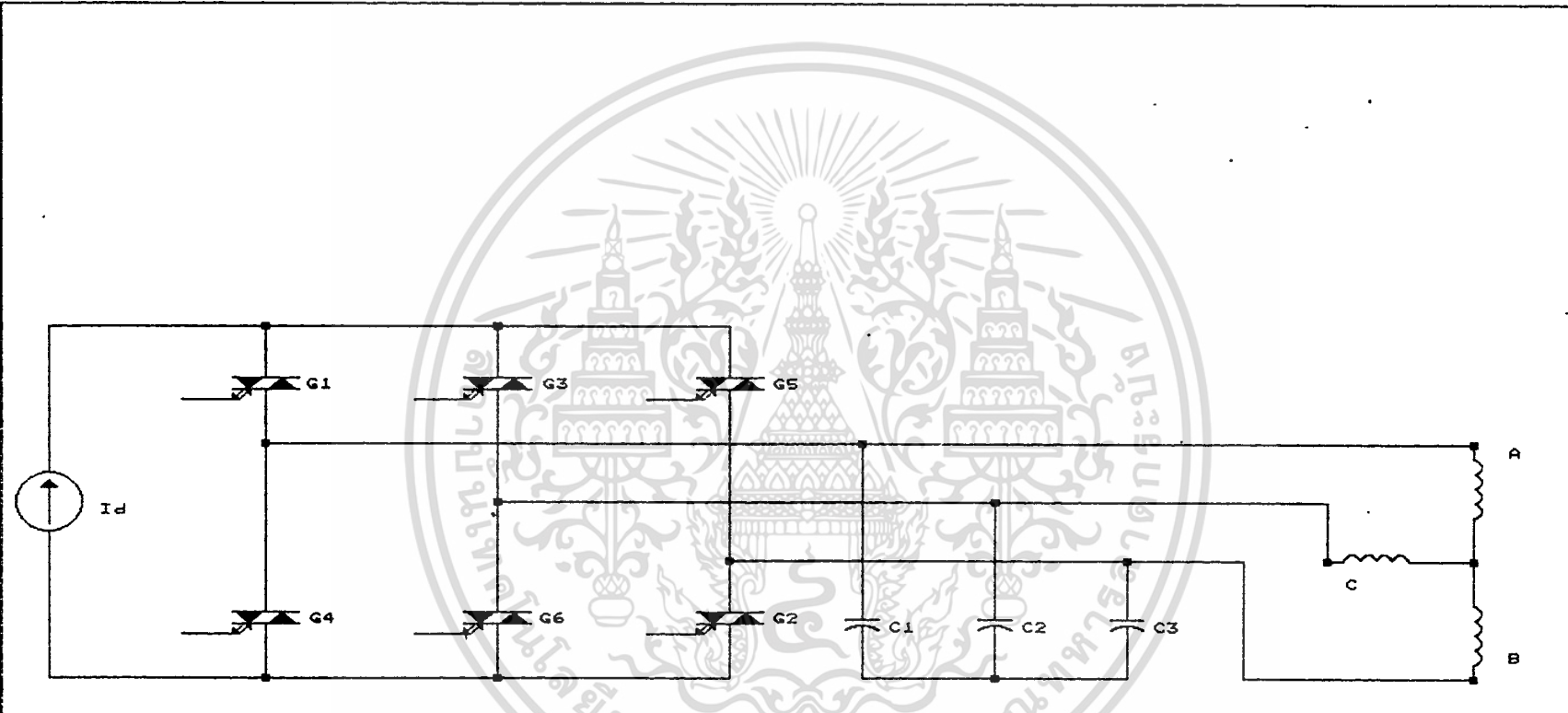
รูป 3.13 Block diagram ของระบบ Current Source Inverter

Current Source Inverter ที่ใช้งานจริงนั้นได้แสดงไว้ดังรูป 3.13 ซึ่งรูปนี้ได้แสดงถึง block diagram ของระบบการทวงานจากการจ่ายระบบไฟฟ้า 3 เฟส ผ่าน 3 เฟส converter ซึ่งสามารถที่จะปรับมุมในการ trig ทริสเตอร์ ได้จากการป้อนกลับของตัวจันกระแสเพื่อที่จะให้ได้คงไว้ที่กระแสที่ต้องการอยู่ตลอดเวลา L-filter ในรูปมีไว้สำหรับกำจัด harmonics ที่เกิดใน  $V_0$  และ  $V_{in}$  ดังนั้นกระแส  $i_{d0}$  จะมีความต่อเนื่อง ในส่วนของ CSI ก็สามารที่จะปรับความถี่ได้จากวงจรควบคุม ซึ่งความถี่ที่ปรับนี้จะไปกำหนดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

CSI ชนิด 3 เฟส ที่ได้ใช้ในโครงงานนี้ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.14 ซึ่งแสดงถึงรูปแบบของวงจรของ current source GTO inverter fed induction motor drive

GTO แต่ละตัวจะทำการ ON ด้วยมุม 120 องศา ของคาบเวลา และเปลี่ยนแปลงเมื่อ GTO ตัวก่อนมาทางด้านบน ( $G_1, G_3, G_5$ ) หรือด้านล่าง ( $G_4, G_6, G_2$ ) ถูก turn on ดังนั้นจะได้กระแส output ที่เป็น 3 เฟส ซึ่งเป็น square wave มีความกว้าง 120 องศา และมีระดับเท่ากับ  $I_d$  ดังรูป 3.15 ,ความถี่ของกระแส output ถูกควบคุมโดยวงจรทางตรรกศาสตร์อีกทีหนึ่ง

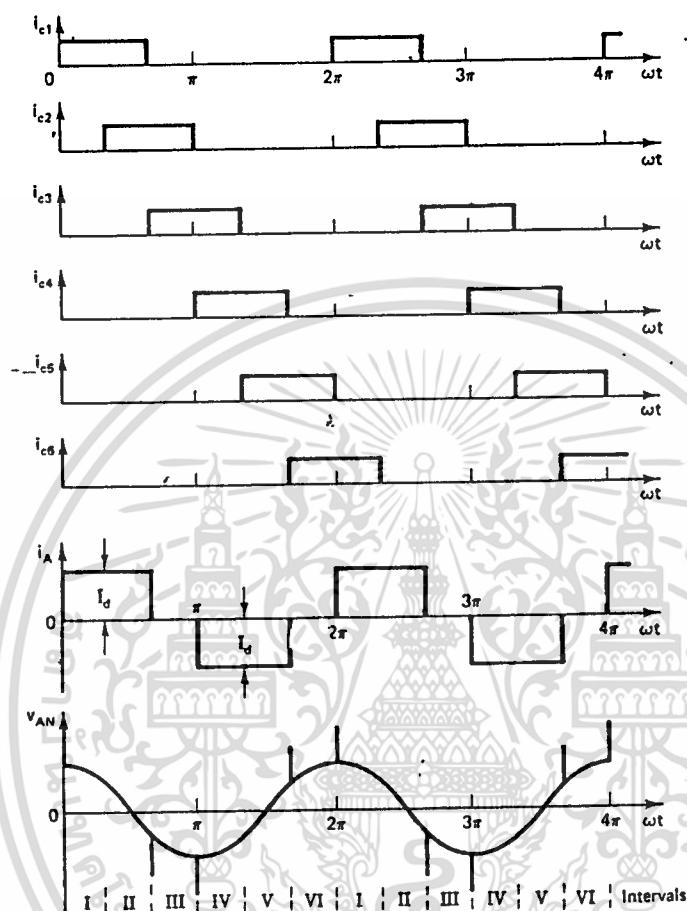
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



GTO current source inverter

GTO current source inverter		
Size	Document Number	REV
A	4	
Date:	March 19, 1992	Sheet of

รูป 3.14 วงจร GTO Current Source Inverter



รูปที่ 3.15 waveform ของ Voltage และ กระแส ของ CSI

จากรูป CSI จะเป็นตัวจ่ายกระแสสลับที่เป็น square wave มีความกว้าง 120 องศา  
 ไปยังมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยค่าของความต่างศักย์จะขึ้นอยู่กับ load, ความถี่ fundamental และ  
 harmonic โดย input voltage  $V_{in}$  มีค่าเท่ากับ  $V_{ab}$  เมื่อ  $G_1$  และ  $G_6$  นำกระแส  
 ขณะที่ใช้ขนาดความถี่มี 6 คู่  $V_{in}$  ต้องมีคลื่นความถี่เท่ากับ  $6f$  ซึ่งค่าเฉลี่ยของ  $V_{in}$  มีค่าเท่ากับ  
 แหล่งจ่าย voltage ( $V_0$ ) โดยที่ค่าบวกของ  $V_0$  มีลักษณะ เหมือนกับกำลังไฟฟ้าที่ถูกส่งจากแหล่งจ่ายไป  
 ยังมอเตอร์ และค่าลบของ  $V_0$  มีลักษณะ เหมือนกับกำลังไฟฟ้าที่ถูกส่งจากมอเตอร์กลับสู่แหล่งจ่ายตั้งเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะอธิบายถึงวิธีการการทดลองและผลการทดลองของระบบ inverter และกรณานำเข้ากับ load มอเตอร์เหนี่ยวนำจริงที่หัดของมอเตอร์ ซึ่งมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองมีพิกัดดังนี้ คือ เป็นมอเตอร์ชนิด 3 เฟส, 1 แรงม้า, มี 4 pole, ใช้กับไฟความถี่ 50 Hz, พิกัดแรงดัน 220/380 V., พิกัดกระแส 3.5 A., ความเร็วที่พิกัดเท่ากับ 1410 รอบต่อนาที

เพื่อหาจุดทำงานของมอเตอร์ที่ซับซ้อนอินเวอร์เตอร์แปรไปตามกราฟ แรงบิด และความเร็วที่ใส่แถบเป็นแถบของมอเตอร์ เราจะควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำทำงานใน constant air-gap flux mode จึงได้ทำการทดลองโดยยึดถือคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วที่ต้องการ
2. สามารถรับแรงดัน output เพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/F) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใดๆ ซึ่งอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่ที่ต้องการ จึงได้กำหนดค่าให้ V/F สำหรับการทดลองมีค่าเท่ากับ 4.4 และได้กำหนดวงจรการทดลองดัง

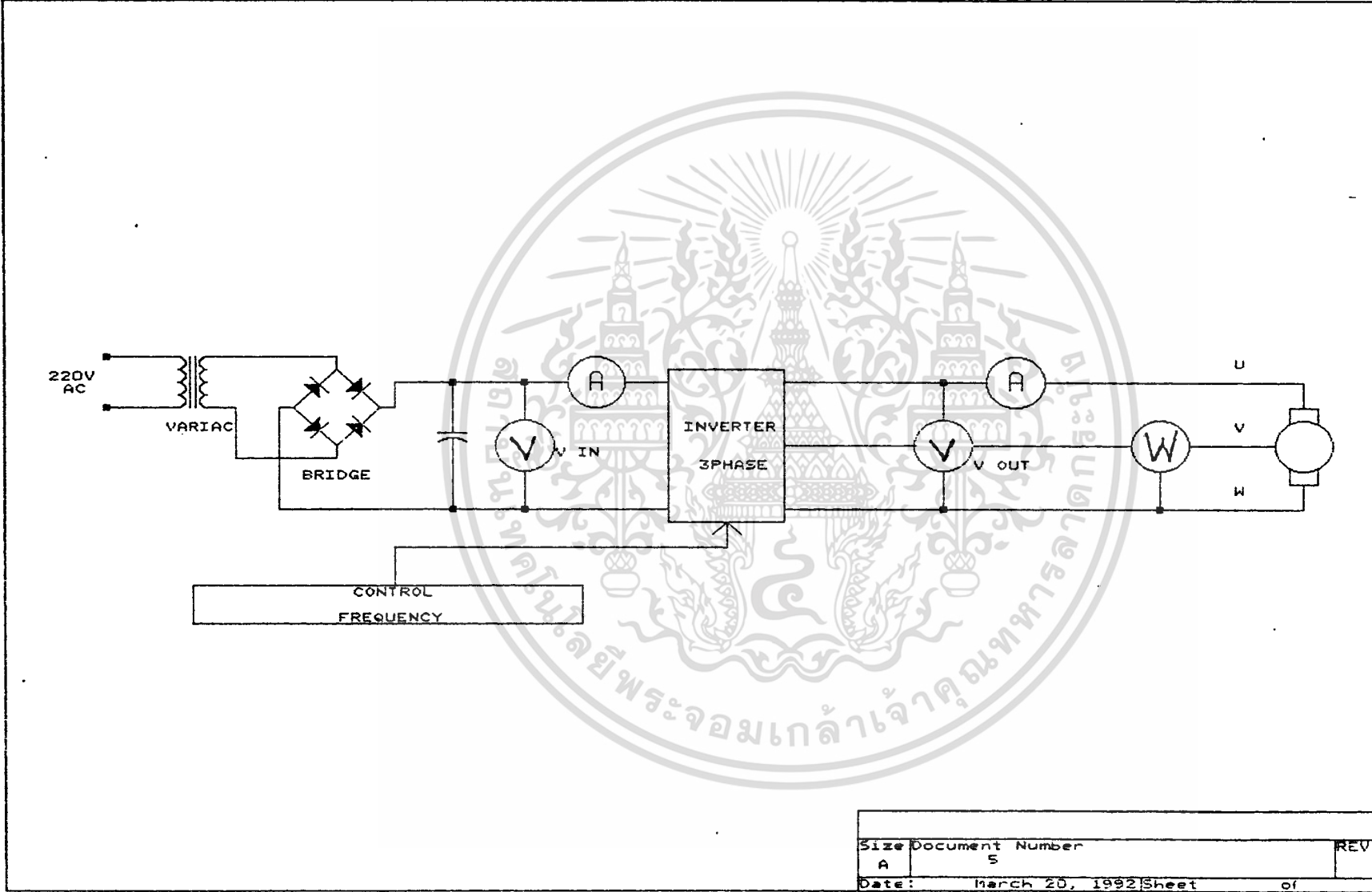
รูปที่ 4.1

ผลการทดลองที่ได้แสดงดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 1 ทดลองใช้ความถี่เท่ากับ 20 Hz , แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 88 V.

แรงบิด	V <sub>in</sub>	I <sub>in</sub>	I <sub>o</sub>	P <sub>in</sub>	P <sub>out</sub>	ประสิทธิภาพ	ความเร็วรอบ
(N)	(V)	(A)	(A)	(W)	(W)	(%)	(rpm)
T <sub>1</sub>	115	1	2.30	115	90	78	602
T <sub>2</sub>	115	1.2	2.30	138	120	87	596
T <sub>3</sub>	115	1.6	2.35	184	180	98	585

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรการทดลองอินเวอร์เตอร์เฟสสาม 3 เฟส

ตารางที่ 2 ทดลองโดยใช้ความถี่เท่ากับ 30, แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 132 V.

แรงบิด (N)	$V_{in}$ (dc) (V)	$I_{in}$ (dc) (A)	$I_o$ (ac) (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	ประสิทธิภาพ (%)	ความเร็วรอบ (rpm)
T <sub>1</sub>	170	0.8	2.10	136	100	74	970
T <sub>2</sub>	170	1.2	2.15	204	180	88	951
T <sub>3</sub>	170	1.8	2.25	306	300	98	936

ตารางที่ 3 ทดลองโดยใช้ความถี่เท่ากับ 40 Hz, แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 176 V.

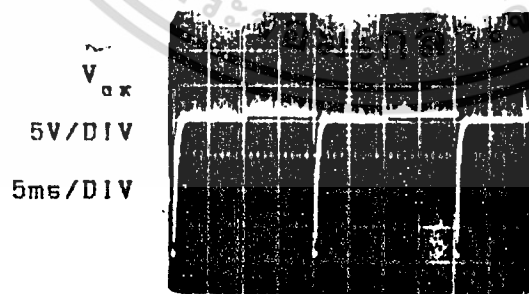
แรงบิด (N)	$V_{in}$ (dc) (V)	$I_{in}$ (dc) (A)	$I_o$ (ac) (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	ประสิทธิภาพ (%)	ความเร็วรอบ (rpm)
T <sub>1</sub>	225	0.8	2.40	180	140	78	1207
T <sub>2</sub>	225	1.2	2.45	270	240	89	1193
T <sub>3</sub>	225	1.8	2.60	405	400	98	1176

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4 ทดลองโดยใช้ความถี่เท่ากับ 50 Hz , แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 220 v.

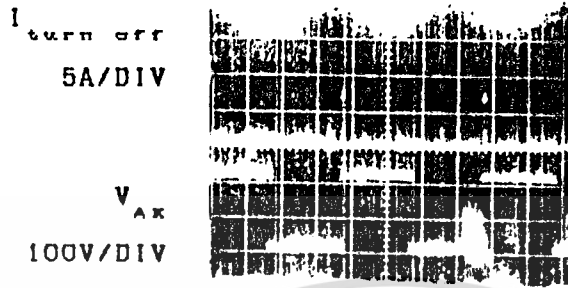
แรงบิด (N)	$V_{in}$ (dc) (V)	$I_{in}$ (dc) (A)	$I_o$ (ac) (A)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	ประสิทธิภาพ (%)	ความเร็วรอบ (rpm)
$T_1$	285	0.8	2.50	228	160	70	1475
$T_2$	285	1.2	2.60	342	300	88	1471
$T_3$	285	1.8	2.70	513	500	97	1457

จากผลการทดลองที่ได้ จะแสดงให้เห็นว่า ในการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงงานนี้สามารถที่จะจ่ายกำลังไฟฟ้า ไปสู่มอเตอร์ได้ตามต้องการ ซึ่งสามารถที่จะควบคุมความเร็วโดยปรับความถี่ในการสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ และสามารถปรับแรงดันเอาต์พุต เพื่อรักษาอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ ( $v/f$ ) ให้คงที่ได้ตามต้องการ ซึ่งจากการทดลองก็เป็นไปตามคุณสมบัติพื้นฐานข้อ 3 ข้อของความถี่ของมอเตอร์ มอเตอร์ทำงานอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดที่การทำงานที่หนัก ซึ่งจะเห็นได้จากการทดลอง และจากการทดลองในครั้งนี้ได้จับสัญญาณต่างๆ ที่  $V_{in} = 50$  v. ซึ่งแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้

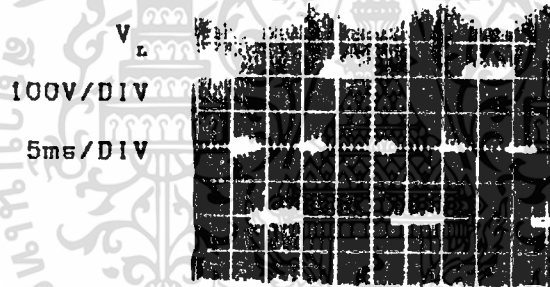


รูปที่ 4.2 สัญญาณคร่อม Gate และ Cathode

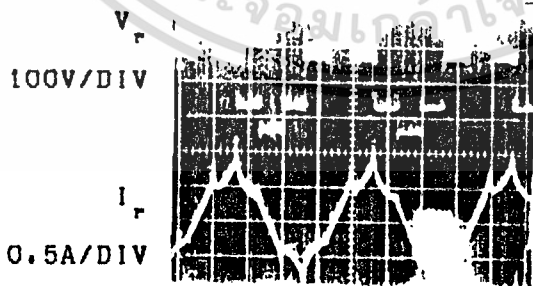
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 สัญญาณกระแสในการ turn off และ  $V_{AK}$  ของ GTO

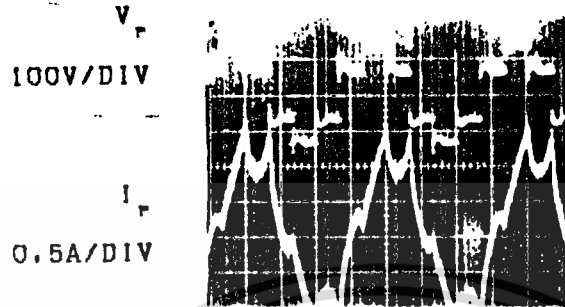


รูปที่ 4.4 Voltage line to line ที่มอเตอร์



รูปที่ 4.5 Voltage phase to ground และกระแสที่มอเตอร์ ขณะ No load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 Voltage phase to ground และกระแสที่มอเตอร์ ขณะ Full load



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การวิเคราะห์ และสมการทดลอง

จากผลการทดลอง ทดสอบอินเวอร์เตอร์ กับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ติด และความถี่ต่างๆ จะเห็นว่าผลที่ได้เป็นที่น่าสนใจอย่างยิ่ง รูปคลื่นต่างๆ ที่วัดได้ใกล้เคียงกับทฤษฎีมาก แสดงว่าอินเวอร์เตอร์สามารถที่จะทำงานเป็นกึ่งเวกเตอร์แปลงกำลังไฟฟ้า จากแหล่งจ่าย ส่งให้มอเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และสามารถที่จะควบคุมความเร็วของ เอ้าท์พุทได้จากการปรับวงจรควบคุมในช่วงความถี่ 10 Hz ถึง 500 Hz อีกทั้งความสามารถของวงจรขับที่เรอ ทาให้อินเวอร์เตอร์นี้ ยังมีการทำงานเป็นปกติที่กระแสถึง 30 แอมป์แอมป์ ซึ่งค่อนข้างสูงมาก

จากการทดลองในครั้งนี้ ได้ใช้ผลของ Voltage Source Inverter โดยตัวเรอแอดเป็นกึ่งเวกเตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า เนื่องจากในกรณีของ Current Source Inverter ต้องการตัวจ่ายกำลังไฟฟ้า ซึ่งสามารถรักษาระดับกระแสโดยการปรับระดับของโวลท์เตจได้ด้วยตัวเอง โดยการใช้กระแสกับมอเตอร์แล้วป้อนกลับมากับคอมมูทริคของ Thyristor ในส่วนของคอนเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับอินเวอร์เตอร์ แล้วก็มีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ต่ออยู่กับเอ้าท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อกันระดับของกระแส ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ซึ่งการทดลองในครั้งนี้ ในส่วนของคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกระแส ทางผู้จัดทำโครงการ ไม่ได้จัดทำขึ้น เนื่องจากไม่ได้ อยู่ในส่วนของความรับผิดชอบของโครงการ จึงไม่สามารถที่จะจัดอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการหา Current Source Inverter ได้ จึงได้ทำการทดลองเพียง Voltage Source Inverter เพื่อการหาผลของอินเวอร์เตอร์เท่านั้น

Designer's Data Sheet  
**Power Field Effect Transistor**  
N-Channel Enhancement  
Mode Silicon Gate TMOS

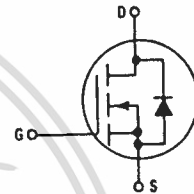
These TMOS Power FETs are designed for medium voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds — Switching Times Specified at 100°C
- Designer's Data —  $I_{DSS}$ ,  $V_{DS(on)}$ ,  $V_{GS(th)}$  and SOA Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



**MTM12N08**  
**MTM12N10**  
**MTP12N08**  
**MTP12N10**

TMOS POWER FETs  
12 AMPERES  
 $r_{DS(on)} = 0.18 \text{ OHM}$   
80 and 100 VOLTS

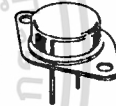


**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	MTM or MTP		Unit
		12N08	12N10	
Drain-Source Voltage	$V_{DSS}$	80	100	Vdc
Drain-Gate Voltage ( $R_{GS} = 1 \text{ M}\Omega$ )	$V_{DGR}$	80	100	Vdc
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 20$		Vdc
Drain Current — Continuous — Pulsed	$I_D$	12		Adc
	$I_{DM}$	30		
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	75	0.6	Watts W/C
Operating and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to 150		$^\circ\text{C}$

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Thermal Resistance Junction to Case Junction to Ambient	TO-204 TO-220	Symbol	Value	$^\circ\text{C/W}$
			$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, $1/8"$ from case for 5 seconds		$T_L$	275	$^\circ\text{C}$



MTM12N08  
MTM12N10  
CASE 1-04  
TO-204AA  
(TO-3)



MTP12N08  
MTP12N10  
CASE 221A-02  
TO-220AB

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

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

**OFF CHARACTERISTICS**

Drain-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 0.25 mA)	V <sub>(BR)DSS</sub>	80	—	V <sub>dc</sub>
MTM MTP12N08 MTM MTP12N10		100	—	
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0) (V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0, T <sub>J</sub> = 125°C)	I <sub>DSS</sub>	—	0.2 1	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V <sub>GSF</sub> = 20 V <sub>dc</sub> , V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSSF</sub>	—	100	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V <sub>GSR</sub> = 20 V <sub>dc</sub> , V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSSR</sub>	—	100	nAdc

**ON CHARACTERISTICS\***

Gate Threshold Voltage (V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 1 mA) T <sub>J</sub> = 100°C	V <sub>GS(th)</sub>	2 1.5	4.5 4	V <sub>dc</sub>
Static Drain-Source On-Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , I <sub>D</sub> = 6 Adc)	r <sub>DS(on)</sub>	—	0.18	Ohm
Drain-Source On-Voltage (V <sub>GS</sub> = 10 V) (I <sub>D</sub> = 12 Adc) (I <sub>D</sub> = 6 Adc, T <sub>J</sub> = 100°C)	V <sub>DS(on)</sub>	—	2.6	V <sub>dc</sub>
		—	2.2	
Forward Transconductance (V <sub>DS</sub> = 15 V, I <sub>D</sub> = 6 A)	g <sub>FS</sub>	3	—	mhos

**DYNAMIC CHARACTERISTICS**

Input Capacitance	(V <sub>DS</sub> = 25 V, V <sub>GS</sub> = 0, f = 1 MHz) See Figure 11	C <sub>iss</sub>	—	800	pF
Output Capacitance		C <sub>oss</sub>	—	400	
Reverse Transfer Capacitance		C <sub>rss</sub>	—	100	

**SWITCHING CHARACTERISTICS\* (T<sub>J</sub> = 100°C)**

Turn-On Delay Time	(V <sub>DD</sub> = 25 V, I <sub>D</sub> = 0.5 Rated I <sub>D</sub> R <sub>gen</sub> = 50 ohms) See Figures 9, 13 and 14	t <sub>d(on)</sub>	—	50	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	150	
Turn-Off Delay Time		t <sub>d(off)</sub>	—	200	
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	100	
Total Gate Charge		(V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , I <sub>D</sub> = Rated I <sub>D</sub> , V <sub>GS</sub> = 10 V) See Figure 12	Q <sub>g</sub>	17 (Typ)	
Gate-Source Charge	Q <sub>gs</sub>		8 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge	Q <sub>gd</sub>		9 (Typ)	—	

**SOURCE DIODE CHARACTERISTICS\***

Forward On-Voltage	(I <sub>S</sub> = Rated I <sub>D</sub> , V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>SD</sub>	1.2 (Typ)	2.5	V <sub>dc</sub>
Forward Turn-On Time		t <sub>on</sub>	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t <sub>rr</sub>	325 (Typ)	—	ns

**INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-204)**

Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die)	L <sub>d</sub>	5 (Typ)	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source pin, 0.25" from the package to the source bond pad)	L <sub>s</sub>	12.5 (Typ)	—	nH

**INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)**

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

\*Pulse Test: Pulse Width < 300 μs, Duty Cycle < 2%.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

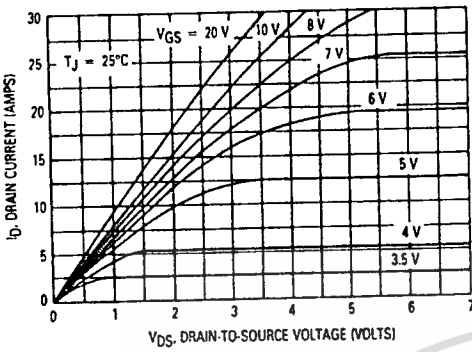


Figure 1. On-Region Characteristics

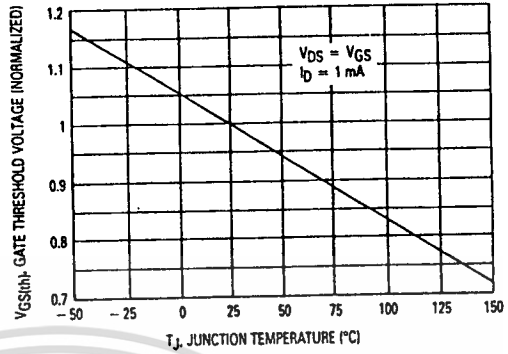


Figure 2. Gate-Threshold Voltage Variation With Temperature



Figure 3. Transfer Characteristics

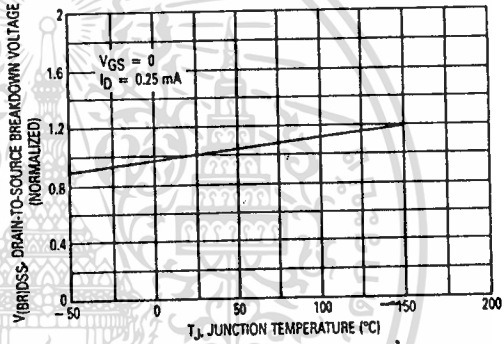


Figure 4. Breakdown Voltage Variation With Temperature

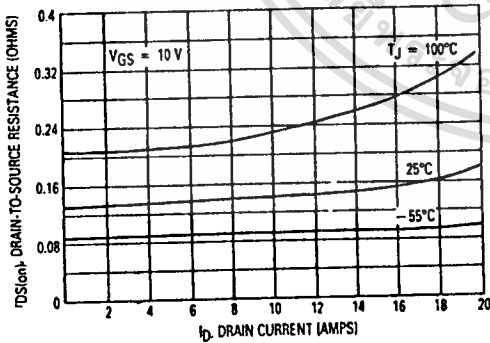


Figure 5. On-Resistance versus Drain Current

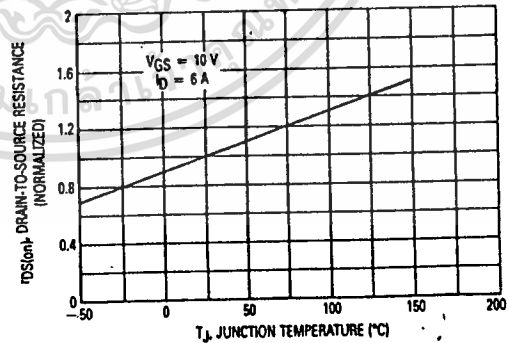


Figure 6. On-Resistance Variation With Temperature

SAFE OPERATING AREA INFORMATION

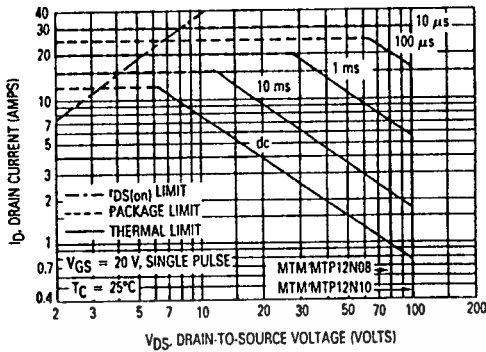


Figure 7. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

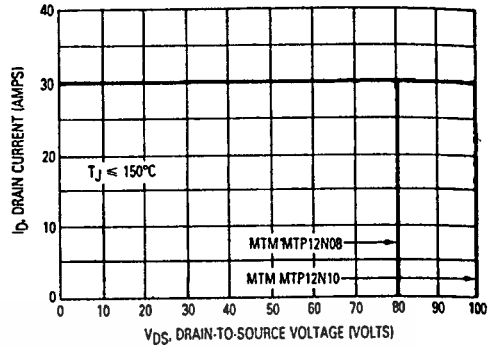


Figure 8. Maximum Rated Switching Safe Operating Area

FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The FBSOA curves define the maximum drain-to-source voltage and drain current that a device can safely handle when it is forward biased, or when it is on, or being turned on. Because these curves include the limitations of simultaneous high voltage and high current, up to the rating of the device, they are especially useful to designers of linear systems. The curves are based on a case temperature of 25°C and a maximum junction temperature of 150°C. Limitations for repetitive pulses at various case temperatures can be determined by using the thermal response curves. Motorola Application Note, AN569, "Transient Thermal Resistance-General Data and Its Use" provides detailed instructions.

The power averaged over a complete switching cycle must be less than:

$$\frac{T_J(\text{max}) - T_C}{R_{\theta JC}}$$

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 8 is the boundary that the load line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current,  $I_{DM}$  and the breakdown voltage,  $V_{(BR)DSS}$ . The switching SOA shown in Figure 8 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond.

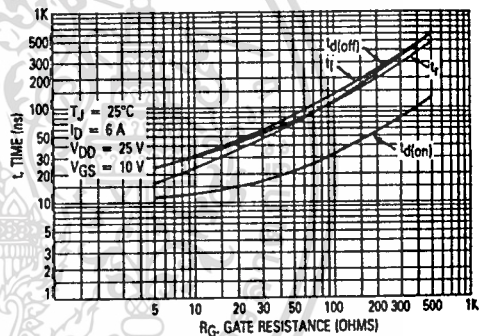


Figure 9. Resistive Switching Time versus Gate Resistance

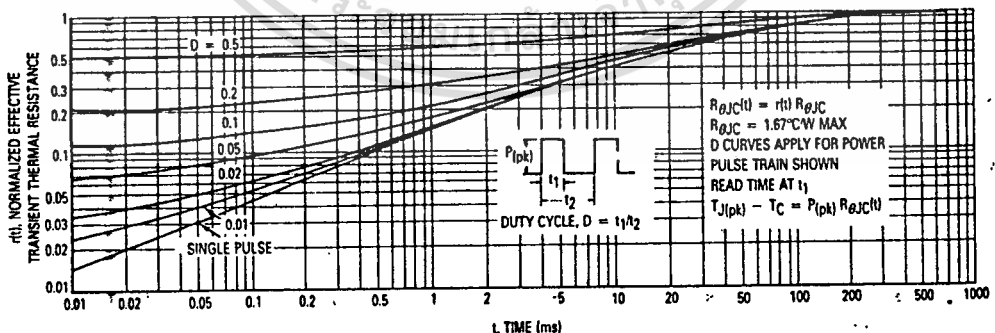


Figure 10. Thermal Response

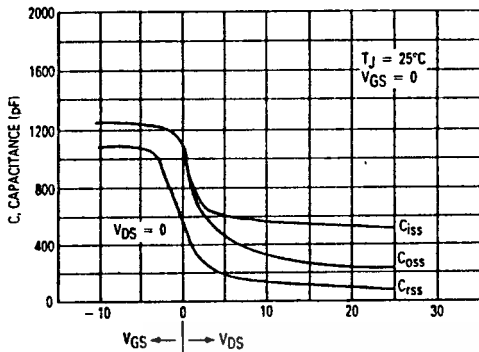


Figure 11. Capacitance Variation

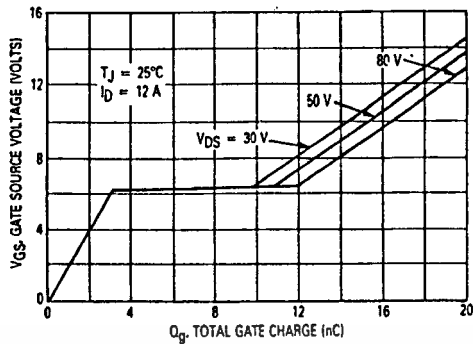


Figure 12. Gate Charge versus Gate-To-Source Voltage

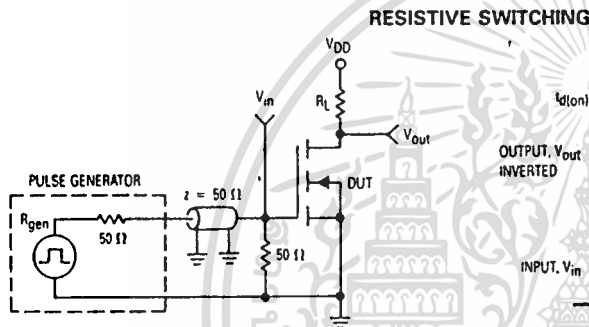


Figure 13. Switching Test Circuit

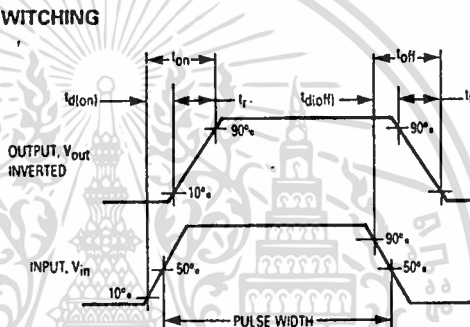


Figure 14. Switching Waveforms

RESISTIVE SWITCHING

OUTLINE DIMENSIONS

SEATING PLANE

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	29.37	—	1.550
B	—	21.08	—	0.830
C	0.35	2.62	0.250	0.300
D	0.97	1.09	0.038	0.043
E	1.40	1.78	0.055	0.070
F	30.15 BSC	—	1.187 BSC	—
G	10.92 BSC	—	0.430 BSC	—
H	5.46 BSC	—	0.215 BSC	—
J	16.89 BSC	—	0.665 BSC	—
K	11.18	12.19	0.440	0.480
Q	3.81	4.19	0.151	0.165
R	—	26.67	—	1.050
U	2.54	3.05	0.100	0.120
V	3.81	4.19	0.151	0.165

STYLE 3:  
PIN 1. GATE  
2. SOURCE  
CASE DRAIN

CASE 1-04  
TO-204AA

SECT AA

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.60	15.75	0.575	0.620
B	9.65	10.29	0.380	0.405
C	4.06	4.82	0.160	0.190
D	0.64	0.89	0.025	0.035
F	3.81	3.73	0.142	0.147
G	2.41	2.67	0.095	0.105
H	2.79	3.93	0.110	0.155
J	0.36	0.56	0.014	0.022
K	12.70	14.27	0.500	0.562
L	1.14	1.39	0.045	0.055
M	4.83	5.33	0.190	0.210
Q	2.54	3.04	0.100	0.120
R	2.04	2.79	0.080	0.110
S	1.14	1.39	0.045	0.055
T	5.97	6.48	0.235	0.255
U	0.00	1.27	0.000	0.050
V	1.14	—	0.045	—
Z	—	7.89	—	0.310

STYLE 6:  
PIN 1. GATE  
2. DRAIN  
3. SOURCE  
4. DRAIN

CASE 221A-02  
TO-220AB

NOTES:  
1. DIAMETER V AND SURFACE W ARE DATUMS.  
2. POSITIONAL TOLERANCE FOR HOLE D:  
Ⓢ ± 0.25 (0.010) Ⓢ (Y) Ⓢ  
3. POSITIONAL TOLERANCE FOR LEADS:  
Ⓢ ± 0.30 (0.012) Ⓢ (Y) Ⓢ (0) Ⓢ

NOTES:  
1. DIMENSION H APPLIES TO ALL LEADS.  
2. DIMENSION L APPLIES TO LEADS 1 AND 3.  
3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.  
4. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
5. CONTROLLING DIMENSION: INCH

# MC7800 Series

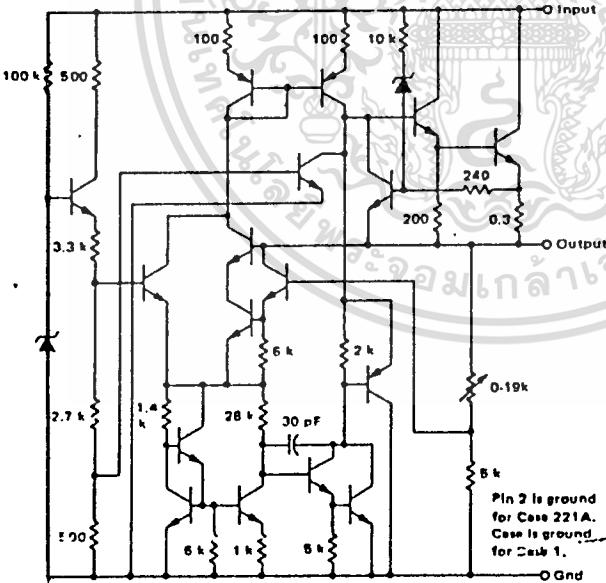
## Advance Information

### 3-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 ampere. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 Ampere
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance

### SCHEMATIC DIAGRAM



### ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Temperature Range	Package
MC78XXK	4%	-55 to +160°C	Metal Power
MC78XXAK	2%		
MC78XXCK	4%	0 to +125°C	Plastic Power
MC78XXACK	2%		
MC78XXCT	4%		
MC78XXACT	2%		

XX Indicates Nominal Voltage

This is advance information and specifications are subject to change without notice.

### THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

K SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 1  
(TO-3 TYPE)

PIN 1. INPUT  
2. OUTPUT  
CASE GROUND

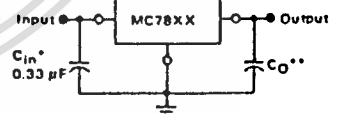


T SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 221A  
TO-220 TYPE

PIN 1. INPUT  
2. GROUND  
3. OUTPUT



### STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX = these two digits of the type number indicate voltage.

\*  $C_{in}$  is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

\*\*  $C_0$  is not needed for stability; however, it does improve transient response.

XX indicates nominal voltage

### TYPE NO./VOLTAGE

MC7805	5.0 Volts	MC7815	15 Volts
MC7806	6.0 Volts	MC7818	18 Volts
MC7808	8.0 Volts	MC7824	24 Volts
MC7812	12 Volts		

# MC7800 Series

MC7800 Series MAXIMUM RATINGS ( $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (5.0 V - 18 V) (24 V)	$V_{in}$	35 40	Vdc
Power Dissipation and Thermal Characteristics			
Plastic Package			
$T_A = +25^\circ\text{C}$	$P_D$	Internally Limited	Watts
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	$1/\theta_{JA}$	15.4	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Air	$\theta_{JA}$	65	$^\circ\text{C/W}$
$T_C = +25^\circ\text{C}$	$P_D$	Internally Limited	Watts
Derate above $T_C = +95^\circ\text{C}$ (See Figure 1)	$1/\theta_{JC}$	200	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$\theta_{JC}$	5.0	$^\circ\text{C/W}$
Metal Package			
$T_A = +25^\circ\text{C}$	$P_D$	Internally Limited	Watts
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	$1/\theta_{JA}$	22.5	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Air	$\theta_{JA}$	45	$^\circ\text{C/W}$
$T_C = +25^\circ\text{C}$	$P_D$	Internally Limited	Watts
Derate above $T_C = +65^\circ\text{C}$ (See Figure 2)	$1/\theta_{JC}$	182	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$\theta_{JC}$	5.5	$^\circ\text{C/W}$
Storage Junction Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-65 to +150 0 to +150	$^\circ\text{C}$

## DEFINITIONS

**Line Regulation** - The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

**Load Regulation** - The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

**Maximum Power Dissipation** - The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

**Quiescent Current** - That part of the input current that is not delivered to the load.

**Output Noise Voltage** - The rms ac voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

**Long Term Stability** - Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the devices' electrical characteristics and maximum power dissipation.

# MC7800 Series

## MC7805, C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS $(V_{in} = 10V, I_O = 500mA, T_J = T_{low}$ to $T_{high}$ (Note 1) unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC7805			MC7805C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ C$ )	$V_O$	4.8	5.0	5.2	4.8	5.0	5.2	Vdc
Output Voltage ( $15.0mA < I_O < 1.0A, P_O < 15W$ ) $7.0Vdc < V_{in} < 20Vdc$ $8.0Vdc < V_{in} < 20Vdc$	$V_O$	—	—	—	4.75	5.0	5.25	Vdc
Line Regulation ( $T_J = +25^\circ C$ , Note 2) $7.0Vdc < V_{in} < 25Vdc$ $8.0Vdc < V_{in} < 12Vdc$	$R_{regin}$	—	2.0	50	—	7.0	100	mV
Load Regulation ( $T_J = +25^\circ C$ , Note 2) $5.0mA < I_O < 1.5A$ $250mA < I_O < 750mA$	$R_{regload}$	—	25	100	—	40	100	mV
Quiescent Current ( $T_J = +25^\circ C$ )	$I_B$	—	3.2	6.0	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change $7.0Vdc < V_{in} < 25Vdc$ $8.0Vdc < V_{in} < 25Vdc$ $5.0mA < I_O < 1.0A$	$\Delta I_B$	—	—	—	—	—	1.3	mA
Ripple Rejection $8.0Vdc < V_{in} < 18Vdc, f = 120Hz$	RR	68	75	—	—	68	—	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0A, T_J = +25^\circ C$ )	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $I_A = +25^\circ C$ ) $10Hz < f < 100kHz$	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu V/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0kHz$ )	$R_O$	—	17	—	—	17	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ C$ ) $V_{in} = 35Vdc$	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ C$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	+0.6	—	—	-1.1	—	mV/°C

## MC7805A, AC

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS $(V_{in} = 10V, I_O = 1.0A, T_J = T_{low}$ to $T_{high}$ (Note 1) unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	MC7805A			MC7805AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ C$ )	$V_O$	4.9	5.0	5.1	4.9	5.0	5.1	Vdc
Output Voltage ( $15.0mA < I_O < 1.0A, P_O < 15W$ ) $7.5Vdc < V_{in} < 20Vdc$	$V_O$	4.8	5.0	5.2	4.8	5.0	5.2	Vdc
Line Regulation (Note 2) $7.5Vdc < V_{in} < 25Vdc, I_O = 500mA$ $8.0Vdc < V_{in} < 12Vdc$ $8.0Vdc < V_{in} < 12Vdc, T_J = +25^\circ C$ $7.3Vdc < V_{in} < 20Vdc, T_J = +25^\circ C$	$R_{regin}$	—	2.0	10	—	7.0	50	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0mA < I_O < 1.5A$ $5.0mA < I_O < 1.0A$ $5.0mA < I_O < 1.5A, T_J = +25^\circ C$ $250mA < I_O < 750mA$	$R_{regload}$	—	25	50	—	25	100	mV
Quiescent Current $T_J = +25^\circ C$	$I_B$	—	—	5.0	—	—	6.0	mA
Quiescent Current Change $8.0Vdc < V_{in} < 25Vdc, I_O = 500mA$ $7.5Vdc < V_{in} < 20Vdc, T_J = +25^\circ C$ $5.0mA < I_O < 1.0A$	$\Delta I_B$	—	0.3	0.5	—	—	0.8	mA
Ripple Rejection $8.0Vdc < V_{in} < 18Vdc, f = 120Hz, T_J = +25^\circ C$ $8.0Vdc < V_{in} < 18Vdc, f = 120Hz, I_O = 500mA$	RR	68	75	—	—	—	—	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0A, T_J = +25^\circ C$ )	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = +25^\circ C$ ) $10Hz < f < 100kHz$	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu V/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0kHz$ )	$R_O$	—	17	—	—	17	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ C$ ) $V_{in} = 35Vdc$	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ C$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	+0.6	—	—	-1.1	—	mV/°C

Notes: 1.  $T_{low} = -55^\circ C$  for MC78XX, A  
=  $0^\circ C$  for MC78XXC, AC

$T_{high} = +150^\circ C$  for MC78XX, A  
=  $+125^\circ C$  for MC78XXC, AC

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

# MC7800 Series

## MC7806, C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{in} = 11\text{ V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7806			MC7806C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	5.75	6.0	6.25	5.75	6.0	6.25	Vdc
Output Voltage ( $15.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ , $P_O < 15\text{ W}$ ) ( $8.0\text{ Vdc} < V_{in} < 21\text{ Vdc}$ ) ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 21\text{ Vdc}$ )	$V_O$	— 5.65	— 6.0	— 6.35	5.7 —	6.0 —	6.3 —	Vdc
Line Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) ( $8.0\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ ) ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 13\text{ Vdc}$ )	$R_{regin}$	— —	3.0 2.0	60 30	— —	9.0 3.0	120 60	mV
Load Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) ( $5.0\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$ ) ( $250\text{ mA} < I_O < 750\text{ mA}$ )	$R_{regload}$	— —	27 9.0	100 30	— —	43 16	120 60	mV
Quiescent Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_B$	—	3.2	6.0	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change ( $8.0\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ ) ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ ) ( $5.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ )	$\Delta I_B$	— — —	— 0.3 0.04	— 0.8 0.5	— — —	— — —	1.3 — 0.5	mA
Ripple Rejection ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 19\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$ )	RR	65	73	—	—	65	—	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) ( $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$ )	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	—	17	—	—	17	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) ( $V_{in} = 35\text{ Vdc}$ )	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	$\pm 0.7$	—	—	0.8	—	mV/°C

## MC7806A, AC

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{in} = 11\text{ V}$ ,  $I_O = 1.0\text{ A}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7806A			MC7806AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	5.88	6.0	6.12	5.88	6.0	6.12	Vdc
Output Voltage ( $15.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ , $P_O < 15\text{ W}$ ) ( $8.6\text{ Vdc} < V_{in} < 21\text{ Vdc}$ )	$V_O$	5.78	6.0	6.24	5.78	6.0	6.24	Vdc
Line Regulation (Note 2) ( $8.6\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ ) ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 13\text{ Vdc}$ ) ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 13\text{ Vdc}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) ( $8.3\text{ Vdc} < V_{in} < 21\text{ Vdc}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$R_{regin}$	— — — —	3.0 5.0 2.0 4.0	11 15 5.0 11	— — — —	9.0 11 3.0 9.0	60 60 30 60	mV
Load Regulation (Note 2) ( $5.0\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$ ) ( $5.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ ) ( $5.0\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) ( $250\text{ mA} < I_O < 750\text{ mA}$ )	$R_{regload}$	— — — —	27 — 9.0	50 — 25	— — —	— 43 16	— 100 100 50	mV
Quiescent Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_B$	—	—	5.0	—	—	6.0	mA
Quiescent Current Change ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ ) ( $8.6\text{ Vdc} < V_{in} < 21\text{ Vdc}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) ( $5.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ )	$\Delta I_B$	— — —	— 0.3 0.04	— 0.5 0.2	— — —	— — —	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 19\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) ( $9.0\text{ Vdc} < V_{in} < 19\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ )	RR	65 65	73 73	— —	— —	65 —	— —	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) ( $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$ )	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	—	17	—	—	17	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) ( $V_{in} = 35\text{ Vdc}$ )	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	$\pm 0.7$	—	—	$-0.8$	—	mV/°C

Notes: 1.  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 $= 0^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

$T_{high} = +150^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 $= +125^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

# MC7800 Series

## MC7808, C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{in} = 14\text{ V}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ , $T_J = T_{low}$ to $T_{high}$ (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808			MC7808C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	7.7	8.0	8.3	7.7	8.0	8.3	Vdc
Output Voltage 15.0 mA < $I_O$ < 1.0 A, $F_O$ < 15W 10.5 Vdc < $V_{in}$ < 23 Vdc 11.5 Vdc < $V_{in}$ < 23 Vdc	$V_O$	—	—	—	—	—	—	Vdc
Line Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) 10.5 Vdc < $V_{in}$ < 25 Vdc 11 Vdc < $V_{in}$ < 17 Vdc	$R_{regin}$	—	3.0	80	—	12	160	mV
Load Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) 5.0 mA < $I_O$ < 1.5 A 250 mA < $I_O$ < 750 mA	$R_{regload}$	—	28	100	—	45	160	mV
Quiescent Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_B$	—	3.2	6.0	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change 10.5 Vdc < $V_{in}$ < 25 Vdc 11.5 Vdc < $V_{in}$ < 25 Vdc 5.0 mA < $I_O$ < 1.0 A	$\Delta I_B$	—	—	—	—	—	1.0	mA
Ripple Rejection 11.5 Vdc < $V_{in}$ < 21.5 Vdc, $f = 120\text{ Hz}$	RR	62	70	—	62	—	—	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in-VO}$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $I_A = +25^\circ\text{C}$ ) 10 Hz < $f$ < 100 kHz	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu\text{V}/\sqrt{\text{O}}$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	—	18	—	—	18	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $I_A = +25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ V}$	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	+1.0	—	—	-0.8	—	mV/ $^\circ\text{C}$

## MC7808A, AC

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{in} = 14\text{ V}$ , $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = T_{low}$ to $T_{high}$ (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808A			MC7808AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	7.84	8.0	8.16	7.84	8.0	8.16	Vdc
Output Voltage 15.0 mA < $I_O$ < 1.0 A, $P_O$ < 15W 10.6 Vdc < $V_{in}$ < 23 Vdc	$V_O$	7.7	8.0	8.3	7.7	8.0	8.3	Vdc
Line Regulation (Note 2) 10.6 Vdc < $V_{in}$ < 25 Vdc, $I_O = 500\text{ mA}$ 11 Vdc < $V_{in}$ < 17 Vdc 11 Vdc < $V_{in}$ < 17 Vdc, $T_J = +25^\circ\text{C}$ 10.4 Vdc < $V_{in}$ < 23 Vdc, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$R_{regin}$	—	4.0	13	—	12	80	mV
Load Regulation (Note 2) 5.0 mA < $I_O$ < 1.5 A 5.0 mA < $I_O$ < 1.0 A 5.0 mA < $I_O$ < 1.5 A, $T_J = +25^\circ\text{C}$ 250 mA < $I_O$ < 750 mA	$R_{regload}$	—	28	50	—	45	100	mV
Quiescent Current $T_J = +25^\circ\text{C}$	$I_B$	—	3.2	5.0	—	4.3	6.0	mA
Quiescent Current Change 11 Vdc < $V_{in}$ < 25 Vdc, $I_O = 500\text{ mA}$ 10.6 Vdc < $V_{in}$ < 23 Vdc, $T_J = +25^\circ\text{C}$ 5.0 mA < $I_O$ < 1.0 A	$\Delta I_B$	—	0.3	0.5	—	—	0.8	mA
Ripple Rejection 11.5 Vdc < $V_{in}$ < 21.5 Vdc, $f = 120\text{ Hz}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ 11.5 Vdc < $V_{in}$ < 21.5 Vdc, $f = 120\text{ Hz}$ , $I_O = 500\text{ mA}$	RR	62	70	—	—	—	—	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in-VO}$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $I_A = +25^\circ\text{C}$ ) 10 Hz < $f$ < 100 kHz	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu\text{V}/\sqrt{\text{O}}$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	—	18	—	—	18	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $I_A = +25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ V}$	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	+1.0	—	—	-0.8	—	mV/ $^\circ\text{C}$

Notes: 1.  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 $= 0^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

$T_{high} = +150^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 $= +125^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

**MC7812, C**  
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{in} = 19\text{ V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812			MC7812C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	11.5	12	12.5	11.5	12	12.5	Vdc
Output Voltage ( $15.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ , $P_O < 15\text{ W}$ ) $14.5\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$ $15.5\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$	$V_O$	11.4	12	12.6	11.4	12	12.6	Vdc
Line Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) $14.5\text{ Vdc} < V_{in} < 30\text{ Vdc}$ $16\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$	$R_{reg}$	—	5.0	120	—	13	240	mV
		—	3.0	60	—	6.0	120	
Load Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) $5.0\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} < I_O < 750\text{ mA}$	$R_{load}$	—	30	120	—	46	240	mV
		—	10	60	—	17	120	
Quiescent Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_B$	—	3.4	6.0	—	4.4	8.0	mA
Quiescent Current Change $14.5\text{ Vdc} < V_{in} < 30\text{ Vdc}$ $15\text{ Vdc} < V_{in} < 30\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$	$\Delta I_B$	—	—	—	—	—	1.0	mA
		—	0.3	0.8	—	—	—	
		—	0.04	0.5	—	—	0.5	
Ripple Rejection $15\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$	$RR$	61	68	—	60	—	—	dB
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $I_A = +25^\circ\text{C}$ ) $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	—	18	—	18	—	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	+1.5	—	—	-1.0	—	mV/ $^\circ\text{C}$

**MC7812A, AC**  
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{in} = 19\text{ V}$ ,  $I_O = 1.0\text{ A}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812A			MC7812AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	11.75	12	12.25	11.75	12	12.25	Vdc
Output Voltage ( $15.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ , $P_O < 15\text{ W}$ ) $14.8\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$	$V_O$	11.5	12	12.5	11.5	12	12.5	Vdc
Line Regulation $14.8\text{ Vdc} < V_{in} < 30\text{ Vdc}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ $16\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$ $16\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ $14.5\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$	$R_{reg}$	—	5.0	18	—	13	120	mV
		—	8.0	30	—	16	120	
		—	3.0	9.0	—	6.0	60	
		—	5.0	18	—	13	120	
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$ $5.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$ $5.0\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ $250\text{ mA} < I_O < 750\text{ mA}$	$R_{load}$	—	30	50	—	—	—	mV
		—	—	—	—	46	100	
		—	—	—	—	46	100	
		—	10	25	—	17	50	
Quiescent Current $T_J = +25^\circ\text{C}$	$I_B$	—	—	5.0	—	—	6.0	mA
		—	3.4	4.0	—	4.4	6.0	
Quiescent Current Change $15\text{ Vdc} < V_{in} < 30\text{ Vdc}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ $14.8\text{ Vdc} < V_{in} < 27\text{ Vdc}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} < I_O < 1.0\text{ A}$	$\Delta I_B$	—	—	0.3	—	—	0.8	mA
		—	—	0.2	—	—	0.8	
		—	0.04	0.2	—	—	0.5	
Ripple Rejection $15\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ $15\text{ Vdc} < V_{in} < 25\text{ Vdc}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $I_O = 500\text{ mA}$	$RR$	61	68	—	—	—	—	dB
		61	68	—	60	—	—	
Dropout Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ( $I_A = +25^\circ\text{C}$ ) $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$	$V_n$	—	10	40	—	10	—	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	—	18	—	18	—	—	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	$I_{sc}$	—	0.2	1.2	—	0.2	—	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$TCV_O$	—	+1.5	—	—	-1.0	—	mV/ $^\circ\text{C}$

Notes: 1.  $T_{low} = -85^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 $= 0^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

$T_{high} = +150^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 $= +125^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

# MC7800 Series

**MC7815, C**  
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{in} = 23\text{ V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815			MC7815C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	14.4	15	15.6	14.4	15	15.6	Vdc
Output Voltage 15.0 mA < $I_O$ < 1.0 A, $P_O$ < 15W 17.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc 18.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc	$V_O$	14.25	15	15.75	14.25	15	15.75	Vdc
Line Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) 17.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc 20 Vdc < $V_{in}$ < 26 Vdc	$R_{regin}$	--	6.0	150	--	13	300	mV
Load Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , Note 2) 5.0 mA < $I_O$ < 1.5 A 250 mA < $I_O$ < 750 mA	$R_{regload}$	--	32	150	--	52	300	mV
Quiescent Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_B$	--	3.4	6.0	--	4.4	8.0	mA
Quiescent Current Change 17.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc 18.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc 5.0 mA < $I_O$ < 1.0 A	$\Delta I_B$	--	0.3	0.8	--	--	1.0	mA
Ripple Rejection 18.5 Vdc < $V_{in}$ < 28.5 Vdc, $f = 120\text{ Hz}$	RR	60	66	--	--	58	--	dB
Droop Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in} - V_O$	--	2.0	2.5	--	2.0	--	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) 10 Hz < $f$ < 100 kHz	$V_n$	--	10	40	--	10	--	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	--	19	--	--	19	--	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	$I_{sc}$	--	0.2	1.2	--	0.2	--	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	--	2.2	--	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV <sub>O</sub>	--	11.8	--	--	-1.0	--	mV/°C

**MC7815A, AC**  
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{in} = 23\text{ V}$ ,  $I_O = 1.0\text{ A}$ ,  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 1) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815A			MC7815AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	14.7	15	15.3	14.7	15	15.3	Vdc
Output Voltage 15.0 mA < $I_O$ < 1.0 A, $P_O$ < 15W 17.9 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc	$V_O$	14.4	15	15.6	14.4	15	15.6	Vdc
Line Regulation (Note 2) 17.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc, $I_O = 500\text{ mA}$ 20 Vdc < $V_{in}$ < 26 Vdc 20 Vdc < $V_{in}$ < 26 Vdc, $T_J = +25^\circ\text{C}$ 17.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$R_{regin}$	--	6.0	22	--	13	150	mV
Load Regulation (Note 2) 5.0 mA < $I_O$ < 1.5 A 5.0 mA < $I_O$ < 1.0 A 5.0 mA < $I_O$ < 1.5 A, $T_J = +25^\circ\text{C}$ 250 mA < $I_O$ < 750 mA	$R_{regload}$	--	32	50	--	52	100	mV
Quiescent Current $T_J = +25^\circ\text{C}$	$I_B$	--	3.4	5.5	--	4.4	6.0	mA
Quiescent Current Change 17.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc, $I_O = 500\text{ mA}$ 17.5 Vdc < $V_{in}$ < 30 Vdc, $T_J = +25^\circ\text{C}$ 5.0 mA < $I_O$ < 1.0 A	$\Delta I_B$	--	0.3	0.5	--	--	0.8	mA
Ripple Rejection 18.5 Vdc < $V_{in}$ < 28.5 Vdc, $f = 120\text{ Hz}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ 18.5 Vdc < $V_{in}$ < 28.5 Vdc, $f = 120\text{ Hz}$ , $I_O = 500\text{ mA}$	RR	60	66	--	--	58	--	dB
Droop Voltage ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in} - V_O$	--	2.0	2.5	--	2.0	--	Vdc
Output Noise Voltage ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) 10 Hz < $f$ < 100 kHz	$V_n$	--	10	40	--	10	--	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance ( $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$R_O$	--	19	--	--	19	--	m $\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	$I_{sc}$	--	0.2	1.2	--	0.2	--	A
Peak Output Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{max}$	1.3	2.5	3.3	--	2.2	--	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV <sub>O</sub>	--	11.8	--	--	-1.0	--	mV/°C

Notes: 1.  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 =  $0^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

$T_{high} = +150^\circ\text{C}$  for MC78XX, A  
 =  $+125^\circ\text{C}$  for MC78XXC, AC

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

LM117L  
LM217L  
LM317L

## Advance Information

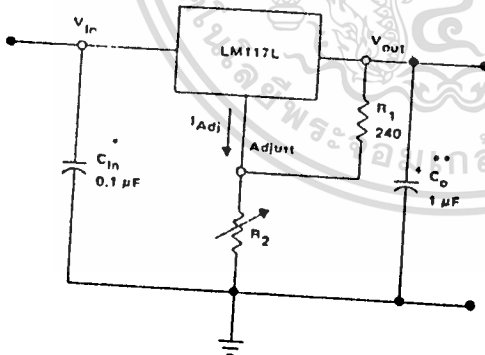
### 3-TERMINAL ADJUSTABLE OUTPUT POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

The LM117L/217L/317L are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 100 mA over an output voltage range of 1.2 V to 37 V. These voltage regulators are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, they employ internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making them essentially blow-out proof.

The LM117L series serves a wide variety of applications including local, on card regulation. This device also makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM117L series can be used as a precision current regulator.

- Output Current in Excess of 100 mA
- Output Adjustable Between 1.2 V and 37 V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Standard 3-Lead Transistor Packages
- Eliminates Stocking Many Fixed Voltages

#### STANDARD APPLICATION



\*  $C_{in}$  is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter

\*\*  $C_o$  is not needed for stability, however it does improve transient response.

$$V_{out} = 1.25 V \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} R_2$$

Since  $I_{Adj}$  is controlled to less than 100  $\mu A$ , the error associated with this term is negligible in most applications.

### LOW-CURRENT 3-TERMINAL ADJUSTABLE POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUIT

Z SUFFIX  
CASE 29  
TO-92  
PLASTIC PACKAGE  
(LM317L only)



Pin 1 Adjust  
Pin 2  $V_{out}$   
Pin 3  $V_{in}$

H SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 79  
(TO-39)



(Case is output)



Pin 1  $V_{in}$   
Pin 2 Adjust  
Pin 3  $V_{out}$

#### ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
LM117LH	$T_J = -55^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	Metal Can
LM217LH	$T_J = -25^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	Metal Can
LM317LH	$T_J = 0^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	Metal Can
LM317LZ	$T_J = 0^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	Plastic

This is advance information and specifications are subject to change without notice.

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Input-Output Voltage Differential	$V_I - V_O$	40	Vdc
Power Dissipation	$P_D$	Internally Limited	
Operating Junction Temperature Range LM117L LM217L LM317L	$T_J$	-55 to +150 -25 to +160 0 to +125	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	°C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_I - V_O = 5\text{ V}$ ;  $I_O = 40\text{ mA}$ ;  $T_J = T_{low}$  to  $T_{high}$  (see Note 1);  $I_{max}$  and  $P_{max}$  per Note 2; unless otherwise specified.)

Characteristic	Figure	Symbol	LM117L/217L			LM317L			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $3\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$	1	Reg <sub>line</sub>	-	0.01	0.02	-	0.01	0.04	%/V
Load Regulation (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $5\text{ mA} < I_O < I_{max}$ $V_O < 5\text{ V}$ $V_O > 5\text{ V}$	2	Reg <sub>load</sub>	-	5 0.1	15 0.3	-	5 0.1	25 0.5	mV % $V_O$
Adjustment Pin Current	3	$I_{Adj}$	-	50	100	-	50	100	µA
Adjustment Pin Current Change $2.5\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$ $5\text{ mA} < I_O < I_{max}$ , $P_D < P_{max}$	1, 2	$\Delta I_{Adj}$	-	0.2	5	-	0.2	5	µA
Reference Voltage (Note 4) $3\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$ $5\text{ mA} < I_O < I_{max}$ , $P_D < P_{max}$	3	$V_{ref}$	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation (Note 3) $3\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$	1	Reg <sub>line</sub>	-	0.02	0.05	-	0.02	0.07	%/V
Load Regulation (Note 3) $5\text{ mA} < I_O < I_{max}$ $V_O < 5\text{ V}$ $V_O > 5\text{ V}$	2	Reg <sub>load</sub>	-	20 0.3	50 1	-	20 0.3	70 1.5	mV % $V_O$
Temperature Stability ( $T_{low} < T_J < T_{high}$ )	3	$T_S$	-	0.7	-	-	0.7	-	% $V_O$
Minimum Load Current to Maintain Regulation ( $V_I - V_O = 40\text{ V}$ )	3	$I_{Lmin}$	-	3.5	5	-	3.5	5	mA
Maximum Output Current $V_I - V_O < 20\text{ V}$ , $P_D < P_{max}$ H Package $V_I - V_O < 6.25\text{ V}$ , $P_D < P_{max}$ Z Package $V_I - V_O = 40\text{ V}$ , $P_D < P_{max}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ H Package Z Package	3	$I_{max}$	100 100	200 200	- -	100 100	200 200	- -	mA mA
RMS Noise, % of $V_O$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} < f < 10\text{ KHz}$	-	N	-	0.003	-	-	0.003	-	% $V_O$
Ripple Rejection, $V_O = 10\text{ V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ (Note 5) Without CADJ CADJ = $10\text{ }\mu\text{F}$	4	RR	-	65 80	- -	- -	65 80	- -	dB
Long Term Stability, $T_J = T_{high}$ (Note 6) $T_A = 25^\circ\text{C}$ for Endpoint Measurements	3	S	-	0.3	1	-	0.3	1	%/1.0k Hrs
Thermal Resistance Junction to Case H Package (TO-39) Z Package (TO-92)	-	$R_{\theta JC}$	-	40	-	-	40	-	°C/W

NOTES: (1)  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for LM117L  $T_{high} = +150^\circ\text{C}$  for LM117L  
 $= -25^\circ\text{C}$  for LM217L  $= +150^\circ\text{C}$  for LM217L  
 $= 0^\circ\text{C}$  for LM317L  $= +125^\circ\text{C}$  for LM317L

(2)  $I_{max} = 100\text{ mA}$

$P_{max} = 2\text{ W}$  for H (TO-39) Package  
 $= 625\text{ mW}$  for Z (TO-92) Package

(3) Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating

effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

(4) Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

(5) CADJ, when used, is connected between the adjustment pin and ground.

(6) Since Long Term Stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

SCHEMATIC DIAGRAM

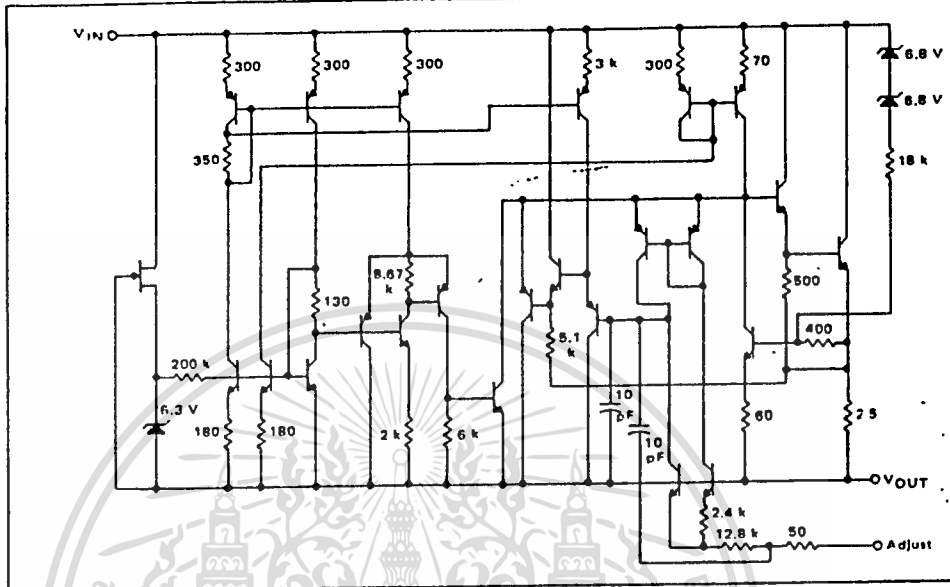
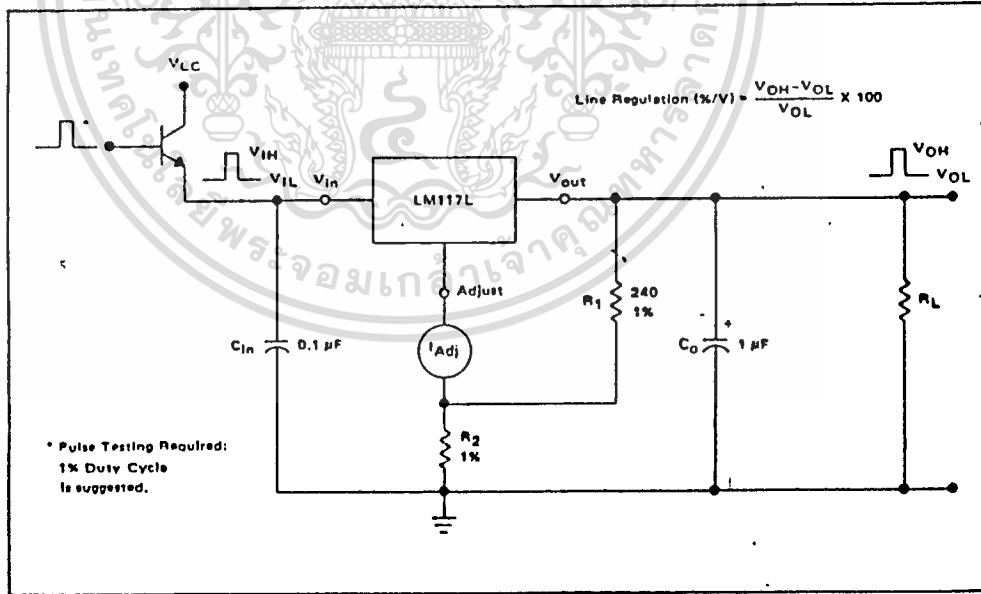


FIGURE 1 - LINE REGULATION AND  $\Delta I_{adj}$ /LINE TEST CIRCUIT



# LM117L, LM217L, LM317L

FIGURE 2 - LOAD REGULATION AND  $I_{Adj}$ /LOAD TEST CIRCUIT

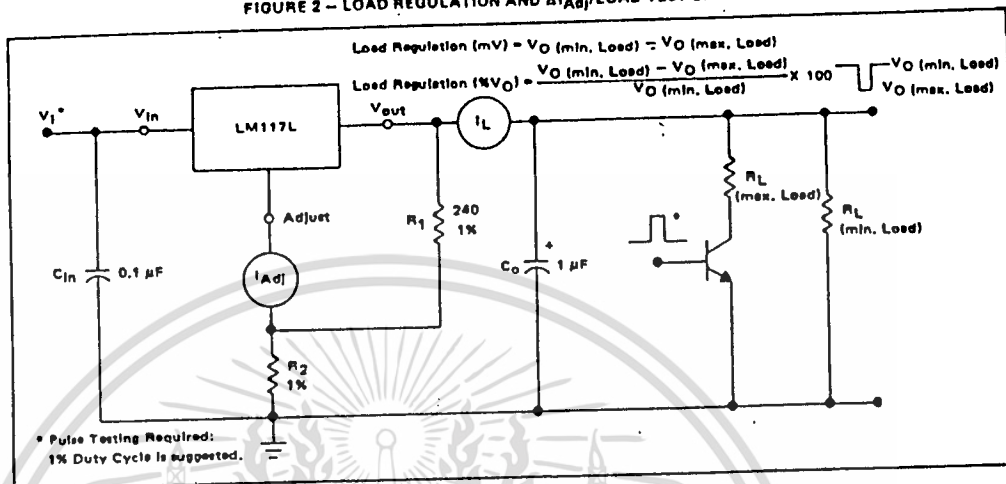


FIGURE 3 - STANDARD TEST CIRCUIT

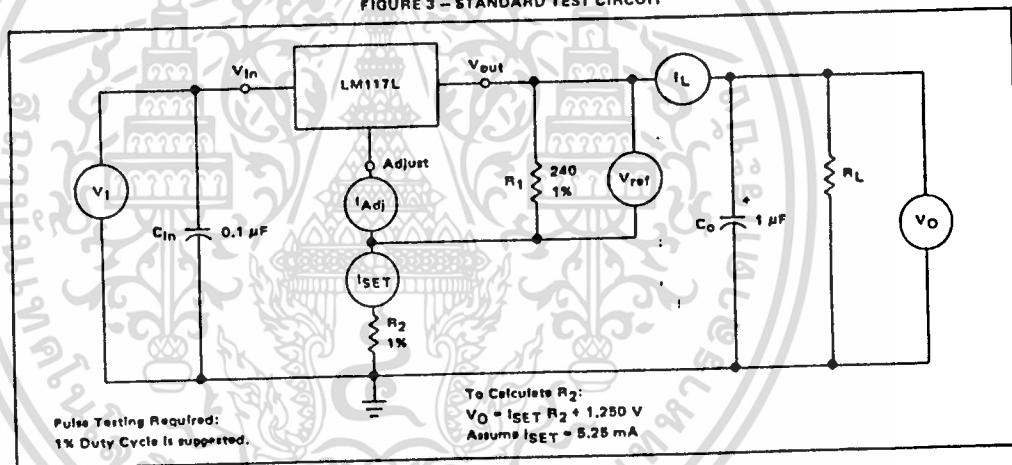
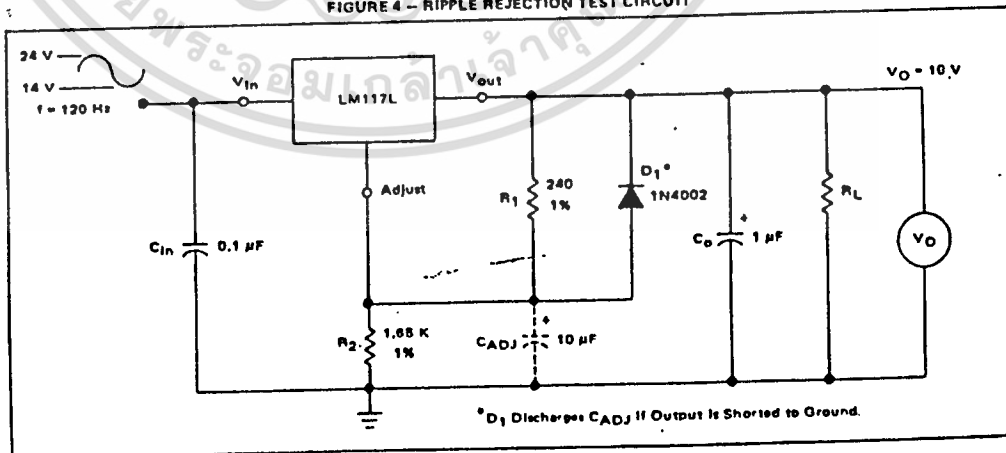


FIGURE 4 - RIPPLE REJECTION TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LM117L, LM217L, LM317L

FIGURE 5 - LOAD REGULATION

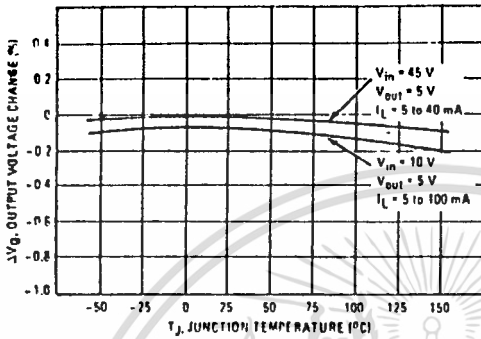


FIGURE 6 - RIPPLE REJECTION

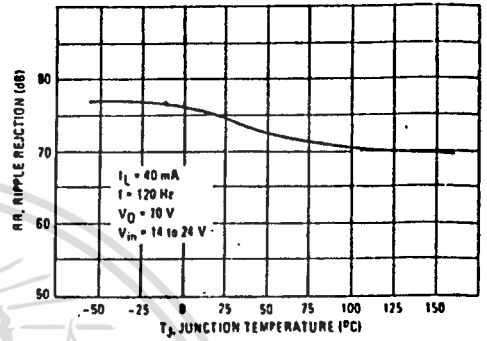


FIGURE 7 - CURRENT LIMIT

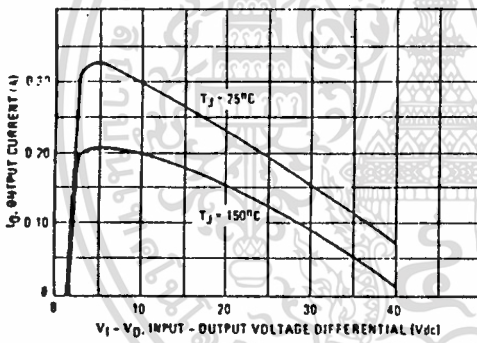


FIGURE 8 - DROPOUT VOLTAGE

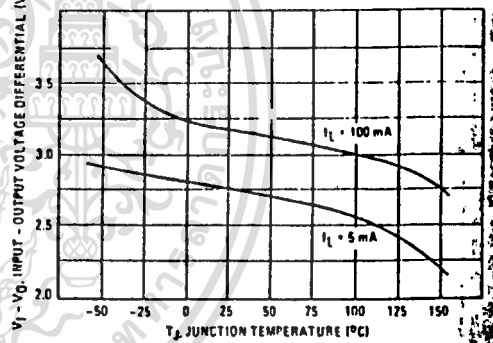


FIGURE 9 – TEMPERATURE STABILITY

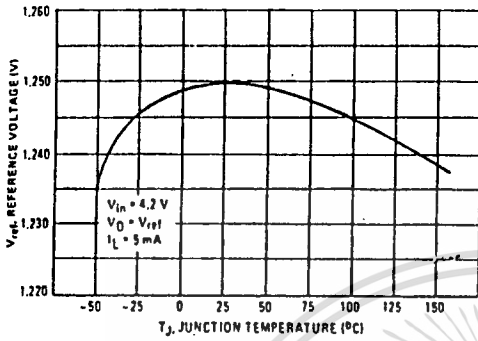


FIGURE 10 – ADJUSTMENT PIN CURRENT

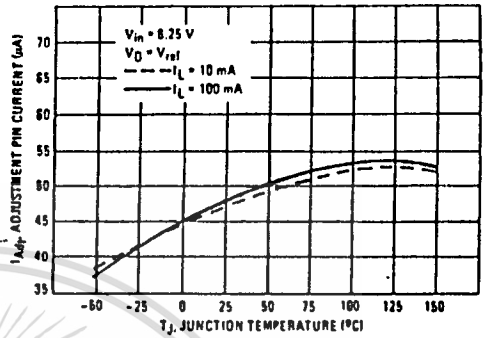


FIGURE 11 – LINE REGULATION

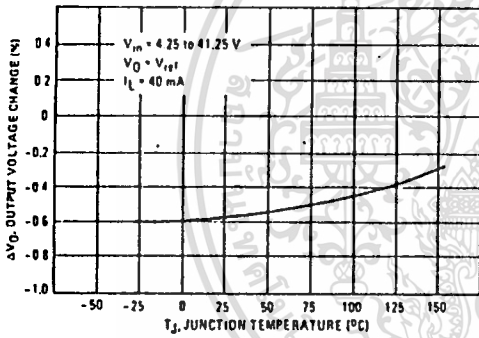
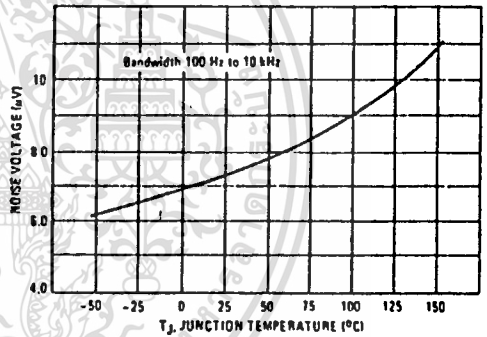
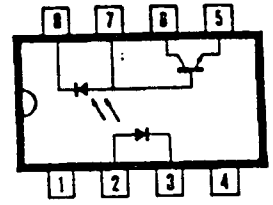


FIGURE 12 – OUTPUT NOISE



# LED-Photo Diode with Transistor Buffer

## LED-フォト・ダイオード+トランジスタ (ベース端子付き)



型 番	社 名	最 大 定 格									動 作 特 性									備 考	
		1 次 側			2 次 側			全 体			1 次 側		2 次 側		1 次 - 2 次 間						
		$I_F$ max (mA)	$V_R$ max (V)	$P_{D1}$ max (mW)	$V_{CE}$ max (V) $V_{CC}^*$	$I_{OL}$ max (mA)	$P_{D2}$ max (mW)	$I/V$ min (kV) DC/AC*	$T_c$ min max (°C)	$V_F$ max typ* $I_F$ (V/mA)	$C_i$ max typ* (pF)	$t_r$ max typ* (μs)	$t_f$ max typ* (μs)	$h_{FE}$ min typ*	CTR min / $I_F$ (%/mA)	$V_{CES}$ max / $I_F, I_c$ (V/mA, mA)	$C_{i-2}$ max typ* (pF)	$t_w$ max typ* (μs)	$f_T$ min typ* (MHz)		
PS2006H	日電	25	5	45	15*	8	100	2.5	-55~100	1.7/16	60°	-	-	120°	15/16	0.4/16, 2.4	0.7*	0.8	-	デジタル $V_{CC}4.5\sim 5.5V$ 短	
PS2006H(1)		"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	-	"	7/16	0.4/16, 1.1	"	1.5	-	デジタル 短	
PC618	ノキア	25	-	-	-	8	100	2.0*	-	-	-	-	-	15/16	-	-	0.3*	-	-	デジタル $V_{CC}4.5\sim 5.5V$	
TLP551	東芝	25	5	45	15*	8	100	2.5*	-55~100	1.85/16	60	-	-	-	10/16	0.4/16, 1.1	0.8	1*	-	デジタル $V_{CC}4.5\sim 5.5V$ 短UL	
6N135	HP	25	5	45	15	8	100	3.0	-55~100	1.7/16	60°	-	-	175°	7/16	0.4/16, 1.1	0.6*	1.5	2.0*	デジタル JEDEC	
6N136		"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	-	"	19/16	0.4/16, 2.4	"	0.8	"	JEDEC	
HCPL-2502		"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	-	"	15/16	"	"	"	"	CTRmax22%	
HCPL-2503	HP	-	-	-	-	8	-	-	-	-	-	-	-	-	15	-	-	1.5	-	-	応答(typ)は250K Baud

APPENDIX 1-16\*

LM555/LM555C

absolute maximum ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

electrical characteristics  $I_{TA}$  25°C,  $V_{CC}$  +5V to +15V unless otherwise specified

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5V, R_L = \infty$		3	5		3	6	mA
	$V_{CC} = 15V, R_L = \infty$ (Low State) (Note 1)		10	12		10	15	mA
Timing Error, Monostable			5	2		1		%
Initial Accuracy	$R_A, R_B = 1k$ to $100k$ , $C = .1\mu F$ , (Note 2)		30	100		50		ppm/C
Drift with Temperature			.005	.02		.01		%/V
Drift with Supply				.667			.667	% $V_{CC}$
Threshold Voltage								V
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15V$	4.8	5	5.2		5		V
	$V_{CC} = 5V$	1.45	1.87	1.9		1.67		V
Trigger Current			.5			.5		$\mu A$
Reset Voltage		.4	.7	1	.4	.7	1	V
Reset Current			.1			.1		mA
Threshold Current	(Note 3)		.1	.25		.1	.25	$\mu A$
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15V$	9.8	10	10.4	9	10	11	V
	$V_{CC} = 5V$	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15V$ $I_{SINK} = 10$ mA		.1	.15		.1	.25	V
	$I_{SINK} = 50$ mA		.4	.5		.4	.75	V
	$I_{SINK} = 100$ mA		2	2.2		2	2.5	V
	$I_{SINK} = 200$ mA		2.5			2.5		V
	$V_{CC} = 5V$ $I_{SINK} = 8$ mA			.1	.25		.25	.35
Output Voltage Drop (High)	$I_{SOURCE} = 200$ mA $V_{CC} = 15V$		12.5			12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100$ mA $V_{CC} = 15V$	13	13.3		12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5V$	3	3.3		2.75	3.3		V
			100			100		mV
Rise Time of Output			100			100		nS
Fall Time of Output			100			100		nS

Note 1: Supply current when output high typically 1 mA less at  $V_{CC} = 5V$

Note 2: Tested at  $V_{CC} = 5V$  and  $V_{CC} = 15V$ .

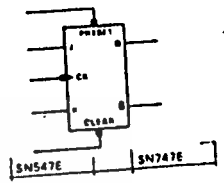
Note 3: This will determine the maximum value of  $R_A + R_B$  for 15V operation. The max total ( $R_A + R_B$ ) = 20 M $\Omega$

APPENDIX 1-17\*

SERIES 54/74 FLIP-FLOPS

recommended operating conditions

	SERIES 54/74	'70		'72, '73, '76, '107			
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Supply voltage, VCC	Series 54	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5
	Series 74	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25
High-level output current, IOH				-400			-400
Low-level output current, IOL				16			16
Pulse width, tw	Clock high		20		20		
	Clock low		30		47		
	Preset or clear low		25		25		
Input setup time, tsetup			51		01		
Input hold time, thold			-55		125		-55
Operating free-air temperature, TA	Series 54			0	70		
	Series 74			0	70		



\* The arrow indicates the edge of the clock pulse used for reference <sup>1</sup> for the rising edge, <sup>1</sup> for the falling edge.  
 electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>1</sup>	'70		'72, '73, '76, '107				
		MIN	TYP <sup>1</sup>	MAX	MIN	TYP <sup>1</sup>	MAX	
V <sub>IH</sub> High-level input voltage		2			2			
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage				0.8		0.8		
V <sub>I</sub> Input clamp voltage	VCC = MIN, I <sub>I</sub> = -12 mA			-1.5		-1.5		
V <sub>OH</sub> High-level output voltage	VCC = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, V <sub>IL</sub> = 0.8 V, I <sub>OH</sub> = MAX	2.4	3.4		2.4	3.4		
V <sub>OL</sub> Low-level output voltage	VCC = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, V <sub>IL</sub> = 0.8 V, I <sub>OL</sub> = 16 mA		0.2	0.4		0.2	0.4	
I <sub>I</sub> Input current at maximum input voltage	VCC = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V			1			1	
I <sub>IH</sub> High-level input current	D, J, K, or R			40			40	
	Clear			80			80	
	Preset			80			80	
	Clock			40			80	
I <sub>IL</sub> Low-level input current	D, J, K, or R			-1.6			-1.6	
	Clear			-3.2			-3.2	
	Preset			-3.2			-3.2	
	Clock			-1.6			-3.2	
I <sub>OS</sub> Short-circuit output current*	Series 54 Series 74			-20		-57	-20	
I <sub>CC</sub> Supply current (Average per flip-flop)	VCC = MAX, See Note 1			-18		-57	-18	
				13	26		10	20

switching characteristics, VCC = 5 V, TA = 25°C

PARAMETER <sup>1</sup>	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'70		'72, '73, '76, '107			
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
t <sub>PD</sub>			C <sub>L</sub> = 15 pF, R <sub>L</sub> = 400 Ω, See Note 2	20	35		15	20	
t <sub>PLH</sub>	Preset (as applicable)	0			80		16	25	
t <sub>PHL</sub>		0			80		25	40	
t <sub>PLH</sub>	Clear (as applicable)	0			50		16	25	
t <sub>PHL</sub>		0			80		25	40	
t <sub>PLH</sub>	Clock	0 or 0			10	27	80	10	16
t <sub>PHL</sub>		0 or 0			10	18	60	10	25

\* Courtesy of Texas Instruments, Incorporated

GFF200E

■外形図番号

■電気的特性

■電気的特性 ( $T_j=25^{\circ}\text{C}$ )

記号	測定条件	Min	Typ	Max	単位
$I_{DRM}$	$V_D = V_{DRXM}, R_{GK} = 100\Omega$			1	mA
$V_{TM}$	$I_{TM} = 200\text{A}$			3.8	V
$V_{GT}$	$V_D = 12\text{V}, R_L = 2\Omega$			1.5	V
$I_{GT}$				600	mA
$dv/dt$	$T_j = 125^{\circ}\text{C}; V_D = 800\text{V}, R_{GK} = 300\Omega$	1000			V/ $\mu\text{s}$
$I_H$	$V_D = 24\text{V}$		4		A
$I_{LATCH}$	$V_D = 24\text{V}$		6		A
$t_{MI}$	$V_D = 800\text{V}$ $I_{TM} = 200\text{A}$ $I_{GP} = 8\text{A}$		3	4	$\mu\text{s}$
	$t_i$		1		
			2		
$t_{MI}$	$V_D = 800\text{V}, I_{TM} = 200\text{A}$ $E_{eff} = 12\text{V}$ $L_G = 0.4\mu\text{H}$		4.5	6	$\mu\text{s}$
	$t_i$		4		
	$t_j$		0.5		
$Q_{GQ}$			200	300	$\mu\text{C}$
$R_{th}$	接合~ケース間			0.35	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

記号	単位
$V_{DRM}$	V
$I_{DRMS}$	A
$I_{TCM}$	A
$I_{TCSM}$	A
$I_{TSM}$	A
$di/dt$	A/ $\mu\text{s}$
$I^2 \cdot t$	A <sup>2</sup> S
$V_{GRM}$	V
$P_{GR(AV)}$	W
$P_{GM}$	W
$P_{GR(AV)}$	W
$P_{GRM}$	W
$T_j$	$^{\circ}\text{C}$
$T_{stg}$	$^{\circ}\text{C}$

GFF200E12

## กิติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำขอขอบคุณ

- # อาจารย์ สุวงศ์ ไสมพงศ์ ที่ให้คำปรึกษาและให้คำแนะนำ, เอื้อเฟื้ออุปการะและปัจจัยในการซื้ออุปกรณ์
- # อาจารย์ วีรเชษฐ์ ขันเงิน ที่ให้ชื่อเรื่องและคำแนะนำก่อนจากไปศึกษาต่อ
- # คุณพ่อคุณแม่ ที่ ให้กำเนิดคณะผู้จัดทำ และยังเป็นห่วงสุขภาพ
- # เพื่อนๆ ที่คอยให้ คำแนะนำ, กำลังใจ, ความหวังใจ และคำอวยพรให้ประสบความสำเร็จ

ท้ายสุด ขอชมเชยความมีน้ำอดน้ำทนในการค้นคว้าหาหนังสืออ่าน ของคณะผู้จัดทำ

หนังสืออ้างอิง

1. EIICHI OHNE "Introduction to Power Electronics (monographs in electrical and electronics engineering;20", CLARENDON PRESS OXFORD 1988
2. G.K. DUBEY,S.R. DORADLA ,A. JOSHI,R.M.K. SINHA "Thyristorised Power Controllers", WILLEY EASTERN LIMITED C 1986
3. KJELD THORBERG "Power Electronics", PRENTICE-HALL INTERNATIONAL (UK) LTD. 1988
4. GOPAL K.DUBEY "Power Semiconductor Controlled Drives",PRENTICE-HALL INTERNATIONAL (UK) LTD. 1989
5. CYRIL W. LANDER "Power Electronics", McGRAW-HILL BOOK COMPANY (UK) LTD. 1981
6. HISAO KUBOTA, KOUKI MATSUSE, JONG-HA REE "Analysis of New Current Source GTO Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELETRONICS,VOL. PE-1 NO. 4 ,OCTOBER 1986